



สัญญาเลขที่ IUG5280005

รายงานการวิจัยฉบับสมบูรณ์

(ตั้งแต่วันที่ 30 กันยายน 2552 ถึงวันที่ 26 กรกฎาคม 2561)

โครงการ

มัลติมีเดียสำหรับหุ่นยนต์และแอปพลิเคชันทางอุตสาหกรรม

โดย

รศ.ดร.พีระยศ แสนโกชณ์

นายเชมภัทร สมสังข์

อ.ณัฐวุฒิ ชินธเนศ

นายปริญญ์ ศรีธานี

นายนิติ แก้ววรรณศรี

นางสาวปานนที รัชประยูร

นายภาณุพันธ์ มังคลา

นายชวลิต นฤมิตรกุล

นายศักดิ์ดา สุขแสง

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

ชุดโครงการการสร้างกำลังคนเพื่อพัฒนาอุตสาหกรรม ของฝ่ายวิชาการ

สนับสนุนโดยสำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย (สกว.)

สารบัญ

เนื้อหา	หน้า
ส่วนที่ 1 การดำเนินงาน	1
ส่วนที่ 2 สรุปผลการดำเนินงาน	5
ส่วนที่ 3 อุปสรรคในการดำเนินงาน	6
ส่วนที่ 4 ข้อคิดเห็นและข้อเสนอแนะอื่นๆ แก่ สกว.	8
ส่วนที่ 5 รายงานวิจัย	9

รายงานในช่วงตั้งแต่วันที่ 30 กันยายน 2552 ถึงวันที่ 30 พฤศจิกายน 2555

ชื่อหัวหน้าโครงการวิจัยผู้รับทุน: รศ.ดร.พีระยศ แสนโกชน์

หน่วยงาน: ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

ส่วนที่ 1 การดำเนินงาน:

☐ ได้ดำเนินงานตามแผนงานที่ได้วางไว้ทุกประการ

☒ ได้เปลี่ยนแปลงตามแผนงานที่วางไว้ดังนี้ คือ

1. เนื่องจากได้รับงบประมาณช้า และมีปัญหาทางด้านการออกแบบ Hardware การวิจัยได้เริ่มต้นตั้งแต่ 15 กรกฎาคม 2553 ถึงวันที่ 18 พฤศจิกายน 2555
2. ทางคณะผู้วิจัยได้ประสบปัญหาเกี่ยวกับด้านตัวควบคุมซึ่งไม่สามารถทำการ flash ได้จึงได้เปลี่ยนไปใช้ตัวควบคุมของ TI แทน จึงต้องเลื่อนออกไปล่าช้าอีก 6 เดือน
3. วงจรขับมอเตอร์ได้เกิดปัญหากระแสดเกินจึงทำให้ต้อง ออกแบบบอร์ดใหม่ จึงต้องเลื่อนออกไปล่าช้าอีก 6 เดือน
4. เนื่องจากติดปัญหาส่วนตัว ทำให้ต้องย้ายราชการไปที่ ม.ราชภัฏอุดรธานี และกลับราชการมาที่ประจำที่ ม.เกษตรศาสตร์ จึงได้กลับมาดำเนินงานวิจัยต่อ

1.1 งานที่ได้ดำเนินการ

1. ออกแบบ Math Model ของมอเตอร์
2. สรุป Concept และ Algorithms ของการควบคุมมอเตอร์
3. จัดซื้อวัสดุที่จำเป็นต่องานวิจัยศึกษา
4. ออกแบบวงจรของ Microcontroller และอุปกรณ์ต่อพ่วงของระบบทั้งหมด
5. ออกแบบ Print Circuit Board (PCB)
6. ประกอบอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ลงบนแผ่น PCB
7. เขียนโปรแกรมควบคุมบน Microcontroller และชุดขับสำหรับมอเตอร์ 1 ตัว
8. ขยายทำบอร์ด Microcontroller และชุดขับสำหรับมอเตอร์อีก 1 ตัว เพื่อสามารถขยายการควบคุมเป็น Multimotor Drive
9. ออกแบบส่วนสื่อสารระหว่าง Computer และ Microcontroller

10. ออกแบบ GUI และฟังก์ชันบน PC ระหว่าง user และบอร์ด microcontroller

1.2 Gantt chart เปรียบเทียบกิจกรรมที่เสนอในข้อเสนอโครงการ และกิจกรรมที่ทำจริง

ระยะเวลา	กิจกรรม (ตามแผน)	เป้าหมาย (ตามแผน)	ผลการดำเนินการ	หมายเหตุ
เดือนที่ 1	- ออกแบบ Math Model ของมอเตอร์ - สรุป Concept และ Algorithms ของการควบคุมมอเตอร์ - จัดซื้อวัสดุที่จำเป็นต่องานวิจัย	- ได้ Math model ของมอเตอร์ที่ต้องการควบคุม - ได้ concept และ Algorithms ของการควบคุมมอเตอร์ - ได้วัสดุที่ต้องใช้ในงานวิจัยนี้	- ออกแบบ Math Model ของมอเตอร์ - สรุป Concept และ Algorithms ของการควบคุมมอเตอร์ - จัดซื้อวัสดุที่จำเป็นต่องานวิจัย	
เดือนที่ 2	- ออกแบบวงจรของ Microcontroller และอุปกรณ์ต่อพ่วงของระบบทั้งหมด - ออกแบบ Print Circuit Board (PCB) - นำ file PCB ไปทดสอบกับโปรแกรมทดสอบเพื่อวิเคราะห์การทนต่อสัญญาณรบกวน	- ได้ File PCB ที่สมบูรณ์พร้อมผลิตแผ่น PCB	- ออกแบบวงจรของ Microcontroller และอุปกรณ์ต่อพ่วงของระบบทั้งหมด - ออกแบบ Print Circuit Board (PCB)	ไม่ได้นำ file PCB ไปทดสอบกับโปรแกรมทดสอบเพื่อวิเคราะห์การทนต่อสัญญาณรบกวน
เดือนที่ 3	- ผลิต PCB โดยการส่งเข้าโรงงานผลิต	- ได้ PCB สำหรับประกอบ	- ผลิต PCB โดยการส่งเข้าโรงงานผลิต	
เดือนที่ 4	- ประกอบอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ลงบนแผ่น PCB	- ได้บอร์ดสำหรับควบคุมและขับ Motor	- ประกอบอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ลงบนแผ่น PCB	
เดือนที่ 5	- เขียนโปรแกรม Driver บน Microcontroller ควบคุมมอเตอร์	- บอร์ดควบคุมสามารถติดต่อกับอุปกรณ์ภายนอกได้	- เขียนโปรแกรม Driver บน Microcontroller ควบคุมมอเตอร์	
เดือนที่ 6-	- เขียนโปรแกรมควบคุม	- Microcontroller	- เขียน	

ระยะเวลา	กิจกรรม (ตามแผน)	เป้าหมาย (ตามแผน)	ผลการดำเนินการ	หมายเหตุ
7	บน Microcontroller สำหรับมอเตอร์ 1 ตัว	สามารถสั่งงานให้ Motor เคลื่อนที่ได้ตามความต้องการ สำหรับมอเตอร์ 1 ตัว	โปรแกรมควบคุมบน Microcontroller สำหรับมอเตอร์ 1 ตัว	
เดือนที่ 8-9	- ออกแบบ RTOS สำหรับการควบคุมมอเตอร์	- ได้ระบบปฏิบัติการ RTOS	- ออกแบบ RTOS สำหรับการควบคุมมอเตอร์	
เดือนที่ 10	- ทำการ Duplicate ระบบเพื่อให้ได้ระบบควบคุมมอเตอร์พร้อมกัน 6 ตัว	Microcontroller สามารถสั่งงานให้ Motor เคลื่อนที่ได้ตามความต้องการ สำหรับมอเตอร์ 6 ตัว	ทำการ Duplicate ระบบสำหรับควบคุมมอเตอร์ 3 ตัว	- ใช้ได้ 2 ตัว เนื่องจากลายวงจร CPU ลอกและไม่ได้ duplicate 6 ตัวเนื่องจากปัญหาของ JTAG - หาซื้อมอเตอร์ BLDC 1.5 kW ได้แค่ตัวเดียว
เดือนที่ 11	- เขียนโปรแกรมเพื่อป้องกัน (Protect and Security) ความเสียหายของมอเตอร์ในกรณีต่างๆ เช่น Over Current เป็นต้น - เขียนโปรแกรมรายงานสถานะการทำงาน	- ได้ระบบควบคุมที่สามารถป้องกันความเสียหายของมอเตอร์ - สามารถ Monitor สถานะของการทำงานของมอเตอร์แต่ละตัวได้	- ได้ระบบควบคุมที่สามารถป้องกันความเสียหายของมอเตอร์ - สามารถ Monitor สถานะของการทำงานของมอเตอร์ได้	
เดือนที่ 12	- สรุปเอกสารการวิจัย - นำผลวิจัยที่สรุปแล้วมาทำเอกสารวิชาการ	- มีรายงานการวิจัยฉบับสมบูรณ์ - มีเอกสารทางวิชาการ	- มีรายงานการวิจัยฉบับสมบูรณ์ - มีเอกสารทางวิชาการ	

1.3 ในรอบที่ผ่านมาได้

- 0 ติดต่อทางโทรศัพท์ / โทรสาร กับ user 40 ครั้ง
- 0 ประชุมร่วมกับภาคอุตสาหกรรม (บริษัท มิกซ์เอ็น คอร์ปอเรชั่น) 15 ครั้ง
- 0 ไปพบภาคอุตสาหกรรม บริษัท มิกซ์เอ็น คอร์ปอเรชั่น 10 ครั้ง
- 0 ติดต่อ สกว. หรือ สปว. 3 ครั้ง
- ประชุมทีมวิจัย 80 ครั้ง เป็นเรื่อง
- 0 ทบทวน / 0 วางแผนงาน 30 ครั้ง
- 0 หาหรือปัญหาการทำวิจัย 20 ครั้ง
- 0 วิเคราะห์ผล 10 ครั้ง
- 0 มอบหมายงาน 20 ครั้ง
- 0 การจัดหาจัดจ้าง 5 ครั้ง

หมายเหตุ การประชุมแต่ละครั้ง อาจมีการประชุมหลายวาระ

1.4 ในรอบ 26 เดือน ที่ผ่านมาได้ติดตามข้อมูลงานวิจัยโดย

- 0 อ่าน paper ที่เกี่ยวข้อง 50 ชิ้น
- 0 ค้นข้อมูลทาง internet 250 ครั้ง

1.5 ในกรณีที่เมื่อนักศึกษาระดับบัณฑิตศึกษาหรือผู้ช่วยวิจัยในโครงการ ในรอบที่ผ่านมาได้

- 0 ให้นักศึกษานำเสนอความก้าวหน้า 30 ครั้ง
- 0 ประชุมกับนักศึกษา / ผู้ช่วยวิจัย หรือนักศึกษาขอพบเพื่อหาหรือการทำวิจัย 70 ครั้ง
- 0 ตรวจสอบผลงานวิจัยที่ทำโดยนักศึกษา หรือผู้ช่วยวิจัย

ส่วนที่ 2 สรุปผลการดำเนินการ

1. ได้บอร์ดการขับเคลื่อนมอเตอร์ BLDC ซึ่งสามารถควบคุมความเร็วมอเตอร์ได้ โดยมีฟังก์ชันดังนี้
 - สามารถควบคุมและถูกควบคุมผ่าน CAN Bus ได้
 - สามารถปรับความถี่ PWM ได้ 3 ระดับ คือ 10, 15, 20 kHz
 - สามารถปรับ Acceleration Time และ Deceleration Time ได้
 - สามารถปรับความเร็ว Per Unit ได้ 5 ระดับ คือ 1000, 1500, 2000, 2500, 3000 rpm
 - สามารถปรับค่า PID gain ได้
 - สามารถวัด Reference Speed และ Feedback Speed ผ่านพอร์ต DAC ได้
 - สามารถเลือกได้ว่าสามารถรับ Reference Speed จาก POT หรือ CAN Bus
 - มี 7 segment ที่สามารถแสดงผลได้ทั้งความถี่ PWM, Acceleration Time, Deceleration Time, Per Unit, CAN Bus, PID gain ฯลฯ
2. บอร์ดที่ออกแบบมาพร้อมที่จะเป็นบอร์ด Multi-Motor Drive ได้
3. ได้บทความวิชาการจำนวน 7 เรื่อง โดยบทความ 2 เรื่องเกี่ยวข้องกับงาน BLDC motor drive และบทความ 5 เรื่องเกี่ยวข้องกับแขนหุ่นยนต์
4. กำลังส่งเอกสารเพื่อขออนุสิทธิบัตร
5. สามารถผลิตผู้ช่วยนักวิจัยระดับปริญญาโท 6 คน

ส่วนที่ 3 อุปสรรคในการดำเนินงาน

ทางคณะผู้วิจัยได้พบปัญหา และได้ทำการแก้ไขดังตารางดังนี้

ลำดับที่	ปัญหา	การแก้ไข
1	ไม่สามารถใช้บอร์ด MCP5554 EVB ในการพัฒนาได้อีก เนื่องมาจากการที่ Shadow block ถูกลบมาก่อนหน้าทำให้ IC MCP5554 ถูก lock และ ไม่ได้มีการลงโปรแกรม recovery shadow block ตาม application note Preventing Device Lockout via Censorship on MPC55xx and MPC563x Families (AN3787) ทำให้ไม่สามารถ unlock ได้	เปลี่ยนเป็นตัวควบคุมโดยใช้บอร์ด DSP Texas Instruments TMS320F2808
2	บอร์ดวงจรจับตัวที่ 1 มีปัญหาที่เกิดขึ้นระหว่างการทดลอง 1. ส่วนวงจรแปลงสัญญาณแรงดันและกระแสให้กับตัวควบคุมใช้แรงดันที่ปรับสัญญาณอ้างอิงของกระแสและแรงดันร่วมกันจึงทำให้ปรับสัญญาณอ้างอิงให้กับตัวควบคุมไม่ได้ 2. ส่วนวงจรรับตำแหน่งของ Hall effect และป้อนให้กับตัวควบคุม นั้นไม่สามารถส่งค่าที่ถูกต้องให้กับตัวควบคุมได้ เนื่องจากกระแสที่ขับออกมาจาก Hall effect นั้นมีค่าน้อยเกินไป 3. การต่อสายสำหรับการส่งสัญญาณ PWM จากตัวควบคุมไปบอร์ดทดลอง และ ต่อวัดสัญญาณ hall effect นั้นมีการผิดพลาดได้ง่ายเนื่องจากไม่มีป้ายบอก	บอร์ดวงจรจับตัวที่ 2 ที่ออกแบบใหม่มีส่วนประกอบดังนี้ 1. ส่วนวงจร IGBT ใช้สำหรับขับมอเตอร์และวงจรขับเคลื่อน IGBT 2. ส่วนวัดสัญญาณกระแสและแรงดันเพื่อป้อนกลับ 3. ส่วนวงจรแปลงสัญญาณแรงดันและกระแสให้กับตัวควบคุม 4. ส่วนวงจรรับตำแหน่งของ hall effect และป้อนให้กับตัวควบคุม 5. ส่วนวงจรที่รับสัญญาณ PWM จากตัวควบคุมและนำไปขับเคลื่อนของ IGBT 6. วงจรไฟเลี้ยงที่ใช้ในวงจรแปลงสัญญาณต่างๆ
3	บอร์ดวงจรจับตัวที่ 3 ปัญหาที่เกิดขึ้นระหว่างการทดลองส่วนวงจรขับเคลื่อน IGBT มีปัญหาที่ตัวบนของทุกกิ่งออน	รอ MOSFET ซึ่งถ้าเกิดปัญหาจาก MOSFET ก็จะกลับไปใช้ IPM module เหมือนเดิม

ลำดับที่	ปัญหา	การแก้ไข
	ไม่เต็ม duty cycle และเมื่อ duty cycle มีค่ามากกว่า 90% แล้ว IGBT ตัวบนก็หยุดทำงานจากวงจร boot strap ข้อผิดพลาดที่เกิดขึ้นทำให้มอเตอร์ทำงานได้ไม่เต็มประสิทธิภาพ และยากที่จะควบคุมผลตอบสนองให้ได้ตามต้องการ การแก้ไขข้อผิดพลาดที่เกิดขึ้นทำได้โดยเปลี่ยนจาก IGBT เป็น MOSFET เนื่องจากตัว IC ที่ใช้นั้นถูกออกแบบมาเพื่อใช้ขับ MOSFET ระยะเวลาที่ใช้ในการแก้ไขปัญหา 2 สัปดาห์เนื่องจากรอสินค้าที่ส่งมาถึง	
4	บอร์ดที่ 4 ได้ทำการรวม DSP เข้าไปในบอร์ดขับมอเตอร์ แต่มีปัญหาคือการเขียนโปรแกรมลงบน DSP นั้นทำการเบิร์นโปรแกรมติดยาก (สาย JTAG มีปัญหา)	ต้องทำสาย JTAG ให้สั้นลง
5	เนื่องจากติดปัญหาส่วนตัว ทำให้ต้องย้ายราชการไปที่ ม.ราชภัฏอุดรธานี และกลับราชการมาที่ประจำที่ ม.เกษตรศาสตร์ จึงได้กลับมาดำเนินงานวิจัยต่อ – ทำให้เกิดความล่าช้าในการกลับมาทำโครงการ	ขอให้นิติบัญญัติโทที่จบไปแล้วช่วยกลับมาทำงานวิจัยต่อ

ส่วนที่ 4 ข้อคิดเห็นและข้อเสนอแนะอื่นๆ แก่ สกว.

1. การออกแบบส่วนทาง Power Electronics เป็นส่วนที่ต้องการความเชี่ยวชาญสูงมีฉะนั้นจะเกิดปัญหาตอนขับ ซึ่งทำให้กระแสวิกได้
2. บอร์ด Freescale ผู้ผลิต Chip MCP5554 มีราคาสูงเกินไป (300,000 บาท ซึ่งเป็นบอร์ดของบริษัท มิกซ์ เอ็น คอร์ปอเรชั่น จำกัด และมีการ lock memory (Flash Memory ในส่วนของ shadow flash) จะทำให้ internal flash ถูก lock โดยถ้าไม่ได้มีการเตรียม code Recovery ใน internal flash มาก่อนหน้านี้จะไม่สามารถ unlock ได้เลย โดยมีวิธีแก้ไขคือ เปลี่ยน IC ใหม่เท่านั้น ดังนั้นต้องระวังอย่างยิ่งในการใช้บอร์ดตัวนี้

Output		สาเหตุและการแก้ไข
กิจกรรม	ผลสำเร็จ	
1. ได้วิธีการหาพารามิเตอร์ของมอเตอร์	100 %	-
2. ได้วิธีการควบคุมมอเตอร์	100 %	-
3. ได้บอร์ดตัวควบคุม RTOS และวิธีการควบคุม	100 %	ได้ทำการออกแบบวงจรใหม่
4. ได้บอร์ดวงจรขับ	95 %	วงจรขับใหม่ และกำลังของจากต่างประเทศ
5. บทความวิชาการ	70 %	7 บทความประชุมวิชาการ (บทความ 1 บทความเป็นการประชุมวิชาการต่างประเทศ)
6. การจดอนุสิทธิบัตร	50 %	กำลังร่างและส่งไปขอจดอนุสิทธิบัตร
7. นิสิตปริญญาโท (ผู้ช่วยนักวิจัย)	100 %	นิสิตปริญญาโท 6 คน (จบการศึกษาระดับปริญญาโทแล้ว 5 คน โดยกำลังศึกษาปริญญาเอก 1 คน และกำลังจะจบการศึกษาอีก 1 คน)

ลงนาม

(รศ.ดร.พีระยศ แสนโกชณ์)

หัวหน้าโครงการ

วันที่

ส่วนที่ 5 เนื้อหา

สารบัญ

บทที่	เนื้อหา	หน้า
1	ความเป็นมา	
	1.1 ความสำคัญ	1
	1.2 วัตถุประสงค์	2
2	มอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่าน	
	2.1 โครงสร้าง	3
	2.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์	5
	2.3 มอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่านที่ใช้ในงานวิจัย	7
3	การระบุเอกลักษณ์	
	3.1 การระบุค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์โดยวิธีทางพีชคณิต	9
	3.2 การระบุค่าพารามิเตอร์มอเตอร์โดยวิธีการวัดผลตอบสนองกระแส	15
4	วิธีการควบคุม	
	4.1 การควบคุมแรงบิดโดยตรง	17
	4.2 การควบคุมกระแสแบบคงทน	28
	4.3 การควบคุมปรับตัวเองตามโมเดลอ้างอิง	33
	4.4 ตัวควบคุมแบบฮิสเตอร์รีซิส	37
	4.5 ตัวควบคุมแบบฟuzzy	38
5	การออกแบบฮาร์ดแวร์	
	5.1 Controller Area Network: CAN bus	39
	5.2 การใช้งาน 7-Segment 4 Digits	41
	5.3 วงจรระดับแรงดัน	44
	5.4 วงจรปรับค่าตามสัญญาณอนาล็อก	47
	5.5 ภาควงสัญญาณขับเคลื่อน IPM	48
	5.6 อินเวอร์เตอร์แรงดันสามเฟส	48
	5.7 การออกแบบแผ่นวงจรอิเล็กทรอนิกส์	51

บทที่	เนื้อหา	หน้า
	5.8 วงจร Switching Power Supply +15V +5V +3.3V	55
	5.9 วงจร Summing Non-inverting Amp	57
	5.10 วงจร Incremental Encoder	59
	5.11 วงจรแปลงไฟจาก 5 V มาเป็น 3.3 V โดยใช้ Opto-Coupler	59
	5.12 วงจร IPM จะใช้การวัดกระแสด้วย R shunt และวัดแรงดันด้วยการ Divider	61
	5.13 วงจรปรับค่าสัญญาณ Reference	63
	5.14 ไอซีป้องกัน Transient Voltage Suppressor	64
	5.15 วงจร Buffer PWM	64
	5.16 วงจร Hall Effect Sensor	65
7	การออกแบบ GUI บน PC	66
6	ผลการจำลอง	
	6.1 ผลการจำลองหาค่าพารามิเตอร์	70
	6.2 ผลการจำลองการควบคุมแรงบิดโดยตรง	72
	6.3 ผลการจำลองการควบคุมปรับตัวเองได้อ้างอิงแบบจำลอง	77
	6.4 ผลการจำลองการควบคุมกระแสแบบคงทน	78
7	ผลการทดลอง	
	7.1 ผลการทดลองการออกแบบครั้งที่ 1 (CPU TI 320F2808)	85
	7.2 ผลการทดลองการออกแบบครั้งที่ 2 (CPU TI 320F280035)	90
8	สรุปผล	93
	บรรณานุกรม	94
	ภาคผนวก บททความวิชาการที่ตีพิมพ์	98
	ภาคผนวก คำขอรับอนุสิทธิบัตร	

สารบัญตาราง

ตารางที่	เนื้อหา	หน้า
2.1	วิธีขับมอเตอร์แบบตามเข็มนาฬิกา	4
2.2	วิธีขับมอเตอร์แบบทวนเข็มนาฬิกา	4
4.1	เวกเตอร์แรงดัน 2 เฟสเพื่อเลือกการสวิตช์ของการควบคุมแรงบิดโดยตรง	24
4.2	เวกเตอร์แรงดัน 2 เฟสกับความ สัมพันธ์	25
5.1	มาตรฐานการออกแบบในประเทศ	51
7.1	พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงาน	70
7.2	ผลการระบุค่าพารามิเตอร์	72
7.3	ผลการควบคุมกระแสแบบพีไอและแบบคงทน	82
7.4	ผลตอบสนองความเร็วแบบพีไอและแบบคงทนที่ความเร็ว 0 rpm ถึง 1000 rpm	83
8.1	พารามิเตอร์ตัวควบคุมความเร็วและกระแสแบบพีไอดี	86
8.2	พารามิเตอร์ตัวควบคุมความเร็วแบบพีไอ	90

สารบัญภาพ

ภาพที่	เนื้อหา	หน้า
1.1	การออกแบบ Multi-Motor drive for Industrial Robot and Industrial Applications	2
2.1	โครงสร้างโรเตอร์มอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่าน	3
2.2	วงจรสมมูลของมอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่าน	5
2.3	มอเตอร์ไร้แปรงถ่านที่ใช้ในการวิจัย	8
3.1	วงจรสมมูลมอเตอร์กระแสตรงชนิดไร้แปรงถ่าน	9
3.2	ลักษณะการต่อวงจรเพื่อหาค่าความต้านทาน และค่าความเหนี่ยวนำ	15
3.3	ผลตอบสนองกระแสชั่วครู่ที่ใช้หาค่าความต้านทาน และค่าความเหนี่ยวนำ	15
4.1	การแปลงของคลาร์ก	22
4.2	เวกเตอร์ของฟลักซ์บนกรอบหุคูณหนึ่ง (แกน)	23
4.3	การต่ออินเวอร์เตอร์กับมอเตอร์เมื่อพิจารณาแรงดัน , และ	24
4.4	วงจรการออกแบบของการควบคุมแรงบิดโดยตรง	28
4.5	แผนภาพการควบคุมโดยรวม	29
4.6	แผนภาพบล็อกของการควบคุมกระแสอย่างง่าย	30
4.7	แผนภาพบล็อกตัวควบคุมกระแสแบบทันทานอย่างง่าย	30
4.8	แผนภาพบล็อกตัวควบคุมกระแสแบบทันทาน	31
4.9	ระบบปรับตัวเองอ้างอิงแบบจำลอง	33
4.10	แสดงการควบคุมแรงบิดโดยตรงทำงานร่วมกับการปรับตัวเองอ้างอิงแบบจำลองแบบปรับปรุง	36
4.11	ตัวควบคุมแบบฮิสเตอร์รีซีต	37
4.12	บล็อกไดอะแกรมของตัวควบคุมพีไอ	38
5.1	สัญญาณ Standard CAN (CAN2.0A)	39
5.2	สัญญาณ Extended CAN (CAN2.0B)	39
5.3	การต่ออุปกรณ์ที่มีแคนบัสเข้าด้วยกัน	41
5.4	การวงจรใช้งาน 7-Segment	42
5.5	สัญญาณการเขียนข้อมูล 7-Segment	42
5.6	วงจรอ่านสัญญาณแรงดันและกระแสของ TI TMS320F2808	44
5.7	วงจรอ่านสัญญาณแรงดันและกระแสของ TI TMS320F28035	45
5.8	ผลจากการขั้วแรงดัน DC 1.5V ของ CPU TI 320F2808	46
5.9	ผลจากการขั้วแรงดัน DC 1.65V ของ CPU TI 320F28035	47

ภาพที่	เนื้อหา	หน้า
5.10	วงจรปรับค่าตามสัญญาณอนาล็อก	47
5.11	ภาคส่งสัญญาณขับเคลื่อน IPM ของชุดอินเวอร์เตอร์	48
5.12	วงจรอินเวอร์เตอร์แรงดันสามเฟส	49
5.13	IGBT เบอร์ HGTG20N60B3D_NL และ IPM ของ Fuji เบอร์ FSBF10CH60BT 600V 10A	50
5.14	ลักษณะการต่อขับสัญญาณขับเคลื่อนของ IPM ของ Fuji เบอร์ FSBF10CH60BT 600V 10A	50
5.15	วงจร Schematic Diagram วงจรขับเคลื่อนและวงจร Signal Conditioning การออกแบบวงจรระบบฝังตัวครั้งที่ 1	52
5.16	Schematic Diagram ของวงจร Power Supply และวงจรอ่านความเร็วรอบมอเตอร์ทั้ง Hall Effect และ Encoder (Optional) การออกแบบวงจรระบบฝังตัวครั้งที่ 1	53
5.17	ลายวงจรและแผ่น PCB การออกแบบวงจรระบบฝังตัวครั้งที่ 1	54
5.18	แผ่นปริ้นซ์ที่ออกแบบครั้งที่ 2 ลายวงจรสีแดงเป็นส่วน Top layer ส่วนน้ำเงินเป็นส่วน Bottom layer (แผ่นปริ้นซ์แบบสองเลเยอร์ >2 ต้องผลิตต่างประเทศ) และภาพัดัดมาเป็นบอร์ดที่ลงอุปกรณ์แล้ว	55
5.19	Schematic และ PCB Layout ของวงจร Switching Power Supply +15V +5V +3.3V	56
5.20	Schematic และ PCB Layout ของวงจร Summing Non-inverting Amp	57
5.21	วงจร Incremental Encoder รองรับ Encoder ทั้งแบบ Differential และปกติ	58-59
5.22	วงจร Optocoupler กลับสัญญาณเฟสหรือแยกกราวด์ ในกรณีนี้ไม่แยก	60
5.23	วงจร IPM จะใช้การวัดกระแสด้วย R shunt และวัดแรงดันด้วยการ Divider	61
5.24	การต่อใช้วงจร IPM	62
5.25	วงจรปรับค่าสัญญาณ Reference	63
5.26	ไอซีป้องกัน Transient Voltage Suppressor	64
5.27	วงจร Buffer PWM	64
5.28	วงจร Hall Effect Sensor	65
6.1	หน้าต่างแสดงผล GUI	66
6.2	หน้าต่างการตั้งค่า serial port	66
6.3	หน้าต่างแสดงการเชื่อมต่อของบอร์ด microcontroller	67
6.4	หน้าต่างแสดงฟังก์ชันบนบอร์ด microcontroller	67
6.5	หน้าต่างแสดงการตั้งค่าความเร็วเพื่อควบคุมมอเตอร์	68
6.6	แผนผังการสื่อสารเพื่อเชื่อมสถานะระหว่าง GUI กับ บอร์ด microcontroller	68

ภาพที่	เนื้อหา	หน้า
6.7	แผนผังการสื่อสารอ่านค่าจาก บอร์ด <i>microcontroller</i> เพื่อนำค่ามาแสดงบน <i>GUI</i>	69
6.8	แผนผังการสื่อสารเขียนค่าลงบอร์ด <i>microcontroller</i> โดยสั่งจาก <i>GUI</i>	69
7.1	ผลการจำลองหาค่าพารามิเตอร์มอเตอร์	71
7.2	ภาพบนเป็นการสร้าง และภาพล่างเป็นการสร้าง เทียบกับ ที่ 1500 รอบต่อนาที	73
7.3	สแตเตอร์ฟลักซ์ลิงก์เกจขณะไม่มีโหลดและขณะใส่โหลด 3 N.m	74
7.4	สแตเตอร์ฟลักซ์ลิงก์เกจโดยแกนนอนเทียบกับเวลา	74
7.5	กระแสสแตเตอร์บนกรอบอ้างอิงหยุดนิ่ง () ที่ควบคุมใช้แรงบิดอย่างเดียว (Torque loop control) โดยป้อนแรงบิดคำสั่งเท่ากับ 1.225 N.m และแรงบิดโหลดเท่ากับ 1.2 N.m	75
7.6	แรงดันสแตเตอร์บนกรอบอ้างอิงหยุดนิ่ง () ที่ควบคุมแรงบิดอย่างเดียว (Torque loop control) โดยป้อนแรงบิดคำสั่งเท่ากับ 1.225 N.m และแรงบิดโหลดเท่ากับ 1.2 N.m	75
7.7	การเปลี่ยนแปลงแรงบิดทันทีจาก 1.225 N.m ไปเป็น 2.525 N.m ที่เวลา 2.5 วินาที โดยรูปบนเป็นการควบคุมพีไอผ่านการวัดกระแสและรูปล่างเป็นการควบคุมแบบแรงบิดโดยตรง	76
7.8	ตัวควบคุมพีไอที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาที ขณะใส่โหลดที่ 2.5 วินาที	77
7.9	ตัวควบคุม Model Reference Adaptive Control ที่ความเร็วรอบต่ำ 200 รอบต่อนาที ขณะใส่โหลดที่ 2.5 วินาที	77
7.10	ผลการจำลองตัวควบคุมกระแสแบบพีไอดี	78
7.11	ค่าความผิดพลาดของกระแส	79
7.12	ผลตอบสนองชั่วขณะของกระแส	79
7.13	ผลการจำลองผลตอบสนองกระแสตัวควบคุมแบบคงทน	80
7.14	ค่าความผิดพลาดกระแส	81
7.15	ผลตอบสนองกระแสชั่วขณะ	81
7.16	ผลการจำลองผลตอบสนองความเร็ว	83
7.17	ผลตอบสนองความเร็วขณะใส่โหลด	84
8.1	ผลตอบสนองกระแสเพื่อหาค่าพารามิเตอร์มอเตอร์	85
8.2	ผลตอบสนองสัญญาณสี่เหลี่ยมคางหมู	86
8.3	ผลตอบสนองสัญญาณขั้นบันได	87
8.4	ผลตอบสนองสัญญาณรูปสามเหลี่ยม	87
8.5	ผลตอบสนองสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมคางหมู	88
8.6	ผลตอบสนองสัญญาณขั้นบันได	89

ภาพที่	เนื้อหา	หน้า
8.7	ผลตอบสนองสัญญาณสามเหลี่ยม	89
8.8	ผลตอบสนองสัญญาณสี่เหลี่ยมคางหมู	90
8.9	ผลตอบสนองสัญญาณรูปสามเหลี่ยม	91
8.10	ผลตอบสนองสัญญาณรูปสามเหลี่ยม	92

บทที่ 1 ความเป็นมา

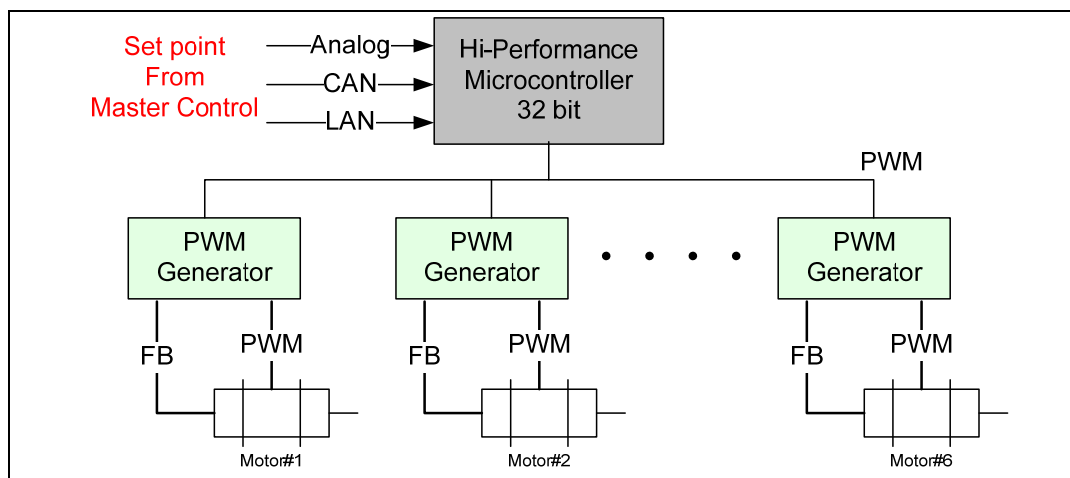
1.1 ความสำคัญ

อุตสาหกรรมประกอบชิ้นส่วนเป็นอุตสาหกรรมที่สร้างรายได้กับประเทศเป็นจำนวนมาก และปัจจุบันโรงงานอุตสาหกรรมเหล่านี้ได้นำเอาเทคโนโลยีหุ่นยนต์อุตสาหกรรม (Industrial Robot) มาใช้เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการทำงาน โดยการนำเข้าจากต่างประเทศทั้งหมด จากข้อมูลของกรมศุลกากรระบุว่าตั้งแต่ปี 2548 – 2551 มียอดการนำเข้าหุ่นยนต์อุตสาหกรรมเป็นเงิน 2,734,469,133 บาท และมีแนวโน้มการนำเข้าที่สูงขึ้น

หุ่นยนต์อุตสาหกรรมโดยทั่วไปจะประกอบด้วย 2 ส่วน คือ Mechanic และ ตัวควบคุม (Robot Controller) พบว่าปัญหาในการใช้งานส่วนใหญ่จะเกิดจาก Robot Controller โดยเฉพาะระบบควบคุมและขับเคลื่อน (Motor control and Drive) เนื่องจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์จะมีอายุการใช้งาน (Lifetime) ประมาณ 4-5 ปีเท่านั้น ซึ่งระยะเวลาดังกล่าวได้หมดระยะประกันของบริษัทผู้ผลิตแล้ว ทำให้ผู้ซื้อต้องออกค่าใช้จ่ายในการซ่อมบำรุงเองทั้งหมด เป็นค่าใช้จ่ายที่สูงมาก และ/หรือบางรุ่นบริษัทผู้ผลิตได้ยกเลิกการผลิต ส่งผลทำให้ในโรงงานอุตสาหกรรมประกอบชิ้นส่วนมีหุ่นยนต์อุตสาหกรรมที่ถูกปล่อยทิ้งไว้โดยไม่ได้ใช้งานเป็นจำนวนมาก

Multi-Motor Drive for Industrial Robot and Industrial Applications คือ ระบบควบคุมและขับเคลื่อนที่สามารถควบคุมและขับเคลื่อนได้จำนวนหลายตัวในเวลาเดียวกัน (Multi-Drive) ซึ่งออกแบบมาเพื่อรองรับหุ่นยนต์อุตสาหกรรมโดยเฉพาะ มีการออกแบบโดยใช้วัสดุอุปกรณ์ที่ต้นทุนต่ำกว่าสินค้านำเข้าอย่างน้อยร้อยละ 50 แต่ยังคงประสิทธิภาพการทำงานเช่นเดิม การพัฒนาและออกแบบด้วยเทคโนโลยีระบบสมองกลฝังตัว (Embedded System) โดยใช้หน่วยประมวลผล 32 bit (PowerPC Core) และออกแบบแผ่นวงจร (PCB) แบบ Multi-Layer (6 และ 8 Layer) ซึ่งจะมีประสิทธิภาพในการลดทอนสัญญาณรบกวน (Noise Reduced) ได้เป็นอย่างดี

ทางด้านความต้องการของผู้ใช้งานแบ่งออกเป็น 2 กลุ่มคือ กลุ่มโรงงานอุตสาหกรรมประกอบชิ้นส่วนที่ใช้หุ่นยนต์อุตสาหกรรมในการประกอบชิ้นงาน Multi-Motor drive for Industrial Robot and Industrial Applications จะเข้าไปทดแทน (Replacement) ระบบควบคุมและขับเคลื่อนที่ชำรุด ใช้งานไม่ได้ และกลุ่มนักวิจัยหรือบริษัทที่ปรับปรุง Robot Controller (Retrofit) ซึ่งกลุ่มนี้จะใช้ระบบควบคุมและขับเคลื่อนสำเร็จรูป โดยการนำเข้าจากต่างประเทศ Multi-Motor drive for Industrial Robot and Industrial Applications ก็สามารรถเข้าไปทำตลาดในส่วนนี้ได้



รูปที่ 1.1 การออกแบบของ Multi-Motor drive for Industrial Robot and Industrial Applications

Multi-Motor drive for Industrial Robot and Industrial Applications สำหรับงานวิจัยนี้สามารถใช้ได้กับมอเตอร์จำนวน 6 ตัวรองรับมอเตอร์แบบ BLDC (Brushless DC) 3 Phase และ DC Servo Motor นอกจากนี้งานวิจัยนี้สามารถรองรับการขยายและนำไปประยุกต์โดยการปรับการออกแบบ Hardware และ Software ให้ใช้กับงานอื่นๆ ได้อีกเช่น ควบคุมมอเตอร์ของเครื่องกัด 3 แกน (CNC) และควบคุมมอเตอร์ของระบบลำเลียง เป็นต้น อีกทั้งยังสามารถนำผลวิจัยนี้ไปวิจัยต่อยอดเพื่อพัฒนาระบบ Robot Controller ได้อีกด้วย

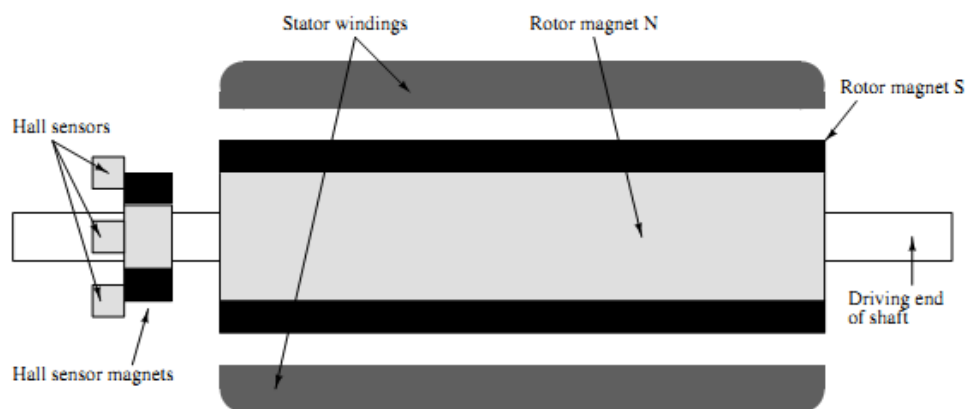
1.2 วัตถุประสงค์

- เพื่อวิจัยและพัฒนาระบบควบคุมและขับเคลื่อนมอเตอร์ที่รองรับหุ่นยนต์อุตสาหกรรมที่มีจำนวนมอเตอร์ไม่เกิน 6 ตัว
- เพื่อวิจัยและพัฒนาระบบควบคุมและขับเคลื่อนมอเตอร์ที่มีประสิทธิภาพทัดเทียมกับต่างประเทศ
- เพื่อวิจัยและพัฒนาระบบควบคุมและขับเคลื่อนมอเตอร์ที่มีต้นทุนและค่าใช้จ่ายในการบำรุงรักษาค่าต่ำ
- ลดการนำเข้าสินค้าจากต่างประเทศ
- เพื่อเพิ่มบุคลากรทางด้านนักวิจัยระดับปริญญาโทตามความต้องการของภาคอุตสาหกรรม
- เพื่อให้ได้เทคโนโลยีทางการควบคุมและขับเคลื่อนมอเตอร์

บทที่ 2 มอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่าน

2.1 โครงสร้าง

มอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่านเป็นมอเตอร์เชิงโรตัสแบบแม่เหล็กถาวร (มอเตอร์กระแสสลับสามเฟส) ที่ใช้ตัวเซ็นเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง (Hall effect sensor หรือ Encoder) และอินเวอร์เตอร์ในการควบคุมกระแสแม่เหล็ก โดยขดลวดคอปเปอร์อยู่ที่สเตเตอร์และตัวโรเตอร์เป็นแม่เหล็กถาวรที่มีขั้วเหนือ (N) และขั้วใต้ (S) วางในทิศทางตรงกันข้ามกัน โดยจำนวนขั้วแม่เหล็กนี้จะส่งผลต่อรอบพิกัดของมอเตอร์ ยิ่งมีขั้วมากก็จะได้รอบที่มากขึ้น ทั้งนี้ทั้งนี้ต้องพิจารณาปัจจัยหลายอย่างด้วยเช่นกันและยังขึ้นอยู่กับการใช้งานอีกด้วย ลักษณะการนำกระแสของมอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่าน (มอเตอร์กระแสสลับสามเฟส) จะเหมือนมอเตอร์กระแสตรงมีแปรงถ่าน (มอเตอร์กระแสตรง) ที่มีทิศทางไหลเพียงทิศทางเดียว (เมื่อพิจารณาที่ละเชกเตอร์) ทำให้การควบคุมทำได้ง่าย และกราฟความสัมพันธ์ยังคงคล้ายกัน โดยการสวิตช์ของตัวอินเวอร์เตอร์มีการสวิตช์ทำงานที่ละสองตัว (มอเตอร์กระแสตรงจะใช้แปรงถ่านในส่งแรงดันไฟฟ้าไปให้คอมมิวเตเตอร์) โดยโครงสร้างของโรเตอร์ได้แสดงตามภาพที่ 2.1



ภาพที่ 2.1 โครงสร้างโรเตอร์มอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่าน

ที่มา: Gamazo-Real et al. (2010)

ตารางที่ 2.1 วิธีขับมอเตอร์แบบตามเข็มนาฬิกา

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	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 2.2 วิธีขับมอเตอร์แบบทวนเข็มนาฬิกา

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

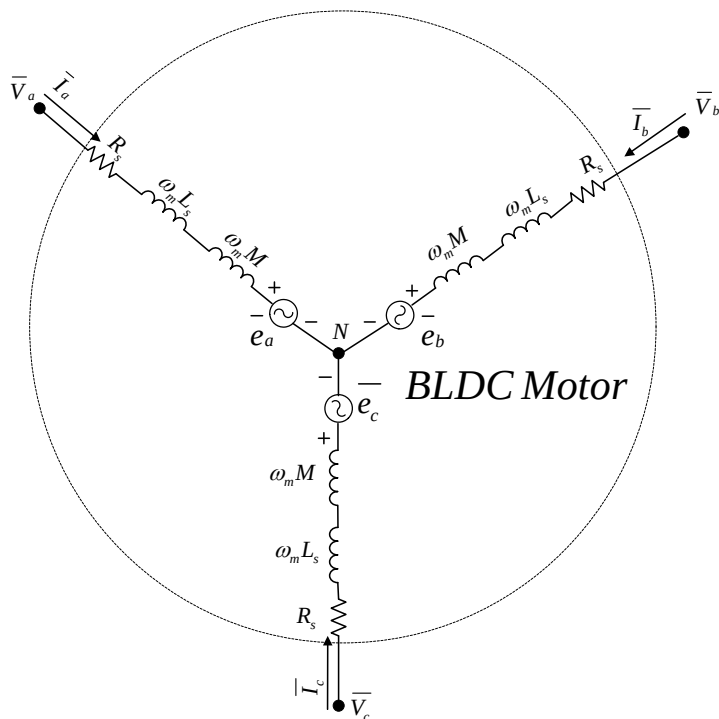
ที่มา: Brown (2002)

มอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่าน (มอเตอร์กระแสสลับสามเฟส) มีการขับได้ 2 วิธี คือ การขับแบบสามเฟสเพื่อให้เป็นรูปคลื่นชานซ์ ในงานวิจัยนี้จะเลือกใช้วิธีการทำงานที่ละสองเฟสหรือเรียกว่า Six-Step Drives เนื่องจากแรงดันไฟฟ้าด้านกลับเป็นรูปสี่เหลี่ยม จะทำให้แรงบิดได้ประสิทธิภาพสูงสุด โดยจะให้แรงบิดสูงสุดขึ้นอยู่กับตำแหน่งของโรเตอร์โดยมี Hall effect sensor

หรือ Encoder sensor เป็นตัวตรวจจับตำแหน่ง โดยที่แสดงในภาพที่ 2.1 จะเป็น Hall effect สามตัว เป็นตัวตรวจจับตำแหน่ง โดยจะวางห่างกัน 60° ทางไฟฟ้า (120° ทางกล) โดยตารางที่ 2.1 และ 2.2 แสดงวิธีขับมอเตอร์ให้หมุนตามเข็มและทวนเข็ม ตามลำดับ ซึ่งในแต่ละตารางจะแสดงทิศทางการนำกระแสในแต่ละเฟส ลำดับการสวิตช์และตำแหน่งของตัวโรเตอร์ที่เซกเตอร์ต่างๆ

2.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์

มอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่านเป็นซิงโครนัสมอเตอร์ 3 เฟส ซึ่งเมื่อพิจารณาในแต่ละเฟส จะประกอบด้วย ความต้านทานสเตเตอร์ (R_s) ความเหนี่ยวนำภายใน (L_s) และแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าต้านกลับ (e) ต่ออนุกรมอยู่ สามารถเขียนได้ตามสมการที่ (1)



ภาพที่ 2.2 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 โดยสมมุติว่าค่าความต้านทานและค่าความเหนี่ยวนำเท่ากันทุกเฟส i_a, i_b, i_c คือกระแสสเตเตอร์ต่อเฟส, e_a, e_b, e_c คือแรงเคลื่อนไฟฟ้าด้านกลับ และจากสมการที่ (1) สามารถเขียนเป็นเมตริกซ์ได้ตามสมการที่ (2)

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

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)

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

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

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

โดยที่แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำด้านกลับถูกนิยามด้วยสมการที่ (5)

$$e_a = \frac{k_e}{2} f_a(\theta_e) \omega_m$$

$$e_b = \frac{k_e}{2} f_b(\theta_e) \omega_m \quad (5)$$

$$e_c = \frac{k_e}{2} f_c(\theta_e) \omega_m$$

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

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

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

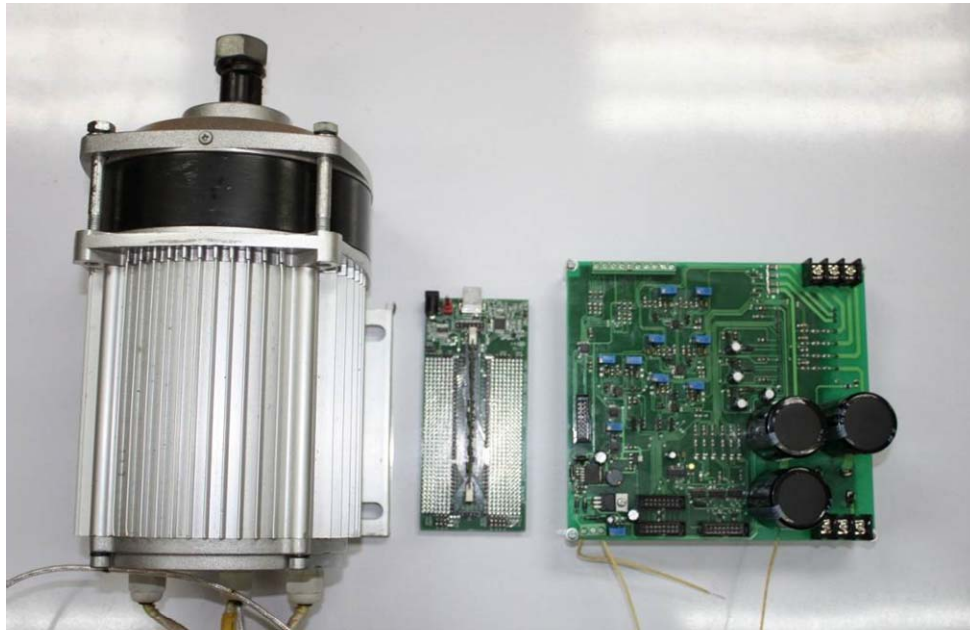
$$f_c(\theta_e) = f_a\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (8)$$

2.3 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 หมคปัญหาเรื่องบำรุงรักษา)
- 2) แม่เหล็กถาวรอยู่ที่ Rotor (หมคปัญหาเรื่องแม่เหล็กหลุด แม่มีการกระแทก)
- 3) สูญเสียพลังงานต่ำกว่าที่โรเตอร์เป็นขดลวดอยู่ 30 % (หมายถึงประหยัดพลังงานกว่า)



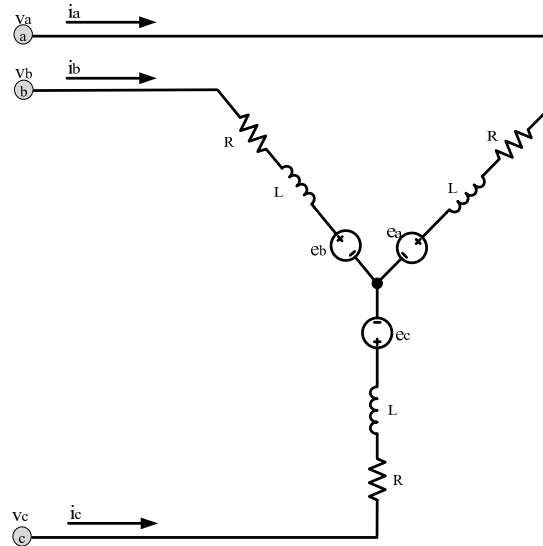
ภาพที่ 2.3 มอเตอร์ไร้แปรงถ่านที่ใช้ในการวิจัย

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

บทที่ 3 การระบุเอกลักษณ์

3.1. การระบุค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์โดยวิธีทางพีชคณิต



ภาพที่ 3.1 วงจรสมมูลมอเตอร์กระแสตรงชนิดไร้แปรงถ่าน

ที่มา: Brown (2002)

มอเตอร์กระแสตรงชนิดไร้แปรงถ่านมีวงจรสมมูลดังภาพที่ 3.1 ต่อแบบวาย เมื่อพิจารณาทางคณิตศาสตร์สามารถเขียนเป็นสมการทางไฟฟ้า สมการทางกล ที่เขียนอยู่ในรูปของสมการดิฟเฟอเรนเชียล และฟังก์ชันค่าคงที่ต่างๆ สามารถเขียนได้ดังนี้

เมื่อ $i_c = 0$ จะได้

$$v_{ab} = R(i_a - i_b) + L \frac{d}{dt}(i_a - i_b) + e_a - e_b \quad (9)$$

เมื่อ $i_a = 0$ จะได้

$$v_{bc} = R(i_b - i_c) + L \frac{d}{dt}(i_b - i_c) + e_b - e_c \quad (10)$$

เมื่อ $i_b = 0$ จะได้

$$v_{ca} = R(i_c - i_a) + L \frac{d}{dt}(i_c - i_a) + e_c - e_a \quad (11)$$

$$\tau_e = B\omega_m + J \frac{d\omega_m}{dt} + \tau_L \quad (12)$$

โดยที่ v, i และ e หมายความว่าแรงดันเฟส, กระแสเฟส และแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำในเฟส a, b และ c ตามลำดับ, R คือค่าความต้านทานต่อเฟส, L คือค่าตัวเหนี่ยวนำต่อเฟส, τ_e คือค่าแรงบิดทางไฟฟ้า, τ_L คือแรงบิดภาระ, J คือค่าความเฉื่อยของโรเตอร์, B คือค่าคงที่ของแรงเสียดทาน และ ω_m คือความเร็วของโรเตอร์ จากความสัมพันธ์ของแบคอีเอ็มเอฟ และแรงบิดทางไฟฟ้า เขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$e_a = \frac{k_e}{2} \omega_m F(\theta_e) \quad (13)$$

$$e_b = \frac{k_e}{2} \omega_m F(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \quad (14)$$

$$e_c = \frac{k_e}{2} \omega_m F(\theta_e - \frac{4\pi}{3}) \quad (15)$$

$$\tau_e = \frac{k_\tau}{2} \left[F(\theta_e) i_a + F(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) i_b + F(\theta_e - \frac{4\pi}{3}) i_c \right] \quad (16)$$

โดยที่ k_e คือค่าคงที่แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำ, k_τ คือค่าคงที่แรงบิด, θ_e คือองศาทางไฟฟ้า, θ_m คือองศาทางกล θ_e และ θ_m มีความสัมพันธ์กันโดย $\theta_e = \frac{p}{2} \theta_m$) ฟังก์ชัน $F(\cdot)$ คือฟังก์ชันของรูปสี่เหลี่ยมคางหมูของแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำ ซึ่งคาบหนึ่งของฟังก์ชันนี้สามารถเขียนได้เป็นสมการดังนี้

$$F(\theta_e) = \begin{cases} 1, & 0 \leq \theta_e < \frac{2\pi}{3} \\ \frac{-6(\theta_e - \frac{5\pi}{6})}{\pi}, & \frac{2\pi}{3} \leq \theta_e < \pi \\ -1, & \pi \leq \theta_e < \frac{5\pi}{3} \\ \frac{6(\theta_e - \frac{11\pi}{6})}{\pi}, & \frac{5\pi}{3} \leq \theta_e < 2\pi \end{cases} \quad (17)$$

จากสมการที่ (13) ถึง (15) นั้นสามารถเขียนให้อยู่ในรูปปริภูมิสถานะได้ ก่อนจะเขียนสมการปริภูมิสถานะนั้นต้องทำการจัดรูปสมการก่อน จากความสัมพันธ์ของสมการกระแส

$$i_a + i_b + i_c = 0$$

ดังนั้นสมการที่ (10) สามารถเขียนได้เป็น

$$v_{bc} = R(i_a - 2i_b) + L \frac{d}{dt}(i_a - 2i_b) + e_{bc} \quad (18)$$

นำสมการที่ (18) คูณ 2 ทั้งสองข้างของสมการจะได้

$$2v_{ab} = 2R(i_a - i_b) + 2L \frac{d}{dt}(i_a - i_b) + 2e_{ab} \quad (19)$$

นำสมการที่ (19) บวกกับสมการที่ (18) จะได้

$$2v_{ab} + v_{bc} = 3R(i_a) + 3L \frac{di_a}{dt} + 2e_{ab} + e_{bc}$$

จัดรูปสมการใหม่จะได้

$$\frac{di_a}{dt} = -\frac{R}{L}(i_a) + \frac{2}{3L}(v_{ab} - e_{ab}) + \frac{1}{3L}(v_{bc} - e_{bc}) \quad (20)$$

นำสมการที่ (20) ลบกับสมการที่ (19) จะได้

$$v_{bc} - v_{ab} = 3R(i_b) + 3L \frac{di_b}{dt} + 2e_{bc} + e_{ab}$$

จัดรูปสมการใหม่จะได้

$$\frac{di_b}{dt} = -\frac{R}{L}(i_b) - \frac{1}{3L}(v_{ab} - e_{ab}) + \frac{1}{3L}(v_{bc} - e_{bc}) \quad (21)$$

จากสมการที่ (21) นำมาจัดรูปสมการใหม่จะได้

$$\frac{d\omega}{dt} = -\frac{B}{J}\omega_m + \frac{1}{J}(\tau_e - \tau_L) \quad (22)$$

การหาค่าพารามิเตอร์แบบใช้วิธีทางพีชคณิต (Cortés-Romero et al., 2010) แบ่งเป็น 3 ส่วน คือ ส่วนที่หนึ่งจะนำสมการที่ (21) มาจัดรูปและกำหนดตัวแปรขึ้นมาใหม่เพื่อให้อยู่ในรูปสมการเชิงเส้น และสามารถนำไปแก้สมการหาค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าที่ไม่ทราบค่าได้ ส่วนที่สองนำสมการที่ (22) มาจัดรูปและกำหนดตัวแปรขึ้นมาใหม่ เพื่อให้อยู่ในรูปสมการเชิงเส้น และสามารถนำไปแก้สมการหาค่าพารามิเตอร์ทางกลที่ไม่ทราบค่าได้ และส่วนสุดท้ายคือ ส่วนที่สามารถนำสมการที่ได้จากการจัดรูปจากส่วนที่หนึ่งและส่วนที่สองเพื่อมาหาค่าพารามิเตอร์ที่ต้องการทราบค่าได้โดยวิธีการทางคณิตศาสตร์

ส่วนที่หนึ่งหาค่าพารามิเตอร์ที่ไม่ทราบค่าทางไฟฟ้า โดยนำค่า Lt มาคูณทั้ง 2 ข้างของสมการที่ (20) แล้วทำการหาปริพันธ์ทั้งสองข้างบนช่วง $[0, t]$ จะได้

$$\begin{aligned} Lt \frac{di_a}{dt} &= -Rt(i_a) + \frac{2}{3}t(v_{ab} - e_{ab}) + \frac{1}{3}t(v_{bc} - e_{bc}) \\ L \int t di_a &= -R \int t dt + \frac{2}{3} \int t(v_{ab} - e_{ab}) dt + \frac{1}{3} \int t(v_{bc} - e_{bc}) dt \\ \frac{2}{3} \int t v_{ab} dt + \frac{1}{3} \int t v_{bc} dt &= L(t i_a - \int i_a dt) + R \int t i_a dt + k_e \left(\frac{2}{3} \int t E_{ab} dt + \frac{1}{3} \int t E_{bc} dt \right) \end{aligned} \quad (23)$$

โดยที่ $E_a = \frac{1}{2}F(\theta_e)\omega_m$, $E_b = \frac{1}{2}F(\theta_e - (\frac{2\pi}{3}))\omega_m$, $E_{ab} = E_a - E_b$ และฟังก์ชัน $F(\cdot)$ เป็นฟังก์ชันของรูปสี่เหลี่ยมคางหมูของแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำ

สมการที่ (23) สามารถเขียนเป็นสมการเชิงเส้นได้ดังนี้

$$LA_{e1}(t) + RA_{e2}(t) + k_e A_{e3}(t) = B_e(t) \quad (24)$$

โดยที่ $A_{e1}(t) = (t i_a - \int i_a dt)$, $A_{e2}(t) = \int t i_a dt$, $A_{e3}(t) = (\frac{2}{3} \int t E_{ab} dt + \frac{1}{3} \int t E_{bc} dt)$, $B_e(t) = \frac{2}{3} \int t v_{ab} dt + \frac{1}{3} \int t v_{bc} dt$

กำหนดให้ $x_e = [L \ R \ k_e]^T$ และ $A_e = [A_{e1}(t) \ A_{e2}(t) \ A_{e3}(t)]$ ดังนั้นจะได้สมการเชิงเส้นที่มีลักษณะดังนี้

$$A_e(t)x_e = B_e(t) \quad (25)$$

เมื่อกำหนดให้ $\tau_L = 0$ และ $k_\tau = k_e$ นำ Jt มาคูณทั้งสองข้างของสมการที่ (25) แล้วทำการหาปริพันธ์บนช่วง $[0, t]$ แล้วได้

$$Jt \frac{d\omega}{dt} = -Bt\omega_m + t\tau_e$$

$$J \int t d\omega_m = -B \int t\omega_m dt + k_\tau \int t\tau_{ee} dt \quad (26)$$

ต่อมาจัดรูปใหม่จะได้

$$\frac{J}{k_\tau}(t\omega_m - \int \omega_m dt) + \frac{B}{k_\tau} \int t\omega_m dt = \int t\tau_{ee} dt \quad (27)$$

โดยที่ $\tau_{ee} = \frac{1}{2} \left[F(\theta_e)i_a + F(\theta_e - \frac{2\pi}{3})i_b + F(\theta_e - \frac{4\pi}{3})i_c \right]$ และผลที่ได้ในสมการที่ (27) เขียนเป็นสมการเชิงเส้นจะได้

$$\frac{J}{k_\tau} A_{m1}(t) + \frac{B}{k_t} A_{m2}(t) = B_m(t) \quad (28)$$

$$\text{โดยที่ } A_{m1}(t) = (t\omega_m - \int \omega_m dt), A_{m2}(t) = \int t\omega_m dt, \text{ และ } B_m(t) = \int t\tau_{ee} dt$$

กำหนดให้ $x_m = [\frac{J}{k_\tau} \ \frac{B}{k_\tau}]^T$ และ $A_m = [A_{m1}(t) \ A_{m2}(t)]$ ดังนั้นจะได้สมการเชิงเส้นที่มีลักษณะดังนี้

$$A_m(t)x_m = B_m(t) \quad (29)$$

การหาค่าที่ทำให้สมการที่ (28) และ (29) มีค่าที่ทำให้เหมาะสมที่สุดนั้นเสนอให้อยู่ในรูปฟังก์ชันวัตถุประสงค์ดังนี้

$$J(x, t) = \frac{1}{2} \int_0^t \epsilon^2(x, \sigma) d\sigma \quad (30)$$

โดยที่

$$\epsilon(x, t) = A(t)x - B(t) \quad (31)$$

ซึ่งค่าที่เหมาะสมที่สุดนั้นจะอยู่ในรูปของ x ที่เป็นค่าที่ประมาณค่าเวกเตอร์ตัวแปรที่ไม่ทราบค่า เพื่อที่จะหาค่าที่ทำให้เหมาะสมที่สุดของสมการที่ (30) วิธีเกรเดียนตจึงถูกนำมาใช้เพื่อหาอนุพันธ์ของ $J(x, t)$ เทียบกับเวกเตอร์ที่ต้องการประมาณค่าพารามิเตอร์ x จะได้

$$\begin{aligned} \nabla_x J(x, t) &= \frac{\partial}{\partial x} \frac{1}{2} \int_0^t \epsilon^2(x, \sigma) d\sigma \\ &= \frac{1}{2} \int_0^t \frac{\partial \epsilon^2}{\partial x} d\sigma \\ &= \int_0^t \frac{\partial \epsilon}{\partial x} \epsilon(x, \sigma) d\sigma \end{aligned}$$

โดยที่ $\frac{\partial}{\partial x} (A(t)x - B(t)) = A^T(t)$ ดังนั้น

$$\nabla_x J(x, t) = \int_0^t A^T(\sigma) [A(\sigma)x - B(\sigma)] d(\sigma)$$

ให้ $\nabla_x J(x, t)$ เป็นฟังก์ชันคอนเวกซ์แล้วจะได้ว่ามีค่าต่ำสุดครอบคลุมทุกที่ ดังนั้น $\nabla_x J(x, t) = 0$ ที่ทุกเวลา แล้วจะได้

$$\left[\int_0^t A^T(\sigma) A(\sigma) d\sigma \right] x = \int_0^t A^T(\sigma) B(\sigma) d(\sigma) \quad (32)$$

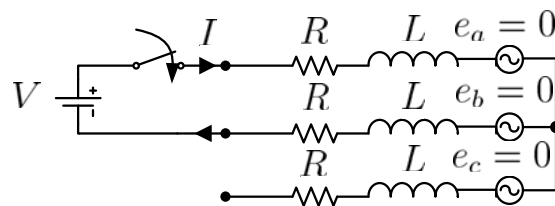
จะได้ว่า $A_e^T(t) A_e(t) \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$, $A_m^T(t) A_m(t) \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$, $A_e^T(t) B_e(t) \in \mathbb{R}^{3 \times 1}$ และ $A_m^T(t) B_m(t) \in \mathbb{R}^{2 \times 1}$ จากสมการที่ (32) จะได้สมการที่อิสระจากกันทั้งหมดสมการสำหรับ $t > 0$ เพราะฉะนั้นเวกเตอร์ของตัวแปรที่เราต้องการทราบค่า $\hat{x}$ สามารถหาได้จากสมการ

$$\hat{x} = \left[\int_0^t A^T(\sigma)A(\sigma)d\sigma \right]^{-1} \int_0^t A^T(\sigma)B(\sigma)d\sigma \quad (33)$$

เนื่องจาก $\hat{x}$ ไม่ขึ้นอยู่กับเวลาทำให้สมการด้านบนใช้ได้สำหรับช่วงเวลาเล็กๆ ที่นำมาหาปริพันธ์ $[0, \epsilon]$ ที่ $\epsilon > 0$ ดังนั้นจึงทำให้ตัวแปรที่ไม่ทราบค่าสามารถหาค่าได้ค่อนข้างรวดเร็ว

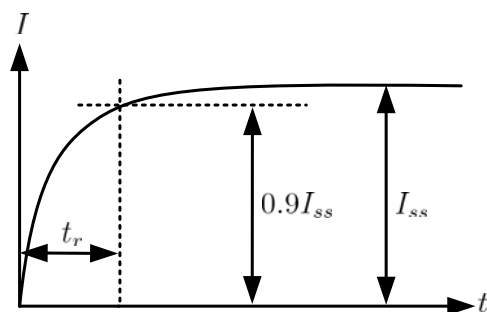
3.2. การระบุค่าพารามิเตอร์มอเตอร์โดยวิธีการวัดผลตอบสนององกระแส

การระบุค่าพารามิเตอร์มอเตอร์โดยวิธีการวัดผลตอบสนององกระแส (Chen et al., 2000)
เป็นการระบุค่าพารามิเตอร์แบบวิธีที่ไม่ซับซ้อนมากนัก



ภาพที่ 3.2 ลักษณะการต่อวงจรเพื่อหาค่าความต้านทาน และค่าความเหนี่ยวนำ

ที่มา: Chen et al. (2000)



ภาพที่ 3.3 ผลตอบสนองกระแสชั่วคราวที่ใช้หาค่าความต้านทาน และค่าความเหนี่ยวนำ

ที่มา: *Chen et al. (2000)*

จากภาพที่ 3.2 เป็นการต่อวงจรเพื่อหาค่าต้านทาน และค่าความเหนี่ยวนำโดยวิเคราะห์ผลตอบสนองกระแสชั่วคราวและผลตอบสนองของสภาวะคงตัวเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$i(t) = \frac{V}{2R}(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) = i_{ss}(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad (34)$$

โดยที่ $i_{ss} \triangleq \frac{V}{2R}$ = ค่ากระแสที่สภาวะคงตัว และ $\tau \triangleq \frac{L}{R}$ = ค่าคงที่ทางเวลา
ที่ $t \rightarrow \infty$ ค่าความต้านทานสามารถหาได้จากสมการ

$$\bar{R} = \frac{V}{2i_{ss}} \quad (35)$$

เมื่อ $t = t_r$ จะได้ $i(t_r) = 0.9i_{ss}$ ค่าความเหนี่ยวนำทางไฟฟ้าสามารถหาได้จากสมการ

$$\bar{L} = \bar{R} \left(-\frac{t_r}{\ln(0.1)} \right) \quad (36)$$

การหาค่าคงที่แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำ (k_e) ทำได้โดยทำการขับมอเตอร์ให้หมุนด้วยความเร็วคงที่ และอยู่ในสถานะที่ไม่มีโหลด แล้ววัดแรงดันที่ขั้วมอเตอร์และวัดความเร็วรอบ แล้วจะสามารถคำนวณค่าคงที่แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำได้ตามสมการ

$$\bar{k}_e = \frac{e_{peak}}{\omega_m} \quad (37)$$

จากสมการที่ (34) สมการที่ (35) และสมการที่ (36) ก็จะสามารถหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ได้ ซึ่งวิธีที่ใช้นี้ไม่สามารถหาค่าพารามิเตอร์ได้แม่นยำนัก เนื่องจากอุณหภูมิเอง หรือความแม่นยำของเครื่องมือวัดเองด้วย ดังนั้นค่าพารามิเตอร์ที่หามาได้จึงเหมาะสำหรับการควบคุมแบบคงทน

บทที่ 4 วิธีการควบคุม

4.1 การควบคุมแรงบิดโดยตรง

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

สมการแรงบิดไฟฟ้าของ PMSM ที่กรอบอ้างอิง d-q หมุนด้วยความเร็วเชิงโคโรนัส โดยไม่คิดอิทธิพลของความเหนี่ยวนำร่วมในแกน d-q สามารถแสดงได้ตามสมการที่ (38) (K. Y. Cho et al., 1994)

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \left[\left(\frac{dL_{ds}}{d\theta_e} i_{sd} + \frac{d\varphi_{rd}}{d\theta_e} - \varphi_{sq} \right) i_{sd} + \left(\frac{dL_{qs}}{d\theta_e} i_{sd} + \frac{d\varphi_{rq}}{d\theta_e} + \varphi_{sd} \right) i_{sq} \right] \quad (38)$$

โดย $\varphi_{rd}, \varphi_{rq}$ สามารถหาได้ตามสมการที่ (39) และ (40)

$$\varphi_{sd} = L_{ds} i_{sd} + \varphi_{rd} \quad (39)$$

$$\varphi_{sq} = L_{qs} i_{sq} + \varphi_{rq} \quad (40)$$

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

โดยสมมติให้ L_{ds}, L_{qs} เป็นค่าคงที่ และแทนค่า $\varphi_{sd}, \varphi_{sq}$ ตามสมการที่ (39) และ (40) สุดท้ายแล้วจะได้แรงบิดไฟฟ้าในแกน d-q สำหรับ Salient Pole PMSM เป็นไปตามสมการที่ (41)

$$T_{em} = \frac{3P}{4} \left[\left(\frac{d\varphi_{rd}}{d\theta_e} - \varphi_{rq} \right) i_{sd} + \left(\frac{d\varphi_{rq}}{d\theta_e} + \varphi_{rd} \right) i_{sq} + (L_{ds} - L_{qs}) i_{sd} i_{sq} \right] \quad (41)$$

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

$$T_{em} = \frac{3P}{4} [\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}] = \frac{3P}{4} [\varphi_{s\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{s\beta} i_{s\alpha}] \quad (42)$$

โดยที่ $i_{sd}, i_{sq}, \varphi_{sd}, \varphi_{sq}, i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \varphi_{s\alpha}, \varphi_{s\beta}$ เป็นกระแสสเตเตอร์และสเตเตอร์ฟลักซ์ลิ่งก์เกจบนกรอบอ้างอิงซิงโครนัสและกรอบอ้างอิงหยุดนิ่งตามลำดับ โดยสมการทางซ้ายมือของสมการที่ (42) จะเป็นสมการแรงบิดไฟฟ้าบนกรอบอ้างอิงซิงโครนัส และขวามือของสมการที่ (42) จะเป็นสมการแรงบิดไฟฟ้าบนกรอบอ้างอิงหยุดนิ่ง

โดยทฤษฎีการออกแบบแรงบิดโดยตรงจะใช้สมการทางด้านขวามือเพราะไม่จำเป็นต้องรู้ข้อมูลของตำแหน่งโรเตอร์

สำหรับเครื่องจักรกลแบบ non-salient pole ($L_{ds} = L_{qs} = L_s$) เนื่องจากสเตเตอร์ลิ่งก์เกจที่เกิดจากแม่เหล็กถาวรเปลี่ยนแปลงตามสัญญาณที่ไม่ใช่รูปคลื่นไซน์ 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 (43)

$$T_{em} = \frac{3P}{4} \left[\left(\frac{d\varphi_{rd}}{d\theta_e} - \varphi_{rq} \right) i_{sd} + \left(\frac{d\varphi_{rq}}{d\theta_e} + \varphi_{rd} \right) i_{sq} \right] \quad (43)$$

โรเตอร์ฟลักซ์ลิ่งก์เกจบนกรอบหยุดนิ่ง $\varphi_{r\alpha}$ และ $\varphi_{r\beta}$ สามารถแทนให้อยู่ในเทอมที่อยู่บนกรอบอ้างอิงซิงโครนัสกับตำแหน่งโรเตอร์ทางไฟฟ้าได้ตามสมการที่ (44) และ (45)

$$\varphi_{r\alpha} = \varphi_{rd} \cos \theta_e - \varphi_{rq} \sin \theta_e \quad (44)$$

$$\varphi_{r\beta} = \varphi_{rd} \sin \theta_e + \varphi_{rq} \cos \theta_e \quad (45)$$

โดยมีที่มาตามสมการที่ (46) และ (47)

$$\begin{aligned} \frac{d\varphi_{r\beta}}{d\theta_e} &= \frac{d}{d\theta_e} [\varphi_{rd} \cos \theta_e - \varphi_{rq} \sin \theta_e] \\ &= \frac{d\varphi_{rd}}{d\theta_e} \cos \theta_e - \sin \theta_e \varphi_{rd} - \left[\frac{d\varphi_{rd}}{d\theta_e} \sin \theta_e + \cos \theta_e \varphi_{rq} \right] \end{aligned} \quad (46)$$

และ

$$\begin{aligned} \frac{d\theta_{r\beta}}{d\theta_e} &= \frac{d}{d\theta_e} [\varphi_{rd} \sin \theta_e + \varphi_{rq} \cos \theta_e] \\ &= \frac{d\varphi_{rd}}{d\theta_e} \sin \theta_e + \cos \theta_e \varphi_{rd} + \left[\frac{d\varphi_{rd}}{d\theta_e} \cos \theta_e - \sin \theta_e \varphi_{rq} \right] \end{aligned} \quad (47)$$

กระแสบนกรอบอ้างอิงหยุดนิ่ง $i_{s\alpha}$ และ $i_{s\beta}$ สามารถแทนให้อยู่ในเทอมที่อยู่บนกรอบอ้างอิงซิงโครนัสกับตำแหน่งโรเตอร์ทางไฟฟ้าได้ตามสมการที่ (48) และ (49)

$$i_{s\alpha} = i_{sd} \cos \theta_e - i_{sq} \sin \theta_e \quad (48)$$

$$i_{s\beta} = i_{sd} \sin \theta_e + i_{sq} \cos \theta_e \quad (49)$$

โดยเมื่อนำกระแสและโรเตอร์ฟลักซ์ลิงก์เกจบนกรอบหยุดนิ่งมาคูณกัน นำสมการที่ (46) และ (47) ไปคูณกับสมการที่ (48) และ (49) จะได้ตามสมการที่ (50) และ (51)

$$\begin{aligned} \frac{d\varphi_{r\alpha}}{d\theta_e} i_{s\alpha} &= \frac{d\varphi_{rd}}{d\theta_e} i_{sd} \sin^2 \theta_e + \cos \theta_e \sin \theta_e \varphi_{rd} i_{sd} + \\ &\quad \frac{d\varphi_{rq}}{d\theta_e} i_{sd} \cos \theta_e \sin \theta_e - \sin^2 \theta_e \varphi_{rq} i_{sd} + \\ &\quad \frac{d\varphi_{rd}}{d\theta_e} i_{sq} \cos \theta_e \sin \theta_e + \cos^2 \theta_e \varphi_{rd} i_{sq} + \\ &\quad \frac{d\varphi_{rq}}{d\theta_e} i_{sq} \cos^2 \theta_e - \cos \theta_e \sin \theta_e \varphi_{rq} i_{sq} \end{aligned} \quad (50)$$

และ

$$\begin{aligned}
 \frac{d\varphi_{r\beta}}{d\theta_e} i_{s\beta} = & \frac{d\varphi_{rd}}{d\theta_e} i_{sd} \cos^2 \theta_e - \cos \theta_e \sin \theta_e \varphi_{rd} i_{sd} - \\
 & \frac{d\varphi_{rq}}{d\theta_e} i_{sd} \cos \theta_e \sin \theta_e - \cos^2 \theta_e \varphi_{rq} i_{sd} - \\
 & \frac{d\varphi_{rd}}{d\theta_e} i_{sq} \cos \theta_e \sin \theta_e + \sin^2 \theta_e \varphi_{rd} i_{sq} + \\
 & \frac{d\varphi_{rq}}{d\theta_e} i_{sq} \sin^2 \theta_e + \cos \theta_e \sin \theta_e \varphi_{rq} i_{sq}
 \end{aligned} \tag{51}$$

สมการแรงบิดของมอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่านที่มีแรงดันไฟฟ้าด้านกลับ (Back-EMF) เป็นสัญญาณที่ไม่ใช่รูปไซน์ (สี่เหลี่ยมคางหมู) บนกรอบอ้างอิงหยุดนิ่ง ซึ่งไม่เกี่ยวข้องกับโหมดการนำกระแสทั้ง 2 เฟสและ 3 เฟส โดยอ้างอิงกรอบหยุดนิ่ง (Stationary Reference Frame) (Liu et al., 2006; Ozturk and Toliyat, 2007) จะเป็นไปตามสมการที่ (52)

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \left[\frac{d\varphi_{r\alpha}}{d\theta} i_{s\alpha} + \frac{d\varphi_{r\beta}}{d\theta} i_{s\beta} \right] = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \left[\frac{e_\alpha}{\omega_e} i_{s\alpha} + \frac{e_\beta}{\omega_e} i_{s\beta} \right] \tag{52}$$

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 (53)

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \left[\frac{e_\alpha}{\omega_e} i_{s\alpha} + \frac{e_\beta}{\omega_e} i_{s\beta} \right] = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \left[k_\alpha(\theta_e) i_{s\alpha} + k_\beta(\theta_e) i_{s\beta} \right] \tag{53}$$

โดย ω_e เป็นความเร็วโรเตอร์ทางไฟฟ้าและ $k_\alpha(\theta_e), k_\beta(\theta_e), e_\alpha, e_\beta$ เป็นค่าคงที่ของแรงดันไฟฟ้าด้านกลับโดยขึ้นอยู่กับตำแหน่งโรเตอร์ทางไฟฟ้าบนกรอบอ้างอิงหยุดนิ่งและแรงดันไฟฟ้าด้านกลับบนกรอบอ้างอิงหยุดนิ่งตามลำดับ โดยเมื่อพิจารณาสมการแรงบิดในเทอมทางขวามือของสมการที่ (53) 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 $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ คือกระแสเดเตอร์ในอ้างอิงกรอบหยุดนิ่ง โดยค่าแรงดันไฟฟ้าด้านกลับที่สามารถวัดได้อาจจะต้องวัดเป็นแบบ line-to-line เนื่องจากจุด neutral ไม่สามารถวัดได้ ดังนั้น e_{ab}, e_{bc}, e_{ca} สามารถหาได้จากสมการที่ (54)

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & -2 & 1 \\ \sqrt{3} & 0 & \sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{ab} \\ e_{bc} \\ e_{ca} \end{bmatrix} \quad (54)$$

$$V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} + \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} \quad (55)$$

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

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 $\varphi_{s\alpha}, \varphi_{s\beta}$ คือสเตเตอร์-ฟลักซ์ลิงก์เกจ เมื่อแทนค่าในสมการที่ (55) จะได้ตามสมการที่ (56) และเมื่อจัดรูปใหม่จะได้ตามสมการที่ (57)

$$V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} + \frac{d(\varphi_{s\alpha} - L_s i_{s\alpha})}{dt} \quad (56)$$

$$\begin{aligned} V_{s\beta} &= R_s i_{s\beta} + L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + \frac{d(\varphi_{s\beta} - L_s i_{s\beta})}{dt} \\ \frac{d\varphi_{s\alpha}}{dt} &= V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} + L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} - L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} \end{aligned} \quad (57)$$

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

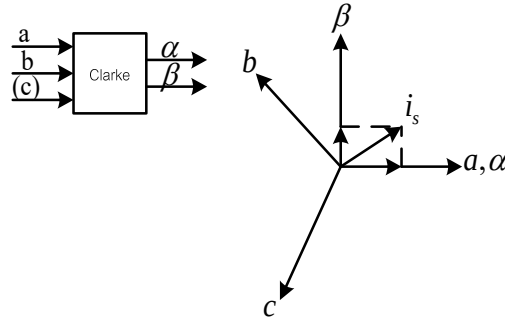
ทำการหาปริพันธ์ทั้งสองข้างเพื่อหาค่า $\varphi_{s\alpha}, \varphi_{s\beta}$ จะได้ดังสมการที่ (58)

$$\varphi_{s\alpha} = \int (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) \quad (58)$$

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

โดยที่ $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ ได้จากการแปลงคลาร์กตามสมการที่ (60) โดยแปลงจากกระแส 3 แกนที่ทำมุมกัน 120 องศา เป็น 2 แกนที่ตั้งฉากกันหรืออยู่บนแกนที่อยู่กับที่ (Stationary Frame) ของสเตเตอร์

ในทางปฏิบัติสามารถใช้คุณสมบัติของระบบไฟฟ้า 3 เฟสสมดุล ($i_a + i_b + i_c = 0$) เพื่อที่จะได้วัดกระแสเข้ามาคำนวณเพียงอย่างละ 2 เฟส ซึ่งทำให้ประหยัดค่าใช้จ่ายกับอุปกรณ์การวัด



ภาพที่ 4.1 การแปลงของคลาร์ก

โดยเมตริกซ์ในการแปลงจาก abc ไป $\alpha\beta\gamma$ คือสมการที่ (59) โดย $\|T_{\alpha\beta\gamma/abc}\| = 1$

$$T_{\alpha\beta\gamma/abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (59)$$

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 (60)

$$i_{s\alpha} = i_{sa} \quad (60)$$

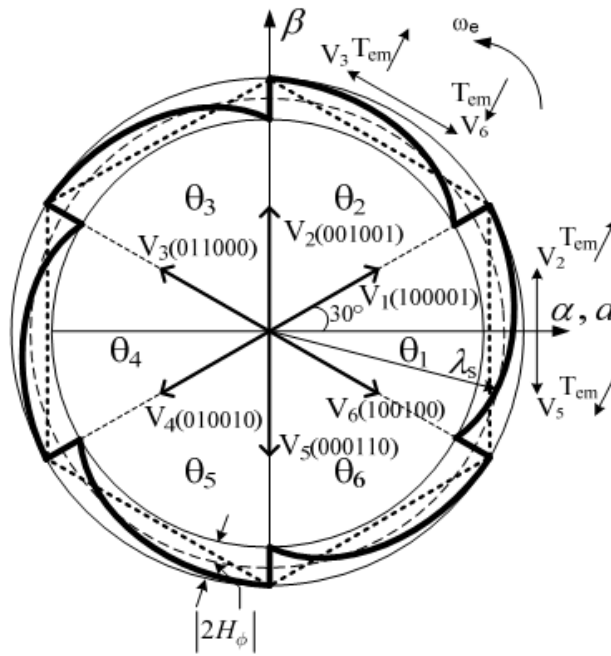
$$i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_{sa} + 2i_{sb})$$

การคำนวณหาขนาดและทิศทางสเตเตอร์ฟลักซ์จึงสามารถหาได้ตามสมการที่ (61)

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

(61)

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



ภาพที่ 4.2 เวกเตอร์ของฟลักซ์บนกรอบหุขุดหนึ่ง (แกน $\alpha\beta$)

ที่มา: Ozturk and Toliyat (2011)

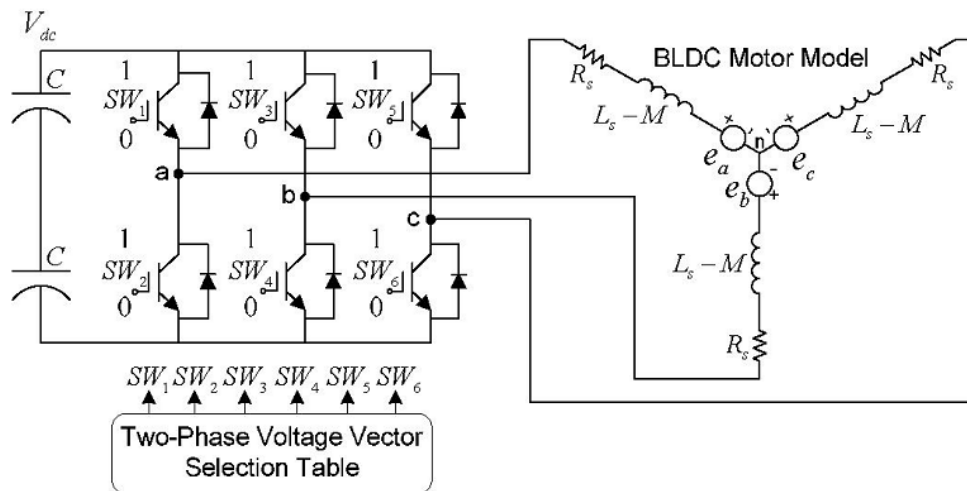
สังเกตจากทางเดินสเตเตอร์ฟลักซ์ลิ่งก์เกจ เมื่อใช้ 2 เฟสควบคุมกระแส จะเกิด sharp dips เกิดขึ้นทุก 60 องศาทางไฟฟ้า เนื่องจาก freewheeling diodes และจะเกิดขึ้นเช่นเดียวกับการควบคุมแรงบิดโดยตรงแบบสองเฟส เนื่องจาก sharp dips จะเกิดขึ้นทุกเปลี่ยนสแตจ (60 องศาทางไฟฟ้า) และแนวโน้มของกระแสเหมือนกับส่วนบนของแรงดันไฟฟ้าด้านกลับเพื่อที่การสร้างแรงบิดที่ราบเรียบ ไม่มีทางที่จะควบคุมแอมพลิจูดของสเตเตอร์ฟลักซ์ลิ่งก์เกจ ในทางตรงข้ามความเร็วในการหมุนของสเตเตอร์ฟลักซ์ลิ่งก์เกจสามารถถูกควบคุมได้ง่ายแล้วจะได้ผลตอบสนองของแรงบิดที่รวดเร็วจะหาได้จากเวกเตอร์แรงดันที่เหมาะสมในขณะที่แอมพลิจูดของฟลักซ์เกือบจะคงที่กล่าวคือละเว้นการควบคุมฟลักซ์

ตารางที่ 4.1 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 4.3 การต่ออินเวอร์เตอร์กับมอเตอร์เมื่อพิจารณาแรงดัน V_{an} , V_{bn} และ V_{cn}

ที่มา: Ozturk and Toliyat (2008)

เมื่อขบประมุขสมมุติว่าถูกจ่ายด้วยแรงดันที่เท่ากันโดยอินเวอร์เตอร์โดยใช้โหมดการนำกระแสแบบสองเฟสที่โชว์ในภาพที่ 7 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 $V_{bn} = -V_{dc} / 2$ โดยไม่คำนึงถึงสภาวะของ Freewheeling diode ในโหมดการนำกระแสแบบสองเฟส

ตารางที่ 4.2 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 (52) ซึ่งเป็นการหาแบบต่อเฟส เมื่อพิจารณาสมการที่ต้องการให้เป็น line-to-line เนื่องจากกรณีวัดจริงอาจไม่สามารถวัดจริงได้ เมื่อพิจารณาสมการที่ (62) ใช้ในการแปลงคลาร์ก

$$\begin{pmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{pmatrix} \quad (62)$$

ที่ X_α , X_β เป็นคอมโพเนนต์บนกรอบอ้างอิงหยุดนิ่งและ X_a , X_b , X_c เป็นคอมโพเนนต์บนกรอบอ้างอิง abc โดย X ในสมการที่ (62) แทนกระแสและโรเตอร์ฟลักซ์ลิงก์เกจในสมการแรงบิดไฟฟ้า

เมื่อสมการที่ (62) X_α, X_β ถูกกระจายเข้าไปแล้วจัดรูปใหม่ให้อยู่ในเทอมของ $ba-ca$ line-to-line จะได้ตามสมการที่ (48) และ (49)

$$\begin{aligned} X_\alpha &= \frac{2X_a - X_b - X_c}{3} = \frac{X_a - X_b + X_a - X_c}{3} \\ &= \frac{-X_{ba} - X_{ca}}{3} \end{aligned} \quad (63)$$

และ

$$\begin{aligned} X_\beta &= \frac{\sqrt{3}}{3}(X_b - X_c) = \frac{\sqrt{3}}{3}(X_b - X_a + X_a - X_c) \\ &= \frac{\sqrt{3}}{3}(X_{ba} - X_{ca}) \end{aligned} \quad (64)$$

ที่ $X_{ba} = X_b - X_a$ และ $X_{ca} = X_c - X_a$ จากสมการที่ (63) และ (64) สามารถเขียนใหม่ได้ตามสมการที่ (65)

$$\begin{pmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ \frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_{ba} \\ X_{ca} \end{pmatrix} \quad (65)$$

จึงสามารถเขียนสมการแรงบิดไฟฟ้าใหม่ให้อยู่ในรูปของ $ba-ca$ frame line-to-line ได้ดังสมการที่ (66)

$$\begin{aligned} T_{em} &= \frac{3}{2} \frac{P}{2} \left\{ \frac{d(-1/3\varphi_{rba} - 1/3\varphi_{rca})}{d\theta_e} (-1/3i_{ba} - 1/3i_{ca}) + \right. \\ &\quad \left. \frac{d(\sqrt{3}/3\varphi_{rba} - \sqrt{3}/3\varphi_{rca})}{d\theta_e} (\sqrt{3}/3i_{ba} - \sqrt{3}/3i_{ca}) \right\} \end{aligned} \quad (66)$$

โดยที่ $i_{ba} = i_b - i_a$ และ $i_{ca} = i_c - i_a$ หลังจากแก้สมการเชิงเลขาคณิตจะได้ตามสมการที่ (67)

$$T_{em} = \frac{P}{6} \left[\left(\frac{2d\varphi_{rba}}{d\theta_e} - \frac{d\varphi_{rca}}{d\theta_e} \right) i_{ba} + \left(\frac{2d\varphi_{rca}}{d\theta_e} - \frac{d\varphi_{rba}}{d\theta_e} \right) i_{ca} \right] \quad (67)$$

หรือสามารถเขียนให้อยู่ในเทอมของ Back-EMF $ba - ca$ frame line-to-line ได้ตามสมการที่ (68)

$$T_{em} = \frac{P}{6} \left[\left(\frac{2e_{ba} - e_{ca}}{\omega_e} \right) i_{ba} + \left(\frac{2e_{ca} - e_{ba}}{\omega_e} \right) i_{ca} \right] \quad (68)$$

โดยที่ $e_{ca} = e_c - e_a$ และ $e_{ba} = e_b - e_a$ สมการที่ (53) สามารถเขียนให้อยู่ในเทอมของค่าคงที่ แรงดันไฟฟ้าต้านกลับ (k) ซึ่ง $k_{ba} = \frac{e_{ba}}{\omega_e}$, $k_{ca} = \frac{e_{ca}}{\omega_e}$ ตามสมการที่ (69)

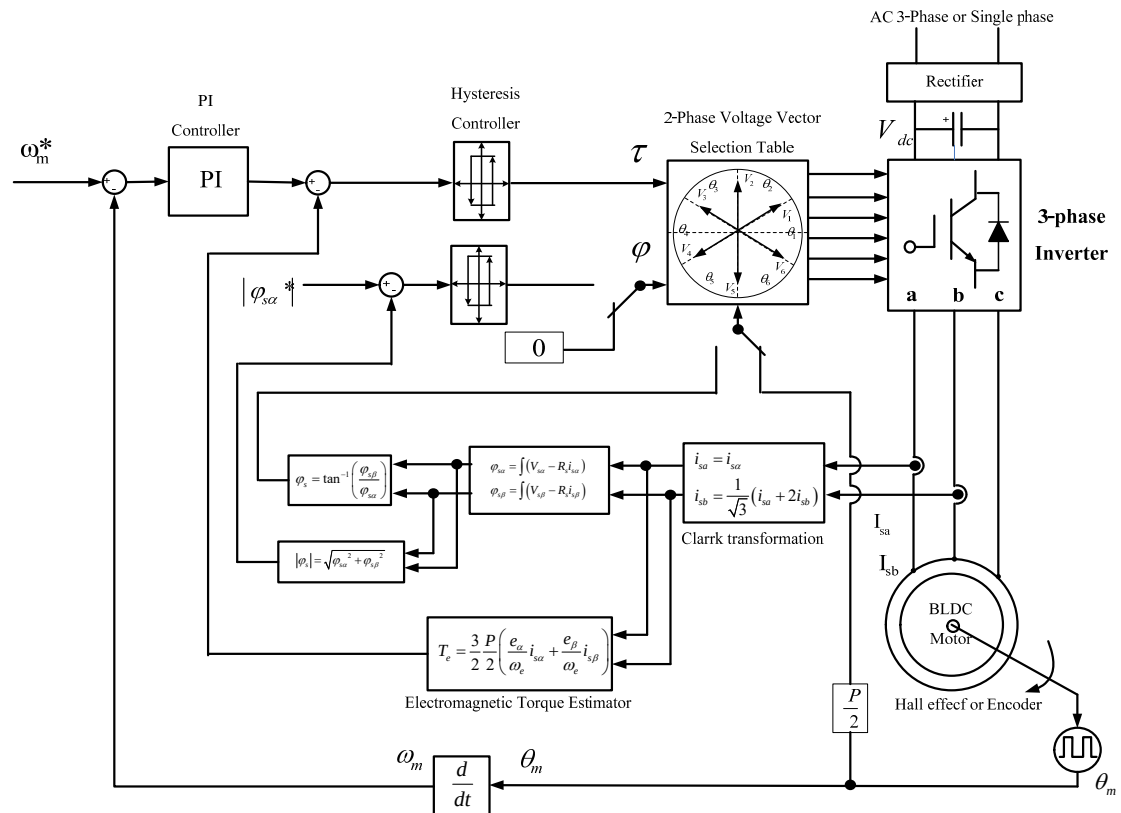
$$T_{em} = \frac{P}{6} \left[(2k_{ba}(\theta_e) - k_{ca}(\theta_e)) i_{ba} + (2k_{ca}(\theta_e) - k_{ba}(\theta_e)) i_{ca} \right] \quad (69)$$

หรือสามารถจัดเทอม $ab - bc - ca$ frame line-to-line ได้เป็นสมการที่ (70)

$$T_{em} = \frac{P}{2} \left[\frac{e_{ab} i_{ab} + e_{bc} i_{bc} + e_{ca} i_{ca}}{3\omega_e} \right] \quad (70)$$

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 (71)

$$T_{em} = \frac{P}{6} [k_{ab}(\theta_e) i_{ab} + k_{bc}(\theta_e) i_{bc} + k_{ca}(\theta_e) i_{ca}] \quad (71)$$



ภาพที่ 4.4 วงจรการออกแบบของการควบคุมแรงบิดโดยตรง

4.2. การควบคุมกระแสแบบคงทน

การควบคุมกระแสแบบคงทน (Chen et al., 2000) พัฒนามาจากตัวควบคุมป้อนกลับ เพื่อต้องการให้มีผลตอบสนองของระบบดีกว่าเดิม โดยการเพิ่มตัวควบคุมป้อนไปหน้า จากนั้นผลตอบสนองก็ยังถูกรบกวนจากสัญญาณรบกวนที่มาจาก การวัดสัญญาณป้อนกลับและผลของความไม่แน่นอนของค่าพารามิเตอร์ และเพื่อต้องการลดผลกระทบดังกล่าวจึงเพิ่มตัวควบคุมป้อนไปหน้าแบบตัดสัญญาณรบกวนจากภาพที่ 62 เป็นแผนภาพโดยรวมของระบบที่ใช้ในการควบคุมความเร็ว ประกอบด้วยส่วนต่างๆ ดังนี้

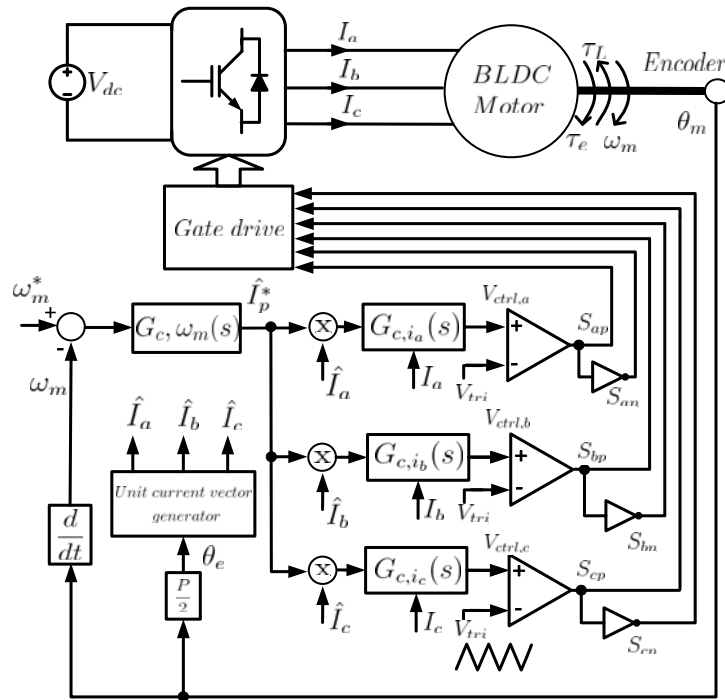
1. ภาคเพาเวอร์ ประกอบด้วยแหล่งจ่ายสำหรับมอเตอร์ IGBT และมอเตอร์
2. ภาคควบคุม ประกอบด้วย $G_c, \omega_m(s), G_c, i_a(s), G_c, i_b(s), G_c, i_c(s)$, Unit vector current generator, V_{tri} และ Gate drive

2.1 Gate drive คือ ส่วนที่แปลงจากสัญญาณควบคุมให้ IGBT สามารถทำงานได้

2.2 Unit vector current generator ($F_i(\theta_e)$) คือ สัญญาณกระแสอ้างอิงของ $i_a(t)$, $i_b(t)$, $i_c(t)$

2.3 $G_c, \omega_m(s)$ คือ Speed controller เป็น PI-Controller จะไม่พูดถึงในงานวิจัยนี้

2.4 $G_c, i_a(s), G_c, i_b(s), G_c, i_c(s)$ คือ Robust current controller ที่จะกล่าวต่อไป

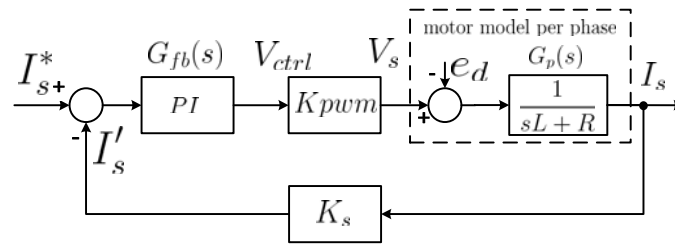


ภาพที่ 4.5 แผนภาพการควบคุมโดยรวม

ที่มา: Chen et al. (2000)

การออกแบบตัวควบคุมกระแสโดยวิธีทันทานนั้นถูกพัฒนาขึ้นโดย C.M. Liaw และ S.J. Chiang ตัวควบคุมกระแสแบบต่างๆ ก่อนที่จะเป็นตัวควบคุมกระแสแบบคงทนมมี 3 ชนิด ดังนี้

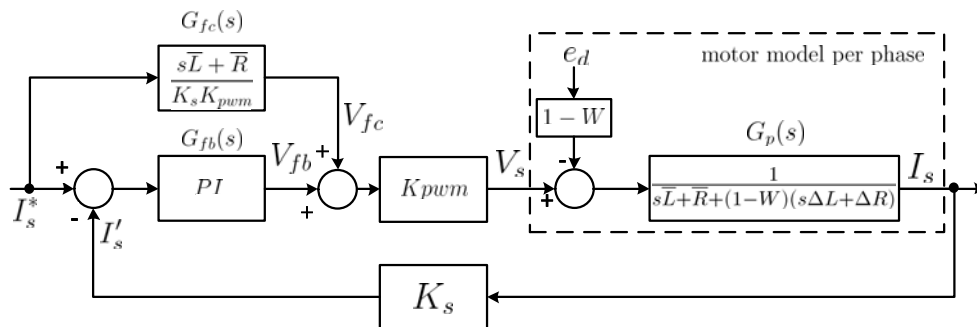
1. ตัวควบคุมกระแสอย่างง่าย ตัวควบคุมชนิดนี้เป็นที่นิยมใช้กันเนื่องจากสามารถทำการปรับปรุงตัวควบคุมได้ง่าย ประกอบด้วยตัวควบคุมป้อนกลับเพียงอย่างเดียว ทำหน้าที่รักษาเสถียรภาพของระบบ



ภาพที่ 4.6 แผนภาพบล็อกของการควบคุมกระแสอย่างง่าย

ที่มา: Chen et al. (2000)

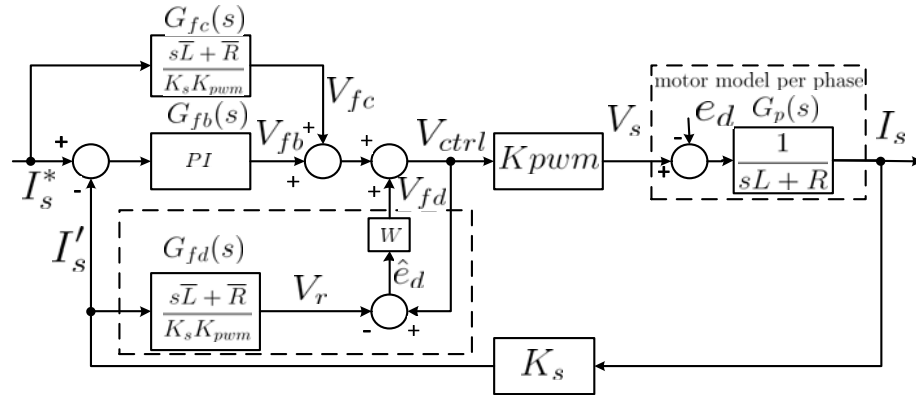
2. ตัวควบคุมกระแสแบบทันท่วงที ตัวควบคุมชนิดนี้จะมีผลตอบสนองที่ดีกว่าตัวควบคุมกระแสอย่างง่าย เนื่องจากตัวควบคุม $G_{fc}(s)$ คอยทำหน้าที่ให้ $I'_s/I_s^* = 1$ โดยที่ตัวควบคุม $G_{fc}(s)$ จะทำหน้าที่ได้ดีก็ต่อเมื่อค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์หาค่าได้ถูกต้อง แต่ในทางปฏิบัติค่าพารามิเตอร์สามารถหาได้จากค่าประมาณขึ้นมาเท่านั้น จึงทำให้ผลตอบสนองที่ได้นั้นยังมีความผิดพลาดจากพารามิเตอร์ของมอเตอร์ และสัญญาณรบกวนของระบบ ดังนั้นจึงต้องมีการพัฒนาตัวควบคุมไปหน้าแบบตัดสัญญาณรบกวน เพื่อลดผลกระทบของค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์และสัญญาณรบกวนจากการวัด



ภาพที่ 4.7 แผนภาพบล็อกตัวควบคุมกระแสแบบทันท่วงที

ที่มา: Chen et al. (2000)

3. ตัวควบคุมกระแสแบบทันท่วงที ตัวควบคุมชนิดนี้จะเพิ่มตัวควบคุมป้อนไปหน้าแบบตัดสัญญาณรบกวน เพื่อลดผลกระทบความไม่แน่นอนของค่าพารามิเตอร์มอเตอร์ ซึ่งตัวควบคุมชนิดนี้สามารถปรับความต้องการติดตามสัญญาณหรือการลดผลกระทบของสัญญาณรบกวนได้



ภาพที่ 4.8 แผนภาพบล็อกตัวควบคุมกระแสแบบทันทวน

ที่มา: Chen et al. (2000)

ส่วนประกอบในการควบคุมข้างต้นของตัวควบคุมประกอบด้วยส่วนต่างๆ ดังนี้

1. ตัวควบคุมป้อนกลับ ($G_{fb}(s)$) เป็นตัวควบคุมป้อนกลับนั้นใช้เป็นแบบพีไอ มีหน้าที่รักษาเสถียรภาพของระบบมีสมการดังนี้

$$G_{fb}(s) = \frac{sK_p + K_i}{s} \quad (85)$$

หาฟังก์ชันถ่ายโอนของ I'_s/I_s^* จากภาพที่ 4.8 โดยไม่นำตัวควบคุมแบบป้อนไปหน้าทั้งสองตัวมาคิดจะได้

$$\frac{I'_s}{I_s^*} = \frac{\overline{K}_{pwm} \overline{K}_s \left(\frac{sK_p + K_i}{sL + R_s} \right)}{s + \overline{K}_{pwm} \overline{K}_s \left(\frac{sK_p + K_i}{sL + R_s} \right)} \quad (86)$$

โดยที่ตัวแปรที่มีขีดอยู่บนตัวอักษรหมายถึงค่าพารามิเตอร์ที่เป็นค่าอนินต์ หลังจากที่ได้เลือก $K_i = K_p \overline{R}_s / L$ สมการที่ 86 เขียนใหม่ได้ดังนี้

$$\frac{I'_s}{I_s^*} = \frac{\overline{K}_{pwm} \overline{K}_s K_p / \overline{L}}{s + \overline{K}_{pwm} \overline{K}_s K_p / \overline{L}} \quad (87)$$

สมการที่ (87) มีลักษณะคล้ายฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่มีความถี่ขอบเขตเท่ากับ $f_c = K_p \bar{K}_{pwm} \bar{K}_s / (2\pi \bar{L})$ โดยปกติการเปลี่ยนแปลงของ V_{ctrl} ต้องไม่เร็วกว่าความชันของสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมที่ไปเปรียบเทียบเพื่อหาสัญญาณอนุพัทธ์ซึ่ง ดังนั้น $f_c = 0.25 f_{tri}$ และจะได้

$$K_p = \frac{\pi f_{tri} \bar{L}}{2 \bar{K}_s \bar{K}_{pwm}}, \quad K_i = \frac{\pi f_{tri} \bar{R}}{2 \bar{K}_s \bar{K}_{pwm}} \quad (88)$$

2. ตัวควบคุมป้อนไปหน้า ($G_{fc}(s)$) มีหน้าที่ทำให้ฟังก์ชันถ่ายโอนของ I'_s / I_s^* มีค่าเท่ากับ 1 ดังนั้นตัวควบคุมป้อนไปหน้ามีสมการดังนี้

$$G_{fc}(s) = \frac{s\bar{L} + \bar{R}}{\bar{K}_s \bar{K}_{pwm}} \quad (89)$$

เพื่อให้ผลตอบสนองของสัญญาณกระแสดีกว่าแบบตัวควบคุมป้อนไปหน้าอย่างเดียว จึงเสนอให้ใช้ตัวควบคุมป้อนไปหน้าตัดสัญญาณรบกวนแบบทนทาน ที่จะกล่าวต่อไป

3. ตัวควบคุมป้อนไปหน้าตัดสัญญาณรบกวนแบบทนทาน ($G_{fd}(s)$) มีหน้าที่ประมาณค่าสัญญาณรบกวนเพื่อไปหักล้างกับสัญญาณรบกวนที่เข้ามาในระบบ และลดผลกระทบของความไม่แน่นอนที่เกิดขึ้นกับตัวพารามิเตอร์ของมอเตอร์ด้วย สมการดังนี้

$$G_{fd}(s) = \frac{s\bar{L} + \bar{R}}{\bar{K}_s \bar{K}_{pwm}} \quad (90)$$

ในส่วนของตัวควบคุมสัญญาณ $V_{fd} = W \hat{e}_d$ สัญญาณควบคุมที่ถูกสร้างขึ้นจะเป็นไปตามสมการนี้

$$V_{ctrl} = V_{fb} + V_{fc} + V_{fd} = V_{fb} + V_{fc} + W \hat{e}_d \quad (91)$$

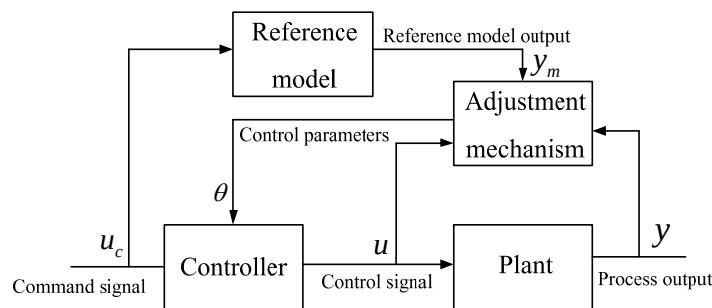
โดยที่ W , $0 \leq W \leq 1$ เป็นค่าน้ำหนักที่ปรับเพื่อให้ความสำคัญในการทำงานของตัวควบคุมระหว่างสิ่งที่ต้องการควบคุม และประสิทธิภาพของการควบคุมในภาพที่ 72 นั้นการเปลี่ยนแปลงค่าของพารามิเตอร์ และสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้น สามารถลดได้จาก $(W - 1)$ อย่งไรก็ตามเมื่อค่าของ W เข้าใกล้ 1 ค่าสัญญาณควบคุมก็จะเพิ่มตามไปด้วย

4.3 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 4.9 ระบบปรับตัวเองอ้างอิงแบบจำลอง

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

$$G_p(s) = \frac{y(s)}{u(s)} = \frac{c}{s^2 + as + b} \quad (76)$$

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

$$G_m(s) = \frac{y_m(s)}{u_c(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (77)$$

โดยที่ y_m คือแบบจำลองที่อ้างอิง u_c คือสัญญาณคำสั่งขาเข้า ξ คืออัตราส่วนการหน่วงและ ω_n เป็นความถี่ธรรมชาติ โดยโครงสร้างตัวควบคุมคือ

$$u = \theta_1 u_c - \theta_2 e \quad (78)$$

โดยที่ θ_1, θ_2 คือ ค่าพารามิเตอร์ที่ในการปรับค่าในตัวควบคุมแบบปรับตัวเองได้ จากสมการที่ (76) จะรู้ค่า $y(s) = G_p(s)u(s)$ และ $e = y - y_m$ โดยแทน u ด้วยสมการที่ (78) จะได้ y คือ

$$y = \frac{c\theta_1 u_c}{s^2 + as + b + c\theta_2} + \frac{c\theta_2 y_m}{s^2 + as + b + c\theta_2} \quad (79)$$

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

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma \frac{\partial J}{\partial \theta} = -\gamma e \frac{\partial e}{\partial \theta} \quad (80)$$

ที่ γ เป็นพารามิเตอร์อิสระที่ปรับ และเมื่อทำการหาอนุพันธ์แยกส่วนของค่าความผิดพลาดต่อ θ_1 และ θ_2 คือ

$$\begin{aligned} \frac{\partial e}{\partial \theta_1} &= \frac{cu_c}{s^2 + as + b + c\theta_2} \\ \frac{\partial e}{\partial \theta_2} &= \frac{cy_m}{s^2 + as + b + c\theta_2} - \frac{c^2\theta_1 u_c}{(s^2 + as + b + c\theta_2)^2} - \frac{c^2\theta_2 y_m}{(s^2 + as + b + c\theta_2)^2} \end{aligned} \quad (81)$$

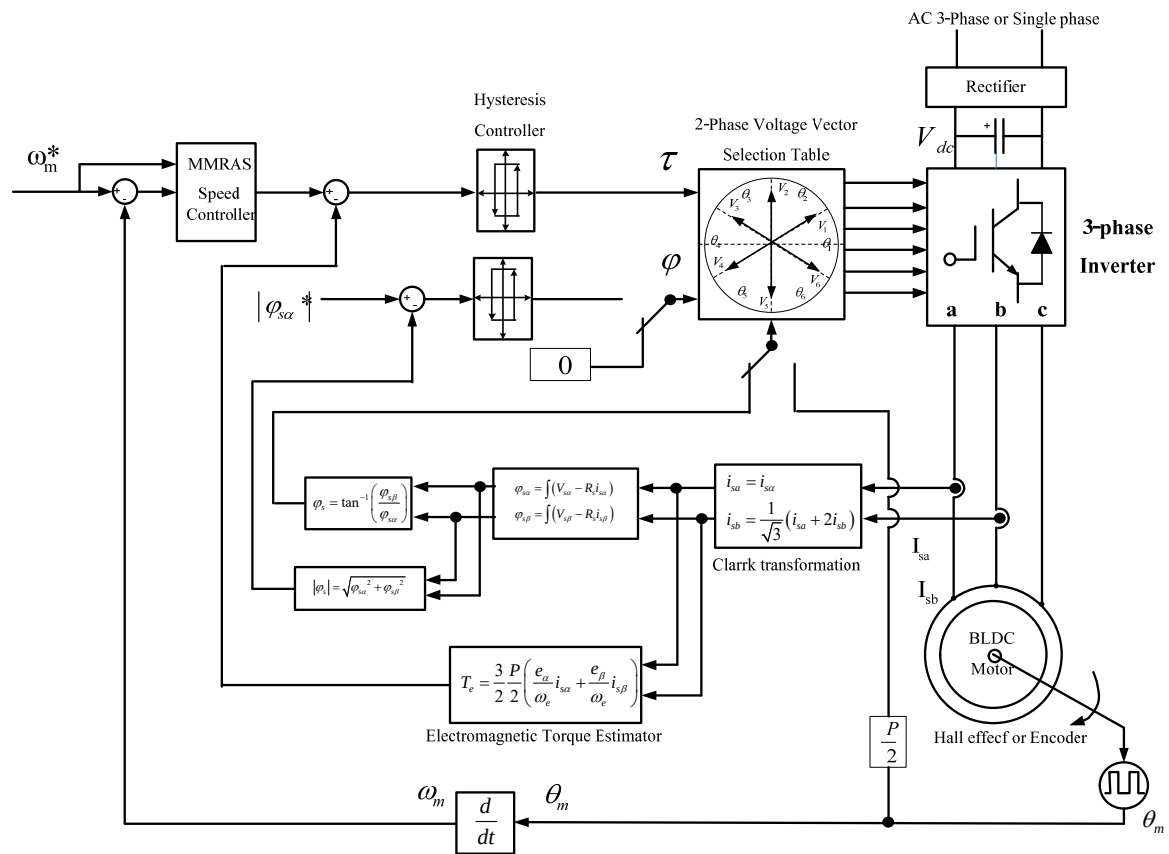
เมื่อพิจารณาช่วงเวลาเข้าสู่ Steady State ที่ $e \rightarrow 0$ ดังนั้นจะทำให้พจน์ $c\theta_2 \approx 0$ จึงจะได้

$$\begin{aligned}
\frac{\partial e}{\partial \theta_1} &= \frac{cu_c}{s^2 + as + b} \\
\frac{\partial e}{\partial \theta_2} &= \frac{cy_m}{s^2 + as + b} - \frac{c^2 \theta_1 u_c}{(s^2 + as + b)^2} \\
&= \frac{cy_m}{s^2 + as + b} - \frac{cy}{(s^2 + as + b)^2} \\
&= -\frac{(y - y_m)c}{s^2 + as + b} \\
&= -\frac{ec}{s^2 + as + b}
\end{aligned} \tag{82}$$

จากสมการที่ (80) แทนค่า $\frac{\partial e}{\partial \theta}$ ที่หาได้จากสมการที่ (82) จะได้ตัวอัปเดตตัวควบคุม คือ

$$\frac{d\theta_1}{dt} = -c\gamma e \left(\frac{1}{s^2 + as + b} \right) u_c \tag{83}$$

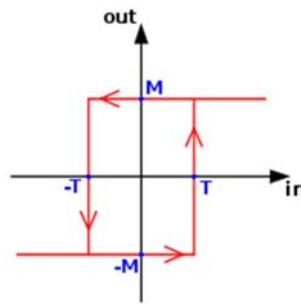
$$\frac{d\theta_2}{dt} = c\gamma e \left(\frac{1}{s^2 + as + b} \right) e \tag{84}$$



ภาพที่ 4.10 แสดงการควบคุมแรงบิดโดยตรงทำงานร่วมกับการปรับตัวเองอ้างอิงแบบจำลองแบบปรับปรุง

4.4 ตัวควบคุมแบบฮิสเตอร์รีซิส (Hysteresis-Controller)

ตัวควบคุมแบบฮิสเตอร์รีซิสจะมีด้วยกัน 2 ตัว คือ ตัวควบคุมแรงบิดและตัวควบคุมฟลักซ์ โดยแบนการทำงานอยู่ที่ 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)



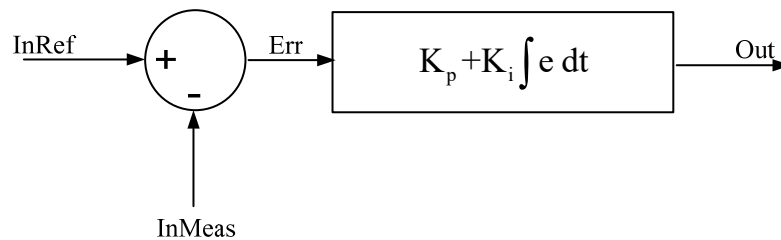
ภาพที่ 4.11 ตัวควบคุมแบบฮิสเตอร์รีซิส

ฟังก์ชันตัวควบคุมแบบฮิสเตอร์รีซิส

```
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
}
```

4.5 ตัวควบคุมแบบพีไอ (PI-Controller)

ตัวควบคุมพีไอจำนวน 1 ตัว เป็นส่วนที่ใช้ควบคุมวงความเร็ว โปรแกรมควบคุมการทำงานจะเขียนเป็น โมดูลเพื่อรับค่าเข้ามาคำนวณและส่งค่าเอาต์พุตของตัวควบคุมพีไอดังภาพที่ 34 ในการเขียนโปรแกรมให้เป็นตัวควบคุมพีไอจะทำให้ลดอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่นำมาสร้างวงจรตัวควบคุมพีไอได้มากและยังทำให้พื้นที่ของวงจรโดยรวมมีขนาดเล็กลง



ภาพที่ 4.12 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 */ \
```

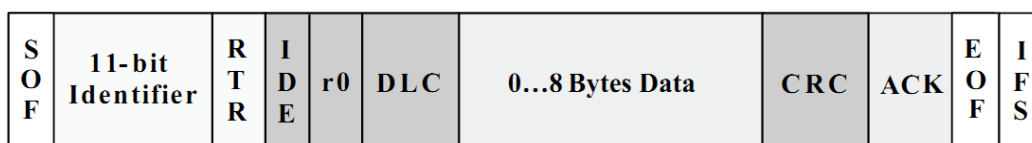
บทที่ 5 การออกแบบฮาร์ดแวร์

5.1 Controller Area Network: CAN bus

แคนบัสเป็นระบบสื่อสารอนุกรม (Serial) แบบอะซิงโครนัส (Asynchronous) ที่พัฒนามาจากการใช้ในอุตสาหกรรมยานยนต์ซึ่งเดิมใช้สายไฟที่ซับซ้อน จึงพัฒนาให้เหลือระบบบัสที่มีแค่สายไฟสองเส้น ลักษณะเด่นของแคนบัสนั้นมีความทนทานต่อสัญญาณการรบกวนทางไฟฟ้าและความสามารถในการซ่อมแซมข้อผิดพลาดของข้อมูล จึงทำให้แคนบัสเป็นที่นิยมในงานอุตสาหกรรม การแพทย์ และการกระบวนการผลิต

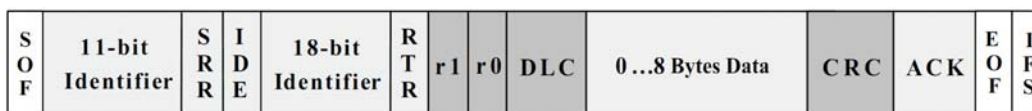
การใช้งานแคนบัสของ CPU ที่ใช้ของ Texas Instrument นั้นสามารถตั้งค่าแคนบัสได้เป็น 2 แบบคือ Standard CAN (CAN2.0A) และ Extended CAN (CAN2.0B) ซึ่งการส่งสัญญาณของข้อมูลทั้งสองแบบจะเป็นดังภาพต่อไปนี้

คำอธิบาย Standard CAN (CAN2.0A)



ภาพที่ 5.1 สัญญาณ Standard CAN (CAN2.0A)

ที่มา: *Corrigan (2008)*



ภาพที่ 5.2 สัญญาณ Extended CAN (CAN2.0B)

ที่มา: *Corrigan (2008)*

-มาตรฐานของ CAN 2.0 A ในส่วนของ รูปร่างคำสั่ง (Message Frame) จะประกอบไปด้วย 7 bit field ที่แตกต่างกัน

-Start OF Frame (SOF) Field คือส่วนที่เป็นจุดเริ่มต้นของ รูปร่างคำสั่ง (Message Frame) ซึ่งจะประกอบด้วย โดมิแนนท์ บิต(Dominant bit) เพียงตัวเดียว

-Arbitration Field ประกอบด้วย ข้อความตัวระบุ (Message Identifier) และ Remote Transmission Request (RTR) บิต ประกอบด้วยตัวระบุ (Identifier) ความยาว 11 บิตโดยจะเริ่มจาก ID10 ถึง ID 0

-Remote Transmission Request BIT (RTR) ใน Data Frame จะมี RTR บิต คือ โดมิแนนท์ บิต (Dominant bit) ส่วนใน Remote Frame จะมี RTR บิต คือ รีเซสซีฟ บิต (Recessive Bit)

-ส่วนของ Control Field จะประกอบด้วย 6 บิต ซึ่งจะแบ่งออกเป็นบิตสำรอง (Reserve Bit) คือ r0 กับ r1 ส่วนบิตที่เหลือจะเรียกว่า Data Length Code (DLC) ซึ่ง Data Length Code (DLC) จะเป็นตัวที่บ่งบอกจำนวนไบต์ ที่เกิดขึ้นในส่วนของ Data Field

-Data Field จะเริ่มจาก 0 ถึง 8 ไบต์

-Cyclic Redundancy Check Field (CRC Field) จะประกอบด้วย 15 บิตจะทำหน้าที่เช็คว่าข้อมูลที่ส่งไปเมื่อถอดรหัสแล้วจะเท่ากับค่าที่ได้ใน Cyclic Redundancy Check (CRC) หรือไม่ถ้าได้เท่ากัน แสดงว่าไม่มีข้อผิดพลาดใดๆ

-ACKnowledge Field (ACK Field) ประกอบด้วยบิตจำนวน 2 บิต คือ Slot บิต และ Delimiter บิต ซึ่งจะคอยเช็คว่าบิตที่ส่งมาค่าของบิตมีการเปลี่ยนแปลงหรือไม่ถ้าเปลี่ยนแปลงแสดงว่าเกิดข้อผิดพลาดในการส่ง

-End Of Frame Field (EOF Field) ประกอบด้วยรีเซสซีฟ บิต (Recessive Bit) จำนวน 7 บิต

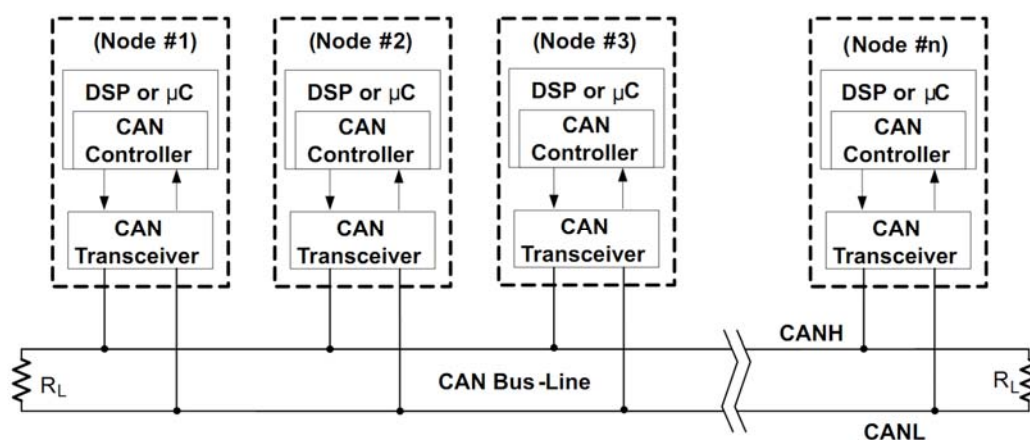
คำอธิบาย Extended CAN (CAN2.0B)

CAN 2.0B จะมีตัวระบุ (Identifier) จำนวน 29 บิตและยังสามารถจัดการกับการติดต่อสื่อสารระหว่าง CAN 2.0A ได้อย่างไม่มีปัญหาซึ่ง CAN 2.0B ได้ขยายหรือพัฒนาต่อจาก CAN 2.0A

การทำงานของแคนบัส

Data Message จะส่งออกมาจากทุกโหนด (node) บน CAN Bus (Control Area Network System Bus) และจะไม่มี address ทั้งโหนด (nodes) ส่งและโหนด (nodes)รับ รายละเอียดของข้อความ (Message) จะถูกกำหนดโดยตัวระบุ (Identifier) ที่มีลักษณะเฉพาะตัวในเครือข่าย ทุกๆ โหนด (nodes)บนเครือข่ายจะรับ ข้อความ (Message)และคำสั่งการทำงานโดยดูจากตัวระบุ

(Identifier) และแต่ละ โหนด (nodes) จะตัดสินใจว่าจะรับ ข้อความ (Message) หรือไม่โดยดูจาก ตัวระบุ ถ้าข้อความ (Message) นั้นตรงกับสิ่งที่ โหนด (nodes) นั้นๆ ต้องการ มันจะรับข้อความ (Message) นั้นมาประมวลผลถ้าไม่เช่นนั้นก็จะหลีกเลี่ยงโดยการไม่รับ ข้อความ (Message) นั้นมา และ ถ้า มีหลายๆ คำสั่งเข้ามาพร้อมๆ กัน มันจะตัดสินใจในการรับ ข้อความ (Message) ที่เข้ามาโดยการดูว่ามาก่อนหรือหลัง ในบางสถานการณ์ที่มี โหนด (nodes) มากกว่าสองโหนด (nodes) ที่พยายามที่จะส่งข้อมูลในเวลาเดียวกัน ซึ่ง CAN (Control Area Network) จะมีเทคนิคในการจัดการข้อมูล โดย CAN (Control Area Network) มีการให้ลำดับก่อน-หลัง อย่างชัดเจนซึ่งรับประกันได้ว่าไม่มีข้อมูลใดสูญหายขณะที่ส่งพร้อมกันในเวลาเดียวกัน

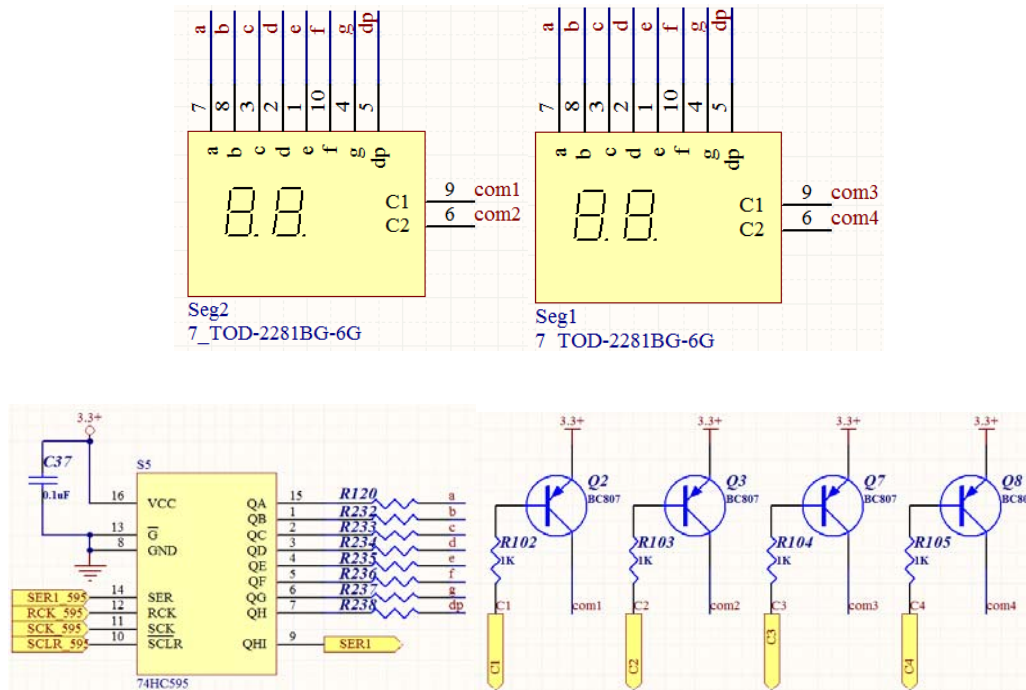


ภาพที่ 5.3 การต่ออุปกรณ์ที่มีแคนบัสเข้าด้วยกัน

ที่มา: *Corrigan (2008)*

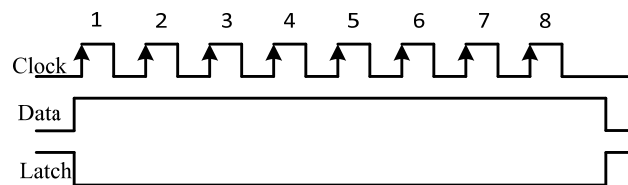
5.2 การใช้งาน 7-Segment 4 Digits

การใช้งาน 7-Segment ที่ใช้ในงานวิจัยได้ใช้เป็นแบบ 4 digits เพื่อให้สามารถแสดงค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ได้ครบ ค่าที่สามารถแสดงได้ตั้งแต่ 0 – 9999 ดังนั้นการต่อวงจรใช้งาน 7-Segment สามารถอธิบายได้ดังนี้



ภาพที่ 5.4 การวงจรใช้งาน 7-Segment

การต่อใช้งานจะใช้ไอซี 74HC595 ต่อเข้ากับแต่ละ Segment ของ 7-Segment แล้วนำขา common ของแต่ละ digit ไปต่อเข้ากับ transistor 4 ตัว ตามแต่ละ digit จากนั้นเวลาใช้งานก็ต้องเขียนค่าที่ต้องการแสดงใน digit นั้นลงใน 74HC595 ก่อนแล้วถึงสั่งให้ transistor ที่เป็น common ของ digit นั้นทำงาน จากนั้นเมื่อต้องการให้แสดงผลในทุก digit พร้อมกัน ก็ต้องทำการเขียนค่าลงใน 74HC595 และสั่งให้ transistor ทำงานในแต่ละ digit อย่างรวดเร็วก็จะทำให้มองเห็นว่า ทุก digit ของ 7-Segment นั้นติดพร้อมกันหมด



ภาพที่ 5.5 สัญญาณการเขียนข้อมูล 7-Segment

จากภาพที่ 5.5 แสดงการเขียนข้อมูลลงใน 75HC595 เพื่อเป็นการเคลียร์หน้าจอของ 7-Segment โดยการทำงานจะอาศัยการให้จังหวะของสัญญาณนาฬิกา และข้อมูลที่ต้องการเขียนจากบิตที่มีนัยสำคัญต่ำสุด (Least Significant Bit: LSB) จากนั้นสัญญาณนาฬิกาก็จะให้จังหวะเพื่อเขียนข้อมูลในบิตถัดไป เมื่อเขียนข้อมูลในแต่ละบิตเสร็จ สัญญาณนาฬิกาก็จะให้จังหวะในการเขียนบิตถัดไปจนถึงบิตที่มีนัยสำคัญสูงสุด (Most Significant Bit: MSB) จากนั้นก็จะให้สัญญาณแลตช์ (Latch) เพื่อให้ข้อมูลที่เขียนลงไปปรากฏบน 7-Segment จากนั้นต้องทำให้ transistor หลักที่ 1 ของ 7-Segment ทำงาน จากนั้นก็ให้ transistor ของหลักที่ 2 หลักที่ 3 และหลักที่ 4 ทำงานก็จะทำให้ที่หน้าจอของ 7-Segment ปรากฏข้อมูลที่เขียนลงไป

เมื่อต้องการให้หน้าจอที่ 7-Segment ปรากฏเป็นเลข 1234

เขียนข้อมูลที่เป็นเลข 1 ลงใน 74HC595 จากนั้น Latch และทำให้ transistor ที่หลักที่ 1 ทำงานก็จะปรากฏเลข 1 ที่หลักแรกของ 7-Segment

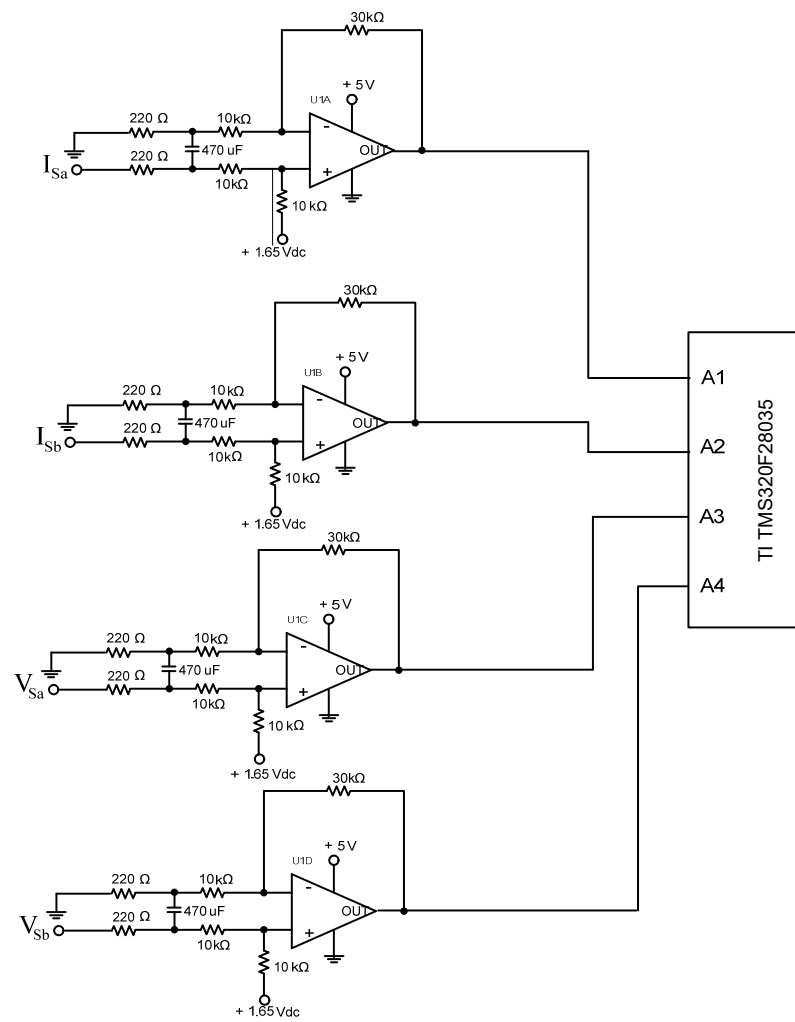
เขียนข้อมูลที่เป็นเลข 2 ลงใน 74HC595 จากนั้น Latch และทำให้ transistor ที่หลักที่ 2 ทำงานก็จะปรากฏเลข 2 ที่หลักที่สองของ 7-Segment

เขียนข้อมูลที่เป็นเลข 3 ลงใน 74HC595 จากนั้น Latch และทำให้ transistor ที่หลักที่ 3 ทำงานก็จะปรากฏเลข 3 ที่หลักที่สามของ 7-Segment

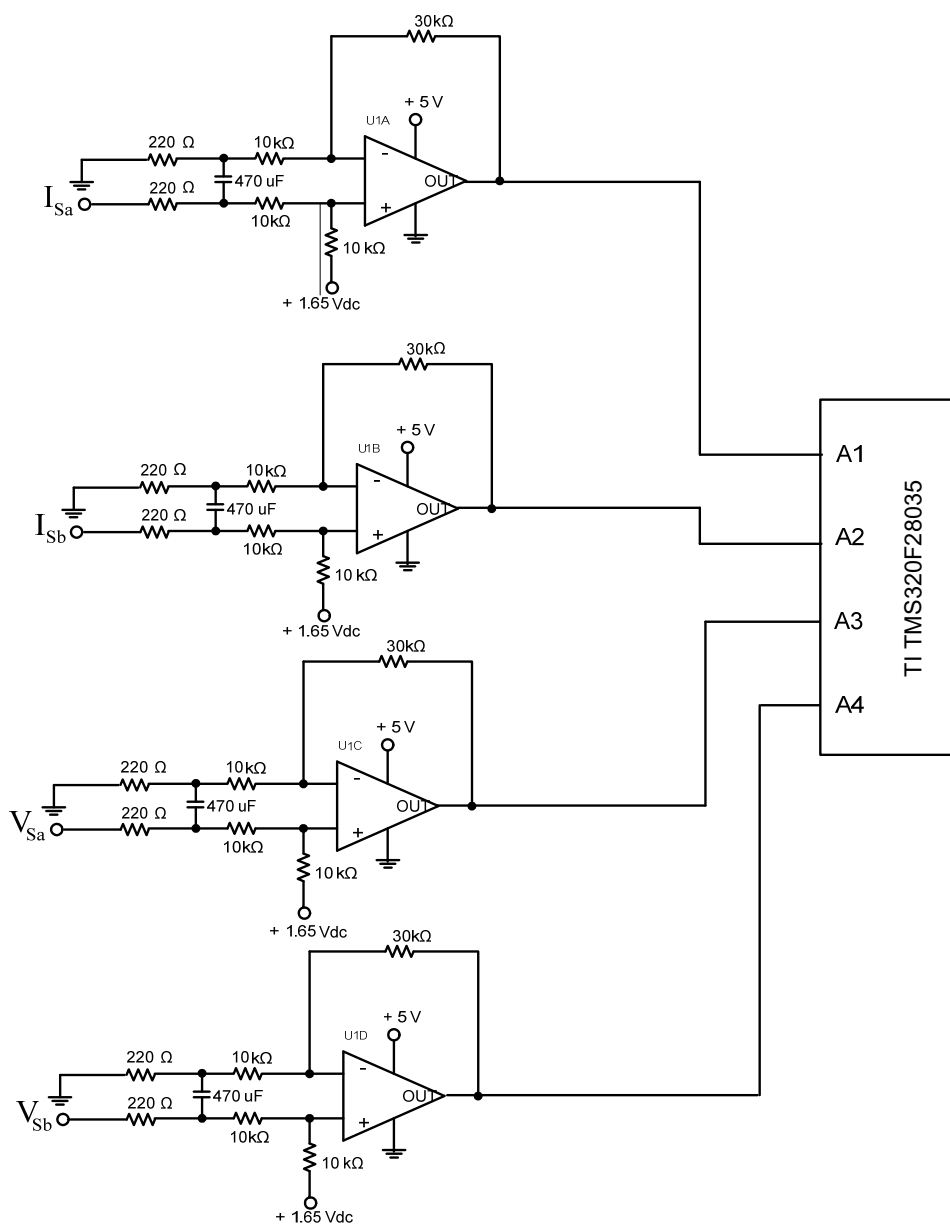
เขียนข้อมูลที่เป็นเลข 4 ลงใน 74HC595 จากนั้น Latch และทำให้ transistor ที่หลักที่ 4 ทำงานก็จะปรากฏเลข 4 ที่หลักที่สี่ของ 7-Segment

ในการทำงานนั้นเมื่อ transistor ในแต่ละหลักทำงาน transistor ในหลักอื่นนั้นจะไม่ทำงาน เพื่อให้ 7-Segment นั้นแสดงผลทีละหลักอย่างถูกต้อง การทำงานแบบนี้เรียกว่าเป็นการสแกน 7-Segment

5.3 วงจรยกระดับแรงดัน



ภาพที่ 5.6 วงจรอ่านสัญญาณแรงดันและกระแสของ TI TMS320F2808



ภาพที่ 5.7 วงจรอ่านสัญญาณแรงดันและกระแสของ TI TMS320F28035

จากภาพที่ 5.7 เป็นวงจรที่จะใช้ระดับแรงดัน DC ขึ้นไป 1.5V ที่ได้จากเอาต์พุตของ R Shunt ที่ต่ออนุกรมในอินเวอร์เตอร์ ในวงจรระดับแรงดัน DC 1.5V วงจรผลรวมขยายแบบไม่กลับเฟส U_1 (Summing Amplifier) โดยเอาต์พุตของ R Shunt มีแรงดันค่าบวกและลบตามรูปคลื่นสี่เหลี่ยมข้างหนุม และวงจรระดับแรงดันนี้ทำให้ได้สัญญาณที่มีค่าบวกเท่านั้นในช่วง 0 – 3V แล้วส่งสัญญาณให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ทางพอร์ตแปลงอนาล็อกเป็นดิจิทัลซึ่งเป็นช่วงแรงดันที่

ไมโครคอนโทรลเลอร์สามารถรับได้ ดังนั้นค่าของแรงดันที่รับเข้ามาจาก R Shunt ควรมีค่าสอดคล้อง
ยอดของแรงดันไม่เกิน 1.5V แสดงได้ดังภาพที่ 5.8

การออกแบบวงจรผลรวมขยายแบบไม่กลับเฟส

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

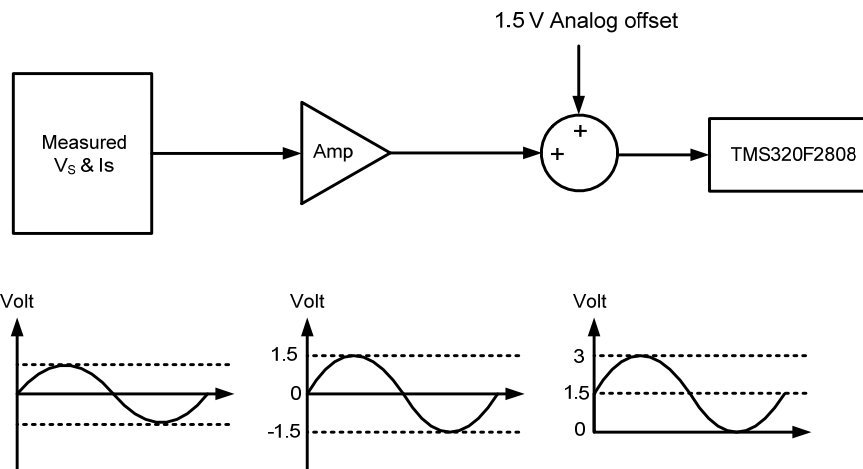
เลือก $R_1 = R_2$ เพื่อให้อัตราขยายเท่ากับ 3 โดยเลือก $10 \text{ k}\Omega$

การออกแบบวงจร Non-Inverting Summing Amplifier

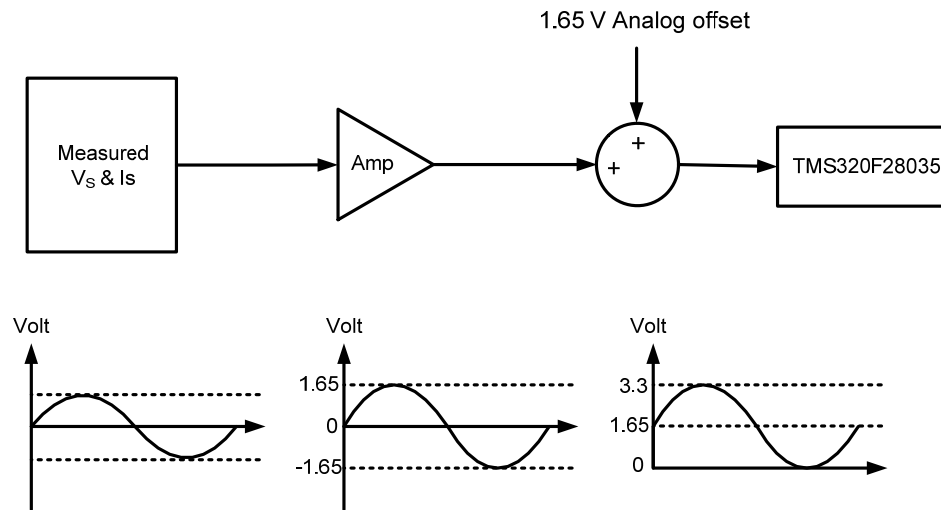
กำหนดให้ $R_1 = R_2 = R_3 = R_i$ และ R_f

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

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



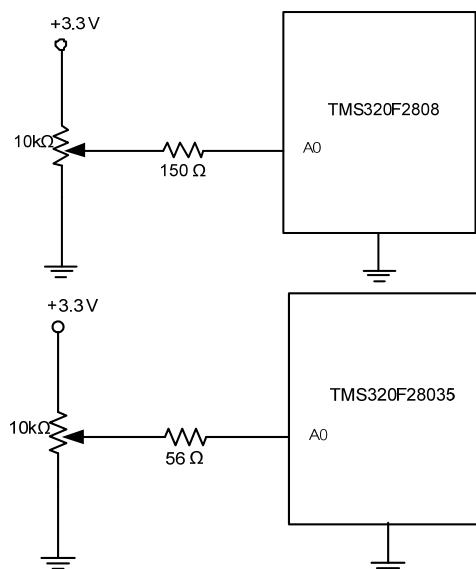
ภาพที่ 5.8 ผลจากการยกระดับแรงดัน DC 1.5V ของ CPU TI 320F2808



ภาพที่ 5.9 ผลจากการยกระดับแรงดัน DC 1.65V ของ CPU TI 320F28035

5.4 วงจรปรับค่าตามสัญญาณอนาล็อก (Analog Command)

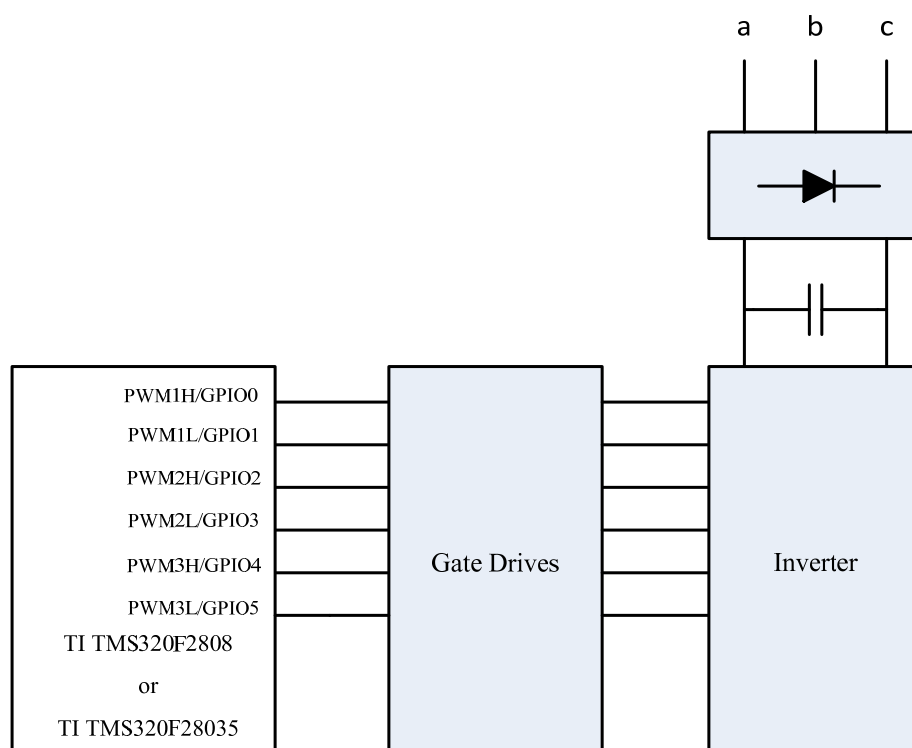
วงจรปรับความเร็วมอเตอร์ จะใช้ตัวต้านทานปรับค่าได้เป็นตัวปรับแรงดัน 0 – 3V และ 0 – 3.3V ซึ่งเป็นสัญญาณอนาล็อกส่งให้กับไมโครคอนโทรลเลอร์ทางพอร์ตแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล (Analog to Digital Converter) เพื่อแปลงเป็นค่าอ้างอิง



ภาพที่ 5.10 วงจรปรับค่าตามสัญญาณอนาล็อก

5.5. ภาคลำส่งสัญญาณขับเคลื่อน IPM (Integrated Power Module) ของอินเวอร์เตอร์

ภายในตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ มีพอร์ตสัญญาณ Pulse Width Modulation (PWM) 16 ช่องสัญญาณ (ใช้งานแค่ 6 ช่องสัญญาณ) โดยจะส่งสัญญาณ PWM และขั้วแบบ GPIO ไปขับเคลื่อนของ IPM (Integrated Power Module) ดังภาพที่ 5.11

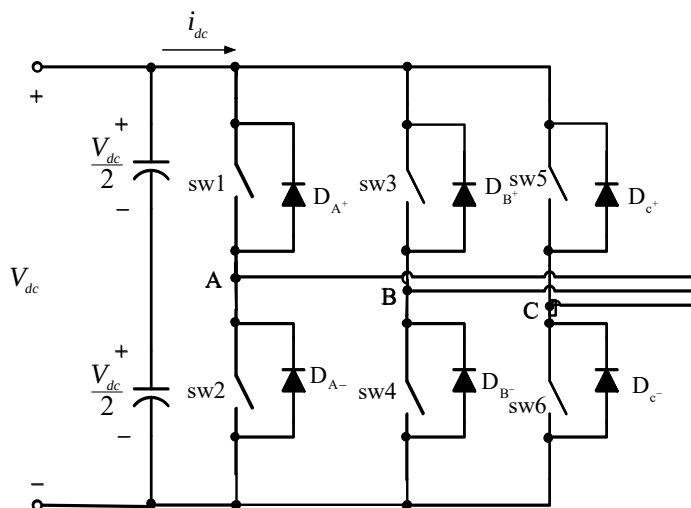


ภาพที่ 5.11 ภาคลำส่งสัญญาณขับเคลื่อน IPM ของชุดอินเวอร์เตอร์

5.6 อินเวอร์เตอร์แรงดันสามเฟส

การแปลงผันกำลังไฟฟ้าจากแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้กับโหลดสามเฟส นิยมแปลงผันกำลังไฟฟ้าผ่านอินเวอร์เตอร์สามเฟสซึ่งจะเหมาะกับงานที่ต้องการกำลังไฟฟ้าสูง เพราะถ้าหากจะใช้อินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบฟูลบริดจ์จำนวนสามชุดก็ได้ แต่ต้องใช้สวิตช์จำนวนถึง 12 ตัว นอกจากนั้นยังต้องอาศัยวงจรควบคุมที่ทำให้แต่ละเฟสต่างกัน 120 องศาของความถี่สัญญาณ จึงไม่เหมาะที่จะเลือกใช้อินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบฟูลบริดจ์จำนวนสามตัว จึงมี

การพัฒนาอินเวอร์เตอร์สามเฟสขึ้นมาใช้ที่ควบคุมแรงดันไฟฟ้าด้านออกได้ทั้งขนาดและความถี่ เช่นในภาพที่ 5.12 จะเห็นได้ว่ามีจำนวนสวิทช์และไดโอดจำนวนอย่างละ 6 ตัวและประกอบไปด้วย สามกิ่งหรือสามเฟส

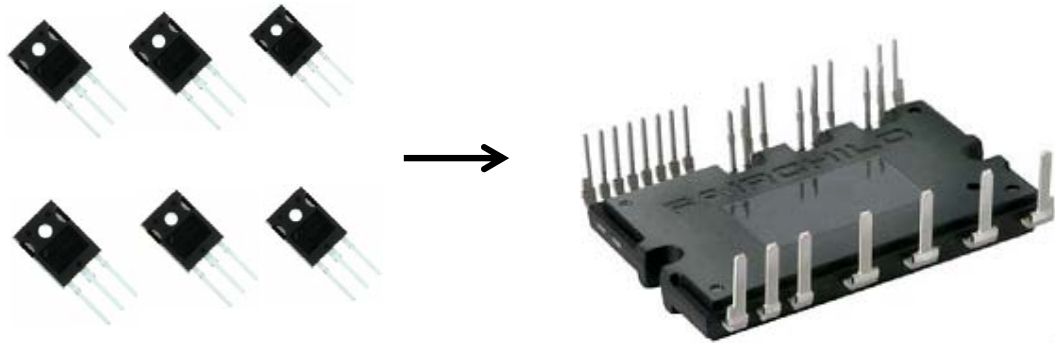


ภาพที่ 5.12 วงจรอินเวอร์เตอร์แรงดันสามเฟส

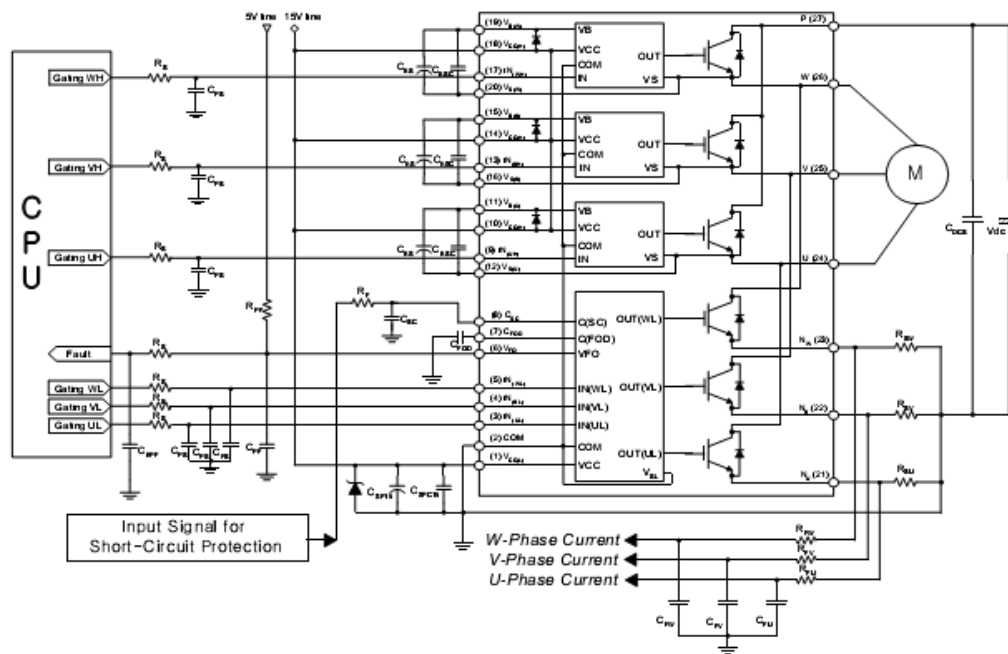
โดยทั่วไปอินเวอร์เตอร์สามเฟสจะใช้เทคนิคการมอดูเลชันด้วยรูปคลื่นไซน์ (Sine Pulse Width Modulation, SPWM) มีข้อดีคือ ง่ายต่อการสร้างสัญญาณควบคุมและการใช้ความถี่สวิตช์ซึ่งเกิดได้ห่างจากความถี่หลักมูลมาก ซึ่งจะทำให้สะดวกและออกแบบวงจรองความถี่ทางด้านออกได้ง่ายและขนาดเล็ก อย่างไรก็ตาม สำหรับกรณีของ SPWM จะมีข้อเสียคือแรงดันไฟฟ้าด้านออกที่ความถี่หลักมูลจะมีค่าต่ำ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

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

การทดลองโดยใช้สวิตช์กำลังเป็น IPM (Integrated Power Module) หรือบางครั้งอาจเรียกอีกอย่างว่า SPM (Surface Power Module) ซึ่งแทน IGBT 6 ตัว



ภาพที่ 5.13 ขวามือแสดง IGBT เบอร์ HGTG20N60B3D_NL และซ้ายมือ IPM ของ Fuji เบอร์ FSBF10CH60BT 600V 10A



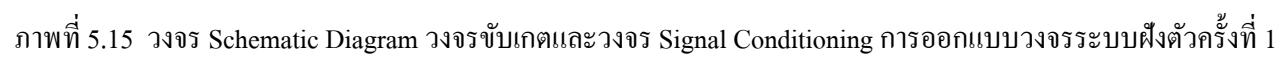
ภาพที่ 5.14 ลักษณะการต่อขับสัญญาณขับเคลื่อนของ IPM ของ Fuji เบอร์ FSBF10CH60BT 600V 10A

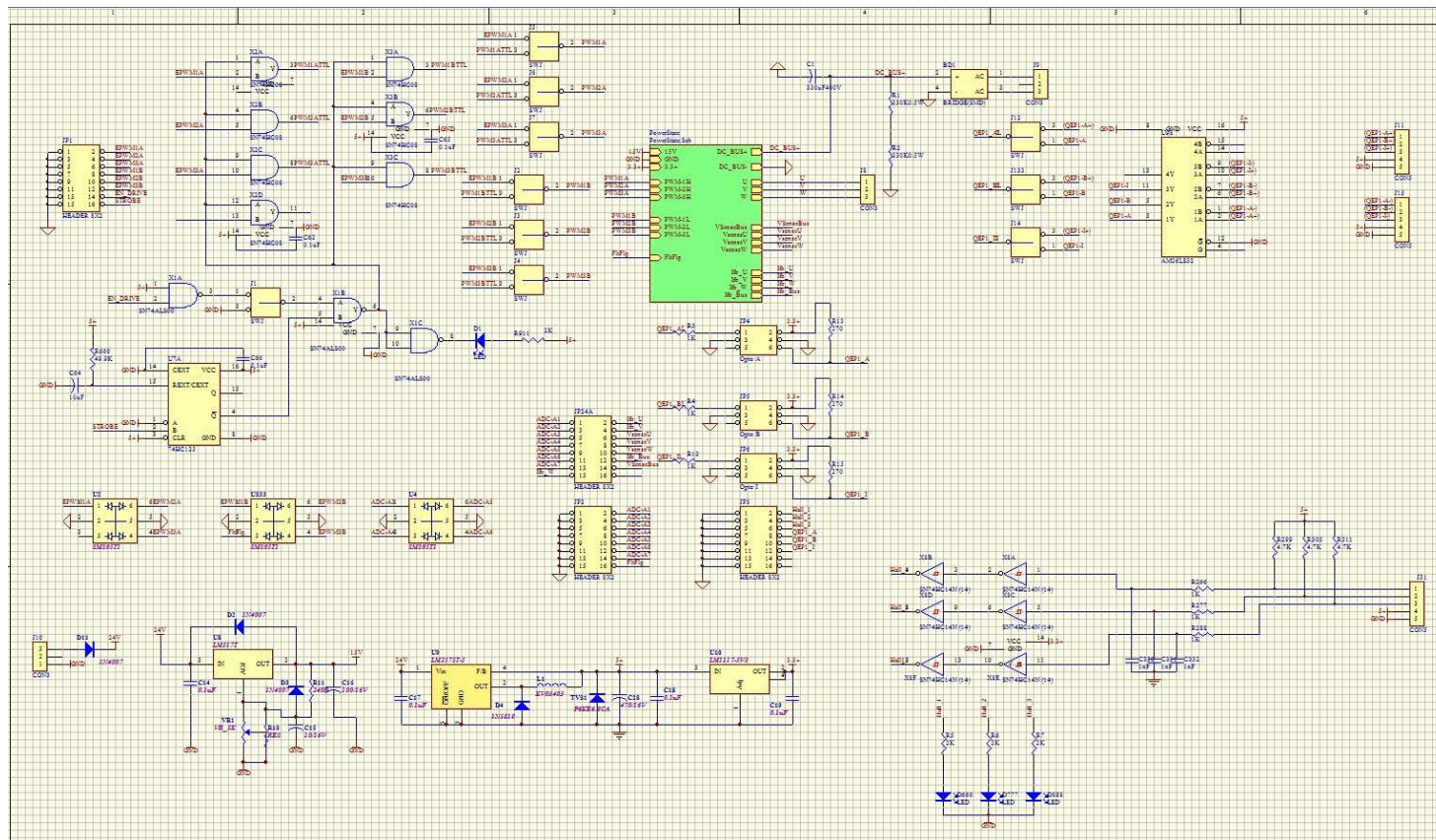
5.7 การออกแบบแผ่นวงจรอิเล็กทรอนิกส์

เงื่อนไขในการออกแบบภายใต้ข้อจำกัดของโรงงานผลิตภายในประเทศ (การผลิตในประเทศมีต้นทุนที่ถูกลง) เงื่อนไขนี้จะใช้ทั้งในการออกแบบครั้งที่ 1 และ 2 โดยจะมีข้อกำหนดดังต่อไปนี้

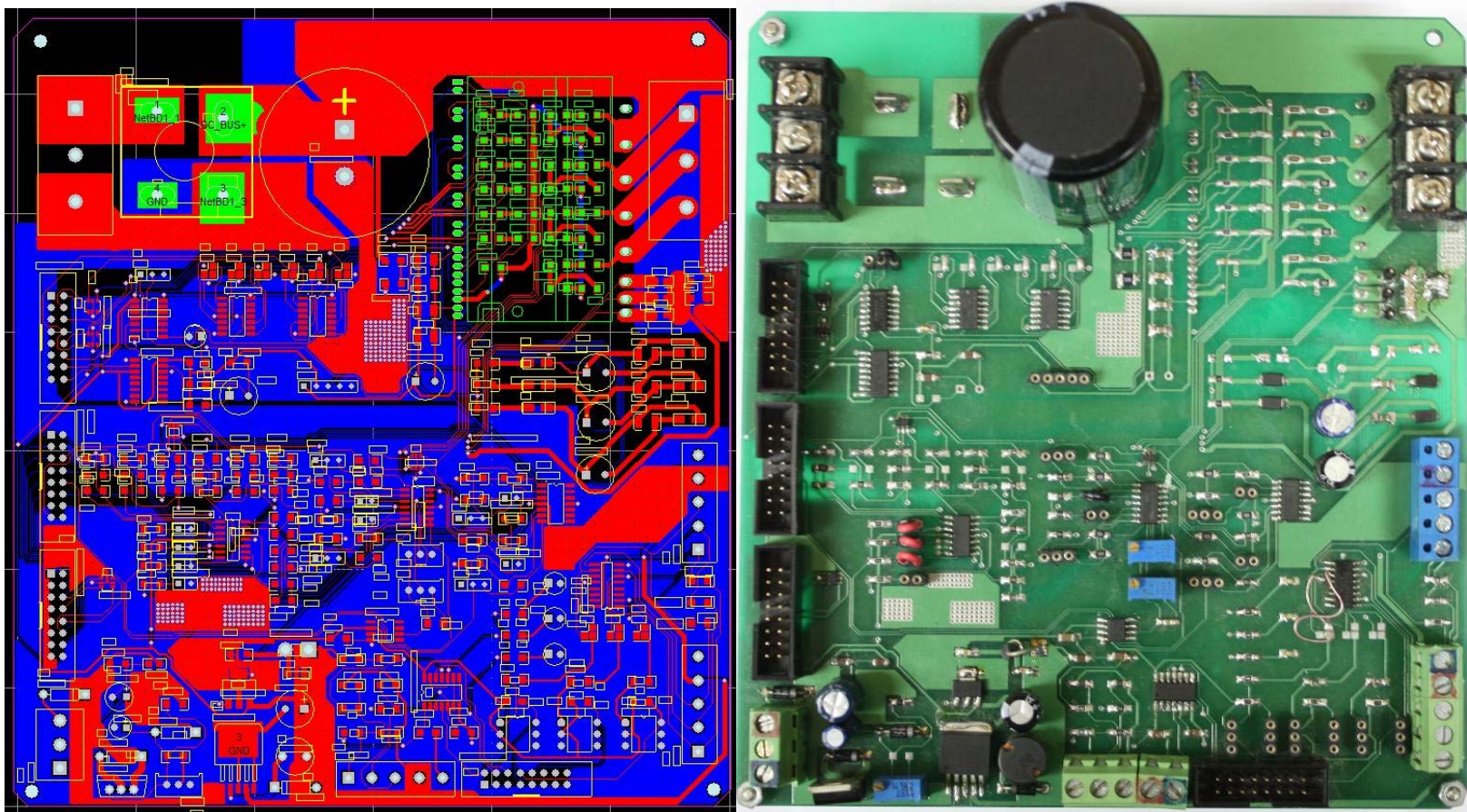
ตารางที่ 5.1 มาตรฐานการออกแบบในประเทศ

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.



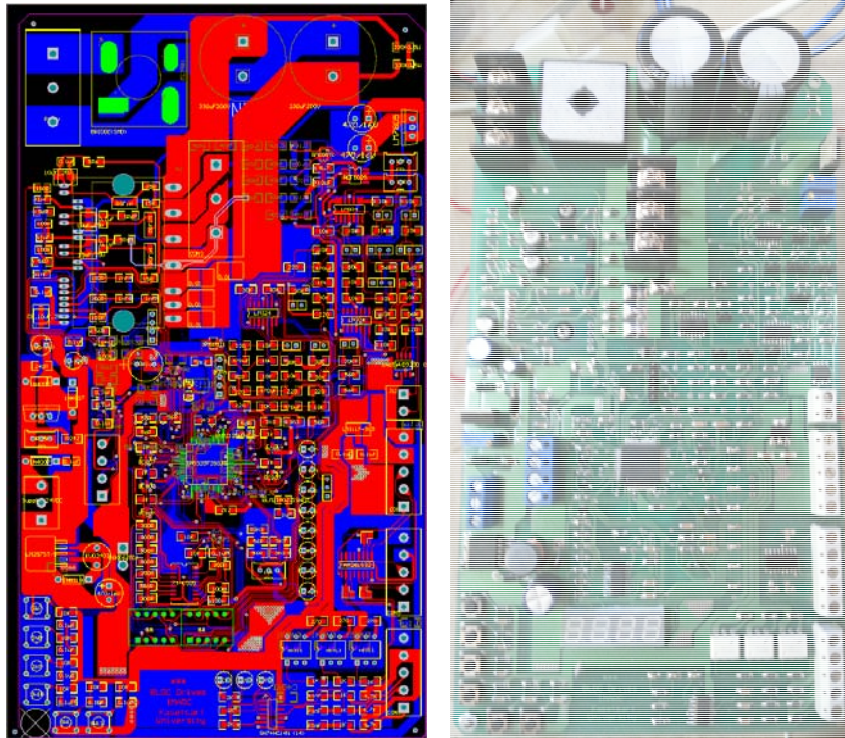


ภาพที่ 5.16 Schematic Diagram ของวงจร Power Supply และวงจรอ่านความเร็วรอบมอเตอร์ทั้ง Hall Effect และ Encoder (Optional) การออกแบบวงจรระบบฝังตัวครั้งที่ 1



ภาพที่ 5.17 ลายวงจรและแผ่น PCB การออกแบบวงจรระบบฝังตัวครั้งที่ 1

การออกแบบครั้งที่ 2 นั้นจะมีการประยุกต์ CPU เบอร์ TI 320F28035 ลงแผ่น PCB (เปลี่ยนจาก TI 320F2808 เพื่อประหยัดต้นทุน) โดยการออกแบบจะขอแยกหลักการการออกแบบแต่ละภาคส่วนไว้อย่างละเอียด โดยมีภาพรวมของวงจรโดยรวมดังต่อไปนี้



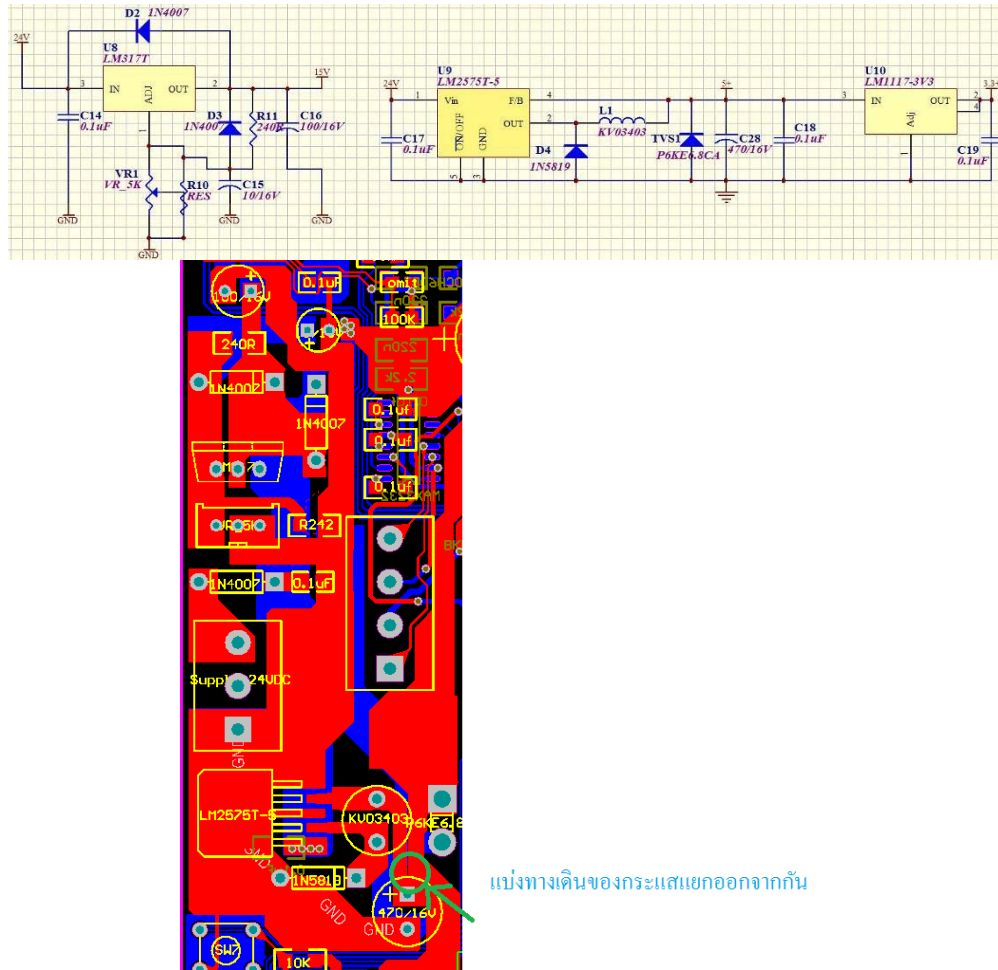
ภาพที่ 5.18 แผ่นปริ้นซ์ที่ออกแบบครั้งที่ 2 ลายวงจรสีแดงเป็นส่วน Top layer ส่วนน้ำเงินเป็นส่วน Bottom layer (แผ่นปริ้นซ์แบบสองเลเยอร์ มากกว่าสองต้องผลิตต่างประเทศ) และภาพถัดมาเป็นบอร์ดที่ลงอุปกรณ์แล้ว

การออกแบบหลักๆ จะแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ ภาค Schematic และ ภาค PCB โดยแบ่งเป็นวงจรที่ทำหน้าที่ต่างๆ ดังนี้

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

หลักการออกแบบตัว Switching Power Supply นั้นจะพิจารณาจากการไหลของกระแสเป็นหลัก ซึ่งไฟเลี้ยงของแหล่งจ่ายไฟแต่ละจุดจะต้องผ่าน C ตัวใหญ่ตามภาพที่ 5.19 เพื่อให้สัญญาณรบกวนระหว่างทางลดลง และพยายามให้ไฟเลี้ยงแต่ละวงจรผ่านที่ขาของ C ก่อน เพื่อให้อิทธิพล

ของสัญญาณรบกวนให้เหลือน้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ (โดยไม่มีการลัดเส้นหรือแบ่งทางเดินระหว่างทาง จะต้องผ่าน C ตัวหลักก่อนเท่านั้น)



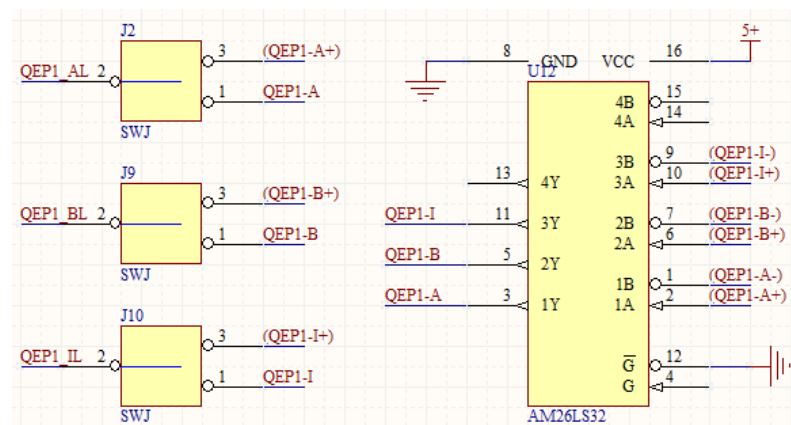
ภาพที่ 5.19 ก) Schematic ข) PCB Layout ของวงจร Switching Power Supply +15V +5V +3.3V

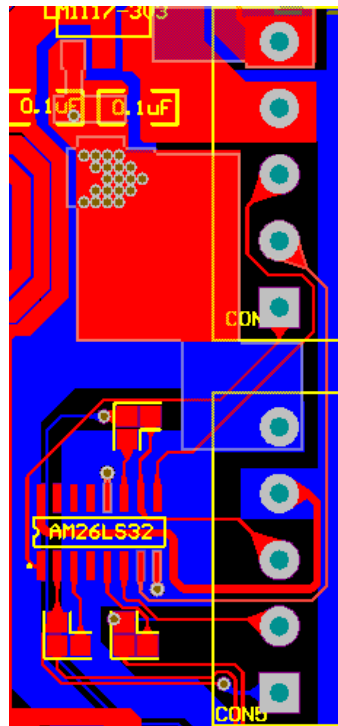
วงจร Switching Power Supply เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้าให้กับวงจร เนื่องจากวงจร Regulator มีข้อจำกัดในการจ่ายกระแสได้ต่ำ ส่วนมากไม่เกิน 1 A ซึ่งไม่เพียงพอต่อการขับเคลื่อนให้เปิดปิดวงจรสวิตช์ จึงได้เลือกวงจร Switching Power Supply มาใช้ โดยต้องจ่ายไฟ 20-30 Vdc ให้กับวงจรเพื่อสร้างแรงดัน +15V, +5, +3.3V ให้กับวงจร โดย +15V ใช้ในส่วนขับเคลื่อนของ IPM ซึ่งส่วนนี้ต้องการขับเคลื่อนสูง เพื่อให้การเปิดปิดวงจรสวิตช์ +5V ใช้เป็นไฟเลี้ยงวงจร Hall Effect และ Encoder รวมถึง OPAMP LM324 ส่วน +3.3V ใช้ใน OPAMP และไอซี Buffer PWM (เฉพาะการออกแบบครั้งที่ 1)

วงจรข้างต้นเป็น วงจรยกระดับแรงดันเพื่อให้ตัว Analog to Digital ของตัวไมโครคอนโทรลเลอร์อ่านค่ากระแสและแรงดันที่วัดจากภายนอกมาได้ เพื่อให้เป็นไปตามมาตรฐานของตัวไมโครคอนโทรลเลอร์นั้นๆ ซึ่งต้องมีค่าไม่เกินค่าที่ไมโครคอนโทรลเลอร์รับได้ โดยการออกแบบครั้งแรกเลือกใช้ TI 320F2808 สามารถวัดค่าจาก 0 ถึง 3 โวลต์ โดย V_{offset} ที่นำมาชดเชยสัญญาณต้องมีขนาด 1.5 V เพื่อให้ได้ค่าที่เหมาะสมที่สุดในการวัดค่าไฟสลับ แต่ในการออกแบบครั้งที่ 2 นั้นได้เปลี่ยนมาใช้ TI 320F28035 โดย ADC แบบ 10 บิต เหมือนกับตัวแรก แต่สามารถวัดค่าได้จาก 0 ถึง 3.3 โวลต์ ซึ่ง V_{offset} ที่นำมาชดเชยสัญญาณต้องมีขนาด 1.65 V ซึ่งเป็นค่าที่เหมาะสมที่สุด ซึ่งจะสังเกตเห็นว่าสามารถสเกลแรงดันได้ละเอียดกว่าตัวแรก ซึ่งทั้งสองตัวรับค่า V_{offset} มาจากไอซี REF5025 (Low voltage drop) โดยวงจรยกระดับเลือกใช้วงจร Summing Non-inverting Amp เพราะใช้ OPAMP เพียงตัวเดียวและไม่มีกรกลับเฟสจึงทำให้ขนาดวงจรเล็กลง

5.10. วงจร Incremental Encoder (รองรับ Encoder ทั้งแบบ Differential และปกติ)

วงจร Incremental Encoder รองรับ Encoder แบบ Differential และปกติ (โดยการเลือก Jumper) การออกแบบตัว Speed Measurement นั้นออกแบบให้รองรับ Incremental Encoder ทั้งแบบ 5 เส้น และ 8 เส้น รวมทั้ง Encoder ที่ไม่มี Index ด้วย (สามารถใช้กับมอเตอร์ได้หลายชนิด) ซึ่งใช้ไอซีสำหรับ Encoder แบบ Differential (Quadruple Differential Line Receivers) คือ AM26LS32



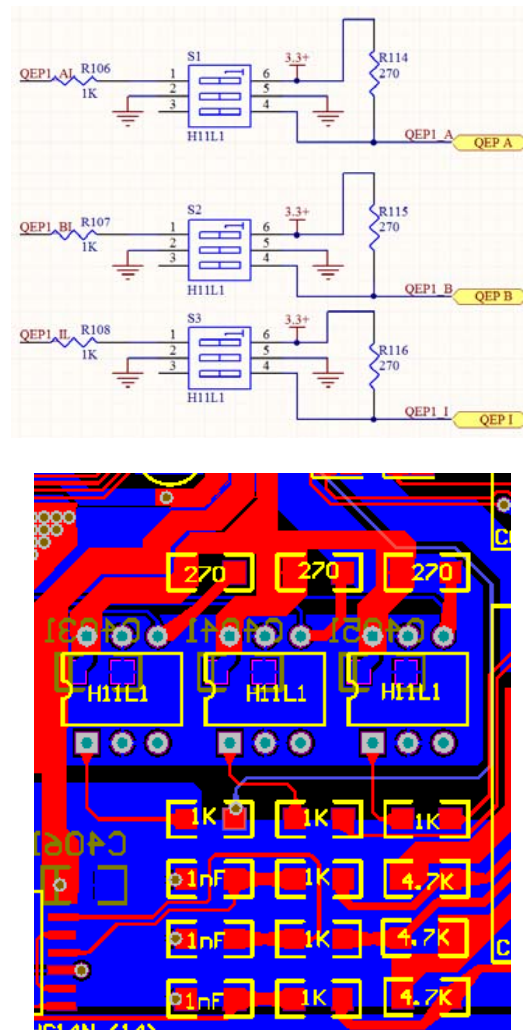


ภาพที่ 5.21 วงจร Incremental Encoder รองรับ Encoder ทั้งแบบ Differential และปกติ

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

5.11. วงจรแปลงไฟจาก 5 V มาเป็น 3.3 V โดยใช้ Opto-Coupler

ถัดจากตัวขับสัญญาณ Encoder นั้นจะเป็นส่วนของการเป็นสัญญาณจาก 5 V ไปเป็น 3.3 V เพื่อให้สามารถป้อนไปยังไมโครคอนโทรลเลอร์ได้ การแปลงนั้นทำได้หลายวิธีในที่นี้เลือกใช้ Opto-Coupler เบอร์ H11L1 ที่รองรับการส่งข้อมูลสูงสุดถึง 1 MHz ซึ่งไอซีเบอร์นี้แพร่หลายในระบบ Communication

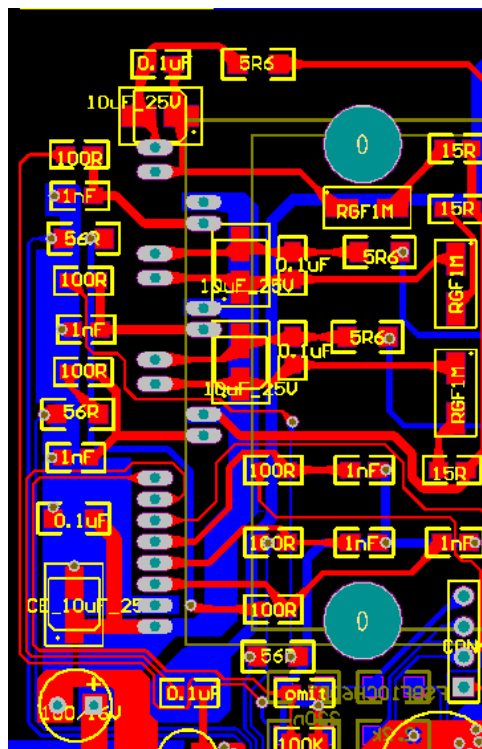
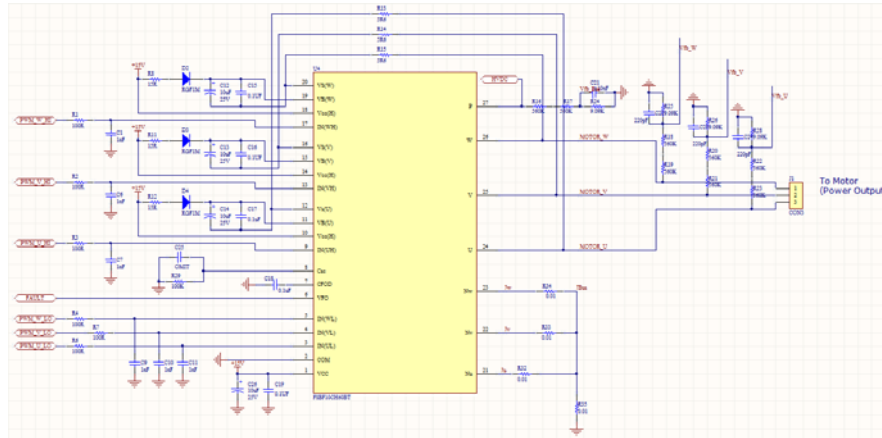


ภาพที่ 5.22 วงจร Optocoupler กลับสัญญาณเฟสหรือแยกกราวด์ ในกรณีนี้ไม่แยก

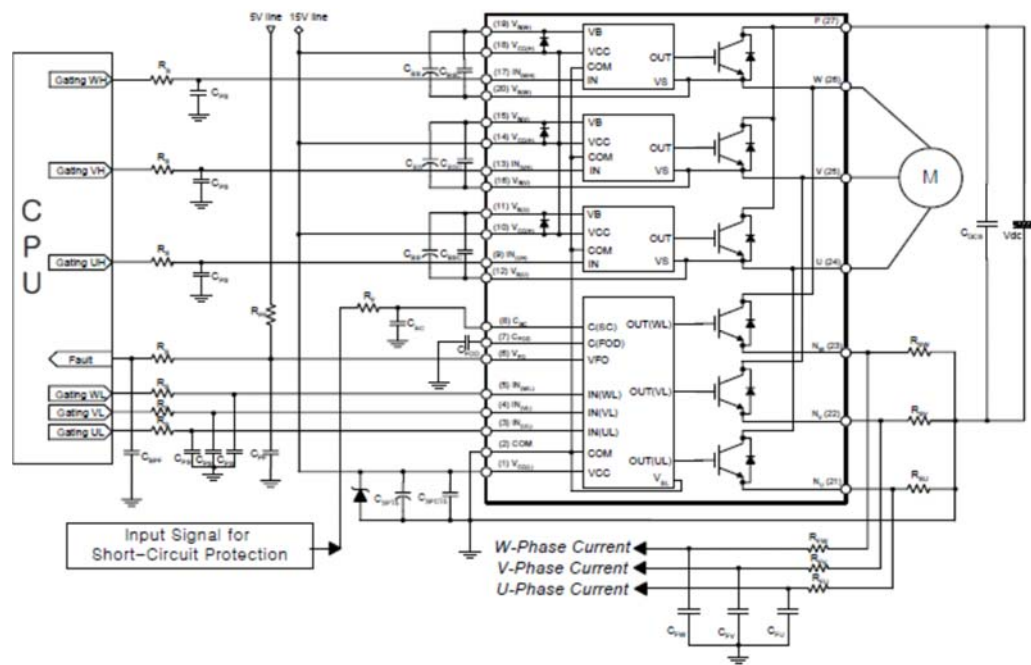
วงจรแยกกราวด์และเปลี่ยนแรงดันจาก 5V เป็น 3.3V และกลับลอจิกให้เข้ากับมาตรฐานของตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ โดย Optocoupler ในที่นี้ใช้ตัว H11L1 ทำงานแบบ Schmitt trigger เนื่องจากมีอัตราการส่งข้อมูลถึง 1MHz

5.12. วงจร IPM จะใช้การวัดกระแสด้วย R shunt และวัดแรงดันด้วยการ Divider

การออกแบบตัวขับ IPM เป็นส่วนที่สำคัญที่สุดและมีข้อจำกัดอยู่พอสมควรซึ่งถ้าไม่คำนึงจะเกิดข้อผิดพลาดระหว่างขับสัญญาณหรืออาจจะไม่ทำงานเลย จึงต้องคำนึงถึงข้อจำกัดที่ว่านั้นด้วย ซึ่งจะอธิบายดังต่อไปนี้



ภาพที่ 5.23 วงจร IPM จะใช้การวัดกระแสด้วย R shunt และวัดแรงดันด้วยการ Divider



ภาพที่ 5.24 การต่อใช้วงจร IPM

การออกแบบในส่วนวงจร IPM หรือเรียกอีกอย่างว่า SPM เป็นส่วนที่สำคัญมาก โดยต้องคำนึงถึง

1. เพื่อหลีกเลี่ยงความผิดพลาด การเดินสายพิมพ์ของสัญญาณอินพุตควรสั้นที่สุดเท่าที่เป็นไปได้ (น้อยกว่า 2-3 เซนติเมตร)
2. เพื่อป้องกันความผิดพลาดในการขับเคลื่อนด้าน High side ควรหลีกเลี่ยงการใช้ Opto-Coupler หรือ หม้อแปลงเพื่อแยกกราวด์ ถ้าเป็นไปได้
3. V_{F0} Output เป็นแบบ Open Collector สัญญาณควรถูก pull-up ด้วยไฟ 5 V โดยมี R 4.7 k Ω (โดยประมาณ) ต่อ pull-up ไว้
4. C ตัวล่างในตำแหน่ง 1000 μ F ตามรูป ควรมีค่าเป็น 7 เท่าเป็นอย่างน้อยเมื่อเทียบกับในตำแหน่ง 22 μ F ตามรูป
5. V_{F0} จะแปรตามค่า C_{FOD} และค่า COM สามารถเปิดดูได้ใน Datasheet โดยสามารถคำนวณหาค่า t_{F0} ได้
6. สัญญาณอินพุตเป็นแบบแอคทีฟไฮท์ โดยมีค่าต้านทาน 5 k Ω ต่อ pull down ในแต่ อินพุตลงกราวด์ ควรมี RC Coupling เพื่อป้องกันสัญญาณเกิดการแกว่ง $R_S C_{PS}$ ค่าคงที่

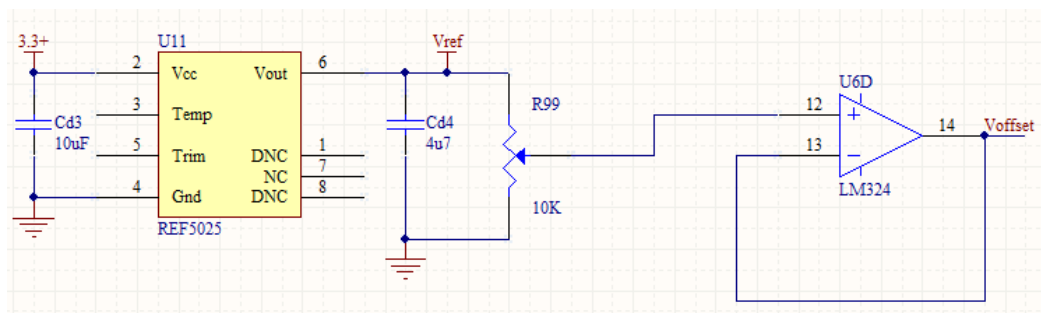
ของเวลาควรถูกเลือกในช่วง 50-150 ns C_{PS} ควรมีค่าน้อยกว่า 1 nF (แนะนำ

$$R_S = 100\Omega, C_{PS} = 1\text{ nF})$$

7. เพื่อป้องกันความผิดพลาดของฟังก์ชัน Protection การเดินสายรอบ R_F และ C_{SC} ควรสั้นที่สุดเท่าที่เป็นไปได้
8. ในการป้องกันการ Short Circuit ของวงจรควรเลือกค่า ให้มีค่าอยู่ในช่วง 1.5-2 μs
9. ตัวเก็บประจุแต่ละตัวควรใกล้กับ SPM มากที่สุดเท่าที่เป็นไปได้
10. เพื่อป้องกันแรงดัน Surge การเดินสายระหว่างตัวเก็บประจุ smoothing และ ขา P และ GND ควรจะสั้นที่สุดเท่าที่เป็นไปได้ การใช้ความถี่สูง non-inductive capacitor (ระหว่างขา P และ GND) ควรมีค่าประมาณ 0.1-0.22 μF
11. ถ้าระบบมี Relay ควรมีระยะยาวพอจนถึง CPU
12. C_{SPC15} ควรมีค่ามากกว่า 1 μF และวางใกล้ SPM ให้มากที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้

วงจร IPM ในการออกแบบครั้งแรกใช้เบอร์ PS21767 เป็น IGBT โมดูล 6 ตัว พิกัดแรงดันและกระแสที่ 600V/30 A โดยการขับสัญญาณกึ่งบนใช้วงจร Boot Strapping ในการยกกระดับแรงดันขึ้นไป ซึ่งในต่อมารั้งที่ 2 ได้เปลี่ยนมาใช้ IPM เบอร์ FSBF10CH60BT โดยมีพิกัดแรงดันและกระแสอยู่ที่ 600V/10 A เนื่องจากเป็นตัวที่หาซื้อได้ในไทยและมีราคาที่ถูกกว่าตัวเดิม

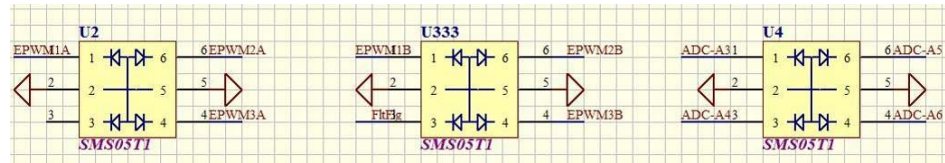
5.13. วงจรปรับค่าสัญญาณ Reference



ภาพที่ 5.25 วงจรปรับค่าสัญญาณ Reference

วงจรปรับค่าสัญญาณ Reference ในที่นี้ใช้ไอซี REF5025 มาใช้เนื่องจากเป็นไอซี Low drop low noise มาช่วยในการปรับสัญญาณอ้างอิงเพื่อใช้ในการยกกระดับแรงดัน

5.14 ไอซีป้องกัน Transient Voltage Suppressor

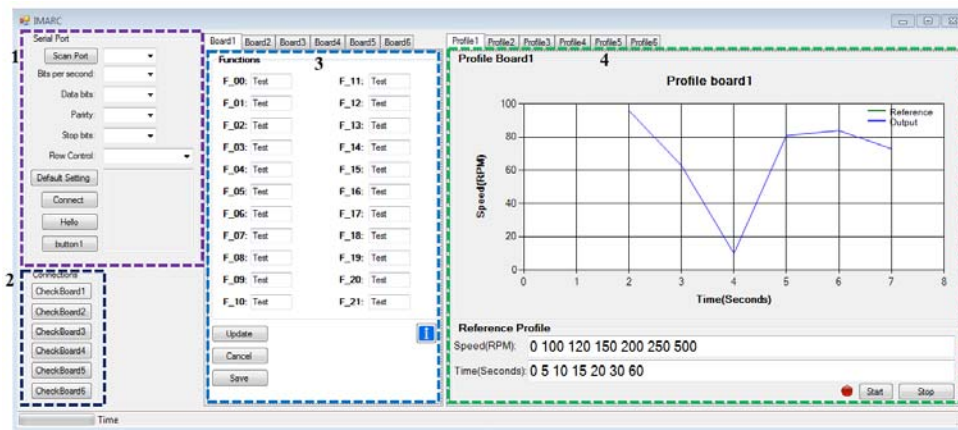


ภาพที่ 5.26 ไอซีป้องกัน Transient Voltage Suppressor

ไอซีป้องกัน Transient Voltage Suppressor ทำหน้าที่ในการป้องกัน Noise ที่มีค่ามาก ๆ เพื่อลดการเสียหายเมื่อนำไปขับ IPM ที่อาจเกิดขึ้นได้ในช่วงเวลาชั่วครู่ (Transient)

บทที่ 6 การออกแบบ GUI บน PC

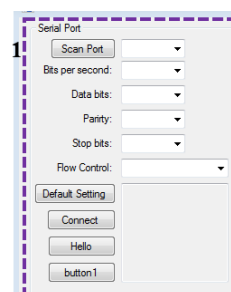
การออกแบบ GUI บน PC ได้แสดงดังภาพที่ 6.1 ซึ่งประกอบด้วย 4 ส่วนหลัก คือ ส่วนแรกคือ ส่วน Serial Port ส่วนที่สองคือ ส่วน Connections ส่วนที่สามคือ Functions ส่วนที่สี่คือ ส่วน Profile Board ซึ่งทางคณะผู้วิจัยได้ออกแบบไว้รองรับได้สูงสุด 6 boards



ภาพที่ 6.1 หน้าต่างแสดงผล GUI

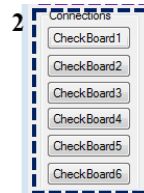
รายละเอียดของการออกแบบ GUI บน PC ประกอบไปด้วย 4 ส่วนหลัก คือ

1. ส่วนการตั้งค่า serial port (COM PORT, Baud rate, Data bits, Parity bit, stop bit)
 ตั้งค่า Com port ให้ตรงกับ port ที่ PC เชื่อมต่อบอร์ด microcontroller
 ตั้งค่า Baud rate ให้ตรงกับ บอร์ด microcontroller เพื่อให้ PC สามารถติดต่อสื่อสารกับ บอร์ด microcontroller ได้อย่างถูกต้อง
 ตั้งค่า Data bit เป็นการตั้งค่าจำนวนของ data bits ในการส่งถ่ายข้อมูลในแต่ละครั้ง



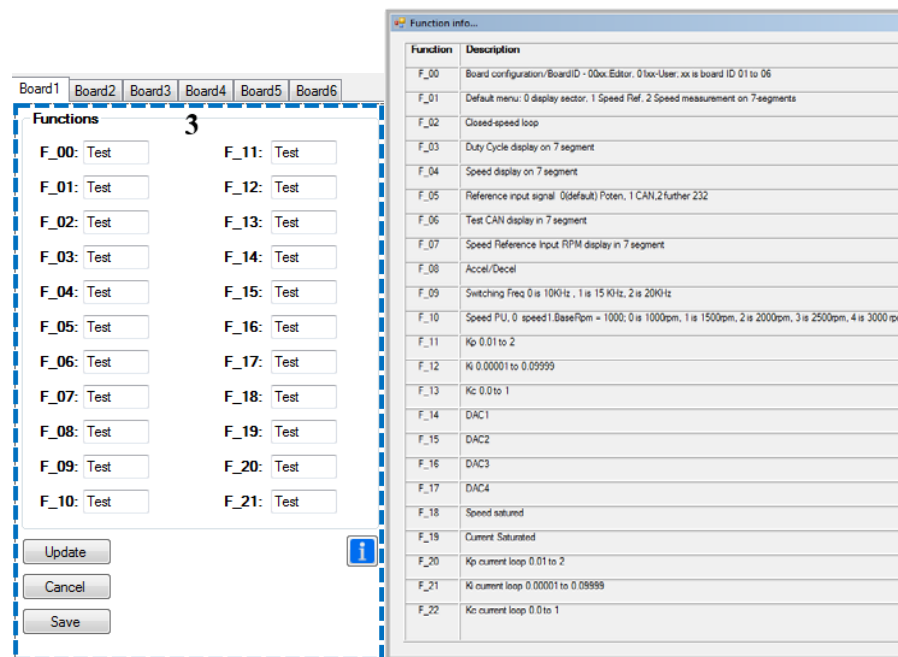
ภาพที่ 6.2 หน้าต่างการตั้งค่า serial port

2. ส่วนของการตรวจสอบ การเชื่อมต่อของบอร์ด ว่ามีบอร์ดไหนที่เชื่อมต่อสำเร็จแล้ว โดยปุ่ม “CheckBoard” จะเป็นสีเขียวถ้าบอร์ดนั้น ๆ ได้ทำการเชื่อมต่อสำเร็จ



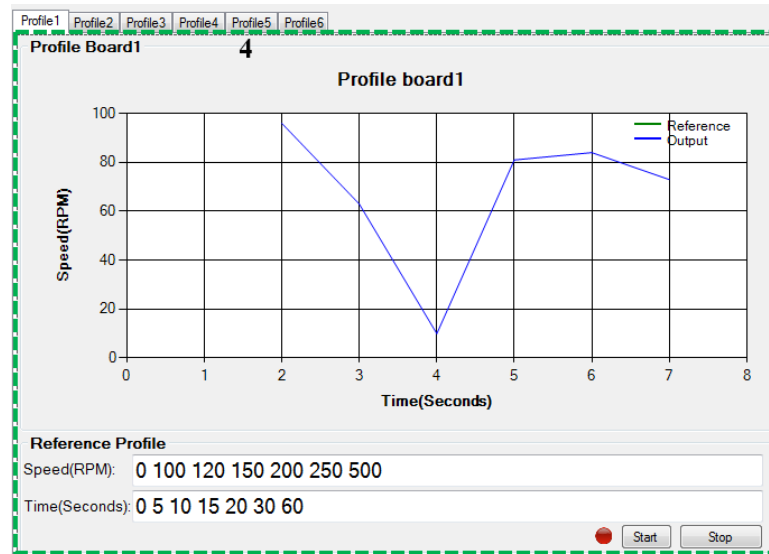
ภาพที่ 6.3 หน้าต่างแสดงการเชื่อมต่อของบอร์ด microcontroller

3. ส่วนของ function ที่ใช้ ในการตั้งค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของบอร์ด โดยจะเริ่มจาก ฟังก์ชัน F_00 ถึง F_22 ที่สามารถทำการ อ่าน และ เปลี่ยนแปลงค่าของ ฟังก์ชันได้ตามต้องการ



ภาพที่ 6.4 หน้าต่างแสดงฟังก์ชันบนบอร์ด microcontroller

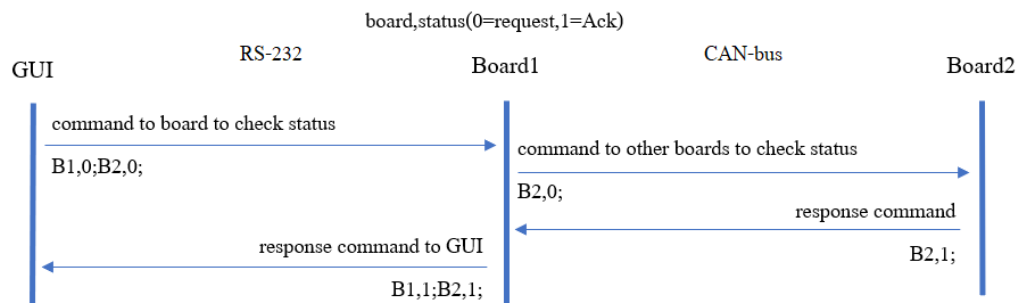
4. ส่วนของการตั้งค่าโปรแกรมความเร็วของมอเตอร์ สามารถโปรแกรมการทำงานของมอเตอร์ผ่านหน้า GUI โดยการใส่ความเร็วของมอเตอร์ และเวลาที่ต้องการ



ภาพที่ 6.5 หน้าต่างแสดงการตั้งค่าความเร็วเพื่อควบคุมมอเตอร์

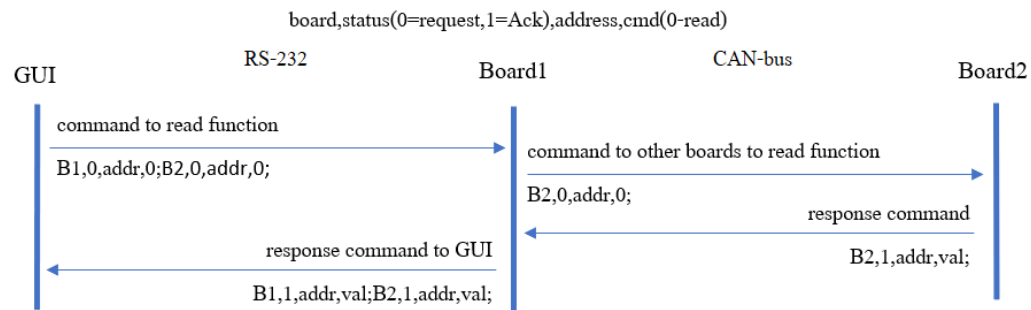
โดยการทำงานของ GUI และ บอร์ด microcontroller จะเริ่มขึ้นหลังจากที่ได้มีการเชื่อมต่อกับ comport สำเร็จ โดยมีการสื่อสารหลักอยู่ 3 รูปแบบรายละเอียดดังรูปภาพด้านล่าง

1. การเช็คสถานะของบอร์ดหลังจากที่ เชื่อมต่อกับ GUI เป็นที่เรียบร้อยแล้ว เพื่อทำการตรวจเช็คว่ามีจำนวนกี่บอร์ดที่ถูกเชื่อมต่อ



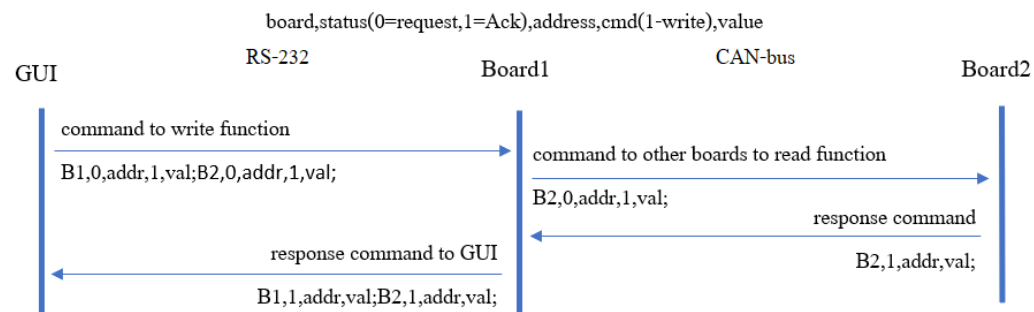
ภาพที่ 6.6 แผนผังการสื่อสารเพื่อเช็คสถานะระหว่าง GUI กับ บอร์ด microcontroller

2. การอ่านค่าต่าง ๆ ในบอร์ดเพื่อนำมาแสดงผลบน GUI



ภาพที่ 6.7 แผนผังการสื่อสารอ่านค่าจาก บอร์ด *microcontroller* เพื่อนำค่ามาแสดงบน GUI

3. การเขียนค่าจาก GUI ลงบนบอร์ด



ภาพที่ 6.8 แผนผังการสื่อสารเขียนค่าลงบอร์ด *microcontroller* โดยสั่งจาก GUI

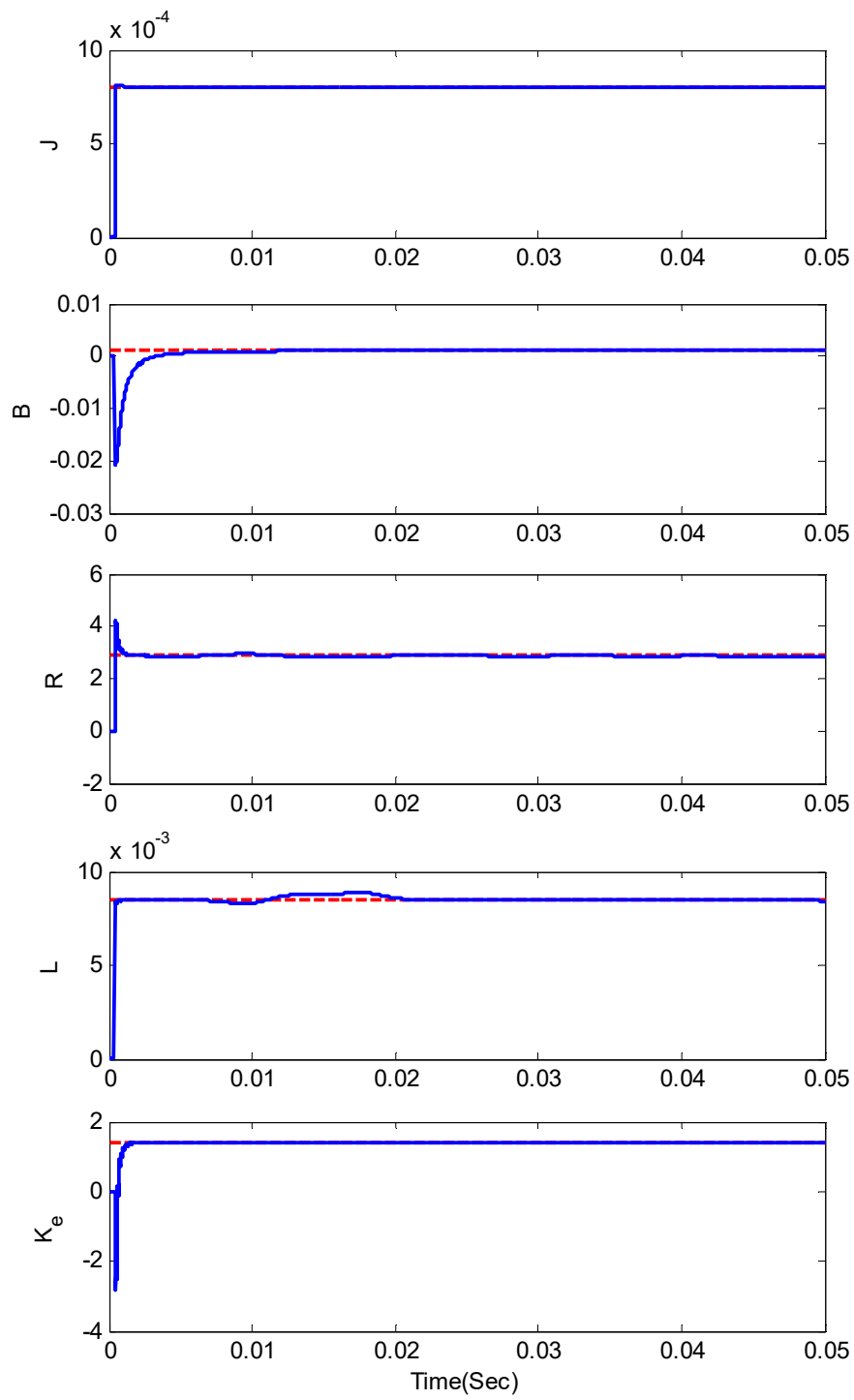
บทที่ 7 ผลการจำลอง

7.1 ผลการจำลองหาค่าพารามิเตอร์

ผลการจำลองการหาค่าพารามิเตอร์วิธีพีชคณิต จำลองการทำงานตั้งแต่เวลา 5 ถึง 50 มิลลิวินาที โดยสีแดงคือ ค่าจริง และสีน้ำเงินคือ ค่าผลที่ได้จากการจำลอง

ตารางที่ 7.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงาน

<i>Parameter</i>	<i>Value</i>	<i>Parameter</i>	<i>Value</i>
V_{dc}	500V	$\bar{R}$	2.875Ω
$\bar{L}$	8.5mH	k_τ	1.4
J	0.0008kgm ² /s ²	B	0.001Nms
P	8poles	f_{tri}	20kHz
K_p	0.5341	K_i	180.6416
K_s	1	K_{pwm}	500



ภาพที่ 7.1 ผลการจำลองหาค่าพารามิเตอร์มอเตอร์

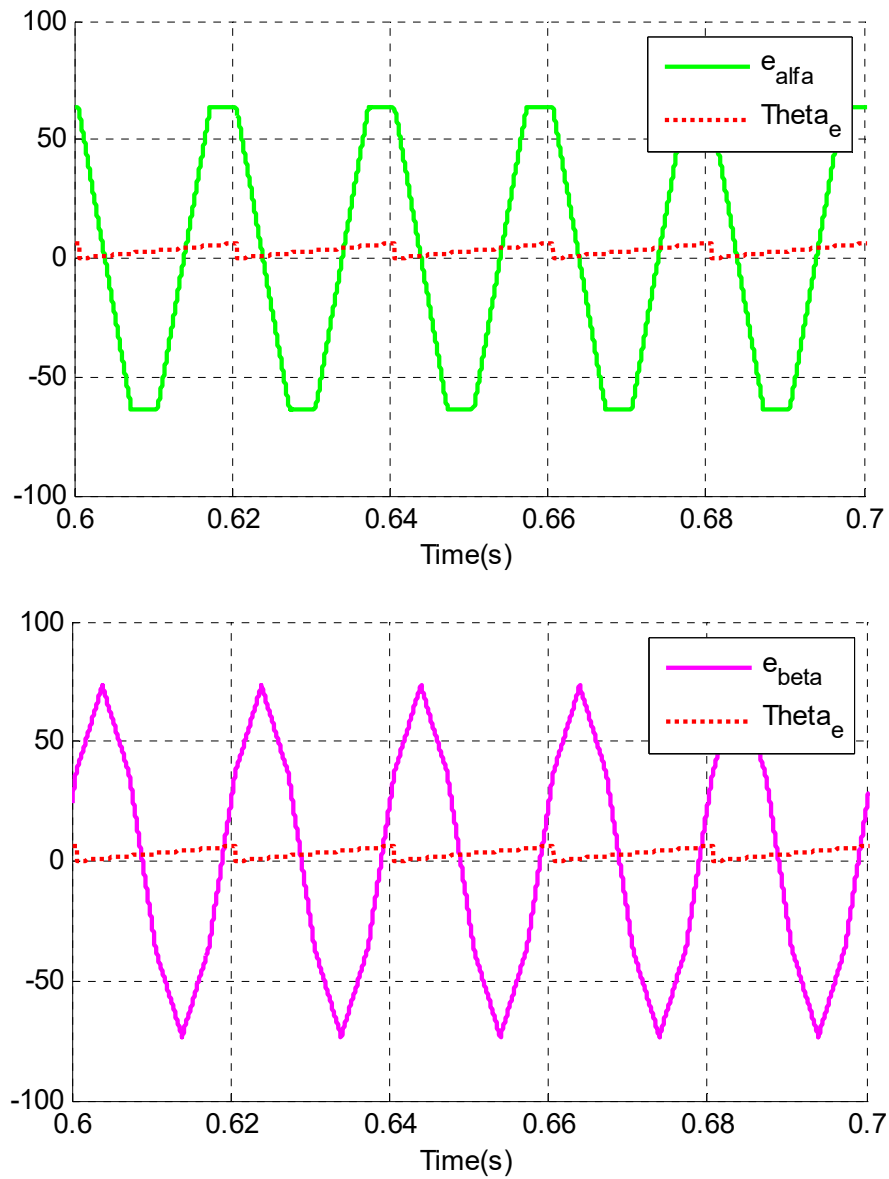
ตารางที่ 7.2 ผลการระบุค่าพารามิเตอร์

<i>Parameter</i>	<i>Converge time (Sec)</i>	<i>Estimate value</i>	<i>Real value</i>
<i>J</i>	7.75×10^{-4}	7.9955×10^{-4}	8×10^{-4}
<i>B</i>	0.0173	0.001	0.001
<i>R</i>	0.0111	2.8598	2.875
<i>L</i>	0.0201	0.0084355	0.0085
<i>Ke</i>	0.0184	1.40266	1.4

โดยที่ *convergence time* หมายถึง ค่าเวลาที่เปอร์เซ็นต์ค่าความผิดพลาดมีค่าน้อยกว่า 1% ซึ่งหาได้จากตารางที่ 7.2 $\frac{|\text{Estimate value} - \text{Real value}|}{\text{Real value}} \times 100$ จากการระบุค่าพารามิเตอร์มีการดูเข้าอย่างรวดเร็ว โดยพิจารณาจากค่า *convergence time* ที่ช้าที่สุด คือ 0.0201 วินาที ซึ่งถือว่าเร็วเนื่องจากทำการจำลองการทำงาน 0.05 วินาที เนื่องจากค่าพารามิเตอร์ที่ต้องการหาเป็นค่าพารามิเตอร์ที่ไม่ขึ้นอยู่กับเวลาเพราะว่าค่าพารามิเตอร์ที่ต้องการหานั้นขึ้นอยู่กับสัญญาณที่วัดได้ทางไฟฟ้าและทางกลเท่านั้น

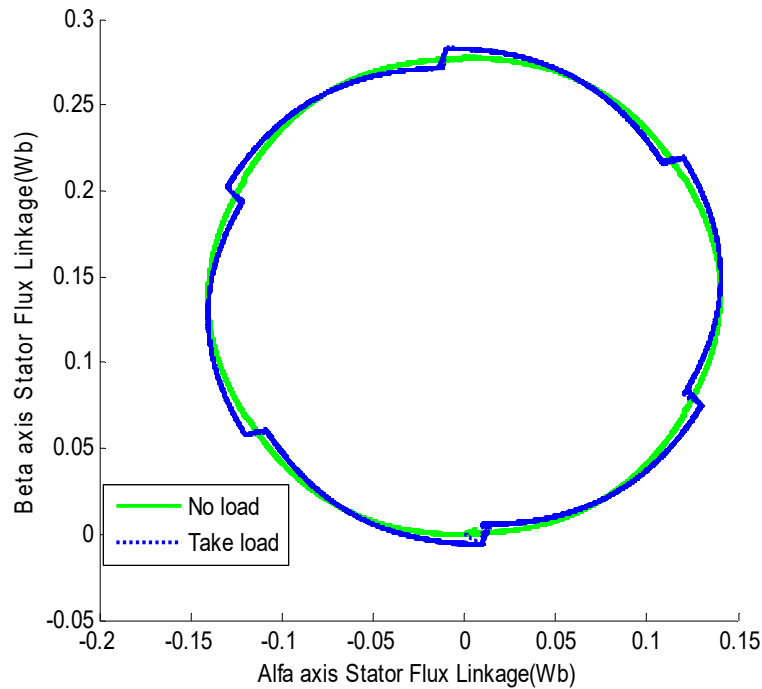
7.2 ผลการจำลองการควบคุมแรงบิดโดยตรง

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

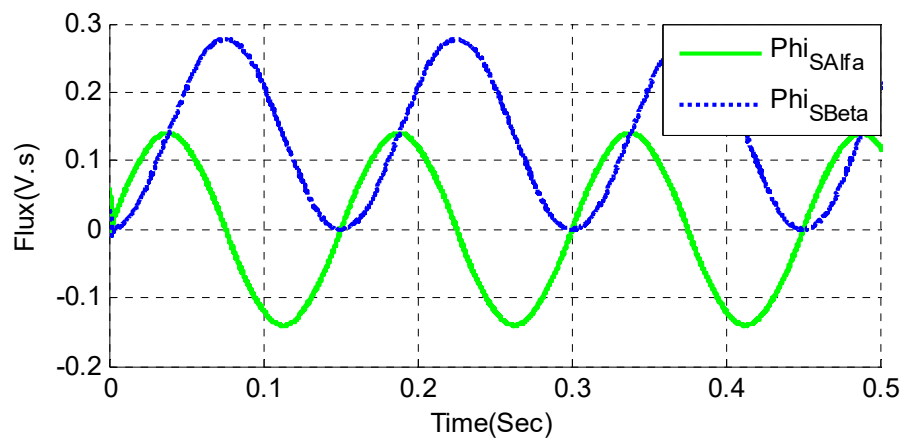


ภาพที่ 7.2 ภาพบนเป็นการสร้าง e_{α} และภาพล่างเป็นการสร้าง e_{β} เทียบกับ θ_e ที่ 1500 รอบต่อนาที

เนื่องจากการวัดแรงดันไฟฟ้าด้านกลับที่ความถี่ต่ำ ในทางปฏิบัตินั้นวัดได้ยากและไม่เป็นไปตามอุดมคติ ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงได้สร้างแรงดันไฟฟ้าด้านกลับโดยอ้างอิงตามสมการการสร้างแรงดันไฟฟ้าด้านกลับในอุดมคติ



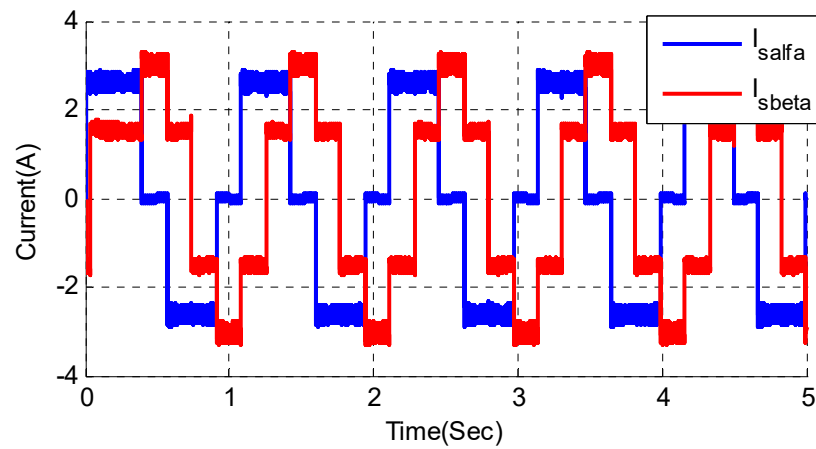
ภาพที่ 7.3 สเตเตอร์ฟลักซ์ลิงก์เกจขณะไม่มีโหลด (เส้นทึบ) และขณะใส่โหลด 3 N.m (เส้นประ)



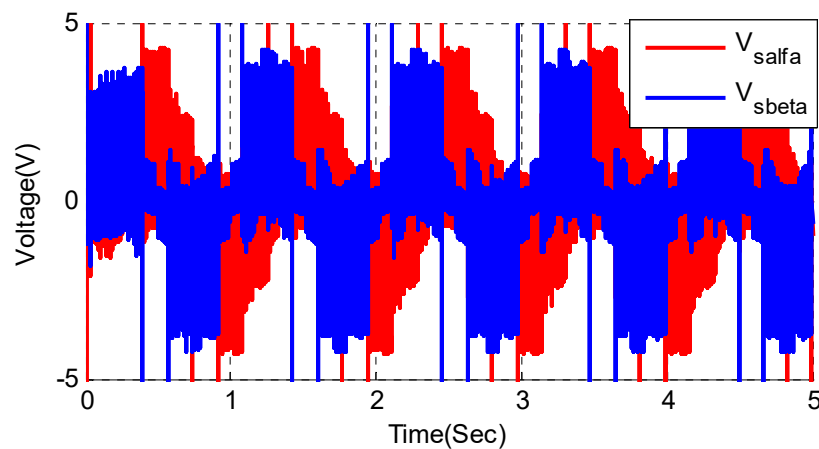
ภาพที่ 7.4 สเตเตอร์ฟลักซ์ลิงก์เกจโดยแกนนอนเทียบกับเวลา

จากภาพที่ 7.3 ได้แสดงผลจำลองของสเตเตอร์ฟลักซ์ลิงก์เกจบนกรอบหุขหนึ่งแบบสองเฟส(XY) โดยที่เส้นทึบคือผลในขณะที่ไม่มีโหลด และเส้นประคือลักษณะเมื่อเพิ่มโหลดที่มีขนาด 3 N.m ซึ่งจะสังเกตว่าที่สถานะการสวิตช์ร่อยหยักเกิดขึ้นทุก 60 องศาไฟฟ้า (ยิ่งใส่โหลดมากยิ่งขึ้น) และภาพที่ 6.4 แสดงสเตเตอร์ฟลักซ์ลิงก์เกจที่แกนเวลาแบบสองเฟสซึ่งตั้งฉากกัน และจากภาพที่ 7.2 และภาพที่ 7.5 แสดงพฤติกรรม

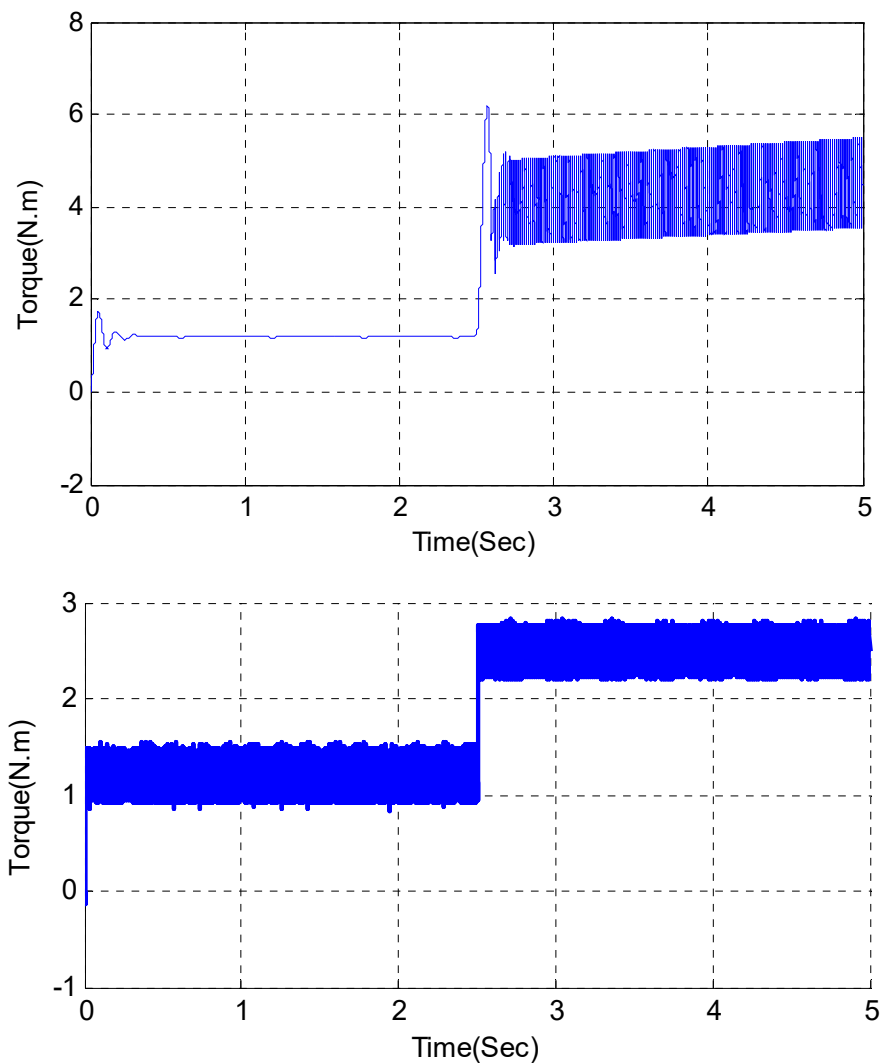
กระแสและแรงดันแบบบนกรอบหุคหนึ่ง ที่มีการควบคุมแรงบิดอย่างเดี่ยว (Torque loop control) โดยป้อนแรงบิดอ้างอิงเท่ากับ 1.225 N.m และใส่โหลด 1.2 N.m



ภาพที่ 7.5 กระแสสเตเตอร์บนกรอบอ้างอิงหุคหนึ่ง ($i_{s\alpha}, i_{s\beta}$) ที่ควบคุมใช้แรงบิดอย่างเดี่ยว (Torque loop control) โดยป้อนแรงบิดคำสั่งเท่ากับ 1.225 N.m และแรงบิดโหลดเท่ากับ 1.2 N.m

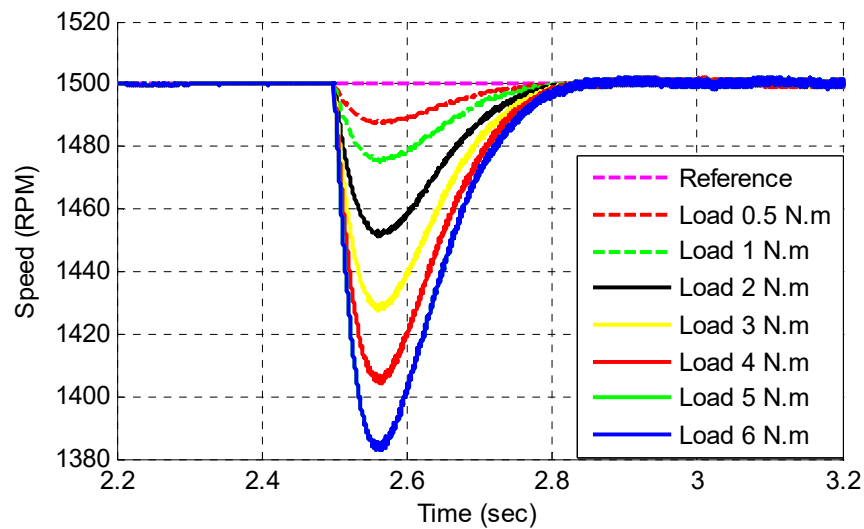


ภาพที่ 7.6 แรงดันสเตเตอร์บนกรอบอ้างอิงหุคหนึ่ง ($V_{s\alpha}, V_{s\beta}$) ที่ควบคุมแรงบิดอย่างเดี่ยว (Torque loop control) โดยป้อนแรงบิดคำสั่งเท่ากับ 1.225 N.m และแรงบิดโหลดเท่ากับ 1.2 N.m



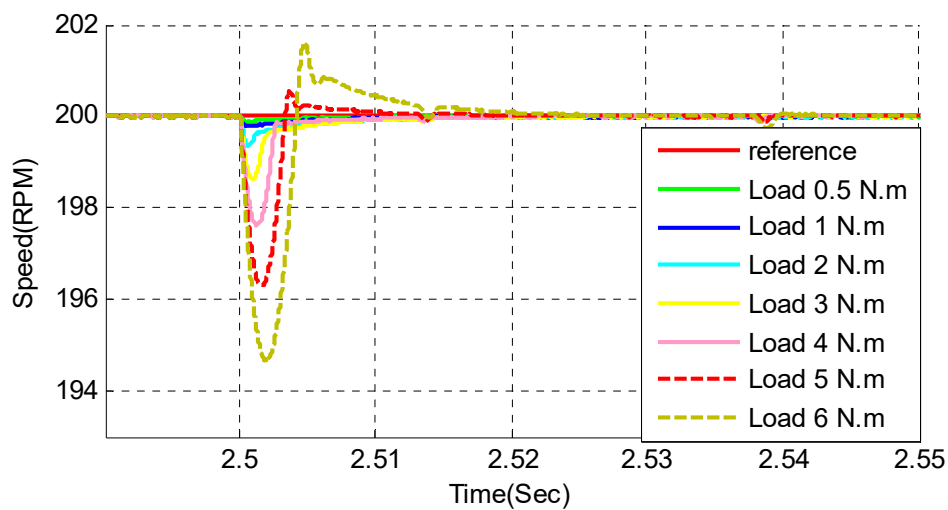
ภาพที่ 7.7 การเปลี่ยนแปลงแรงบิดทันทีจาก 1.225 N.m ไปเป็น 2.525 N.m ที่เวลา 2.5 วินาที โดยรูปบนเป็นการควบคุมพีไอผ่านการวัดกระแสและรูปล่างเป็นการควบคุมแบบแรงบิดโดยตรง

จากภาพที่ 7.7 พบว่าการควบคุมแรงบิดโดยตรงมีการตอบสนองต่อโหลดได้ดีกว่าแบบพีไอโดยมีผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนโหลดแบบทันทีทันใด และมีแรงบิดกระเพื่อมน้อยกว่า โดยสัญญาณแรงบิดอ้างอิง คือ 1.225 N.m และ 2.525 N.m ตามลำดับ โดยแบบพีไอจะทำให้แรงบิดตอบสนองที่แย่ที่การใส่โหลดที่ค่าสูงๆ โดยการควบคุมแรงบิดยังทำงานได้ดีตลอดช่วงการใส่โหลด



ภาพที่ 7.8 ตัวควบคุมพีไอที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาที ขณะใส่โหลดที่ 2.5 วินาที

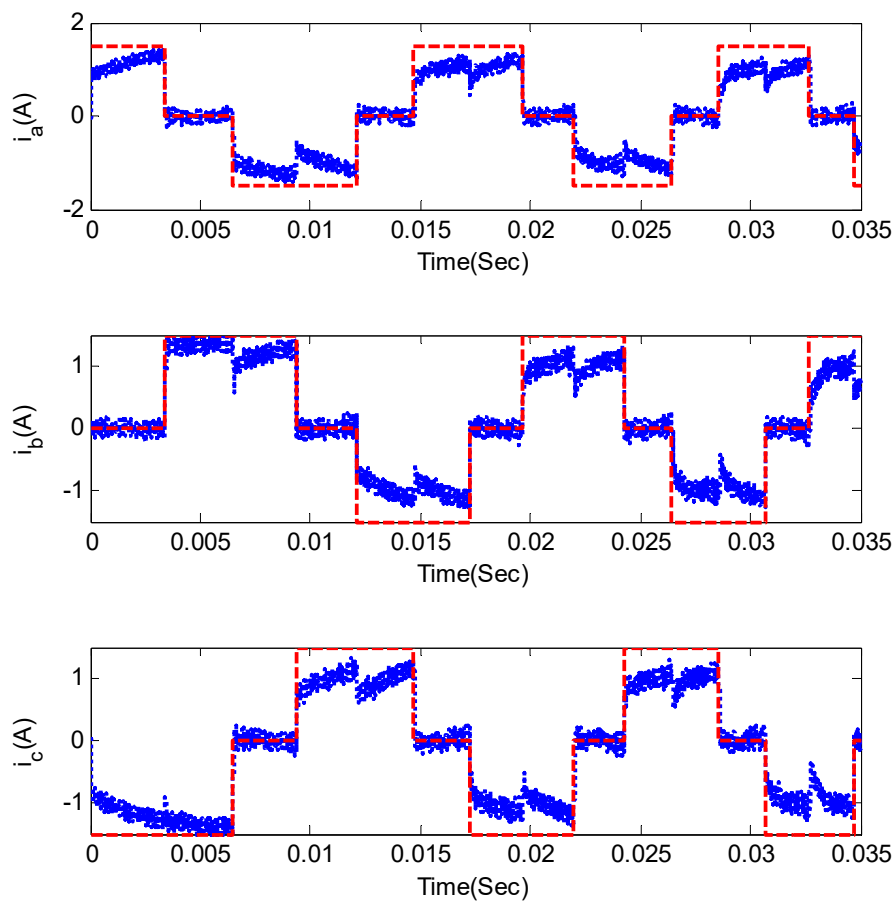
7.3 ผลการจำลองการควบคุมปรับตัวเองได้อ้างอิงแบบจำลอง



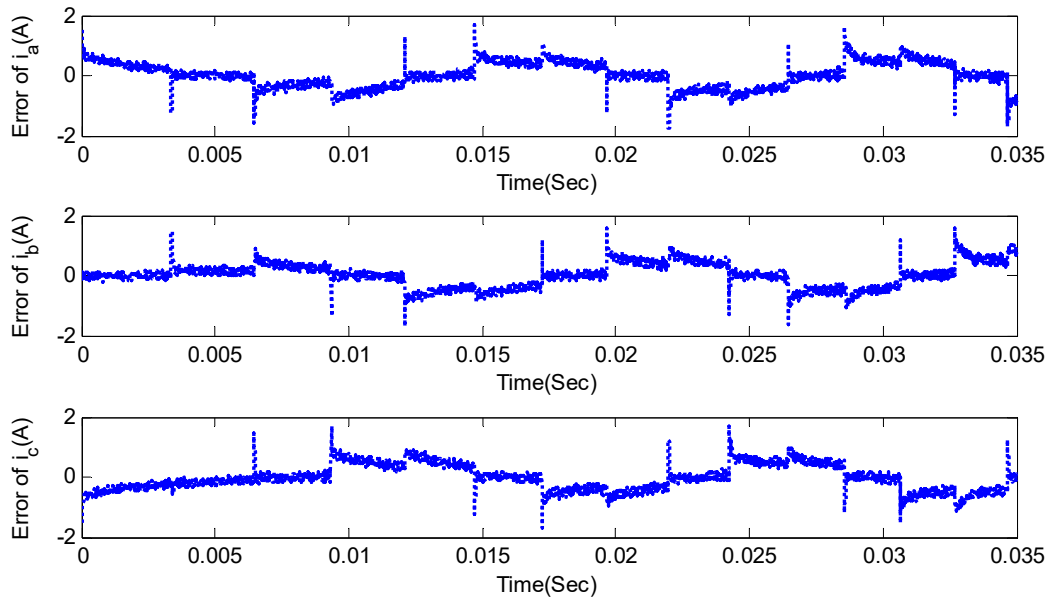
ภาพที่ 7.9 ตัวควบคุม Model Reference Adaptive Control ที่ความเร็วรอบต่ำ 200 รอบต่อนาที ขณะใส่โหลดที่ 2.5 วินาที

7.4 ผลการจำลองการควบคุมกระแสแบบคงทน

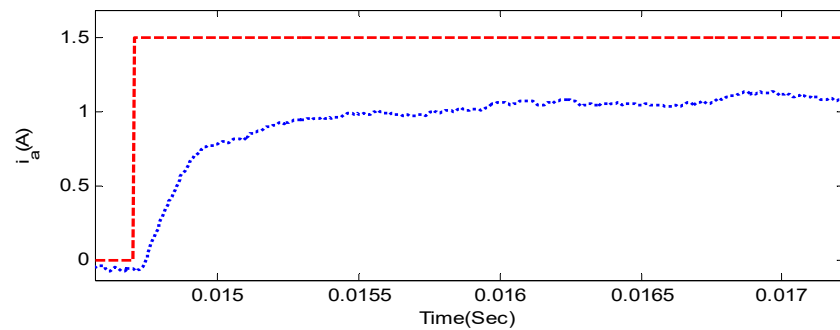
ผลการจำลองการควบคุมกระแสแบบพีไอดี การจำลองการทำงานของตัวควบคุมกระแสแบบพีไอดี ไลโพลด์ 1.5 nm ได้ผลการทดลองดังนี้



ภาพที่ 7.10 ผลการจำลองตัวควบคุมกระแสแบบพีไอดี



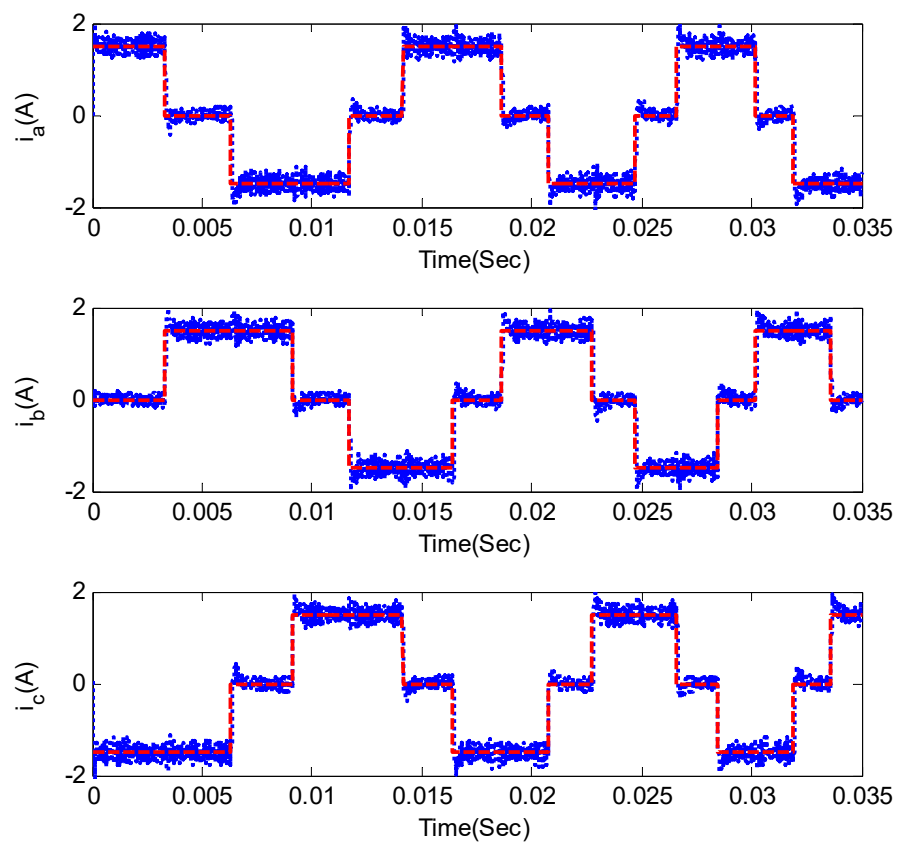
ภาพที่ 7.11 ค่าความผิดพลาดของกระแส



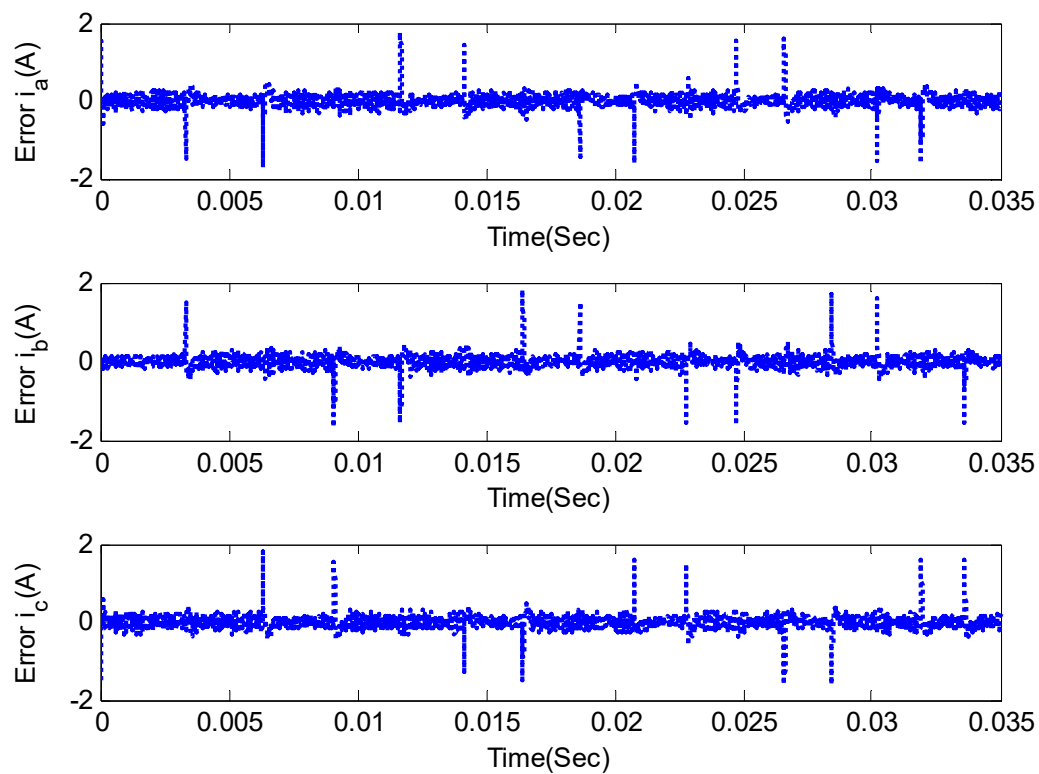
ภาพที่ 7.12 ผลตอบสนองชั่วขณะของกระแส

จากภาพที่ 7.11 เป็นผลการจำลองกระแสแบบใช้ตัวควบคุมแบบพีไอดีเพียงอย่างเดียว ซึ่งผลตอบสนองที่ได้นั้นไม่สามารถติดตามสัญญาณอ้างอิงได้เลย

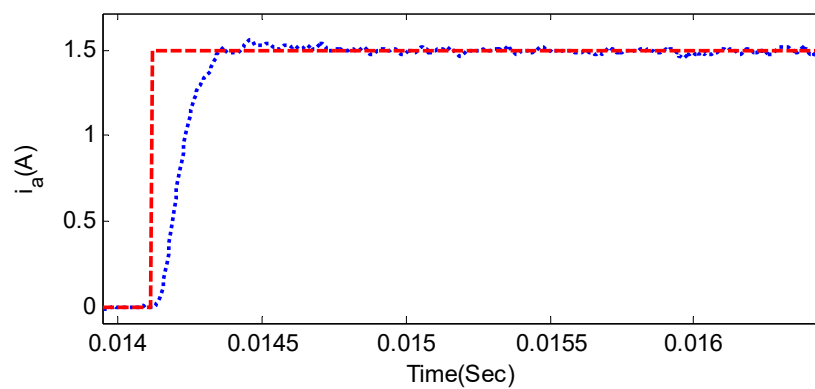
การจำลองการควบคุมกระแสแบบคงทน การจำลองการทำงานของตัวควบคุมกระแสแบบคงทน ได้ผลการทดลองดังนี้



ภาพที่ 7.13 ผลการจำลองผลตอบสนองของกระแสตัวควบคุมแบบคงทน



ภาพที่ 7.14 ค่าความผิดพลาดกระแส



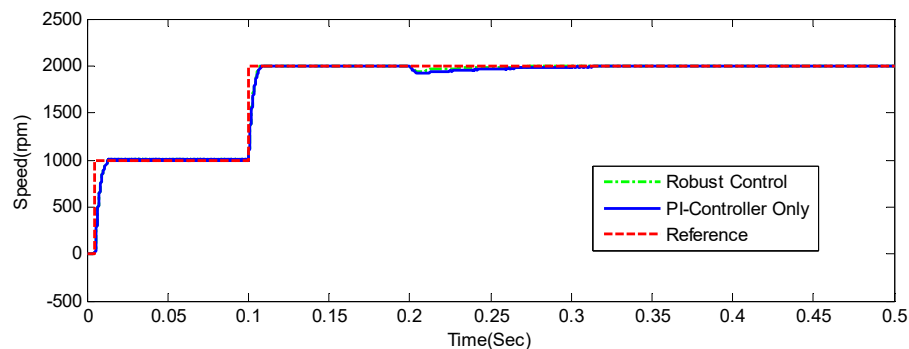
ภาพที่ 7.15 ผลตอบสนองกระแสชั่วขณะ

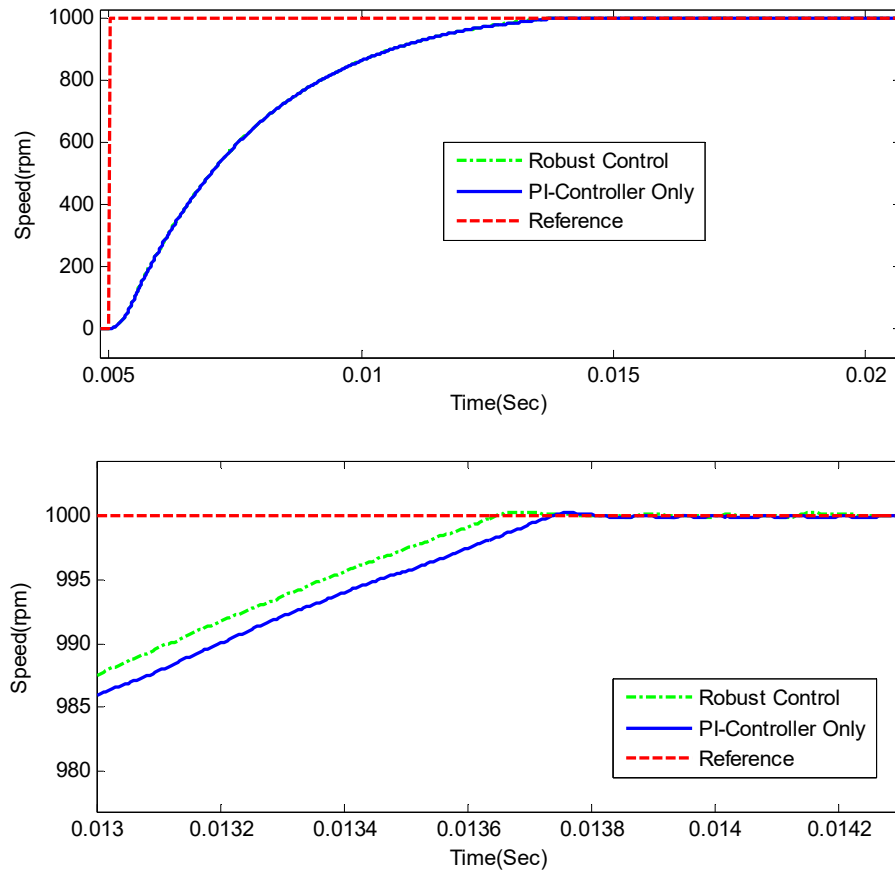
ตารางที่ 7.3 ผลการควบคุมกระแสแบบพีไอและแบบคงทน

Current phase	Max absolute error	
	PI – Controller	Robust Controller
<i>I_a</i>	1.6939	1.7279
<i>I_b</i>	1.6984	1.7342
<i>I_c</i>	1.6075	1.6657

จากภาพที่ 7.15 จะเห็นได้ว่าผลตอบสนองของกระแสที่ใช้ตัวควบคุมแบบคงทนนั้นสามารถติดตามสัญญาณอ้างอิงได้ดีเนื่องมาจากตัวผลของตัวควบคุมป้อนไปหน้าสองตัวที่เพิ่มเข้ามา ซึ่งมีผลทำให้ผลตอบสนองติดตามสัญญาณอ้างอิงได้ดี จากตารางที่ 7.3 ค่า maximum absolute error ของ robust control ที่มีค่ามากกว่า PI control เนื่องจากมีค่าพุ่งเกินเกิดขึ้นในช่วงช่วงระยะเวลาของการตอบสนองต่อสัญญาณอ้างอิง

ผลการจำลองการควบคุมความเร็ว การจำลองการทำงานควบคุมความเร็วนั้นจะทดลองทั้งตัวควบคุมแบบพีไอดี และตัวควบคุมแบบคงทน โดยการทดลองนั้นจะทดลองโดยเปลี่ยนความเร็วจาก 0 ถึง 1000 รอบ ที่เวลา 0.0005 วินาที และทดลองใส่โหลดขนาด 2 Nm ที่เวลา 0.2 วินาที ได้ผลการจำลองดังนี้





ภาพที่ 7.16 ผลการจำลองผลตอบสนองความเร็ว

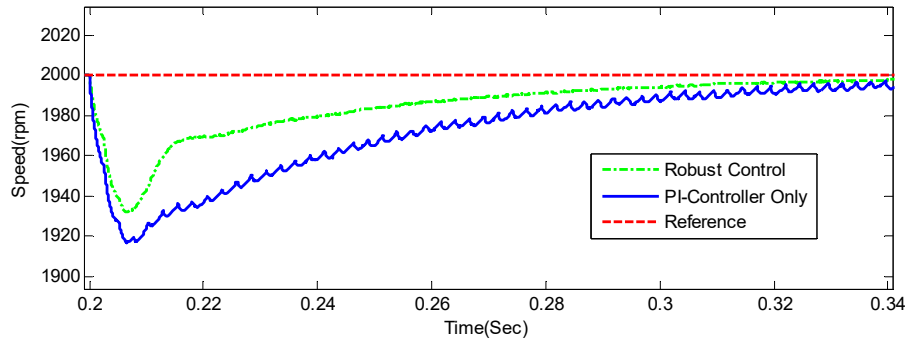
ตารางที่ 7.4 ผลตอบสนองความเร็วแบบพีไอและแบบคงทนที่ความเร็ว 0 rpm ถึง 1000 rpm

	<i>Rise time</i>	<i>Settling time</i>
<i>PI</i>	<i>0.0051</i>	<i>0.0132</i>
<i>Robust Control</i>	<i>0.0051</i>	<i>0.0131</i>

โดยที่ *rise time* หมายถึง ช่วงค่าเวลาของสัญญาณผลตอบสนองที่พุ่งจาก 10% ถึง 90% ของสัญญาณอ้างอิง และค่า *settling time* หมายถึง ค่าเวลาของสัญญาณผลตอบสนองที่มีค่า $\pm 1\%$ ของสัญญาณอ้างอิง

จากภาพที่ 7.16 จะเห็นว่าตัวควบคุมแบบพีไอดีตอบสนองได้ช้า และตัวควบคุมแบบคงทนนั้นจะสามารถตอบสนองได้เร็วหรือไม่ขึ้นอยู่กับ ค่า w หมายถึงเมื่อค่า w มีค่ามากสามารถทำให้ระบบตอบสนองได้เร็ว และเมื่อค่า w มีค่าน้อยลงก็จะทำให้ระบบตอบสนองต่อสัญญาณอ้างอิงได้ช้าลง เนื่องจากตัวควบคุม

แบบคงทนนั้นสามารถตัดสัญญาณรบกวนที่มาถูกระบบได้และสามารถปรับค่าได้จากค่า W และอีกปัจจัยหนึ่งที่ทำให้ตัวควบคุมแบบคงทนตอบสนองได้ดีก็คือตัวควบคุมป้อนไปหน้าทั้งสองตัว



ภาพที่ 7.17 ผลตอบสนองความเร็วขณะใส่โหลด

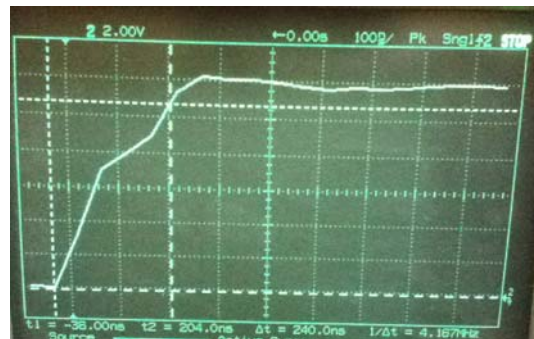
จากภาพที่ 7.17 ผลตอบสนองก็จะมีลักษณะคล้ายกับผลตอบสนองความเร็วคือ ตัวควบคุมแบบคงทนสามารถตอบสนองต่อโหลดได้ดีกว่า ตัวควบคุมแบบพีไอดีเพียงอย่างเดียว และที่ผลตอบสนองของตัวควบคุมแบบพีไอดีนั้นมีลักษณะเป็นลูกคลื่นนั้นเนื่องมาจาก ผลตอบสนองกระแสของตัวควบคุมแบบพีไอดีเอง ที่ไม่สามารถตอบสนองต่อสัญญาณกระแสอ้างอิงได้ เลยทำให้แรงบิดที่ได้นั้นไม่เรียบ จึงส่งผลให้ผลตอบสนองต่อโหลดไม่เรียบตามไปด้วย

บทที่ 8 ผลการทดลอง

8.1 ผลการทดลองการออกแบบครั้งที่ 1 (CPU TI 320F2808)

ผลการทดลองจะแบ่งได้ดังนี้ การระบุค่าพารามิเตอร์วิธีการวัดผลตอบสนองกระแส การควบคุมแบบดูปัดความเร็วและการควบคุมดูปัดความเร็วและกระแส การหาค่าพารามิเตอร์ฟิโอดีนันท์มาจากการทดลองและปรับค่าเองจนได้ผลตอบสนองเป็นที่พอใจ ค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมที่ใช้ในการทดลองมีค่าตามตารางที่

การระบุค่าพารามิเตอร์วิธีวัดผลตอบสนองกระแส การระบุค่าพารามิเตอร์ด้วยวิธีนี้นั้นเป็นวิธีที่สามารถหาค่าพารามิเตอร์แบบหายๆ เพื่อนำไปออกแบบตัวควบคุมแบบคงทนที่สามารถลดผลกระทบของค่าความไม่แน่นอนของพารามิเตอร์



ภาพที่ 8.1 ผลตอบสนองกระแสเพื่อหาค่าพารามิเตอร์มอเตอร์

จากสมการที่ 25 สมการที่ 29 และสมการที่ 30 สามารถนำมาคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ได้ดังนี้

$$t_r = 240nSec,$$

$$I_{ss} = \frac{V_{Rex}}{R_{ex}} = \frac{12.34}{493} = 25.03mA,$$

$$\bar{R} = \frac{V}{2i_{ss}} = \frac{2.245mV}{25.03mA} = 0.08969\Omega,$$

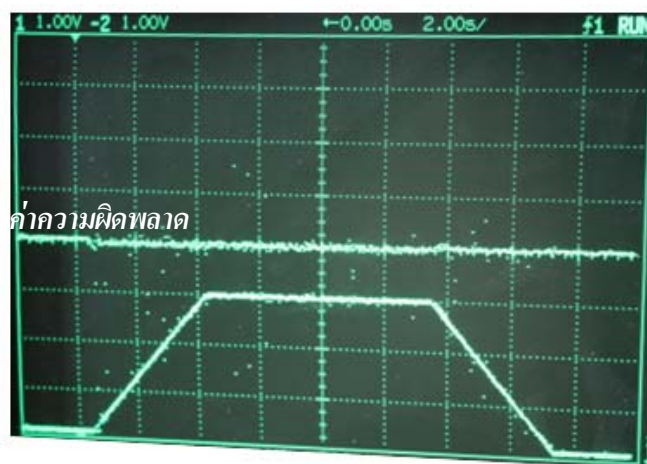
$$\bar{L} = 0.08969 \left(-\frac{240 \times 10^{-9}}{\ln(0.1)} \right) = 9.3488nH,$$

$$\bar{k}_e = \frac{e_{peak}}{\omega_m} = \frac{33}{3266} = 14.2893 \frac{V}{Krpm}$$

ตารางที่ 8.1 พารามิเตอร์ตัวควบคุมความเร็วและกระแสแบบพีไอดี

	ตัวควบคุมความเร็ว	ตัวควบคุมกระแส
K_p	0.8	8
K_i	0.0025	2.5

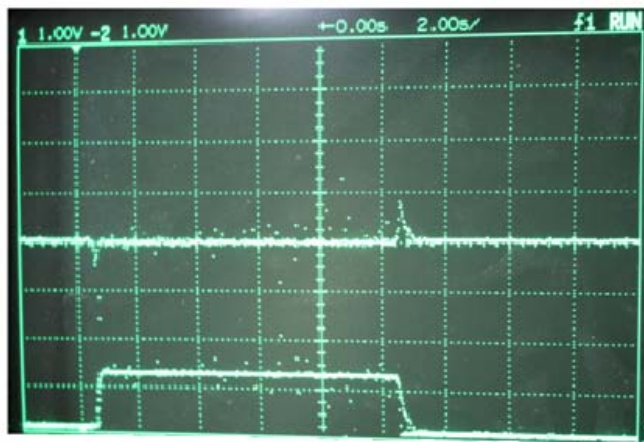
ผลการทดลองควบคุมแบบรูปปิดความเร็ว ผลการทดลองรูปปิดความเร็วโดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอดีค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมความเร็วมีค่าตามตารางที่ การทดลองจะทดลองผลตอบสนองของสัญญาณที่เป็นสี่เหลี่ยมคางหมู สัญญาณขั้นบันได และสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม



ภาพที่ 8.2 ผลตอบสนองสัญญาณสี่เหลี่ยมคางหมู

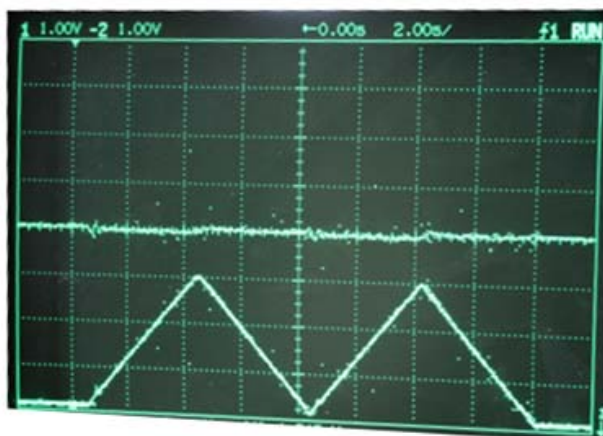
จากภาพที่ 8.2 สัญญาณรูปสี่เหลี่ยมคางหมูของสัญญาณอ้างอิง และผลตอบสนองนั้นมีความใกล้เคียงกันมากจึงไม่สามารถชี้ให้เห็นได้ว่า ส่วนสัญญาณค่าความผิดพลาดนั้นมีลักษณะคล้ายเส้นตรง เนื่องจากระบบนั้นสามารถตอบสนองต่อสัญญาณอ้างอิงได้ทัน สัญญาณอ้างอิงรูปสี่เหลี่ยมคางหมุนั้นเปลี่ยนแปลงจากความเร็ว 0 PU จนถึง 1 PU (1 Per Unit คือ 3,000 รอบต่อนาที) ในเวลา 4 วินาที

ผลตอบสนองของสัญญาณขั้นบันได ที่เปลี่ยนแปลงจาก 0 PU ไปที่ 0.42 PU ตามภาพที่ 8.3



ภาพที่ 8.3 ผลตอบสนองสัญญาณขั้นบันได

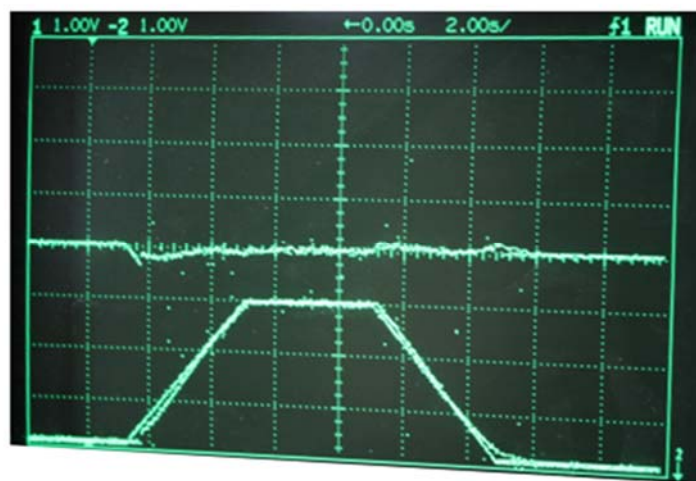
จากภาพที่ 8.3 ค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นจะเกิดบนช่วงช่วงช่วงของสัญญาณอ้างอิงผลตอบสนองของสัญญาณรูปสามเหลี่ยมตามภาพที่ ที่เปลี่ยนแปลงจาก 0 PU ถึง 1 PU ใน 4 วินาที และเปลี่ยนแปลงจาก 1 PU ถึง 0 PU ใน 4 วินาที



ภาพที่ 8.4 ผลตอบสนองสัญญาณรูปสามเหลี่ยม

ค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นนั้นเกิดขึ้นตลอดการติดตามสัญญาณอ้างอิงที่เป็นรูปสามเหลี่ยม และค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นนั้นเป็นค่าคงที่ซึ่งสามารถสังเกตได้จากภาพที่ 8.4

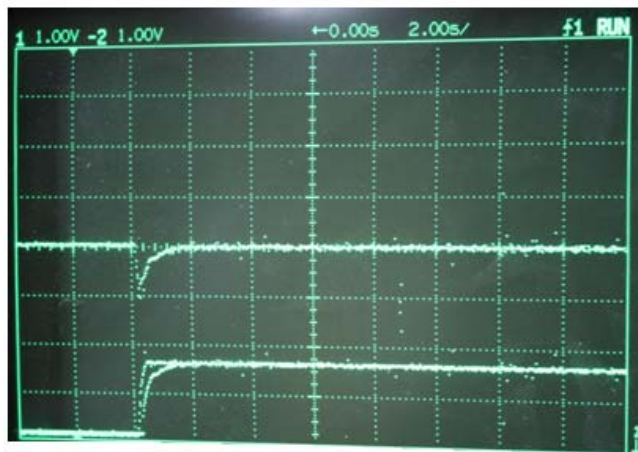
ผลการทดลองควบคุมแบบรูปปิดความเร็วและกระแส ผลการทดลองรูปปิดความเร็วและกระแส โดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอดี ค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมความเร็วและ ตัวควบคุมกระแสมีค่าตามตารางที่ การทดลองจะทดลองผลตอบสนองของสัญญาณที่เป็นสี่เหลี่ยมคางหมู สัญญาณขั้นบันได และสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม



ภาพที่ 8.5 ผลตอบสนองสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมคางหมู

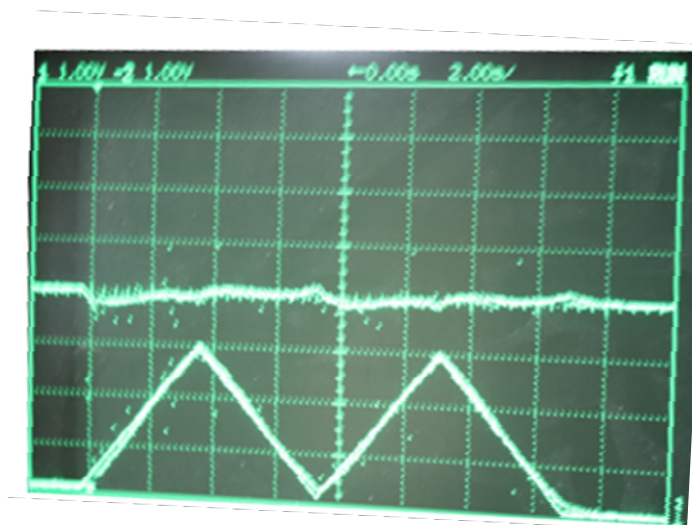
จากภาพที่ 8.5 ค่าความผิดพลาดนั้นจะเกิดขึ้นในช่วงที่สัญญาณอ้างอิงเปลี่ยนจาก 0 PU ถึง 1 PU และจาก 1 PU ถึง 0 PU

จากภาพที่ 8.6 เป็นผลตอบสนองที่เป็นสัญญาณขั้นบันไดที่เปลี่ยนจาก 0 PU ถึง 0.54 PU ค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นจะเกิดบนช่วงช่วงของสัญญาณอ้างอิง



ภาพที่ 8.6 ผลตอบสนองสัญญาณขั้นบันได

จากภาพที่ 8.7 เป็นผลตอบสนองสัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่เปลี่ยนแปลงจาก 0 PU ถึง 1 PU ใน 4 วินาที และเปลี่ยนแปลงจาก 1 PU ถึง 0 PU ใน 4 วินาที ค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นนั้นเกิดขึ้นตลอดการติดตามสัญญาณอ้างอิงที่เป็นรูปสามเหลี่ยม และค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นนั้นเป็นค่าคงที่ซึ่งสามารถสังเกตได้จากภาพที่ 8.7



ภาพที่ 8.7 ผลตอบสนองสัญญาณสามเหลี่ยม

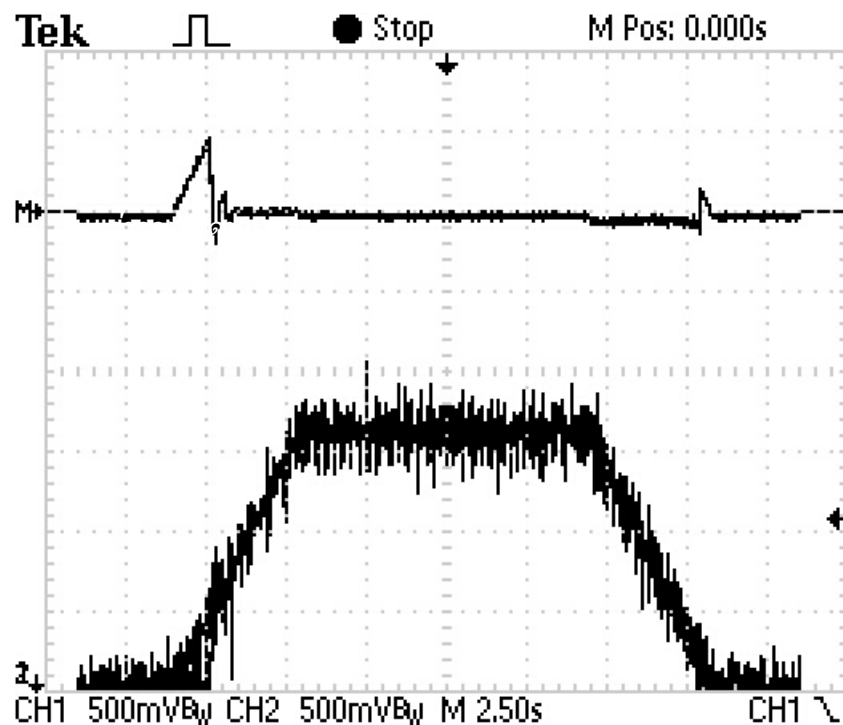
8.2 ผลการทดลองการออกแบบครั้งที่ 2 (CPU TI 320F280035)

โดยการทดลองจะทดลองการควบคุมแบบรูปปิดความเร็ว โดยสัญญาณอ้างอิงในแบบสี่เหลี่ยมคางหมูและสัญญาณรูปสามเหลี่ยม

ตารางที่ 8.1 พารามิเตอร์ตัวควบคุมความเร็วแบบพีไอ

	ตัวควบคุมความเร็ว
Kp	0.2
Ki	0.0004

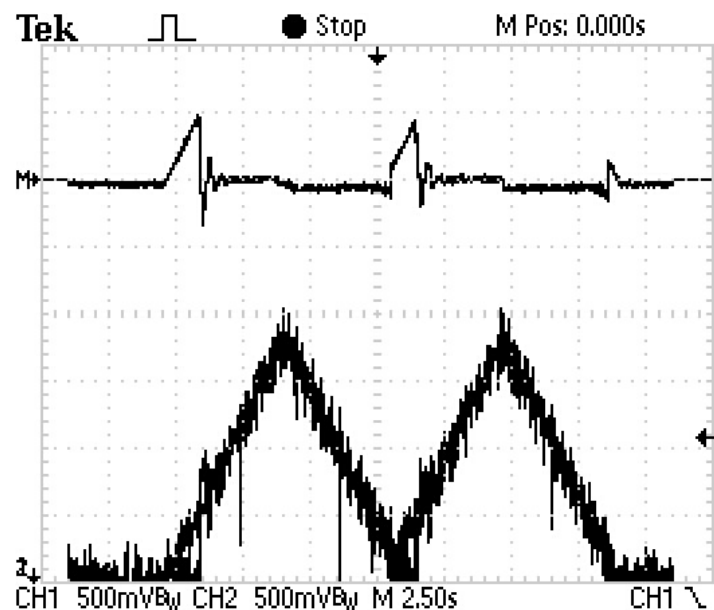
ผลการทดลองควบคุมแบบรูปปิดความเร็ว ผลการทดลองรูปปิดความเร็วโดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ ค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมความเร็วมีค่าตามตารางที่ 10 การทดลองจะทดลองผลตอบสนองของสัญญาณที่เป็นสี่เหลี่ยมคางหมู และสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม



ภาพที่ 8.8 ผลตอบสนองสัญญาณสี่เหลี่ยมคางหมู

จากภาพที่ 8.8 สัญญาณรูปสี่เหลี่ยมคางหมูของสัญญาณอ้างอิงและผลตอบสนอง โดยที่สัญญาณอ้างอิงนั้นได้ตั้งไว้ที่ 1000 รอบต่อ 3.3 โวลต์ (151.5152 รอบต่อ 500 มิลลิโวลต์) โดยสัญญาณอ้างอิงถูกตั้งไว้ดังนี้ เริ่มจากความเร็ว 0 ถึง 500 รอบต่อนาทีใช้เวลา 3.5 วินาที หลังจากนั้น 8 วินาทีต่อมาลดความเร็วลงจนถึง 0 โดยใช้เวลา 3.5 วินาที สัญญาณค่าความผิดพลาดมีค่ามากตอนมอเตอร์เริ่มหมุนเนื่องจากตัวมอเตอร์มีปัญหาควบคุมความเร็วที่ความเร็วรอบต่ำ จะสังเกตได้จากภาพที่ 8.8 ช่วงแรกตอนที่มอเตอร์เริ่มหมุนเพื่อติดตามสัญญาณอ้างอิงจะมีค่าความผิดพลาดที่คำนวณได้จากค่าแรงดันที่อ่านได้ 0.5 โวลต์ เมื่อแปลงเป็นรอบจะได้ 151.5152 รอบ หลังจากนั้นเมื่อมอเตอร์เพิ่มความเร็วเพื่อติดตามสัญญาณอ้างอิงค่าความผิดพลาดก็จะลดลงจนค่าความผิดพลาดมีค่าเข้าใกล้ศูนย์ จากนั้นเมื่อมอเตอร์มาถึงจุดที่ตั้งค่าแล้วสัญญาณค่าความผิดพลาดมีค่าน้อยจนเกือบเป็นศูนย์ จากนั้นเมื่อสัญญาณอ้างอิงลดค่าลงดังนั้นมอเตอร์ต้องลดความเร็วลงเพื่อติดตามสัญญาณอ้างอิง จึงทำให้ค่าความผิดพลาดก็จะเกิดขึ้นเนื่องจากมอเตอร์นั้นไม่สามารถติดตามสัญญาณอ้างอิงได้ทันทีทันใด จนกระทั่งสัญญาณอ้างอิงลดลงถึงศูนย์และมอเตอร์หยุดหมุนทำให้ค่าความผิดพลาดเป็นศูนย์

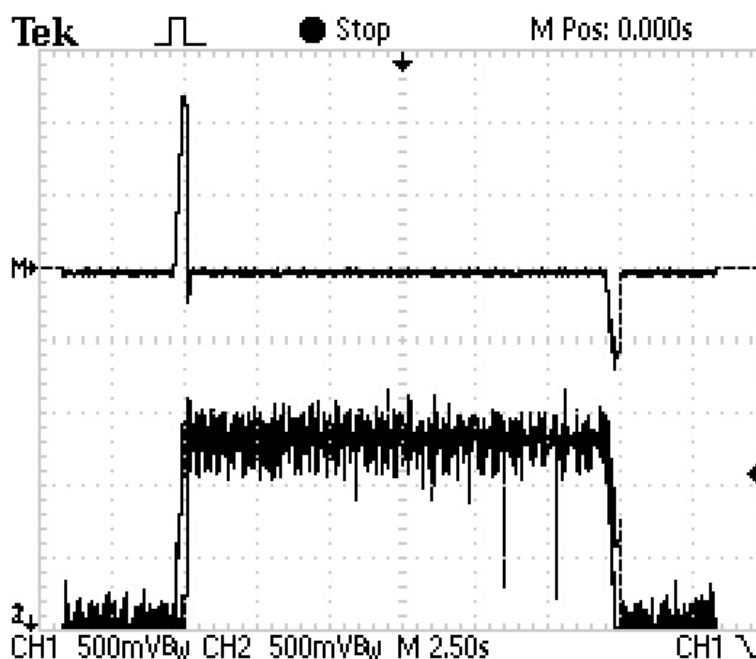
ผลตอบสนองของสัญญาณอ้างอิงรูปสามเหลี่ยมตามภาพที่ 8.9 ที่เปลี่ยนแปลงความเร็วจาก 0 ถึง 545 รอบต่อนาที ใช้เวลา 3.5 วินาที จากนั้นลดความเร็วลงมาที่ 0 รอบในเวลา 3.5 วินาที แล้วเพิ่มความเร็วไปที่ 545 รอบต่อนาที ใช้เวลา 3.5 วินาที และลดความเร็วลงมาที่ 0 ในเวลา 3.5 วินาที



ภาพที่ 8.9 ผลตอบสนองสัญญาณรูปสามเหลี่ยม

ค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นตลอดการติดตามสัญญาณอ้างอิงที่เป็นรูปสังเกตุได้จากภาพที่ 8.9 จะเห็นได้ว่าช่วงมอเตอร์เริ่มหมุนจะมีค่าความผิดพลาดมาก มอเตอร์นั้นจะเริ่มหมุนหลังจากที่สัญญาณอ้างอิงนั้นมีค่าความเร็วรอบที่ 151.5152 รอบ และระหว่างที่ติดตามสัญญาณอ้างอิงที่เป็นรูปสามเหลี่ยมเมื่อมีความชันเป็นบวก ค่าความผิดพลาดนั้นมีค่าน้อยเข้าใกล้ศูนย์ ส่วนเมื่อความชันเป็นลบค่าความผิดพลาดที่อ่านได้ประมาณ 30 รอบ

ผลตอบสนองของสัญญาณอ้างอิงรูปสามเหลี่ยมตามภาพที่ 8.9 ที่เปลี่ยนแปลงความเร็วจาก 0 ถึง 545 รอบต่อนาที ใช้เวลา 3.5 วินาที จากนั้นลดความเร็วลงมาที่ 0 รอบในเวลา 3.5 วินาที แล้วเพิ่มความเร็วไปที่ 545 รอบต่อนาที ใช้เวลา 3.5 วินาที และลดความเร็วลงมาที่ 0 ในเวลา 3.5 วินาที



ภาพที่ 8.10 ผลตอบสนองสัญญาณรูปสามเหลี่ยม

ค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นตลอดการติดตามสัญญาณอ้างอิงที่เป็นรูปสัญญาณขึ้นบันไดสังเกตุได้จากภาพที่ 8.10 จะเห็นได้ว่าช่วงมอเตอร์เริ่มหมุนจะมีค่าความผิดพลาดมาก หลังจากที่มีมอเตอร์หมุนค่าความผิดพลาดก็ลดน้อยลงจนเกือบมีค่าเป็นศูนย์ และช่วงลดความเร็วลงเป็นศูนย์ก็มีค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นก่อนที่จะลดลงเป็นศูนย์

บทที่ 9 สรุปผล

งานวิจัยนี้คณะผู้วิจัยได้ออกแบบ Prototype ระบบมัลติมอเตอร์ไคโรสำหรับหุ่นยนต์และแอปพลิเคชันทางอุตสาหกรรมซึ่งสามารถขยายและรองรับมอเตอร์ไคโรได้ 6 ตัว โดยมี PC เป็นตัวควบคุม master control ผ่าน GUI ซึ่ง PC จะส่งคำสั่งต่างๆ ไปที่บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์และมอเตอร์ไคโร

จากผลการทดลองสามารถสรุปได้ว่าการควบคุม BLDC Motor นั้นจะประสบปัญหาการควบคุมที่ย่านความเร็วต่ำ ที่ต่ำกว่า 150 รอบต่อนาที เนื่องจากผลของ torque ripple ของตัว BLDC motor เองจึงทำให้ความเร็วในย่านความเร็วต่ำมีการกระเพื่อมของความเร็ว ส่วนการติดตามสัญญาณความเร็วที่มีสัญญาณอ้างอิงแบบสี่เหลี่ยมคางหมูและสัญญาณอ้างอิงรูปสามเหลี่ยม ในช่วงขาขึ้นและขาลงนั้นมีความผิดพลาดเป็นค่าคงที่ที่สามารถยอมรับได้ และผลตอบสนองของสัญญาณที่เป็นขั้นบันไดนั้นค่าความผิดพลาดที่เวลาคงตัวมีค่าน้อยมาก ส่วนการทำงานในภาคของมัลติมอเตอร์สามารถทำงานได้โดยทำการควบคุมและรับสัญญาณอ้างอิงผ่าน CAN bus โดยมีฟังก์ชันการทำงานที่สำคัญอาทิเช่น การปรับค่า PID Controller, Accel/Decel Time, Switching Frequency, Monitor Reference Speed, Feedback Speed เป็นต้น

บรรณานุกรม

ปฏิพัทธ์ ทวนทอง, พนาฤทธิ์ เศรษฐกุล และ สมชาย นัตรรัตน. 2545. หลักการและการทำให้เกิดผลของการควบคุมมอเตอร์เชิงโรนัสชนิดแม่เหล็กถาวรแบบควบคุมแรงบิดโดยตรง. วารสารวิชาการพระจอมเกล้าพระนครเหนือ 12(1): 17-27.

นิติ แก้ววรรณศรี และ พีระยศ แสนโกชณ์. 2554. การควบคุมมอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่านโดยใช้การควบคุมแรงบิดโดยตรงร่วมกับการควบคุมปรับตัวเองอ้างอิงแบบจำลองที่ปรับปรุงแล้ว, น. 497-500. ใน การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 34 เล่มที่ 1. มหาวิทยาลัยสยาม, ชลบุรี.

ปริญญา ศรีธานี และ พีระยศ แสนโกชณ์. 2554. การระบุพารามิเตอร์อย่างรวดเร็วและการควบคุมกระแสแบบทันทันของมอเตอร์กระแสตรงแบบไร้แปรงถ่าน, น. 489-492. ใน การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 34 เล่มที่ 1. 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.
- Chen, H.C., M.S. Huang, C.M. Liaw, Y.C. Chang, P.Y. Yu and J.M. Huang. 2000. Robust Current Control for Brushless Dc Motors. IEE Proc.-Electro. Power Appl (147): 503-512.
- Liaw, C.M. and S.J. Chiang. 1993. Robust Control of Current-Mode Controlled Converters. Appl. Power Electron Conf and Expo : 45–751.
- Cortés-Romero, J.A., A. Luviano-Juárez, R. Álvarez-Salas and H. Sira-Ramírez. 2010. Fast Identification and Control of an Uncertain Brushless DC Motor Using Algebraic Methods. IEEE Conf. Power Electron Congr : 9-14.
- Kazmierowski, M.P. and L. Malesani. 1998. Current Control techniques for three phase voltage-source PWM converter : a survey. IEEE Trans. Ind. Electron : 691-703.
- Fliess, M. and H. Sira-Ramírez. 2003. An algebraic framework for linear identification, ESAIM, Control, Optimization and Calculus of Variations (9): 151–168.

Baldursson, S. 2005. BLDC Motor Modelling and Control – A Matlab®/Simulink® Implementation. M.S. Thesis, Institutionen för Energi och Miljö., Sverige.

Brown, W. 2002. Brushless DC Motor Control Made Easy. Microchip Technology Inc.

Jani, Y. 2006. Implementing Embedded Speed Control for Brushless DC Motors: Part 1. Available Source: <http://www.eetimes.com/design/embedded/4006773/Implementing-Embedded-Speed-Control-for-Brushless-DC-Motors-Part-1>, April 18, 2011.

Jani, Y. 2007. Implementing Embedded Speed Control for Brushless DC Motors: Part 2. Available Source: <http://www.eetimes.com/design/embedded/4006777/Implementing-Embedded-Speed-Control-for-Brushless-DC-Motors-Part-2>, April 18, 2011.

Jani, Y. 2007. Implementing Embedded Speed Control for Brushless DC Motors: Part 3. Available Source: <http://www.eetimes.com/design/embedded/4006779/Implementing-Embedded-Speed-Control-for-Brushless-DC-Motors-Part-3>, April 18, 2011.

Sen, P.C. 1996. Principles of Electric Machines AND Power Electronics. 2nd ed. *John Wiley and Sons, Inc., Canada.*

Phillips, C. L. and R. D. Harbor. 2000. Feedback Control Systems. 4th ed. Prentice Hall., Upper Saddle River, New Jersey.

Corrigan, S. 2008. Introduction to the Controller Area Network (CAN). Texas Instruments.

ภาคผนวก

บทความวิชาการที่ตีพิมพ์



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

Volume I

- ❖ ไฟฟ้ากำลัง (PW)
- ❖ อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (PE)
- ❖ งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิศวกรรมไฟฟ้า (GN)

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





กำหนดการ
การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 34

วันศุกร์ที่ 2 ธันวาคม พ.ศ. 2554							
Present 5	Laemchabang	Mabtapud	Banbung	Sriracha	U-Tapao	Bangsaray	Banglamung
08.30-10.10 น.	PW10	PW11	PE06	CM04	CP02	DS03	PH02
Session Chair	ผศ. วิชัย ผดุงศิลป์ RMUTT	ผศ. ดร. สลิลทิพย์ สินธุสนธิชาติ MUT	ดร.ภญญณ์ชนม์ อุมิตติพิชญ์ RMUTT	ดร. อภิรดา นามแสง RMUTT	ดร. ศุภฤกษ์ มานิตพรสุวัฑ UTCC	ผศ. ดร. สนั่น ศรีสุข MUT	ดร. วิสิทธิ์ ล้อมรรณจักร RMUTT
บทยาว	PW058-062	PW063-067	PE030-034	CM018-022	CP006-010	DS011-015	PH004-007
10.10-10.30 น.	Coffee Break						
Present 6	Laemchabang	Mabtapud	Banbung	Sriracha	U-Tapao	Bangsaray	Banglamung
10.30-12.10 น.	PW12	PW13	PE07	CM05	CP03	DS04	CT02
Session Chair	รศ. ดร. กิรติ ชยะกุลศิริ SPU	ผศ. วิชัย แชลี SAU	ผศ.ดร.ชัชวาลย์ เชรบุตร MU	ดร. กัดวิทย์ จันทร์ตรี RMUTSB	ดร. ภาคภูมิ สมบุญ BU	ดร. ถัสชัย สุกพิทักษ์สกุล RMUTT	ดร. มุจิตา สงฆ์จันทร์ NU
บทยาว	PW068-072	PW073-077	PE035-039	CM023-027	CP011-015	DS016-020	CT006-010
12.10-13.00 น.	Lunch (ห้องการเดินที่สลิมน ชั้น 1 ตึกการเดินวิ่ง)						
Present 7	Laemchabang	Mabtapud	Banbung	Sriracha	U-Tapao	Bangsaray	Banglamung
13.00-15.20 น.	PW14	PW15, GN04	PE08	CM06	EL05	BE02	GN03
Session Chair	ผศ. ดร. ธีรภาพ นันทิวัฒน์ BU	ดร. บุญยัง ปลั่งกลาง RMUTT	ดร. วรชาติ แช็ก KMUTL	ดร. จักรกฤษ ตรรกพานิษฐ์ MUT	ผศ. ดร. ฤกษ์ อังกะ KMUTNB	ดร. วงศ์วิทย์ เสนะวงศ์ SWU	ผศ. นอ. ไชย ธรรมรัตน์ รณ. SAU
บทยาว	PW078-084	PW085-088 GN021-023	PE040-046	CM028-034	EL025-031	BE007-013	GN014-020
16.00-16.30 น.	Closing Ceremony						

PE026	การชิงโครนัสระบบเก็บพลังงานด้วยแบตเตอรี่โดยใช้คอนเวอร์เตอร์หลายระดับเข้ากับระบบส่งจ่าย ภูมิพัฒน์ จำปีทอง และ สุรินทร์ คำฝอย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง	461
PE027	วงจรแปลงผันแรงดันกระแสสลับเป็นแรงดันกระแสตรงสำหรับการชาร์จรถยนต์ไฮบริดจ์ ประเภทเสียบปลั๊ก ปรเมษฐ์ จิตเจนการ สุรินทร์ คำฝอย และ ประภาส ไพรสวรรณา สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง	465
PE028	การชาร์จประจุแบตเตอรี่ด้วยวงจร Boost Two Cell Switching บนพื้นฐานการติดตาม จุดจ่ายกำลังงานสูงสุดของเซลล์แสงอาทิตย์ ณรงค์ฤทธิ์ เมฆลอย กมล ทาไพบยา และ เจษฎา ก้อนแพง มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ	469
PE029	แอลกอริทึมใหม่สำหรับตรวจสอบความชันเป็นลบของแรงดันในเครื่องชาร์จแบตเตอรี่ชนิด Ni-Mh วรพงษ์ วงศ์พาสุข มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ	473
PE030	Direct Drive of Tandem Synchronous Generators for Wind Energy Conversion Systems <i>Phanxay Chanthavong¹ Surapong Suwankawin¹ and Hirofumi Akagi²</i> ¹ Chulalongkorn University ² Tokyo Institute of Technology	477
PE031	A Strategy to Reduce Torque Ripple in DTC of Single-phase Induction Motor Drives by Using Zero-voltage Vector <i>Kasem Utaikaifa</i> University of the Thai Chamber of Commerce	481
PE032	แนวทางในการแก้ปัญหาค่าความผิดพลาดทางขนาดของฟลักซ์ในย่านความเร็วต่ำของตัวสังเกต์เติมอันดับ แบบปรับตัวสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ชิงโครนัสแม่เหล็กถาวรไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่ง สาคร โพธิ์งาม ¹ และ สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์ ² ¹ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ² จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย	485
PE033	การระบุพารามิเตอร์อย่างรวดเร็วและการควบคุมกระแสแบบทันท่วงทีของมอเตอร์ กระแสตรงแบบไร้แปรงถ่าน ปริญญ์ ศรีธานี และ พีระยศ แสนโกชน์ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์	489

การระบุพารามิเตอร์อย่างรวดเร็วและการควบคุมกระแสแบบทนทานของมอเตอร์กระแสตรงแบบไร้แปรงถ่าน

Fast Parameter Identification and Robust Current Control of Brushless DC Motor

ปริญญ์ ศรีธานี¹ และพีระยศ แสนโกชวี²

^{1,2}ห้องปฏิบัติการวิจัยทางด้านแมคคาทรอนิกส์ หุ่นยนต์และการควบคุมชาญฉลาด

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

50 ถ.งามวงศ์วาน ลาดยาว จตุจักร กรุงเทพฯ 10903

โทร 0-2942-8555 ต่อ 1502-4 โทรสาร 0-2942-8555 ต่อ 1550² E-mail : g5214502893@ku.ac.th¹, peerayot.s@ku.ac.th²

บทคัดย่อ

บทความนี้กล่าวถึงการระบุพารามิเตอร์อย่างรวดเร็วโดยใช้วิธีการทางพีชคณิต และวิธีควบคุมกระแสแบบทนทานของมอเตอร์กระแสตรงแบบไร้แปรงถ่าน ซึ่งวิธีที่ใช้หาพารามิเตอร์ของมอเตอร์สามารถหาค่าพารามิเตอร์แบบออนไลน์ที่หาค่าได้อย่างถูกต้องและรวดเร็ว วิธีการควบคุมกระแสที่ใช้เป็นวิธีที่ออกแบบง่าย มีประสิทธิภาพสูง ช่วยลดผลกระทบของความไม่แน่นอนของพารามิเตอร์ที่เกิดขึ้นจากตัวมอเตอร์ต่อผลสนองของมอเตอร์

คำสำคัญ: การระบุพารามิเตอร์, การควบคุมกระแสแบบทนทาน

Abstract

This article describes the fast parameter identification by using algebraic method and the robust current control of Brushless DC motor (BLDC). This identification method is capable of determine fast, and accurate on-line parameter identification. The robust current control method is of easily design with high efficiency. This method reduces the effect from uncertainties of motor parameters to motor response.

Keywords: Identification Parameters, Robust Current Control

1. บทนำ

วิธีการหาพารามิเตอร์หาได้หลายวิธี วิธีที่จะกล่าวถึงนั้นเป็นวิธีที่เรียกว่า วิธีการทางพีชคณิต [1] ที่สามารถหาค่าพารามิเตอร์แบบออนไลน์ของมอเตอร์ได้อย่างรวดเร็ว และถูกต้องที่ได้พัฒนาต่อโดยให้สามารถหาค่าแรงเสียดทานของมอเตอร์ได้ จากนั้นก็มาออกแบบตัวควบคุมกระแส วิธีที่ใช้ออกแบบตัวควบคุมกระแสเช่นนี้จะใช้วิธีการควบคุมแบบทนทาน [2] ซึ่งเป็นวิธีที่ง่าย มีประสิทธิภาพ ช่วยให้แรงบิดมีความเรียบขึ้น และช่วยลดผลของความไม่แน่นอนของพารามิเตอร์ที่เกิดขึ้นจากตัวมอเตอร์เอง

ในส่วนต่อไป เป็นการกล่าวถึงสมการมอเตอร์กระแสตรงแบบไร้แปรงถ่านส่วนที่ 3 เป็นการระบุพารามิเตอร์โดยวิธีทางพีชคณิต ส่วนที่ 4 เป็นการออกแบบตัวควบคุมกระแสโดยวิธีทนทาน ส่วนต่อไปเป็นผลการจำลองการทำงานของมอเตอร์ ในส่วนสุดท้ายจะเป็นการสรุปและกิตติกรรมประกาศ

2. สมการมอเตอร์กระแสตรงแบบไร้แปรงถ่าน

สมการทางคณิตศาสตร์มอเตอร์กระแสตรงแบบไร้แปรงถ่านสามเฟสที่ต่อกันแบบวาย [3] จะพิจารณาได้ ดังนี้

$$v_{ab} = R(i_a - i_b) + L \frac{d}{dt}(i_a - i_b) + e_a - e_b \quad (1)$$

$$v_{bc} = R(i_b - i_c) + L \frac{d}{dt}(i_b - i_c) + e_b - e_c \quad (2)$$

$$v_{ca} = R(i_c - i_a) + L \frac{d}{dt}(i_c - i_a) + e_c - e_a \quad (3)$$

$$T_e = B\omega_m + J \frac{d\omega_m}{dt} + T_L \quad (4)$$

โดยที่ v, i และ e หมายถึงแรงดันเฟสถึงเฟส, กระแสเฟส และแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสตามลำดับในเฟส a, b และ c , ส่วน R คือค่าความต้านทานต่อเฟส, L คือค่าตัวเหนี่ยวนำต่อเฟส, T_e คือแรงบิดทางไฟฟ้า, T_L คือค่าแรงบิดโหลด, J คือค่าความเฉื่อยของโรเตอร์, B คือค่าคงที่ของแรงเสียดทาน และ ω_m เป็นความเร็วของโรเตอร์

จากความสัมพันธ์ของสมการกระแส

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (5)$$

สามารถเขียนเป็นสมการ (1) - (4) ที่จะนำไปหาพารามิเตอร์ได้ดังนี้

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{-R}{L}i_a + \frac{2}{3L}v_{ab} - \frac{1}{3L}e_{ab} \quad (6)$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{-B}{J}\omega_m + \frac{1}{J}(T_e - T_L) \quad (7)$$

ในส่วนต่อไปเป็นการนำสมการที่ (6) และสมการที่ (7) มาหาพารามิเตอร์ของมอเตอร์

3. การระบุพารามิเตอร์แบบออนไลน์

การหาพารามิเตอร์แบบใช้วิธีทางพีชคณิตนั้นได้ถูกนำเสนอโดย Fliess และ Sira-Ramírez [4] ซึ่งมีวิธีการดังนี้

จากสมการที่ (6) นำค่า L มาคูณทั้ง 2 ข้างแล้วทำการหาปริพันธ์ทั้งสองข้างของสมการ ผลที่ได้ทั้งหมดจะอยู่บนช่วง $[0, t]$ จะได้

$$\frac{2}{3} \int t v_{ab} dt + \frac{1}{3} \int t v_{bc} dt = L \left(\int t \frac{di_a}{dt} - R \int t i_a dt + k_e \left(\frac{2}{3} \int t E_{ab} dt + \frac{1}{3} \int t E_{bc} dt \right) \right) \quad (8)$$

จัดรูปใหม่จะได้

$$\frac{2}{3} \int t v_{ab} dt + \frac{1}{3} \int t v_{bc} dt = L(t i_a - \int i_a dt) - R \int t i_a dt + k_e \left(\frac{2}{3} \int t E_{ab} dt + \frac{1}{3} \int t E_{bc} dt \right) \quad (9)$$

โดยที่ $E_a = \frac{1}{2} F(\theta_e) \omega_m$, $E_b = \frac{1}{2} F(\theta_e - (\frac{2\pi}{3})) \omega_m$, $E_{ab} = E_a - E_b$, และฟังก์ชัน $F(\cdot)$ เป็นฟังก์ชันของรูปสามเหลี่ยมทางมุมของแรงดันไฟฟ้าหนึ่งยว่น มีสมการดังนี้

$$F(\theta_e) = \begin{cases} 1, & 0 \leq \theta_e < \frac{\pi}{3} \\ \frac{-6(\theta_e - \frac{\pi}{2})}{\pi}, & \frac{\pi}{3} \leq \theta_e < \frac{2\pi}{3} \\ -1, & \frac{2\pi}{3} \leq \theta_e < \frac{4\pi}{3} \\ \frac{6(\theta_e - \frac{3\pi}{2})}{\pi}, & \frac{4\pi}{3} \leq \theta_e < \frac{5\pi}{3} \\ 1, & \frac{5\pi}{3} \leq \theta_e < 2\pi \end{cases} \quad (10)$$

สมการที่ (9) สามารถเขียนเป็นสมการเชิงเส้นได้ดังนี้

$$L A_{e1}(t) - R A_{e2}(t) + k_e A_{e3}(t) = B_e(t) \quad (11)$$

โดยที่ $A_{e1}(t) = (t i_a - \int i_a dt)$, $A_{e2}(t) = \int t i_a dt$,

$$A_{e3}(t) = (\frac{2}{3} \int t E_{ab} dt + \frac{1}{3} \int t E_{bc} dt)$$

$$B_e(t) = \frac{2}{3} \int t v_{ab} dt + \frac{1}{3} \int t v_{bc} dt$$

กำหนดให้ $x_e = [L \ R \ k_e]^T$ และ $A_e = [A_{e1}(t) \ A_{e2}(t) \ A_{e3}(t)]$ ดังนั้นจะได้สมการเชิงเส้นที่มีลักษณะดังนี้

$$A_e(t) x_e = B_e(t) \quad (12)$$

จากสมการที่ (7) ถูกลำ Jt แล้วทำการหาปริพันธ์ทั้งสองข้างของสมการ เมื่อ $T_L = 0$ และ $k_t = k_e$ ผลที่ได้คือในช่วง $[0, t]$ แล้วได้

$$J \int t d\omega_m = -B \int t \omega_m dt + k_t \int t T_{ee} dt \quad (13)$$

จัดรูปใหม่จะได้

$$\frac{J}{k_t} (t \omega_m - \int \omega_m dt) + \frac{B}{k_t} \int t \omega_m dt = \int t T_{ee} dt \quad (14)$$

โดยที่ $T_{ee} = \frac{1}{2} [F(\theta_e) i_a + F(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) i_b + F(\theta_e - \frac{4\pi}{3}) i_c]$ และผลที่ได้ในสมการที่ (14) เขียนเป็นสมการเชิงเส้นจะได้

$$\frac{J}{k_t} A_{m1}(t) + \frac{B}{k_t} A_{m2}(t) = B_m(t) \quad (15)$$

โดยที่ $A_{m1}(t) = (t \omega_m - \int \omega_m dt)$, $A_{m2}(t) = \int t \omega_m dt$, และ

$B_m(t) = \int t T_{ee} dt$ ต่อมากำหนดให้ $x_m = [\frac{J}{k_t} \ \frac{B}{k_t}]^T$ และ

$A_m = [A_{m1}(t) \ A_{m2}(t) \ A_{m3}(t)]$ ดังนั้นจะได้สมการเชิงเส้นที่มีลักษณะดังนี้

$$A_m(t) x_m = B_m(t) \quad (16)$$

การหาค่าที่ทำให้สมการที่ (12) และ (16) มีค่าที่ทำให้เหมาะที่สุดนั้นเสนอให้อยู่ในรูปฟังก์ชันวัตถุประสงค์ดังนี้

$$J(x, t) = \frac{1}{2} \int_0^t \epsilon^2(x, \sigma) d\sigma \quad (17)$$

เมื่อหาค่าน้อยที่สุดของฟังก์ชันวัตถุประสงค์แล้วค่าของ x สามารถหาได้จากสมการ

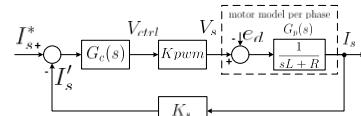
$$\epsilon(x, t) = A(t)x - B(t) \quad (18)$$

$$\hat{x} = \left[\int_0^t A^T(\sigma) A(\sigma) d\sigma \right]^{-1} \int_0^t A^T(\sigma) B(\sigma) d\sigma \quad (19)$$

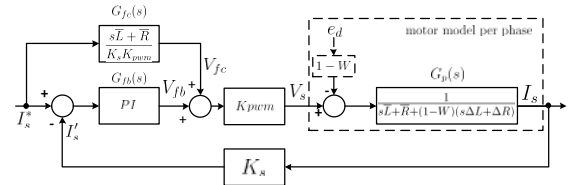
เนื่องจาก $\hat{x}$ ไม่ขึ้นอยู่กับเวลาทำให้สมการด้านบนใช้ได้สำหรับช่วงเวลาเล็กๆที่นำมาหาปริพันธ์ $[0, \epsilon]$ ที่ $\epsilon > 0$ ดังนั้นจึงทำให้ตัวแปรที่ไม่ทราบค่าสามารถหาค่าได้ค่อนข้างรวดเร็ว

4. การควบคุมกระแสแบบทันทาน [2]

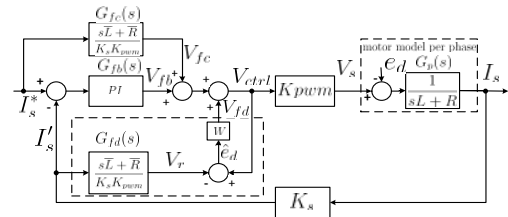
การออกแบบตัวควบคุมกระแสโดยวิธีทันทานนั้นถูกพัฒนาขึ้นโดย C.M. Liaw และ S.J. Chiang การออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทันทานจะประกอบด้วยส่วนต่างๆดังนี้



รูปที่ 1 แผนภาพบล็อกของการควบคุมกระแสอย่างง่าย



รูปที่ 2 แผนภาพบล็อกตัวควบคุมกระแสแบบทันทานอย่างง่าย



รูปที่ 3 แผนภาพบล็อกตัวควบคุมกระแสแบบทันทาน

4.1 ตัวควบคุมป้อนกลับ

ตัวควบคุมป้อนกลับนั้นใช้เป็นแบบพีไอ มีหน้าที่รักษาเสถียรภาพของระบบมีสมการดังนี้

$$G_{fb}(s) = \frac{sK_p + K_i}{s} \quad (20)$$

หาฟังก์ชันถ่ายโอนของ I_s'/I_s^* จากรูปที่ 2 โดยไม่นำตัวควบคุมแบบป้อนไปหน้าทั้งสองตัวมาคิดจะได้

$$\frac{I_s'}{I_s^*} = \frac{\bar{K}_{pwm} \bar{K}_s \left(\frac{sK_p + K_i}{sL + R_s} \right)}{s + \bar{K}_{pwm} \bar{K}_s \left(\frac{sK_p + K_i}{sL + R_s} \right)} \quad (21)$$

โดยที่ตัวแปรที่มีขีดอยู่บนตัวอักษรหมายถึงค่าพารามิเตอร์ที่เป็นค่าอนินัล หลังจากที่ได้เลือก $K_i = K_p \bar{R}_s / L$ สมการที่ (21) เขียนใหม่ได้ดังนี้

$$\frac{I_s'}{I_s^*} = \frac{\bar{K}_{pwm} \bar{K}_s K_p / L}{s + \bar{K}_{pwm} \bar{K}_s K_p / L} \quad (22)$$

สมการที่ (22) คล้ายฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่มีความถี่ขอบเขตเท่ากับ $f_c = K_p \bar{K}_{pwm} \bar{K}_s / (2\pi L)$ โดยปกติการเปลี่ยนแปลงของ V_{ctrl} ต้องไม่เร็วกว่าความถี่ของสัญญาณรูปคลื่น

สามเหลี่ยมที่ไปเปรียบเทียบกับหาสัญญาณนาฬิกาสวิตซ์ซึ่ง ดังนั้น $f_c = 0.25 f_{tri}$ และจะได้

$$K_p = \frac{\pi f_{tri} \bar{L}}{2K_s K_{pwm}}, K_i = \frac{\pi f_{tri} \bar{R}}{2K_s K_{pwm}} \quad (23)$$

4.2 ตัวควบคุมป้อนไปหน้า

ตัวควบคุมแบบป้อนไปหน้า มีหน้าที่ทำให้ฟังก์ชันถ่ายโอนของ I_s^*/I_s^* มีค่าเท่ากับ 1 ดังนั้นตัวควบคุมป้อนไปหน้ามีสมการดังนี้

$$G_{fc}(s) = \frac{s\bar{L} + \bar{R}}{K_s K_{pwm}} \quad (24)$$

เพื่อให้ผลตอบสนองของสัญญาณกระแสดีกว่าแบบตัวควบคุมป้อนไปหน้าอย่างเดียว จึงเสนอให้ใช้ตัวควบคุมป้อนไปหน้าตัดสัญญาณรบกวนแบบทันทัน ซึ่งจะกล่าวต่อไป

4.3 ตัวควบคุมป้อนไปหน้าตัดสัญญาณรบกวนแบบทันทัน

ตัวควบคุมป้อนไปหน้าตัดสัญญาณรบกวนแบบทันทัน มีหน้าที่ประมาณค่าสัญญาณรบกวนเพื่อไปหักล้างกับสัญญาณรบกวนที่เข้ามาในระบบ และลดผลกระทบของความไม่แน่นอนที่เกิดขึ้นกับตัวพารามิเตอร์ของมอเตอร์ด้วย สมการดังนี้

$$G_{fd}(s) = \frac{s\bar{L} + \bar{R}}{K_s K_{pwm}} \quad (25)$$

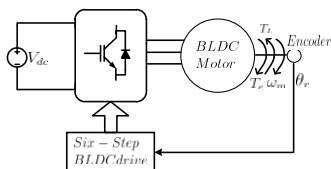
ในส่วนของตัวควบคุมสัญญาณ $V_{fd} = W\hat{e}_d$ สัญญาณควบคุมที่ถูกสร้างขึ้นจะเป็นไปตามสมการนี้

$$V_{ctrl} = V_{fb} + V_{fc} + V_{fd} = V_{fb} + V_{fc} + W\hat{e}_d \quad (26)$$

โดยที่ $W, 0 < W < 1$ เป็นค่าน้ำหนักที่ปรับเพื่อให้มีความสำคัญในการทำงานของตัวควบคุมระหว่างสิ่งที่ต้องการควบคุม และประสิทธิภาพของการควบคุมในรูปที่ 3 นั้นการเปลี่ยนแปลงค่าของพารามิเตอร์ และสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้น สามารถลดได้จาก $(W - 1)$ อย่างไรก็ดีตามเมื่อค่าของ W เข้าใกล้ 1 ค่าสัญญาณควบคุมก็จะเพิ่มตามไปด้วย [5]

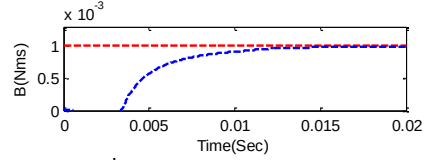
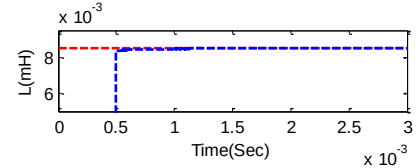
5. ผลจำลองการทำงาน

การจำลองหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ใช้ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์และตัวควบคุมดังนี้



รูปที่ 4 แผนภาพบล็อกการระบุค่าพารามิเตอร์

$V_{dc} = 500 \text{ V}$	$\bar{R} = 2.875 \Omega$
$\bar{L} = 8.5 \text{ mH}$	$k_t = 1.4 \text{ Nm/A}_{peak}$
$J = 0.0008 \text{ kgm}^2/\text{s}^2$	$B = 0.001 \text{ Nm/s}$
$P = 8 \text{ poles}$	$f_{tri} = 20 \text{ kHz}$
$K_p = 0.5341$	$K_i = 180.6416$
$K_s = 1$	$K_{pwm} = 500$

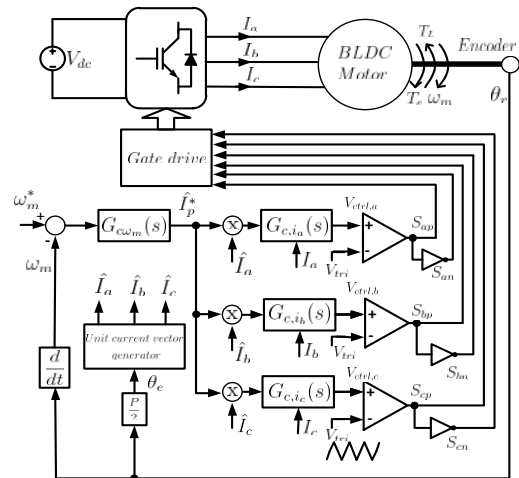


รูปที่ 5 ผลการระบุค่าพารามิเตอร์

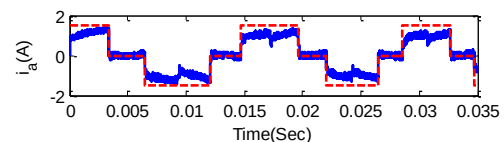
รูปที่ 5 เป็นการจำลองหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ตามรูปที่ 4 ตั้งแต่เวลา 0 ถึง 0.02 วินาที ก็ได้ค่าพารามิเตอร์ทุกตัวของมอเตอร์เส้นประแสดงถึงค่าจริง และเส้นทึบแสดงถึงค่าที่ได้จากการหาโดยวิธีการทางพีชคณิต ซึ่งมีการหาค่าจริงได้อย่างรวดเร็ว เนื่องจากพื้นที่มีจำกัดจึงขอแสดงเพียงบางพารามิเตอร์

การควบคุมกระแสใช้แผนภาพบล็อกในรูปที่ 6 ค่าในการจำลอง $R = 0.8\bar{R}$ และ $L = 1.2\bar{L}$ โดยที่ $\hat{I}_p = 1.5$ และ

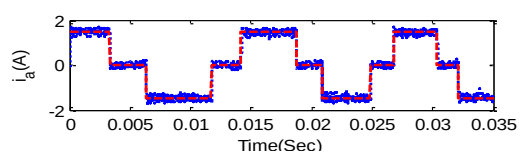
$$\hat{I}_a(\theta_e) = \begin{cases} 1, & 0 \leq \theta_e < \frac{\pi}{3} \\ 0, & \frac{\pi}{3} \leq \theta_e < \frac{2\pi}{3} \\ -1, & \frac{2\pi}{3} \leq \theta_e < \frac{4\pi}{3} \\ 0, & \frac{4\pi}{3} \leq \theta_e < \frac{5\pi}{3} \\ 1, & \frac{5\pi}{3} \leq \theta_e < 2\pi \end{cases} \quad (27)$$



รูปที่ 6 แผนภาพบล็อกการควบคุมทั้งหมด

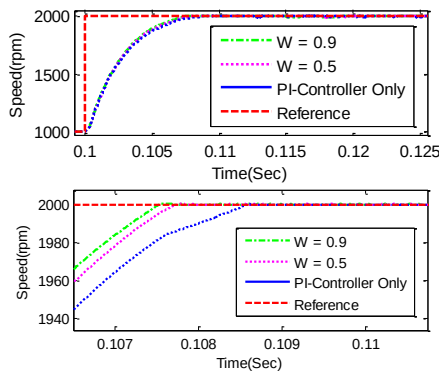


รูปที่ 7 ผลตอบสนองกระแสแบบฟูล



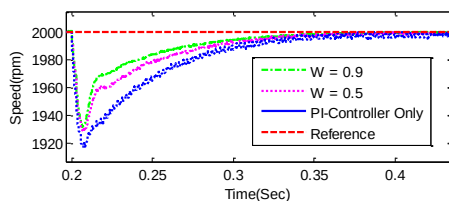
รูปที่ 8 ผลตอบสนองกระแสแบบทันทัน

รูปที่ 7 และ 8 เป็นผลตอบสนองของกระแส เห็นได้ว่าการควบคุมแบบทันทันตอบสนองต่อสัญญาณอ้างอิงได้ดี และกระแสมีความเรียบ เนื่องจากผลของการควบคุมแบบป้อนไปหน้าและการควบคุมแบบป้อนไปหน้าตัดสัญญาณรบกวนแบบทันทัน จึงทำให้ค่าความผิดพลาดผลตอบสนองของสัญญาณลดลง



รูปที่ 9 ผลตอบสนองความเร็ว

รูปที่ 9 เป็นรูปผลตอบสนองของความเร็วโดยที่มีการเปรียบเทียบค่า W ค่าต่างๆกัน ซึ่งค่า W ที่มากทำให้ผลตอบสนองที่เร็วกว่าแบบฟีด



รูปที่ 10 ผลตอบสนองความเร็วที่เพิ่มโหลด

รูปที่ 10 เป็นผลตอบสนองในช่วงที่เพิ่มโหลดเข้าไปในระบบที่เวลา 0.2 วินาที โหลดที่เพิ่มเข้าไปมีค่าเท่ากับ 2 Nm ผลที่ได้ก็คือค่า W ที่มากนั้นตอบสนองต่อโหลดได้ดีกว่าแบบฟีด เนื่องจากผลการควบคุมแบบฟีดนั้นไม่สามารถลดผลกระทบที่เกิดจากสัญญาณรบกวนได้

6. สรุป

บทความนี้ได้นำเสนอการระบุพารามิเตอร์อย่างรวดเร็วและการควบคุมกระแสแบบทันทัน การหาพารามิเตอร์อย่างรวดเร็วสามารถลดผลของสัญญาณรบกวนที่เกิดเนื่องจากการวัดสัญญาณเพื่อนำไประบุค่าพารามิเตอร์ได้ จึงทำให้ค่าพารามิเตอร์ที่ใกล้เคียงกับค่าจริง หากทำได้อย่างรวดเร็ว และนำไปใช้จริงได้ง่าย เนื่องจากสมการและวิธีที่ใช้เป็นการแก้สมการทางคณิตศาสตร์ และพิสูจน์ว่าสมการสามารถหาคำตอบได้ และมีคำตอบเดียว ส่วนการควบคุมกระแสแบบทันทันที่ออกแบบด้วยค่าอนินัลของพารามิเตอร์ สามารถลดผลจากสัญญาณรบกวนของพารามิเตอร์ที่มีการเปลี่ยนแปลงค่า และสัญญาณรบกวนที่เข้ามาในระบบ นอกจากนี้ยังมีส่วนป้อนไปหน้า และป้อนกลับที่ทำให้ช่วย

ตอบสนองต่อสัญญาณอ้างอิงได้ดี ดังที่เห็นได้จากผลการจำลองการทำงาน

7. กิตติกรรมประกาศ

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

เอกสารอ้างอิง

- [1] J.A. Cortés-Romero, A. Luviano-Juárez, R. Álvarez-Salas and H. Sira-Ramírez, "Fast Identification and Control of an Uncertain Brushless DC Motor Using Algebraic Methods," *IEEE Conf. Power Electron Congr.*, San Luis Potosi, S.L.P. México. 2010, pp. 9-14.
- [2] C.M. Liaw and S.J. Chiang, "Robust Control of Current-Mode Controlled Converters." *Appl. Power Electron Conf and Expo.*, San Diego, CA, USA. 1993, pp. 745-751.
- [3] Stefán Baldursson, "BLDC Motor Modelling and Control – A Matlab® /Simulink® Implementation." *M.S. thesis, Dept. Elect Power. Eng.*, Chalmers Univ of Technol., Gothenburg, Sweden, 2005.
- [4] Michel Filiess and Hebertt Sira-Ramírez, "An Algebraic Framwork for Linear Identification," *Esaim Contr. Opt. Calc. Variat.*, Vol. 9, 2003.
- [5] C.M. Liaw and S.J. Chiang, "Robust control of multi-module current-mode controlled converters." *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 8, 1993, pp. 455-465.



ปริญญ ศรีวานี จบการศึกษาระดับปริญญาตรีจากภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ม.เทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ในปี พ.ศ. 2552 ปัจจุบันกำลังศึกษาระดับปริญญาโท ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ม.เกษตรศาสตร์ งานวิจัยที่สนใจ คือ ระบบฝังตัว



พิระยศ แสนโกชน์ 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



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

Volume I

- ❖ ไฟฟ้ากำลัง (PW)
- ❖ อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (PE)
- ❖ งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิศวกรรมไฟฟ้า (GN)

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





กำหนดการ
การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 34

วันศุกร์ที่ 2 ธันวาคม พ.ศ. 2554							
Present 5	Laemchabang	Mabtapud	Banbung	Sriracha	U-Tapao	Bangsaray	Banglamung
08.30-10.10 น.	PW10	PW11	PE06	CM04	CP02	DS03	PH02
Session Chair	ผศ. วิชัย ผดุงศิลป์ RMUTT	ผศ. ดร. สลิลทิพย์ สินธุสนธิชาติ MUT	ดร.ภญญณ์ชนม์ อุมิตติพิชญ์ RMUTT	ดร. อภิรดา นามแสง RMUTT	ดร. ศุภฤกษ์ มานิตพรสุวัฑ UTCC	ผศ. ดร. สนั่น ศรีสุข MUT	ดร. วิสิทธิ์ ล้อมรรณจักร RMUTT
บทยาว	PW058-062	PW063-067	PE030-034	CM018-022	CP006-010	DS011-015	PH004-007
10.10-10.30 น.	Coffee Break						
Present 6	Laemchabang	Mabtapud	Banbung	Sriracha	U-Tapao	Bangsaray	Banglamung
10.30-12.10 น.	PW12	PW13	PE07	CM05	CP03	DS04	CT02
Session Chair	รศ. ดร. กิรติ ชยะกุลศิริ SPU	ผศ. วิชัย แชลี SAU	ผศ.ดร.ชัชวาลย์ เชรบุตร MU	ดร. กัดวิทย์ จันทร์ตรี RMUTSB	ดร. ภาคภูมิ สมบุญ BU	ดร. ถัสชัย สุกพิทักษ์สกุล RMUTT	ดร. มุทิตา สงฆ์จันทร์ NU
บทยาว	PW068-072	PW073-077	PE035-039	CM023-027	CP011-015	DS016-020	CT006-010
12.10-13.00 น.	Lunch (ห้องการเดินที่สลิมน ชั้น 1 ตึกการเดินวิ่ง)						
Present 7	Laemchabang	Mabtapud	Banbung	Sriracha	U-Tapao	Bangsaray	Banglamung
13.00-15.20 น.	PW14	PW15, GN04	PE08	CM06	EL05	BE02	GN03
Session Chair	ผศ. ดร. ธีรภาพ นันทิวัฒน์ BU	ดร. บุญยัง ปลั่งกลาง RMUTT	ดร. วรชาติ แช็ก KMUTL	ดร. จักรกฤษ ตรรกพานิษฐ์ MUT	ผศ. ดร. ฤกษ์ อังกะ KMUTNB	ดร. วงศ์วิทย์ เสนะวงศ์ SWU	ผศ. นอ. ไชย ธรรมรัตน์ รณ. SAU
บทยาว	PW078-084	PW085-088 GN021-023	PE040-046	CM028-034	EL025-031	BE007-013	GN014-020
16.00-16.30 น.	Closing Ceremony						

PE034	ระบบควบคุมมอเตอร์แบบไร้เซ็นเซอร์วัดตำแหน่งสำหรับเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำ ชนิดป้อนสองทางด้วยตัวสังเกตอันดับแบบปรับตัว จิรัชฐ์ อุดมศรี และ สุรพงษ์ สุวรรณกวิน จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย	493
PE035	การควบคุมมอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่านโดยใช้การควบคุมแรงบิดโดยตรง ร่วมกับการควบคุมปรับตัวเองอ้างอิงแบบจำลองที่ปรับปรุงแล้ว นิติ แก้ววรรณศรี และ พีระยศ แสนโกชณ์ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์	497
PE036	หุ่นยนต์เคลื่อนที่อัตโนมัติด้วยระบบขับเคลื่อนดิจิทัลเซอร์โวมอเตอร์เครือข่าย ประจัน พลังสันติกุล และ วิเชียร เปรมชัยสวัสดิ์ มหาวิทยาลัยสยาม	501
PE037	ผลการตอบสนองของระบบควบคุมระหว่างการควบคุมแบบพีซีและการควบคุมแบบ PID สำหรับแขนกลแยกแยะวัตถุในงานอุตสาหกรรม มฤดี มณฑล และ ชัยพล ธงชัยสุวัตรกุล มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ	505
PE038	ชุดควบคุมประสิทธิภาพสูงสุดสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 1 เฟส สุชาติ คำลือ และ วิจิตร กิณเรศ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง	509
PE039	การควบคุมมอเตอร์เชิงโรตารีสแกนดิคแบบไร้เซ็นเซอร์วัดตำแหน่งที่อาศัย แนวคิดฟลักซ์แม่เหล็กสมมุติ ประจวบ เอี่ยมสำอาง และสมบุญ แสงวงศ์วานิชย์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย	513
PE040	การออกแบบไมโครอินเวอร์เตอร์เชื่อมโยงระบบไฟฟ้าสำหรับเซลล์แสงอาทิตย์ ชัชวาลย์ เจริญบุตร มหาวิทยาลัยมหิดล	517
PE041	วงจรขับเคลื่อนไอพื้ที่ด้วยหม้อแปลงแกนเฟอร์ไรต์แบบแบนโดยใช้แผ่นวงจรพิมพ์แทนขดลวด ชยภัทร ประไพพรเลิศ สาโรช พลวัฒน์กุล และ ณรงค์ ธรรมภูติ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ	521

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

นิติ แก้ววรรณศรี¹และ พิระยศ แสนโกษณ์²

^{1,2}ห้องปฏิบัติการวิจัยทางด้านแมคคาทรอนิกส์ หุ่นยนต์และการควบคุมชาญฉลาด

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

50 ถ.งามวงศ์วาน ลาดยาว จตุจักร กรุงเทพฯ 10903

โทร 0-2942-8555 ต่อ 1502-4 โทรสาร 0-2942-8555 ต่อ 1550²E-mail : g5214502885@ku.ac.th¹, peerayot.s@ku.ac.th²

บทคัดย่อ

บทความนี้ได้นำเสนองานวิจัยการควบคุมมอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่านโดยใช้การควบคุมแรงบิดโดยตรงร่วมกับการควบคุมปรับตัวเองอ้างอิงแบบจำลองที่ปรับปรุง ซึ่งมีวัตถุประสงค์เพื่อทำให้ระบบป้อนกลับมีผลตอบสนองที่ดีขึ้นกว่าการควบคุมที่นิยมใช้โดยทั่วไป ในงานวิจัยนี้ได้แสดงว่าการควบคุมแรงบิดโดยตรงร่วมกับการควบคุมปรับตัวเองอ้างอิงแบบจำลอง ให้ผลตอบสนองที่ดีและมีประสิทธิภาพที่เหนือกว่าควบคุมแบบพีไอ

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) เป็นมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับแบบแม่เหล็กถาวรที่ได้รับความนิยมมากขึ้นอย่างรวดเร็วและมีงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมมอเตอร์กระแสตรงแบบไร้แปรงถ่านหลายงาน [1] เหตุผลหลักของความนิยมก็เพราะว่ามีประสิทธิภาพที่ดีกว่ามอเตอร์กระแสตรงและมอเตอร์เหนี่ยวนำ เนื่องจากมีอายุการใช้งานที่มากกว่าและเป็นมอเตอร์ประสิทธิภาพสูง ใช้กับงานที่ต้องการความแม่นยำ ความน่าเชื่อถือ และความปลอดภัย (การเกิด

ประกายไฟในอุตสาหกรรมบางชนิดต้องห้าม) ทำงานเงียบ ความเร็วรอบที่สูงกว่า และลดอิทธิพลจากคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (EMI) นอกจากนี้อัตราส่งกำลังเมื่อเทียบกับขนาดมีค่าสูง เป็นประโยชน์ในงานที่จำกัดพื้นที่และน้ำหนัก โดยเฉพาะอย่างยิ่งในงานการบินและอวกาศ

บทความนี้ได้นำเสนอการควบคุมแรงบิดโดยตรง และกล่าวถึงการควบคุมฟลักซ์โดยอ้อมของมอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่าน โดยใช้ร่วมกับตัวควบคุมแบบปรับตัวเองอ้างอิงแบบจำลอง ซึ่งการควบคุมแรงบิดโดยตรงสามารถลดแรงบิดกระเพื่อม และตอบสนองต่อโหลดได้ดี และยังใช้ตัวควบคุมวงในที่ไม่ซับซ้อน ในส่วนต่อไปจะกล่าวถึงแบบจำลองพลวัตของมอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่าน ตัวควบคุมแรงบิดโดยตรง ตัวควบคุมปรับตัวเองอ้างอิงแบบจำลอง ผลการจำลองและสรุปตามลำดับ

2. แบบจำลองพลวัตของมอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่าน

มอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่านเป็นซิงโครนัสมอเตอร์แบบแม่เหล็กถาวร 3 เฟส ในแต่ละเฟสประกอบด้วย ความต้านทานสเตเตอร์ (R_s), ความเหนี่ยวนำภายใน (L), ความเหนี่ยวนำรวม (M) และแรงดันไฟฟ้าต้านกลับ (e) ต่ออนุกรมกัน สามารถเขียนได้ตามสมการ(1) เนื่องจาก $i_a + i_b + i_c = 0$ และ $L - M = L_s$ โดยที่ไม่คิดค่าความเหนี่ยวนำรวม ($M = 0$)

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

3. ตัวควบคุมแรงบิดโดยตรง [3]

ตัวควบคุมแรงบิดโดยตรงเกิดขึ้นในปี 1986 โดย I. Takashi 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

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

โดยการควบคุมแรงบิดจะใช้ทอมที่สองในสมการที่ (2) เพื่อป้องกันการเกิดรูปคลื่นผิดเพี้ยนเนื่องจากการคำนวณ โดยที่ p คือจำนวนขั้วแม่เหล็ก, θ_e คือมุมทางไฟฟ้า, ω_e คือความเร็วทางไฟฟ้า, $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$ คือโรเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยง, e_α , e_β คือแรงดันไฟฟ้าด้านกลับ ซึ่งหาได้จาก [6] และ $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$ เป็นกระแสในอ้างอิงกรอบหมุนหนึ่งที่สเตเตอร์

$$V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} + \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} \quad (3)$$

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

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

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

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

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

$$i_{s\alpha} = i_{sa} \quad (7)$$

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

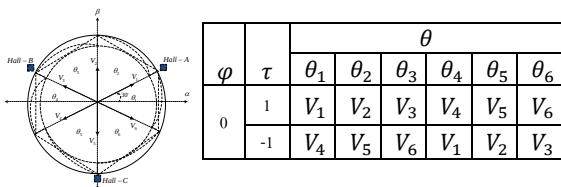
การคำนวณหาขนาด และทิศทางฟลักซ์สามารถหาได้ตามสมการ ดังนี้

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

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

ซึ่งการควบคุมฟลักซ์ไม่ได้นำมาพิจารณาในการศึกษาครั้งนี้ เนื่องจากเหตุผล 3 ข้อดังนี้ ข้อแรกคือแรงดันไฟฟ้าด้านกลับมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับแรงดันดีซีบัสจึงไม่จำเป็นที่จะควบคุมขนาดของฟลักซ์ ข้อสองคือในการควบคุมฟลักซ์ซึ่งเป็นอัลกอริทึมที่ซับซ้อนจะเกิดรูปทรงที่ผิดเพี้ยนขึ้นได้ ข้อสามคือช่วงการควบคุมมีแนวโน้มที่จะอยู่ตรงกับส่วนบนล่างของแรงดันไฟฟ้าด้านกลับที่เป็นรูปสี่เหลี่ยมคางหมูซึ่งเป็นส่วนสร้างแรงบิดคงที่อยู่แล้ว

ตารางที่ 1 เวกเตอร์แรงดัน 2 เฟสเพื่อเลือกการสวิตช์



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

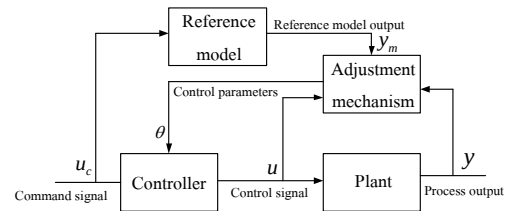
ตัวแปรในตารางที่ 1 นิยาม ดังนี้ $V_1=100001$, $V_2=001001$, $V_3=011000$, $V_4=010010$, $V_5=000110$, $V_6=100100$ โดยสถานะเรียงจาก sw_1 , sw_2 , sw_3 , sw_4 , sw_5 , sw_6 ตามลำดับ

4. ตัวควบคุมปรับตัวเองอ้างอิงแบบจำลองที่ปรับปรุงแล้ว [8]

ตัวควบคุมปรับตัวเองได้ตาม โมเดลอ้างอิงที่ปรับปรุงแล้ว (MMRAC) เป็นเทคนิคแบบจำลองที่สร้างขึ้นโดยในการสร้างแบบจำลองอ้างอิงจากพลาเน็ตด้วย โดยปรับผ่านตัวควบคุม เช่น เวลาเข้าที่, อัตราส่วนการหมุน (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 $c = \frac{p\varphi_{fa}}{JL_s}$ (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 คือสัญญาณคำสั่งขาเข้า, 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

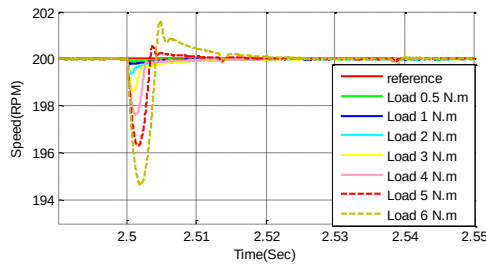
$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma \frac{\partial J}{\partial \theta} = -\gamma e \frac{\partial e}{\partial \theta} \quad (14)$$

และจากการแทนค่าจะได้สมการอัปเดตตัวควบคุมดังสมการ (15)–(16)

โดยที่ γ เป็นตัวแปรอิสระที่ใช้ในการปรับตัวควบคุม

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

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



รูปที่ 8 ตัวควบคุม MMRAC ความเร็ว 200 RPM ขณะใส่โหลดที่ 2.5 s

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

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

แรงดันคิซบัสจริงที่ได้จากการเรียงกระแสอาจจะไม่เป็นไปตามอุดมคติอาจต้องมีการแก้ตัวประกอบกำลังที่ได้นำเสนอใน [6] และสามารถนำไปต่อยอดเป็นการควบคุมไร้ตัววัดตำแหน่งต่อไป [7] ซึ่งจะเหมาะกับการใช้ตัวควบคุมโดยวิธีอ้างอิงแบบจำลอง [8]

ในงานวิจัยนี้จะพบว่าตอนเริ่มเดินมีการพุ่งเกินเมื่อควบคุมความเร็ว โดยเฉพาะตัวควบคุมแบบ MMRAC มีค่าพุ่งเกินที่สูงกว่าแบบพีไอ เนื่องจากหลายสาเหตุ เช่น อัลกอริทึมของตัวควบคุมเอง แรงดันไฟฟ้าด้านกลับที่ไม่เป็นอุดมคติ (แก้ไขด้วยวิธีเปิดตาราง) และการวัดกระแสที่ความเร็วรอบต่ำทำได้ยากเนื่องจากกระแสต่ำและมีสัญญาณรบกวนเข้ามากับสัญญาณกระแสที่วัดมาทำการแปลงคลาร์ก จึงทำให้ควบคุมความเร็วรอบที่ความเร็วต่ำได้ยาก

6. บทสรุป

จากงานวิจัยนี้แสดงให้เห็นว่าการควบคุมความเร็วด้วยวิธีการควบคุมแรงบิดโดยตรงของมอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่านโดยใช้เวกเตอร์แรงดันสองเฟส (2-Phase DTC) ซึ่งทำงานในช่วงแรงบิดคงที่จากการเปิดตารางดังกล่าวนี้ พบว่าแรงบิดตอบสนองได้เร็วกว่าการควบคุมแรงบิดโดยตรงแบบสามเฟสทั้งขอบขาขึ้นและขอบขาลง ซึ่งการตอบสนองต่อโหลดเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบ MMRAC มีผลตอบสนองโหลดได้ดีกว่าตัวควบคุมแบบพีไอ ซึ่ง MMRAC ขึ้นอยู่กับการเลือก MIT 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. Ozturk and H. A. Toliyat, "Direct Torque Control of Brushless DC Motor with Non-sinusoidal Back-EMF," *IEEE Trans. Elec.Mach.&dri*, Vol. 1, 2007, pp. 165-171.
- [5] K. J. Astrom and B. Wittenmark, "Adaptive Control," Dover Publications, Inc, 2008.
- [6] S. B. Ozturk, 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. Ozturk 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 แสนโกชณ์ 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



กลับสู่สารบัญหลัก

The 34th Electrical Engineering Conference (EECON-34)

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 34

Volume II

❖ ไฟฟ้าสื่อสาร (CM)

❖ ระบบควบคุมและการวัดคุม (CT)

❖ อิเล็กทรอนิกส์ (EL)

❖ การประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (DS)

❖ คอมพิวเตอร์และเทคโนโลยีสารสนเทศ (CP)

❖ ไฟโตนิกส์ (PH)

❖ วิศวกรรมชีวการแพทย์ (BE)

30 พฤศจิกายน - 2 ธันวาคม 2554

ณ โรงแรมแอมบาสเดอร์ ซิตี้ จอมเทียน พัทยา จังหวัดชลบุรี

ดำเนินการโดย ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสยาม



CM031	การวิเคราะห์การประวิงเวลาของอัลกอริทึมการแก้ปัญหาการชน สำหรับช่องสัญญาณสื่อสารที่มีค่าเวลาแพร่กระจายยาว	765
	กมลასัน วรณทง ¹ ลัญจนกร วุฒิสถิตกุลกิจ ¹ นรรัตน์ วัฒนมงคล ¹ และ พิสิฐ วนิชชานันท์ ² ¹ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ² มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ	
CM032	Analysis of Recovery Time in Multi-layer Network Recovery for Multicast Traffic	769
	<i>Jumpon Sukwattananukit and Chaichachet Saivichit</i> Chulalongkorn University	
CM033	การจัดสรรช่องสัญญาณสำหรับเครือข่ายแลนไร้สายที่มีความหนาแน่นสูง	773
	ศุภฤกษ์ มานิตพรสุทธิ์ มหาวิทยาลัยหอการค้าไทย	
CM034	Study on Indoor Positioning with RSS, TOA and Fingerprinting Techniques Using UWB Signal	777
	Jirapat Sangthong ¹ Kobkarn Thepsupornkul ² Pichaya Supanakoon ² and Sathaporn Promwong ² ¹ Mahanakorn University of Technology ² King Mongkuts Institute of Technology Ladkrabang	
สาขาระบบควบคุมและการวัดคุม (CT)		
CT001	วิธีเซตแอกทีฟสำหรับการควบคุมเชิงทำนายแบบจำลองที่ประยุกต์ใช้กับหอกลิ้น	781
	วิมลรัตน์ เอ็มอัม และ เดวิด บรรเจิดพงศ์ชัย จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย	
CT002	การวางแผนเส้นทางเดินด้วยเวลาน้อยที่สุดสำหรับหุ่นยนต์สกราดโดยใช้วิธีเกาส์โคสเพลคตรัล	785
	ภาณุพันธ์ มังคลา และ พีระยศ แสนโกชณ์ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์	
CT003	การควบคุมตำแหน่งแบบคงทนของแขนหุ่นยนต์ก้านเดียวที่มีค่าความไม่แน่นอน เชิงพารามิเตอร์โดยใช้ทฤษฎีป้อนกลับเชิงปริมาณ	789
	ชวลิต นฤมิตรบรรกุล และพีระยศ แสนโกชณ์ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์	
CT004	Reducing Control Input for Robust Linear Control Using Class-gamma Stability Analysis Theorem	793
	Pinit Ngamsom Rangsit University	

การวางแผนเส้นทางเดินด้วยเวลาน้อยที่สุดสำหรับหุ่นยนต์สกราดโดยใช้วิธีเกาส์โดสเปกตรัล Minimum-Time Path Planning for SCARA Robot using Gauss Pseudospectral Method

กาญจน์ มังคลา¹ และ พีระยศ แสนโกชณ์²

^{1,2}ห้องปฏิบัติการวิจัยทางด้านแมคคาทรอนิกส์ หุ่นยนต์ และการควบคุมชาญฉลาด

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

50 ถนนงามวงศ์วาน แขวงลาดยาว เขตจตุจักร กรุงเทพฯ 10903

โทรศัพท์: 0-2942-8555 ต่อ 1502-4 โทรสาร: 0-2942-8555 ต่อ 1550 E-mail: ¹g5214502915@ku.ac.th, ²peerayot.s@ku.ac.th

บทคัดย่อ

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอวิธีเกาส์โดสเปกตรัลสำหรับการแก้ปัญหาการควบคุมที่เหมาะสมที่สุดแบบไม่เป็นเชิงเส้นด้วยวิธีทางตรงโดยทำการ discretize ไทเซชันของปัญหาการควบคุมที่เหมาะสมที่สุดแบบต่อเนื่องไปเป็นการแก้ปัญหาของโปรแกรมที่ไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งจะใช้การประมาณแบบครอบคลุมเชิงพหุนามไปยังสมการเชิงพลวัต โดยการจัดวางที่จุดเลอจองด์เกาส์ การประยุกต์ใช้และประสิทธิภาพของวิธีเกาส์โดสเปกตรัลแสดงได้จากผลการจำลองการวางแผนเส้นทางเดินที่เหมาะสมที่สุดของหุ่นยนต์สกราด โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อหาเส้นทางเดินที่เหมาะสมที่สุดในการย้ายแขนของหุ่นยนต์ระหว่างจุดสองจุดด้วยเวลาน้อยที่สุด

คำสำคัญ: การวางแผนเส้นทางเดินด้วยเวลาน้อยที่สุดสำหรับหุ่นยนต์สกราด วิธีเกาส์โดสเปกตรัล

Abstract

This research proposes the Gauss pseudospectral method (GPM) for solving nonlinear optimal control problems. This method is a direct method for discretizing a continuous optimal control problem into a nonlinear program (NLP). Furthermore, it is based on using global polynomial approximations to the dynamic equations at a set of Legendre-Gauss collocation points (LG points). The application and effectiveness of this approach has been demonstrated by simulating path planning optimization of a SCARA robot. The objective is to find the minimum-time path planning to move a robotic arm between two points in minimum time.

Keywords: minimum-time path planning for SCARA robot, Gauss pseudospectral method (GPM)

1. บทนำ

วิธีเกาส์โดสเปกตรัลได้รับความนิยมอย่างแพร่หลายในการแก้ปัญหาการควบคุมที่เหมาะสมที่สุดด้วยระเบียบวิธีเชิงตัวเลข ซึ่งในการแก้ปัญหาเชิงตัวเลขนั้นจะแบ่งเป็นวิธีทางตรง (direct method) และวิธีทางอ้อม (indirect method) โดยวิธีทั้งสองแบบได้ทำการพิสูจน์โดย

David Benson [1] พบว่าให้ผลเทียบเท่ากัน ซึ่งวิธีเกาส์โดสเปกตรัลในงานวิจัยนี้จะใช้วิธีทางตรงสำหรับการแก้ปัญหาเชิงตัวเลข โดยทำการ discretize ไทเซชันของปัญหาการควบคุมที่เหมาะสมที่สุดแบบต่อเนื่องไปเป็นการแก้ปัญหาของโปรแกรมที่ไม่เป็นเชิงเส้น เพื่อหาค่าของสแตต (state) และสัญญาณควบคุม (control)

วิธีเกาส์โดสเปกตรัลบางงานวิจัยอาจเรียกว่าวิธีการจัดวางเชิงตั้งฉาก (Orthogonal Collocation Methods) ซึ่งแบ่งเป็นวิธีการจัดวางแบบครอบคลุม และวิธีการจัดวางแบบเฉพาะที่ โดยวิธีทั้งสองแบบได้ทำการเปรียบเทียบ [3] แล้วพบว่าวิธีการจัดวางแบบครอบคลุมให้ผลลัพธ์ที่มีความแม่นยำ และมีประสิทธิภาพมากกว่าวิธีการจัดวางแบบเฉพาะที่ ดังนั้นวิธีเกาส์โดสเปกตรัลในงานวิจัยนี้จึงได้เลือกใช่วิธีการจัดวางแบบครอบคลุม โดยใช้การประมาณแบบครอบคลุมเชิงพหุนาม และการจัดวางที่จุดเลอจองด์เกาส์ (Legendre-Gauss points) ไปยังสมการเชิงพลวัต ซึ่งจะอยู่ในรูปแบบสมการพีชคณิตเชิงอนุพันธ์ โดยจุดสำหรับการจัดวางและการประมาณเชิงพหุนามมีที่มาจากวิธีเกาส์ควอดราเจอร์ (Gauss Quadrature) [9] ในระเบียบวิธีเชิงตัวเลข

มีงานวิจัยหลายงานที่ได้นำวิธีเกาส์โดสเปกตรัลไปใช้ในการแก้ปัญหาการควบคุมที่เหมาะสมที่สุด เช่น การจำลองแนววิถีที่เหมาะสมที่สุดของจรวดขนส่งอวกาศ [1] การกำหนดค่าที่เหมาะสมที่สุดในการเคลื่อนไหวของยานอวกาศ [2] การกำหนดค่าที่เหมาะสมที่สุดในการจัดท่าเชื้อเพลิงน้อยที่สุดสำหรับยานอวกาศ [5-6] การหาสภาวะที่เหมาะสมที่สุดสำหรับการควบคุมเครื่องปฏิกรณ์เคมี [7] และเนื่องจากงานวิจัยที่นำวิธีเกาส์โดสเปกตรัลไปใช้นั้น ส่วนมากจะเป็นงานวิจัยทางด้านวิศวกรรมเคมี และวิศวกรรมการบินและอวกาศ ดังนั้นเพื่อให้การประยุกต์ใช้วิธีเกาส์โดสเปกตรัลที่หลากหลายเพิ่มมากขึ้น บทความนี้จึงได้นำวิธีเกาส์โดสเปกตรัลไปประยุกต์ใช้กับหุ่นยนต์สกราด [8] เพื่อหาเส้นทางเดินที่เหมาะสมที่สุดในการย้ายแขนของหุ่นยนต์ระหว่างจุดสองจุดโดยใช้เวลาน้อยที่สุดภายใต้เงื่อนไขจำกัดของมุม และแรงสำหรับการขับเคลื่อน

2. ปัญหาการควบคุมที่เหมาะสมที่สุดแบบต่อเนื่อง

พิจารณารูปแบบทั่วไปของปัญหาการควบคุมที่เหมาะสมที่สุดกำหนดให้สแตต (state) คือ $x(t) \in \mathbb{R}^n$ และสัญญาณควบคุม (control)

คือ $u(t) \in \mathbb{R}^m$ บนช่วงเวลา $t \in [t_0, t_f]$ โดยต้องการให้ฟังก์ชัน
จุดประสงค์ (objective function) มีค่าน้อยที่สุด ดังนี้

$$J = \phi(x(t_0), t_0, x(t_f), t_f) + \int_{t_0}^{t_f} L(x(t), u(t), t) dt \quad (1)$$

ภายใต้เงื่อนไขบังคับเชิงพลวัต (dynamic constraints)

$$\dot{x}(t) = f(x(t), u(t), t) \quad (2)$$

เงื่อนไขขอบเขต (boundary conditions)

$$\psi(x(t_0), t_0, x(t_f), t_f) = 0 \quad (3)$$

และเงื่อนไขบังคับอสมการเชิงวิถี (inequality path constraints)

$$c(x(t), u(t), t) \leq 0 \quad (4)$$

ปัญหาการควบคุมที่เหมาะสมที่สุดแบบต่อเนื่องในสมการที่ (1) ถึง (4)
จะเรียกว่าปัญหาโบลซาแบบต่อเนื่อง (Continuous Bolza Problem)

3. วิธีเกาส์โคสเปคตรัล [1-4]

วิธีเกาส์โคสเปคตรัลจะทำการดิสครีไทเซชันของปัญหาโบล
ซาแบบต่อเนื่องจากสมการที่ (1) ถึง (4) ไปเป็นการแก้ปัญหของ
โปรแกรมที่ไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งจะใช้เทคนิคเชิงตัวเลข เพื่อแปลงช่วงเวลา
จาก $t \in [t_0, t_f]$ ไปยัง $\tau \in [-1, 1]$ โดยการแปลงสัมพรรค (affine
Transformation) ดังนี้

$$\tau = \frac{2t}{t_f - t_0} - \frac{t_f + t_0}{t_f - t_0} \quad (5)$$

งานวิจัยนี้ได้เลือกการจัดวางที่จุดเลอจองค์เกาส์ คือ $\tau_1, \dots, \tau_N$ ซึ่ง
กำหนดได้จากค่ารากของพหุนามเลอจองค์ลำดับที่ N ดังนี้

$$P_N(\tau) = \frac{1}{2^N N!} \frac{d^N}{d\tau^N} [(\tau^2 - 1)^N] \quad (6)$$

โดยสอดคล้องกับค่าน้ำหนักเกาส์ (Gauss weights) ซึ่งสามารถคำนวณได้
ตามสมการดังนี้

$$w_k = \frac{2}{(1 - \tau_k^2)[\dot{P}_N(\tau_k)]^2}, \quad (k = 1, \dots, N) \quad (7)$$

เนื่องจากวิธีเกาส์โคสเปคตรัลจะใช้การจัดวางที่จุดเลอจองค์เกาส์ ดังนั้น
จำนวนจุดของการดิสครีไทเซชัน จะเท่ากับผลรวมของจุดเลอจองค์เกาส์
($\tau_1, \dots, \tau_N$), $\tau_0 = -1$ และ $\tau_{N+1} = 1$ ตามลำดับ กำหนดได้ดังนี้

$$M = N + 2 \quad (8)$$

เมื่อ M คือจำนวนจุดของการดิสครีไทเซชัน, N คือจำนวนจุดเลอจองค์
เกาส์

วิธีเกาส์โคสเปคตรัลจะใช้พื้นฐานการประมาณค่าในช่วงเชิง
พหุนามแบบครอบคลุมสำหรับการประมาณสเกล $x(\tau)$ และสัญญาณ
ควบคุม $u(\tau)$ ซึ่งอยู่ภายในช่วง $\tau \in [-1, 1]$ การประมาณสเกล $x(\tau)$

จะใช้การประมาณในช่วงเชิงพหุนามลากรานจ์ $N + 1$ ช่วง กำหนดดังนี้

$$x(\tau) \approx X(\tau) = \sum_{i=0}^N X(\tau_i) \mathcal{L}_i(\tau) \quad (9)$$

เมื่อ $\mathcal{L}_i(\tau)$, ($i = 0, \dots, N$) กำหนดดังนี้

$$\mathcal{L}_i(\tau) = \prod_{j=0, j \neq i}^N \frac{\tau - \tau_j}{\tau_i - \tau_j} \quad (10)$$

การประมาณสัญญาณควบคุม $u(\tau)$ จะใช้การประมาณในช่วงเชิง
พหุนามลากรานจ์ N ช่วง กำหนดดังนี้

$$u(\tau) \approx U(\tau) = \sum_{i=1}^N U(\tau_i) \mathcal{L}_i^*(\tau) \quad (11)$$

เมื่อ $\mathcal{L}_i^*(\tau)$, ($i = 1, \dots, N$) กำหนดดังนี้

$$\mathcal{L}_i^*(\tau) = \prod_{j=1, j \neq i}^N \frac{\tau - \tau_j}{\tau_i - \tau_j} \quad (12)$$

จากสมการที่ (10) และ (12) จะมีคุณสมบัติดังนี้

$$\mathcal{L}_i(\tau_j) = \begin{cases} 1 & , i = j \\ 0 & , i \neq j \end{cases} \quad (13)$$

$$\mathcal{L}_i^*(\tau_j) = \begin{cases} 1 & , i = j \\ 0 & , i \neq j \end{cases} \quad (14)$$

เมื่อทำการดิฟเฟอเรนเชียลในสมการที่ (9) จะได้

$$\dot{x}(\tau) \approx \dot{X}(\tau) = \sum_{i=0}^N x(\tau_i) \dot{\mathcal{L}}_i(\tau) \quad (15)$$

โดยที่อนุพันธ์ของพหุนามลากรานจ์ $\mathcal{L}_i(\tau)$ ที่จุดเลอจองค์เกาส์ คือ
 $\dot{\mathcal{L}}_i(\tau_k)$, ($k = 1, \dots, N$) ซึ่งสามารถแสดงให้อยู่ในรูปแบบเมทริกซ์
ประมาณเชิงอนุพันธ์ (differential approximation matrix) นั่นคือ
 $D \in \mathbb{R}^{N \times (N+1)}$ กำหนดได้ดังนี้

$$D_{ki} = \dot{\mathcal{L}}_i(\tau_k) = \begin{cases} \frac{(1 + \tau_k) \dot{P}_N(\tau_k) + P_N(\tau_k)}{(\tau_k - \tau_i)[(1 + \tau_i) \dot{P}_N(\tau_i) + P_N(\tau_i)]} & , i \neq k \\ \frac{(1 + \tau_i) \dot{P}_N(\tau_i) + 2 \dot{P}_N(\tau_i)}{2[(1 + \tau_i) \dot{P}_N(\tau_i) + P_N(\tau_i)]} & , i = k \end{cases} \quad (16)$$

เมื่อ $k = 1, \dots, N$ และ $i = 0, \dots, N$ ดังนั้นเงื่อนไขบังคับเชิงพลวัตใน
สมการที่ (2) จะสามารถกำหนดอยู่ในรูปแบบเงื่อนไขบังคับเชิงพีชคณิต
ได้ดังนี้

$$\sum_{i=0}^N D_{ki} X_i - \frac{t_f - t_0}{2} f(X_k, U_k, \tau_k; t_0, t_f) = 0 \quad (17)$$

เมื่อ $X_k \equiv X(\tau_k) \in \mathbb{R}^n$ และ $U_k \equiv U(\tau_k) \in \mathbb{R}^m$, ($k = 1, \dots, N$)

จะเห็นว่าเงื่อนไขบังคับเชิงพลวัต คือการจัดวางที่จุดเลอจองค์
เกาส์ และไม่ได้อยู่ที่จุดขอบเขต ตัวแปรที่เพิ่มเติมในการดิสครีไทเซชัน
คือ $X_0 \equiv X(-1)$ และ X_f หาได้โดยการกำหนดในเทอมของ

$X_k, (k = 0, \dots, N)$ และ $U_k, (k = 1, \dots, N)$ จากวิธีเกาส์ควอดราเจอร์สามารถกำหนดได้ดังนี้

$$X_f = X_0 + \frac{t_f - t_0}{2} \sum_{k=1}^N w_k f(X_k, U_k, \tau_k; t_0, t_f) \quad (18)$$

และฟังก์ชันจุดประสงค์ในสมการที่ (1) จะประมาณโดยใช้วิธีเกาส์ควอดราเจอร์ได้ดังนี้

$$J = \phi(X_0, t_0, X_f, t_f) + \frac{t_f - t_0}{2} \sum_{k=1}^N w_k L(X_k, U_k, \tau_k; t_0, t_f) \quad (19)$$

ส่วนเงื่อนไขขอบเขตในสมการที่ (3) จะสามารถกำหนดได้ดังนี้

$$\psi(X_0, t_0, X_f, t_f) = 0 \quad (20)$$

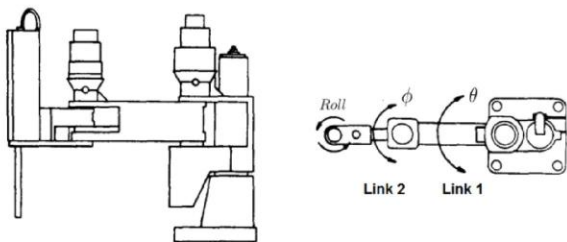
และเงื่อนไขบังคับข้อสมการเชิงวิถีจากสมการที่ (4) จะสามารถกำหนดโดยการจัดวางที่จุดเลอจองค์เกาส์ได้ดังนี้

$$c(X_k, U_k, \tau_k; t_0, t_f) \leq 0, (k = 1, \dots, N) \quad (21)$$

ฟังก์ชันจุดประสงค์ในสมการที่ (19) และเงื่อนไขบังคับเชิงพีชคณิตในสมการที่ (17), (18), (20) และ (21) จะใช้กำหนดไปยังการแก้ปัญหาของโปรแกรมที่ไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งจะเป็นวิธีการแก้ด้วยการประมาณของปัญหาโบลซาแบบต่อเนื่อง

4. การวางแผนเส้นทางเดินด้วยเวลาน้อยที่สุดสำหรับหุ่นยนต์สการา

งานวิจัยนี้จะทำการวางแผนเส้นทางเดินที่เหมาะสมที่สุดของหุ่นยนต์สการา ซึ่งมีวัตถุประสงค์เพื่อหาเส้นทางเดินที่เหมาะสมที่สุดในการย้ายแขนของหุ่นยนต์ระหว่างจุดสองจุดด้วยเวลาน้อยที่สุด โดยใช้แบบจำลองของหุ่นยนต์สการารุ่น IBM 7545 [8] โดยมีสื่อสภาระ ซึ่งในการกำหนดเส้นทางเดินจะพิจารณาทั้งสองแกน ดังรูปที่ 1



รูปที่ 1 หุ่นยนต์สการารุ่น IBM 7545 [8]

ในการออกแบบปัญหาการควบคุมที่เหมาะสมที่สุด จะพิจารณาค่าเหมาะสำหรับการเคลื่อนที่ของแกนที่ 1 และแกนที่ 2 โดยทำการออกแบบเพื่อให้ฟังก์ชันจุดประสงค์

$$J = t_f \quad (22)$$

มีค่าน้อยที่สุด ซึ่งสมการเชิงพหุคูณแบบไม่เป็นเชิงเส้นสำหรับการเคลื่อนที่สองแกนของหุ่นยนต์สการารุ่น IBM 7545 คือ

$$\begin{bmatrix} p_1 + 2p_3 \cos(\phi) & p_2 + p_3 \cos(\phi) \\ p_2 + p_3 \cos(\phi) & p_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{\theta} \\ \ddot{\phi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p_4 & 0 \\ 0 & p_5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ \dot{\phi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -p_3 \sin(\phi)(2\dot{\theta}\dot{\phi} + \dot{\phi}^2) \\ p_3 \dot{\theta}^2 \sin(\phi) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_\theta \\ u_\phi \end{bmatrix} \quad (23)$$

โดยที่ θ คือมุมของแกนที่ 1, ϕ คือมุมระหว่างแกนที่ 1 กับแกนที่ 2, u_θ คือแรงสำหรับการขับเคลื่อนแกนที่ 1, u_ϕ คือแรงสำหรับการขับเคลื่อนแกนที่ 2 และค่าพารามิเตอร์สำหรับหุ่นยนต์สการารุ่น IBM 7545 [8] กำหนดดังนี้

$$P = \begin{bmatrix} p_1 & p_2 & p_3 & p_4 & p_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.45 & 0.22 & 0.08 & 1.80 & 1.40 \end{bmatrix}$$

ส่วนเงื่อนไขขอบเขตเริ่มต้นและสุดท้าย กำหนดดังนี้

$$\text{แกนที่ 1: } \theta(t_0) = 0, \theta(t_f) = \frac{2\pi}{3}, \dot{\theta}(t_0) = \dot{\theta}(t_f) = 0$$

$$\text{แกนที่ 2: } \phi(t_0) = \frac{\pi}{4}, \phi(t_f) = \frac{\pi}{4}, \dot{\phi}(t_0) = \dot{\phi}(t_f) = 0 \quad (24)$$

เงื่อนไขจำกัดของมุม และแรงสำหรับการขับเคลื่อน กำหนดดังนี้

$$\text{แกนที่ 1: } |\theta(t)| \leq \pi, |u_\theta(t)| \leq 1$$

$$\text{แกนที่ 2: } |\phi(t)| \leq \pi, |u_\phi(t)| \leq 1 \quad (25)$$

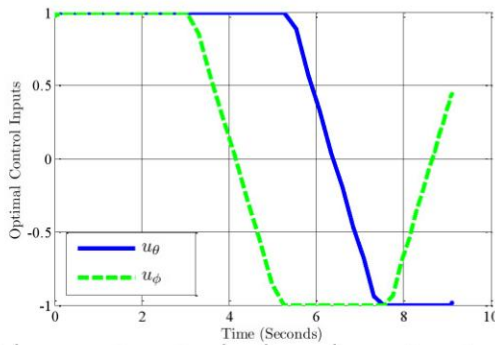
จากปัญหาการควบคุมโดยใช้เวลาน้อยที่สุดของหุ่นยนต์สการาดังสมการที่ (22) ถึง (25) จะสามารถทำการแก้ปัญหาของโปรแกรมที่ไม่เป็นเชิงเส้น และทำการจำลองการวางแผนเส้นทางเดินที่เหมาะสมที่สุดของหุ่นยนต์สการาโดยใช้โปรแกรม MATLAB และ GPOPS

5. ผลการจำลอง

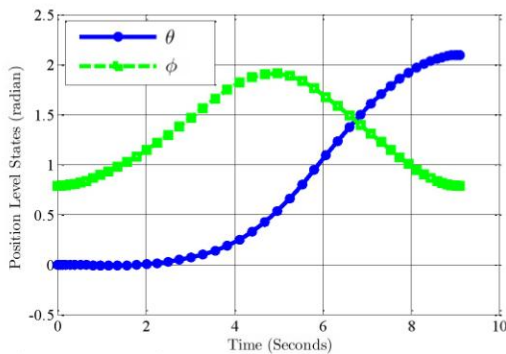
จากการแก้ปัญหาของโปรแกรมที่ไม่เป็นเชิงเส้น โดยใช้วิธีเกาส์ควอดราเจอร์ด้วยการจัดวางที่จุดเลอจองค์เกาส์ จะทำการทดลองโดยกำหนดจำนวนจุดเลอจองค์เกาส์ที่ $N = 40, 60, 80$ และ 100 ตามลำดับดังตารางที่ 1 ซึ่งจากผลการแก้ปัญหาพบว่าวิธีเกาส์ควอดราเจอร์ให้ผลที่มีประสิทธิภาพ และมีความแม่นยำสูง โดยผลจากการจำลองการวางแผนเส้นทางเดินที่เหมาะสมที่สุดในการย้ายแขนของหุ่นยนต์ระหว่างจุดสองจุดด้วยเวลาน้อยที่สุดที่กำหนดจำนวนจุดเลอจองค์เกาส์เป็น $N = 60$ จะแสดงดังรูปที่ 2 และรูปที่ 3 ตามลำดับ

ตารางที่ 1 ผลการแก้ปัญหาการวางแผนเส้นทางเดินที่เหมาะสมที่สุดของหุ่นยนต์สการา โดยใช้วิธีเกาส์ควอดราเจอร์

จำนวนจุดของการดิสครีไทเซชัน $N + 2$	ฟังก์ชันจุดประสงค์ $J = t_f$ (วินาที)	ค่าความขัดแย้งของเงื่อนไขจำกัด
42	9.1096	6.8×10^{-8}
62	9.1080	3.3×10^{-9}
82	9.1082	1.6×10^{-8}
102	9.1083	2.8×10^{-8}



รูปที่ 2 แรงสำหรับการขับเคลื่อนที่เหมาะสมที่สุดของหุ่นยนต์ศากรา ระหว่างจุดสองจุดด้วยเวลา 9.1080 วินาที ที่ $N = 60$



รูปที่ 3 เส้นทางเดินที่เหมาะสมที่สุดสำหรับการย้ายแขนของหุ่นยนต์ศากรา ระหว่างจุดสองจุดด้วยเวลา 9.1080 วินาที ที่ $N = 60$

6. สรุปผลการวิจัย

จากการนำวิธีเกาส์โดสเปกตรัลมาประยุกต์ใช้ในการวางแผนเส้นทางเดินด้วยเวลาน้อยที่สุดสำหรับหุ่นยนต์ศากรารุ่น IBM 7545 ซึ่งได้นำวิธีเกาส์คอโคจรในระเบียบวิธีเชิงตัวเลขมาใช้กำหนดจุดสำหรับการจัดวาง และการประมาณเชิงพหุนามแบบครอบคลุม พบว่าค่าสถิติ และสัญญาณควบคุม มีการถ่วงเข้าแบบเอ็กโพเนนเชียล ซึ่งเหมาะสมสำหรับปัญหาที่มีสมการเชิงพลวัตแบบไม่เป็นเชิงเส้น ที่ต้องการความราบเรียบของสถิติและสัญญาณควบคุม เช่น การเคลื่อนที่ของแขนหุ่นยนต์ ซึ่งในงานวิจัยที่จะพัฒนาต่อไปเป็นการนำผลจากการจำลองในครั้งนี้มาประยุกต์ใช้ร่วมกับการควบคุมป้อนกลับที่เหมาะสมที่สุดบริเวณใกล้เคียง (neighboring optimal feedback control) สำหรับการควบคุมหุ่นยนต์ศากราจริงในห้องปฏิบัติการต่อไป

7. กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณสำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย เลขที่ทุน IUG5280005 ที่ส่งเสริมการทำโครงการวิจัยในครั้งนี้

เอกสารอ้างอิง

- [1] David Benson, "A Gauss Pseudospectral Transcription for Optimal Control," *MIT Ph.D. Thesis, Department of Aeronautics and Astronautics*, November 2004.

- [2] Geoffrey Todd Huntington, "Advancement and Analysis of a Gauss Pseudospectral Transcription for Optimal Control," *MIT Ph.D. Thesis, Department of Aeronautics and Astronautics*, June 2007.
- [3] Geoffrey T. Huntington, "Comparison of Global and Local Collocation Methods for Optimal Control," *Journal of Guidance, Control and Dynamics*, Vol. 31, No. 2, March–April 2008.
- [4] David A. Benson, Geoffrey T. Huntington, Tom P. Thorvaldsen, and Anil V. Rao, "Direct Trajectory Optimization and Costate Estimation via an Orthogonal Collocation Method," *Journal of Guidance, Control and Dynamics*, Vol. 29, No. 6, November – December 2006.
- [5] Geoffrey T. Huntington, David Benson, and Anil V. Rao, "Optimal Configuration of Tetrahedral Spacecraft Formations," *The Journal of the Astronautical Sciences*, Vol. 55, No 2, April – June 2007
- [6] Geoffrey T. Huntington and Anil V. Rao, "Optimal Reconfiguration of Spacecraft Formations Using the Gauss Pseudospectral Method," *Journal of Guidance, Control and Dynamics*, Vol. 31, No. 3, May– June 2008.
- [7] Cuthrell J.E. and Biegler L.T., "Simultaneous Optimization and Solution Methods for Batch Reactor Control Profiles," *Computers and Chemical Engineering*, Vol. 13, Nos. 1/2, 1989.
- [8] Nader Sadegh and Kennon Guglielmo, "Design and Implementation of Adaptive and Repetitive Controllers for Mechanical Manipulators," *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, Vol. 8, No. 3, June 1992.
- [9] Richard L. Burden, J. Douglas Faires, "Numerical Analysis," Seventh Edition, Brooks Cole, 2000.



ผอ.พนัษ มังคลา สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีจากภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ม.เกษตรศาสตร์ ในปี พ.ศ. 2551 ปัจจุบันกำลังศึกษาต่อระดับปริญญาโท สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ งานวิจัยที่สนใจคือ Automation และ Motion Control



พิระยศ แสนโกษณ์ สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีจากภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ม.เกษตรศาสตร์ ในปี พ.ศ. 2538 ระดับปริญญาโท ทางด้าน Electrical Engineering จาก University of Michigan ในปี พ.ศ. 2540 ระดับปริญญาโท และเอก ทางด้าน System Science and Mathematics จาก Washington University ในปี พ.ศ. 2542 และ พ.ศ. 2544 ตามลำดับ ปัจจุบันรับราชการที่ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ม.เกษตรศาสตร์ สาขาที่เชี่ยวชาญ คือ Optimal Control, Process Control



The 34th Electrical Engineering Conference (EECON-34)

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 34

Volume II

❖ ไฟฟ้าสื่อสาร (CM)

❖ ระบบควบคุมและการวัดคุม (CT)

❖ อิเล็กทรอนิกส์ (EL)

❖ การประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (DS)

❖ คอมพิวเตอร์และเทคโนโลยีสารสนเทศ (CP)

❖ ไฟโตนิคส์ (PH)

❖ วิศวกรรมชีวการแพทย์ (BE)

30 พฤศจิกายน - 2 ธันวาคม 2554

ณ โรงแรมแอมบาสเดอร์ ซิตี้ จอมเทียน พัทยา จังหวัดชลบุรี

ดำเนินการโดย ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสยาม



Strategic

ROHDE & SCHWARZ



TECHSOURCE



สารบัญ

CM031	การวิเคราะห์การประวิงเวลาของอัลกอริทึมการแก้ปัญหาการชน สำหรับช่องสัญญาณสื่อสารที่มีค่าเวลาแพร่กระจายยาว กมลასัน วรณคง¹ ลัญจนกร วุฒิสัทธิกุลกิจ¹ นรรัตน์ วัฒนมงคล¹ และ พิสิฐ วนิชชานันท์² ¹จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ²มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ	765
CM032	Analysis of Recovery Time in Multi-layer Network Recovery for Multicast Traffic <i>Jumpon Sukwattananukit and Chaiyachet Saivichit</i> Chulalongkorn University	769
CM033	การจัดสรรช่องสัญญาณสำหรับเครือข่ายแลนไร้สายที่มีความหนาแน่นสูง ศุภฤกษ์ มานิตพรสุทธิ์ มหาวิทยาลัยหอการค้าไทย	773
CM034	Study on Indoor Positioning with RSS, TOA and Fingerprinting Techniques Using UWB Signal <i>Jirapat Sangthong¹ Kobkarn Thepsupornkul² Pichaya Supanakoon² and Sathaporn Promwong²</i> ¹Mahanakorn University of Technology ²King Mongkuts Institute of Technology Ladkrabang	777
สาขาระบบควบคุมและการวัดคุม (CT)		
CT001	วิธีเซตแอกทีฟสำหรับการควบคุมเชิงทำนายแบบจำลองที่ประยุกต์ใช้กับหอกลิ้น วิมลรัตน์ เอ็มอัม และ เดวิด บรรเจิดพงศ์ชัย จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย	781
CT002	การวางแผนเส้นทางเดินด้วยเวลาน้อยที่สุดสำหรับหุ่นยนต์สกราดโดยใช้วิธีเกาส์โคสเพลคตรัล ภาณุพันธ์ มังคลา และ พีระยศ แสนโกชน์ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์	785
CT003	การควบคุมตำแหน่งแบบคงทนของแขนหุ่นยนต์ก้านเดียวที่มีค่าความไม่แน่นอน เชิงพารามิเตอร์โดยใช้ทฤษฎีป้อนกลับเชิงปริมาณ ชวลิต นฤมิตรบรรกุล และพีระยศ แสนโกชน์ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์	789
CT004	Reducing Control Input for Robust Linear Control Using Class-gamma Stability Analysis Theorem <i>Pinit Ngamsom</i> Rangsit University	793

การควบคุมตำแหน่งแบบคงทนของแขนหุ่นยนต์ก้านเดียว ที่มีความไม่แน่นอนเชิงพารามิเตอร์โดยใช้ทฤษฎีป้อนกลับเชิงปริมาณ

Robust Position Controller Design of One Link Robot Arm

with Parametric Uncertainty using Quantitative Feedback Theory (QFT)

ชวลิต นฤมิตรกุล¹ และพีระยศ แสนโกชวี²

^{1,2}ห้องปฏิบัติการวิจัยทางด้านแมคคาทรอนิกส์ หุ่นยนต์และการควบคุมชาญฉลาด

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

50 ถ.งามวงศ์วาน ลาดยาว จตุจักร กรุงเทพฯ 10903

โทร 0-2942-8555 ต่อ 1502-4 โทรสาร 0-2942-8555 ต่อ 1550² E-mail : g5214500912@ku.ac.th¹, peerayot.s@ku.ac.th²

CT003

บทคัดย่อ

บทความนี้ได้นำเสนองานวิจัยการออกแบบระบบควบคุมตำแหน่งของแขนหุ่นยนต์ก้านเดียวที่มีความไม่แน่นอนเชิงพารามิเตอร์โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อให้ระบบป้อนกลับมีผลตอบสนองตามที่กำหนด รวมไปถึงให้เสถียรภาพของระบบอยู่ในขอบเขตที่กำหนดทุกช่วงของความไม่แน่นอนเชิงพารามิเตอร์ได้ ซึ่งเรียกว่า “การควบคุมแบบคงทน” ดังนั้นในงานวิจัยนี้ได้นำทฤษฎีป้อนกลับเชิงปริมาณมาใช้ในการออกแบบตัวควบคุมแบบคงทน ซึ่งเมื่อทำการเปรียบเทียบกับตัวควบคุมพีดี จะเห็นได้ว่าการควบคุมแบบคงทนนั้นมีประสิทธิภาพเหนือกว่า

คำสำคัญ: แขนหุ่นยนต์ก้านเดียว ทฤษฎีป้อนกลับเชิงปริมาณ การควบคุมแบบคงทน ความไม่แน่นอนเชิงพารามิเตอร์

Abstract

This research paper proposes a position control design method of one link robot arm with parametric uncertainty. The objective is to make the feedback system response as required. Furthermore, the system stability is in the pre-determined bound in all the range of parametric uncertainty. This control method is called robust control. Therefore, this research uses the Quantitative Feedback Theory (QFT) to design a robust controller. It can be seen that the robust control is more efficient than PD controller.

Keywords: single link robot arm, quantitative feedback theory, robust control, parametric uncertainty

1. บทนำ

ในปัจจุบันนี้จะเห็นได้ว่านวัตกรรมที่มนุษย์คิดค้นมานั้น ไม่ว่าจะเป็นในทางอุตสาหกรรม ทางทหารและเทคโนโลยีทางการคมนาคมขนส่ง ล้วนแล้วแต่มีระบบพลวัตที่สลับซับซ้อนมากขึ้นตามการพัฒนาที่มีมาอย่างต่อเนื่อง ดังนั้นจึงเป็นการยากที่จะสามารถหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ให้มีความถูกต้องและแม่นยำ นอกจากนั้น

ระบบเหล่านี้ยังต้องการตัวควบคุมที่มีสมรรถนะสูงและจะต้องทนทานต่อความไม่แน่นอนเชิงพารามิเตอร์ของพลานต์ รวมไปถึงสิ่งรบกวนที่เข้ามายังจุดต่างๆ ของระบบ เพราะฉะนั้นแล้วการออกแบบจึงต้องนำเอาสิ่งต่างๆ ที่เกิดขึ้นเหล่านี้มาพิจารณาเพื่อออกแบบตัวควบคุมให้สามารถทนทานต่อการเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นได้ จึงจะทำให้ระบบนั้นมีประสิทธิภาพ [1]

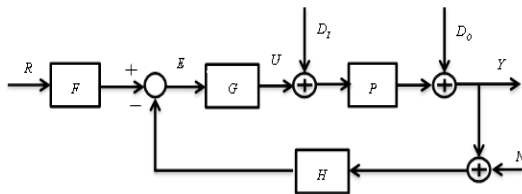
จากการศึกษาพบว่าการออกแบบด้วยทฤษฎีป้อนกลับเชิงปริมาณ (Quantitative Feedback Theory – QFT) มีความน่าสนใจเป็นอย่างยิ่ง เพราะไม่ได้ต้องการความแม่นยำของพลานต์ที่สูงมาก แต่จะออกแบบจากเซตของค่าความไม่แน่นอนของพลานต์ โดยผู้ที่คิดค้นและพัฒนาทฤษฎีป้อนกลับเชิงปริมาณ คือ Professor Isaac Horowitz ในปี ค.ศ.1960 [2] ซึ่งเป็นการวิเคราะห์และออกแบบทางด้านโดเมนความถี่ โดยจะออกแบบบนแผนภาพนิโคลส์ (Nichols Chart) และมีงานวิจัยหลายงานที่ได้นำทฤษฎีป้อนกลับเชิงปริมาณไปใช้ในการออกแบบตัวควบคุม เช่น การควบคุมความเร็วรอบของรถยนต์ที่มีเครื่องยนต์แบบหัวฉีด [3] การควบคุมระบบการบินของเครื่องบิน F-16 [4] การควบคุมระบบบำบัดน้ำเสียที่มีขนาดใหญ่ [5] ระบบการควบคุมของกังหันลมขนาดใหญ่ [6]

ในบทความนี้ได้นำเสนอเทคนิคการออกแบบด้วยทฤษฎีป้อนกลับเชิงปริมาณ [7] โดยจะเริ่มจากพื้นฐานของทฤษฎีระบบป้อนกลับเชิงปริมาณ การหาค่าความไม่แน่นอนของพลานต์ที่เกิดขึ้นไปจนถึงการออกแบบตัวควบคุมเพื่อให้ระบบสามารถรองรับค่าความไม่แน่นอนที่เกิดขึ้นกับระบบได้

2. ทฤษฎีป้อนกลับเชิงปริมาณ

ในการออกแบบระบบควบคุมแบบคงทนด้วยทฤษฎีป้อนกลับเชิงปริมาณนั้น มีขั้นตอนหลักในการออกแบบ 3 ขั้นตอน ประกอบด้วย ขั้นที่ 1 คือ กำหนดคุณลักษณะของระบบตามที่ต้องการ ขั้นที่ 2 คือ การสร้างแผ่นแบบพลานต์ (plant template) ที่เกิดจากเซตของค่าความไม่แน่นอนของพลานต์บนความถี่ที่สนใจ พร้อมทั้งเลือกนอมนัลพลานต์

(nominal plant) เพื่อใช้เป็นพลาตันในการออกแบบตัวควบคุม ขั้นที่ 3 คือ การออกแบบตัวควบคุมและตัวกรอง โดยในการออกแบบระบบควบคุม จะพิจารณาแบบควบคุมแบบป้อนกลับ [8] ดังรูปที่ 1 ซึ่งประกอบด้วย P คือ พลาตันที่ประกอบด้วยเซต P ซึ่งครอบคลุมค่าความไม่แน่นอนที่เกิดขึ้นทั้งหมด, G คือ ตัวควบคุม, F คือ ตัวกรองของระบบ, H คือ เซนเซอร์, R คือ สัญญาณอินพุตอ้างอิง, E คือ ค่าความผิดพลาด, U คือ สัญญาณตัวควบคุม, Y คือ สัญญาณขาออกของระบบ, N คือ สัญญาณรบกวนจากการวัด, D_I คือ ค่าของสิ่งรบกวนทางด้านเข้าของระบบ, D_O คือ ค่าของสิ่งรบกวนทางด้านออกของระบบ



รูปที่ 1 การควบคุมระบบแบบป้อนกลับ

ในการสร้างขอบเขตตามทฤษฎีป้อนกลับเชิงปริมาณเพื่อออกแบบระบบควบคุมให้มีประสิทธิภาพตามที่ต้องการนั้นจะพิจารณาอสมการที่ได้จากบล็อกไดอะแกรมของรูปที่ 1 และจะออกแบบทางด้านโดเมนความถี่ ดังนี้

1. ขอบเขตส่วนเพื่อเสถียรภาพของระบบ

$$\left| \frac{Y}{R} \right| = \left| F \frac{PG}{1 + PGH} \right| \leq W_I \quad (1)$$

2. การจำกัดสัญญาณของสิ่งรบกวนด้านเข้าของระบบ

$$\left| \frac{Y}{D_I} \right| = \left| \frac{P}{1 + PGH} \right| \leq W_{D_I} \quad (2)$$

3. การจำกัดสัญญาณของสิ่งรบกวนด้านออกของระบบ

$$\left| \frac{Y}{D_O} \right| = \left| \frac{1}{1 + PGH} \right| \leq W_{D_O} \quad (3)$$

4. ขอบเขตการติดตาม

$$W_{low} \leq \left| F \frac{PG}{1 + PGH} \right| \leq W_{up} \quad (4)$$

5. การจำกัดสัญญาณรบกวนจากการรบกวนจากการวัด

$$\left| \frac{Y}{N} \right| = \left| \frac{-PGH}{1 + PGH} \right| \leq W_N \quad (5)$$

โดยที่ W_I คือ ขอบเขตส่วนเพื่อเสถียรภาพ, W_{D_I} คือ ปริมาณของขอบเขตที่ใช้ในการจำกัดสิ่งรบกวนทางด้านเข้าของระบบ, W_{D_O} คือ ปริมาณของขอบเขตที่ใช้ในการจำกัดสิ่งรบกวนทางด้านออกของระบบ, W_{up} คือ ค่าขอบเขตบน, W_{low} คือ ค่าขอบเขตล่าง, คือ W_N ค่าขอบเขตของสัญญาณรบกวน

ในการออกแบบตัวควบคุม แผ่นแบบพลาตันจะถูกนำมาใช้ร่วมกับขอบเขตที่กำหนดตามทฤษฎีป้อนกลับเชิงปริมาณ เพื่อให้มีความสอดคล้องกันและจะเลือกนอมินัลพลาตัน P_O จากเซตของความไม่แน่นอนเชิงพารามิเตอร์ของพลาตัน เพื่อใช้ในการออกแบบตัวควบคุม G ที่จะทำให้ได้วงนอมินัล (nominal loop) $L_O = GP_O$ มีคุณลักษณะและ

ประสิทธิภาพตามที่ต้องการ โดยในการออกแบบนั้นจะนำฟังก์ชันถ่ายโอนพื้นฐานมาใช้งาน และในบทความนี้ได้ทำการออกแบบตัวควบคุมทั้งหมดบนโปรแกรม MATLAB โดยใช้ QFT Control Design Toolbox

3. แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของแขนหุ่นยนต์ก้านเดียว

แขนหุ่นยนต์ก้านเดียวประกอบด้วยมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงเพื่องขับ แขนของหุ่นยนต์ และโหลดที่ป้อนให้กับแขนหุ่น [9] โดยมีอินพุตเป็นโวลต์ V และเอาต์พุตเป็นตำแหน่งมุมของแขน θ โดยมีความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตดังสมการต่อไปนี้

$$\frac{\theta(s)}{V(s)} = \frac{a_m}{s(s + b_m)} \quad (6)$$

โดยค่า a_m และ b_m ได้จากการระบุเอกลักษณ์ ซึ่งใช้อุปกรณ์การทดลองของบริษัท Quanser รุ่น SRV-02 ดังรูปที่ 2 และใช้ DAQ รุ่น PCI 6251 โดยทำบนโปรแกรม MATLAB



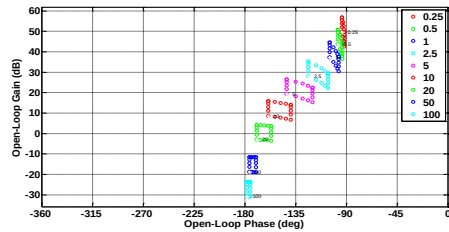
รูปที่ 2 หุ่นยนต์ก้านเดียวและโหลดชนิดต่างๆ

ทำการทดลองระบุเอกลักษณ์ของระบบโดยการป้อนโวลต์ ด้วยการเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณเชิงรูป ที่ความถี่จาก 0.1 มิลลิเฮิร์ตซ์ ถึง 20 เฮิร์ตซ์ ในเวลา 10 วินาที และมีเวลาพักตัวอย่างเท่ากับ 0.01 วินาที การระบุเอกลักษณ์ของระบบด้วยการป้อนโหลดที่มีขนาดและการติดตั้งโหลด ณ ตำแหน่งที่ต่างกันบนแขนของหุ่นยนต์ 8 กรัม โดยแต่ละกรัมได้เก็บข้อมูลอย่างละ 5 ครั้ง หลังจากนั้นจึงได้หาค่าเฉลี่ยของพารามิเตอร์ดังแสดงในตารางที่ 1 จากผลการทดลองจะได้ช่วงของค่าพารามิเตอร์ของระบบดังนี้ $a_m \in [287.90, 660.03]$ และ $b_m \in [3.79, 8.64]$

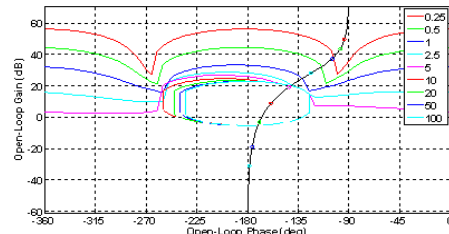
ตารางที่ 1 ผลการทดลองที่ได้จากการระบุเอกลักษณ์ของระบบ

กรณีที่	ค่า a_m	ค่า b_m
1	660.03	8.64
2	570.83	7.93
3	477.00	7.85
4	464.84	7.46
5	460.36	7.00
6	431.22	6.48
7	307.73	6.07
8	287.90	3.79

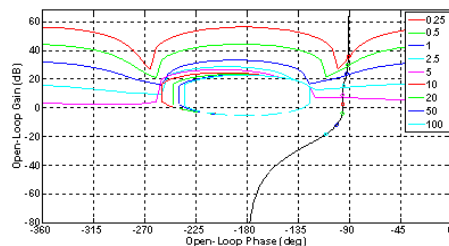
เมื่อนำค่าที่ได้มาวาดแผ่นแบบพลาตันบนแผนภาพนิโคลส์ตามความถี่ที่สนใจจะได้ดังรูปที่ 3 ในบทความนี้ได้เลือกจุด $a_m = 287.9$ และจุด $b_m = 3.79$ เป็นนอมินัลพลาตันในการออกแบบ



รูปที่ 3 แผนแบบพลาณด้นบนแผนภาพนิโคลส์ตามความถี่ที่สนใจ



รูปที่ 4 วงนอมินัลก่อนการออกแบบตัวควบคุม



รูปที่ 5 วงนอมินัลหลังการออกแบบตัวควบคุม

4. การออกแบบตัวควบคุมและตัวกรอง

การออกแบบตัวควบคุมนั้นจะออกแบบเพื่อให้มีความสอดคล้องกับคุณลักษณะของระบบที่ต้องการดังนี้

- ข้อกำหนดสมรรถนะ

ค่าพุงเกิน: $\leq 10\%$

ค่าเวลาเข้าที่: ≤ 2 วินาที (เกณฑ์ 2%)

- ข้อกำหนดเสถียรภาพ ($W_1 = 1.2$)

ส่วนเพื่อเกณฑ์: ≥ 1.83 (หรือ 5.26 dB)

ส่วนเพื่อเฟส: ≥ 50 องศา

จากข้อกำหนดสมรรถนะสามารถคำนวณหาฟังก์ชันถ่ายโอนของขอบเขตบน และขอบเขตล่างได้ดังสมการที่ (7) และสมการที่ (8) โดยสมการที่ (7) นั้นคำนวณโดยกำหนดให้ค่าพุงเกินน้อยกว่า 10% และค่าเวลาเข้าที่น้อยกว่า 2 วินาที ส่วนสมการที่ (8) คำนวณโดยกำหนดให้ค่าพุงเกินเท่ากับ 0% และให้ค่าเวลาเข้าที่น้อยกว่า 2 วินาที

จากข้อกำหนดเสถียรภาพ สามารถกำหนดขอบเขตส่วนเพื่อเสถียรภาพของระบบตามสมการ (1) ได้ เมื่อได้ขอบเขตการติดตามและขอบเขตส่วนเพื่อเสถียรภาพของระบบแล้ว จึงนำไปกำหนดจุดบนแผนภาพนิโคลส์ ซึ่งลักษณะของขอบเขตดังกล่าวและวงนอมินัลก่อนการออกแบบจะเป็นดังรูปที่ 4

$$W_{up}(s) = \frac{3.427(s+3)}{s^2 + 5s + 10.28} \quad (7)$$

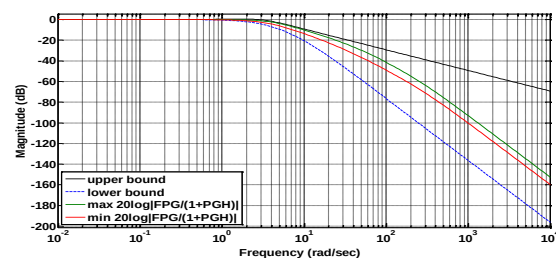
$$W_{low}(s) = \frac{153.8}{s^3 + 17.84s + 93.81s + 153.8} \quad (8)$$

ขั้นตอนต่อไป คือ การออกแบบตัวควบคุม ซึ่งสมการของตัวควบคุมหลังจากออกแบบเรียบร้อยแล้วจะเป็นไปตามสมการที่ (9) และวงนอมินัลหลังการออกแบบตัวควบคุม จะมีลักษณะดังรูปที่ 5

$$G(s) = \frac{0.1835\left(\frac{s}{4.5}\right) + 1}{\frac{s}{272.5} + 1} \quad (9)$$

ขั้นตอนสุดท้ายเป็นขั้นตอนการออกแบบตัวกรอง ซึ่งต้องพิจารณาจากระบบหลังจากที่ได้ทำการออกแบบตัวควบคุมแล้ว โดยจะพิจารณาจากผลตอบสนองทางความถี่ระบบวงปิดที่ค่าพารามิเตอร์ของพลาณด้นมีค่ามากที่สุดและน้อยที่สุด โดยสมการของตัวกรองจะเป็นไปตามสมการที่ 10 และรูปที่ 6 จะเป็นผลตอบสนองทางความถี่ของระบบหลังจากที่ได้ออกแบบตัวกรองแล้ว

$$F(s) = \frac{\frac{s}{7} + 1}{\frac{1}{20.25}s^2 + \frac{1.72}{4.5}s + 1} \quad (10)$$

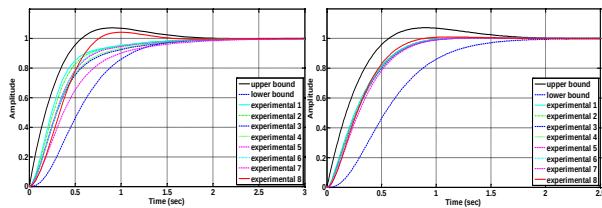


รูปที่ 6 ผลตอบสนองทางความถี่หลังการออกแบบตัวกรอง

5. ผลการจำลอง

ในบทความนี้ได้เปรียบเทียบผลจำลองการทำงานของระบบกับการควบคุมแบบพีดี ซึ่งจะป้อนสัญญาณอินพุตอ้างอิงด้วยสัญญาณขั้นบันได โดยที่ตัวควบคุมแบบพีดี มีค่า $K_p = 0.0405$ และ $K_d = 0.0041$ ในการออกแบบตัวควบคุมพีดีนั้นได้ทำการออกแบบบนโปรแกรม MATLAB โดยใช้ฟังก์ชัน sisotool เป็นเครื่องมือในการออกแบบ และใช้นอมินัลพลาณด้นเช่นเดียวกับการควบคุมแบบทฤษฎีป้อนกลับเชิงปริมาณ โดยให้มีผลตอบสนองของระบบตามข้อกำหนดสมรรถนะที่กำหนดไว้ ซึ่งจะแสดงการทำงานของระบบที่ควบคุมแบบพีดีในทุกค่าความไม่แน่นอนเชิงพารามิเตอร์ของพลาณด้นดังรูปที่ 7 (ซ้าย) และจะแสดงการทำงานของระบบที่ออกแบบตัวควบคุมด้วยทฤษฎีป้อนกลับเชิงปริมาณดังรูปที่ 7 (ขวา)

เมื่อพิจารณาผลการจำลองจะเห็นได้ชัดเจนว่าตัวควบคุมแบบพีดีไม่สามารถควบคุมค่าความไม่แน่นอนของพลาณด้นที่เกิดขึ้นให้อยู่ในข้อกำหนดทั้งหมดได้ แต่ตัวควบคุมที่ออกแบบด้วยทฤษฎีป้อนกลับเชิงปริมาณสามารถควบคุมให้ระบบทำงานตามคุณลักษณะที่ออกแบบไว้ ในทุกค่าความไม่แน่นอนเชิงพารามิเตอร์ทั้งหมดได้



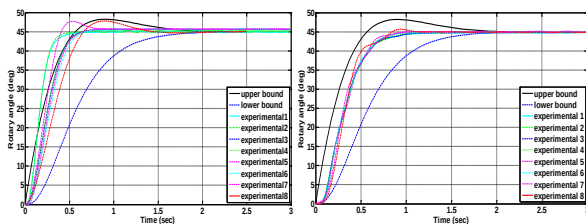
รูปที่ 7 ผลการจำลอง

(ซ้าย) ควบคุมแบบพีดี (ขวา) ควบคุมแบบ QFT

6. ผลการทดลอง

ในการทดลองได้จัดเตรียมอุปกรณ์การทดลอง และทำการทดลองโดยการป้อนโพลที่มีขนาด และการติดตั้งโพล ณ ตำแหน่งที่ต่างกันบนแกนของหุ่นยนต์ทั้งเส้น 8 กรณี เช่นเดียวกับการระบุเอกลักษณ์ของแขนหุ่นยนต์ก้านเดียว และการทดลองทั้งหมดจะทำงานโปรแกรม MATLAB ซึ่งวิธีการทดลอง คือ กำหนดตำแหน่งเริ่มต้นของแขนหุ่นยนต์ที่ 0 องศา แล้วเคลื่อนไปยังตำแหน่ง 45 องศา

เมื่อพิจารณาผลการทดลอง รูปที่ 8 (ซ้าย) ซึ่งเป็นการควบคุมระบบด้วยตัวควบคุมแบบพีดีพบว่า ไม่อาจควบคุมให้ระบบทำงานตามคุณลักษณะที่กำหนดไว้ได้ในบางกรณี แต่การควบคุมด้วยตัวควบคุมที่ออกแบบด้วยทฤษฎีป้อนกลับเชิงปริมาณนั้น สามารถทำให้ระบบทำงานได้ตามคุณลักษณะที่กำหนดไว้ทุกประการในทุกกรณี ดังรูปที่ 8 (ขวา) คือ ค่าพ่วงเกินน้อยกว่า 5% และค่าเวลาเข้าที่เท่ากับ 1.2 วินาที



รูปที่ 8 ผลการทดลอง

(ซ้าย) ควบคุมแบบพีดี (ขวา) ควบคุมแบบ QFT

7. บทสรุป

จากการประยุกต์ใช้ทฤษฎีป้อนกลับเชิงปริมาณในการออกแบบตัวควบคุมและตัวกรอง สำหรับการควบคุมตำแหน่งของแขนหุ่นยนต์ก้านเดียว ที่มีความไม่แน่นอนเชิงพารามิเตอร์นั้น จากผลการจำลองและผลการทดลองแสดงให้เห็นแล้วว่าการควบคุมที่ออกแบบด้วยทฤษฎีป้อนกลับเชิงปริมาณ มีประสิทธิภาพเหนือกว่าการควบคุมแบบพีดีมาก และมีขั้นตอนในการออกแบบที่ไม่ยุ่งยากและสลับซับซ้อน ซึ่งสามารถนำการออกแบบตัวควบคุมโดยใช้ทฤษฎีป้อนกลับเชิงปริมาณ ไปประยุกต์ใช้ได้จริงกับการควบคุมหุ่นยนต์ในงานอุตสาหกรรมต่อไป

8. กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ บริษัท Terasoft จำกัด ที่ให้นำ QFT Control Design Toolbox Evaluation Version สำหรับใช้กับโปรแกรม MATLAB และขอขอบคุณ ผศ.ดร. วิฑิต ฉัตรรัตนกุลชัย อาจารย์ที่ปรึกษาแห่ง

ห้องปฏิบัติการควบคุมหุ่นยนต์และการสั่นสะเทือน ม.เกษตรศาสตร์ ที่ให้คำแนะนำในการออกแบบตัวควบคุมด้วยทฤษฎีป้อนกลับเชิงปริมาณ

เอกสารอ้างอิง

- [1] ดร.วโรคม ผู้จินดา. การวิเคราะห์และออกแบบระบบควบคุมทางวิศวกรรมศาสตร์. สำนักพิมพ์มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ 2550
- [2] Horowitz I., "Quantitative Feedback Theory. In Memoriam of Isaac Horowitz," *Int. J. Robust and Nonlinear Control*, Vol.7 2007
- [3] Franchek, M. and G.K. Hamilton, "Robust Controller Design and Experimental Verification of I.C. Engine Speed Control," *Int. J. of Robust and Nonlinear control*, Vol.7 2007
- [4] Phillips, S., M. Pachter, and C.H. Houppis, "A QFT Subsonic Envelope Flight Control System Design," *National Aerospace Electronics Conference (NAECON)*, Dayton, OH, May 1995
- [5] Ostolaza, X and M. Garcia-Sanz, "QFT-Robust Control of a Water Treatment Plant," *IEEE Conference on Control Applications*, September 1998
- [6] Torres, E. and M. Garcia-Sanz, "Experimental Result of the Variable Speed Direct Drive Multipole Synchronous Wind Turbine," *TWT1650, Wind Energy*, vol.7, no.2, pp. 109-118, 2004
- [7] C. H. Houppis, S. J. Rasmussen and M. Garcia-Sanz, *Quantitative Feedback Theory Fundamentals and Applications*. 2 ed, CRC Taylor & Francis, New York, 2006.
- [8] Craig Borghesani, Yossi Chait and Oded Yaniv, *The QFT Frequency Domain Control Design Toolbox For Use with MATLAB*. Terasoft Inc. 2003
- [9] Norman S. Nise, *Control Systems Engineering*. John Wiley & Sons Inc 2008



ชวลิต นฤมิตรวรกุล จบการศึกษาระดับปริญญาตรี จากสาขาวิศวกรรมเมคาทรอนิกส์ ม.สงขลานครินทร์ ในปี พ.ศ. 2551 ปัจจุบันกำลังศึกษาระดับปริญญาโท สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ม.เกษตรศาสตร์



พีระยศ แสนโกชณ์ จบการศึกษาระดับปริญญาตรี จากภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า 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 Optimal Control และ Process Control

2011 IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics

December 7-11, 2011, Phuket, Thailand

IEEE-ROBIO 2011

Welcome Message

Conference Information

Program at a Glance

Table of Contents

Author Index

IEEE Catalog Number: CFP11581-DVD

ISBN: 978-1-4577-2137-3



© 2011 IEEE. Personal use of this material is permitted. However, permission to reprint/republish this material for advertising or promotional purposes or for creating new collective works for resale or redistribution to servers or lists, or to reuse any copyrighted component of this work in other works must be obtained from the IEEE.

2011 IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics

December 7-11, 2011, The Mövenpick Resort and Spa Karon Beach, Phuket Island, Thailand

Wednesday, December 7, 2011

12:00 - 18:30	Registration Desk Open	
16:00 - 16:15	Opening Ceremony	(Ballroom II&III)
16:15 - 17:30	Keynote Talk I Blind Spot of Biomimetic Approach	
	<i>Makoto Kaneko, Osaka University, Japan</i>	
	Keynote Talk II Peripheral Nerve Interface Device for Robotic Arm:	
	<i>William C. Tang, University of California, Irvine, USA</i>	
	<i>Chair: Aiguo Ming</i>	

Thursday, December 8, 2011

08:30 - 9:30 Plenary Talk I: MEMS Robotic Inchworm for Cortical Neural Prosthesis <i>Yu-Chong Tai, California Institute of Technology, USA</i> (Ballroom II&III) <i>Chair: Wen J. Li</i>								
	Room 1	Room 2	Room 3	Room 4	Room 5	Room 6	Room 7	
09:45 - 11:00	TA1-1 Interfaces for Teleoperations	TA1-2 Medical Robotics I	TA1-3 Walking Robots I	TA1-4 Soft Robots	TA1-5 Sensing for Detection and Localization I	TA1-6 Control of Multiple Robots	TA1-7 Biomimetic Control	
Coffee Break								
11:15 - 12:30	TA2-1 Control of Teleoperations	TA2-2 Medical Robotics II	TA2-3 Walking Robots II	TA2-4 Vision for Robot Navigation	TA2-5 Sensing for Detection and Localization II	TA2-6 Motion Planning and Control for Mobile Robots I	TA2-7 Biomimetics I	
Lunch Break								
13:40 - 15:10	TP1-1 Telerobotics for Medical Applications	TP1-2 Medical Robotics III	TP1-3 Walking Robots III	TP2-4 Image Analysis	TP1-5 Sensing for Detection and Localization III	TP1-6 Motion Planning and Control for Mobile Robots II	TP1-7 Biomimetics II	TP-P Poster Session I: Robotics
Coffee Break								
15:40 - 17:10	TP2-1 Multiple and Swarm Robots	TP2-2 Medical Robotics IV	TP2-3 Robotic Systems	TP2-4 3D Image Analysis	TP2-5 Sensing for Detection and Localization IV	TP2-6 Motion Planning and Control for Mobile Robots	TP2-7 SLAM	

Friday, December 9, 2011

08:30 - 09:30 Plenary Talk II: A Dance Partner Robot and its Real World Application “PaDY” <i>Kazuhiro Kosuqe, Tohoku University, Japan</i> <i>Chair: Zhidong Wang</i> <i>(Ballroom II&III)</i>								
	Room 1	Room 2	Room 3	Room 4	Room 5	Room 6	Room 7	
09:45 - 11:00	FA1-1 Grasping and Manipulation I	FA1-2 Medical Robotics V	FA1-3 [OS] The Development Towards Sensory Based Natural Walking Humanoid Robots	FA1-4 Micro/Nano Sensors and Systems	FA1-5 Biomimetic Sensing	FA1-6 Control of Flexible Robots	FA1-7 Flying Robots I	
Coffee Break								
11:15 - 12:30	FA2-1 Grasping and Manipulation II	FA2-2 Assist and Rehabilitation Robotics I	FA2-3 Mobile Robots III	FA2-4 Micro/Nano Actuation and Manipulation	FA2-5 Tactile Sensing	FA2-6 Control of Mobile and Aerial Robots	FA2-7 Flying Robots II	
Lunch Break								
13:40 - 15:10	FP1-1 Grasping and Manipulation III	FP1-2 Assist and Rehabilitation Robotics II	FP1-3 Mobile Robots IV	FP1-4 Vision for Robot Control I	FP1-5 Human Detection	FP1-6 Underwater Robots I	FP1-7 Service Robots	FP-P Poster Session II : Biomimetics
Coffee Break								
15:40 - 17:10	FP2-1 Grasping and Manipulation IV	FP2-2 Assist and Rehabilitation Robotics III	FP2-3 Mobile Robots V	FP2-4 Vision for Robot Control II	FP2-5 Sensor Network	FP2-6 Underwater Robots II	FP2-7 <i>Recent Results Session I</i>	

Saturday, December 10, 2011

08:30 - 09:30 Plenary Talk III: Motion and Pattern Formation of Micro Bio-Robots <i>Chih-Ming Ho, University of California, Los Angeles, USA</i> (Ballroom II&III) <i>Chair: T. J. Tarn</i>							
	Room 1	Room 2	Room 3	Room 4	Room 5	Room 6	Room 7
09:45 - 11:00	SA1-1 Robot Design and Control	SA1-2 Assist and Rehabilitation Robotics IV	SA1-3 Humanoid Robots I	SA1-4 Video Session I: Biomimetics	SA1-5 Motion Measurement and Estimation	SA1-6 Hardware and Software Architecture for Robots	SA1-7 Recent Results Session II
Coffee Break							
11:15 - 12:30	SA2-1 Motion Control of Robots	SA2-2 Robot Force Control	SA2-3 Humanoid Robots II	SA2-4 Video Session II: Robotics	SA2-5 Sensing for Tracking	SA2-6 Haptics Interfaces	SA2-7 Recent Results Session III
Lunch Break							
13:40 - 15:10	SP1-1 Robot Learning	SP1-2 Novel Actuators I	SP1-3 Mobile Robots I	SP1-4 Mapping	SP1-5 Human-Robot Interaction I	SP1-6 Intelligent Control of Robots	
Coffee Break							
15:30 - 17:00	SP2-1 Modular and Multi-Agent Systems	SP2-2 Novel Actuators II	SP2-3 Mobile Robots II	SP2-4 Vision for Object Tracking	SP2-5 Human-Robot Interaction II	SP2-6 Control for Human-Robot Interaction	
18:30 - 20:30 Conference Banquet (Ballroom II&III)							

Sunday, December 11, 2011

15:00 - 17:00	Workshop: Advances in Robotics and Biomimetic <i>Chair: Yong Yu</i>	(Ballroom II&III)
---------------	---	---------------------

An Organic, Real-Time Middleware Architecture for Distributed Industrial Robot System <i>Youdong chen, Zhou jiang, Hongxing Wei</i>	2289
Design of a Scalable Real-Time Robot Controller and Application to a Dexterous Manipulator <i>Paul Thienphrapa, Peter Kazanzides</i>	2295
A Novel Multi-OS Architecture for Robot Application <i>Qiang Yu, Hongxing Wei, Miao Liu</i>	2301
An Improved Time Delay Controller for Underwater Robot <i>Jiansheng XU, Cenyu Yang</i>	2307

SA1-7: Recent Results Session II

SA2-1: Motion Control of Robots

Regressor-free robot joint position tracking with prescribed performance guarantees <i>Yannis Karayiannidis, Zoe Doulgeri</i>	2312
Robust Residuals Generation and Evaluation Using Bond Graph and Linear Filtering <i>Youcef TOUATI, Belkacem OULD BOUAMAMA, Rochdi MERZOUKI</i>	2318
Residual Vibration Suppression for Robot Manipulator Attached to a Flexible Link by Using Soft Computing Techniques <i>Akira Abe</i>	2324
Adaptive and Repetitive Controller for Robotic Manipulators with Slowly Updating Scheme Using B-Spline Shape Function <i>Pannatee Rakprayoon, Peerayot Sanposh, Nattapon Chaiyopitak</i>	2330
A Linked Velocity Profile Design for Effective Motion Control of Hydraulic Systems <i>Sung Su Yoon, Hung Van Hoang, Jae Wook Jeon</i>	2336

SA2-2: Robot Force Control

Force Control of an Upper limb Exoskeleton for Virtual Reality using Impedance Control <i>Chaiyaporn Silawatchananai, Manukid Parnichkun</i>	2342
Robotic Table Tennis based on Physical Models of Aerodynamics and Rebounds <i>Akira Nakashima, Yuki Ogawa, Chunfang Liu, Yoshikazu Hayakawa</i>	2348
Point-Contact Type Foot with Springs and Landing Control for Biped Walking on Rough Terrain <i>Moyuru Yamada, Shigenori Sano, Naoki Uchiyama</i>	2355
Ground Following Locomotion of a Robot Inspired by Pill Bugs <i>Jongwon Park, Young Kook Kim, Won Suk Jung, Kyung-Soo Kim, Soohyun Kim</i>	2361
Unknown Constrained Mechanisms Operation based on Dynamic Hybrid Compliance Control <i>Dedi Ma, Hesheng Wang, Weidong Chen</i>	2366

SA2-3: Humanoid Robots II

Emulating Human Leg Impairments and Disabilities on Humanoid Robots Walking <i>Sébastien Lengagne, Abderrahmane Kheddar, Sébastien Druon, Eiichi Yoshida</i>	2372
Development of An Android Robot for Psychological Support in Medical and Welfare Fields <i>Masahiro YOSHIKAWA, Yoshio MATSUMOTO, Masahiko SUMITANI, Hiroshi ISHIGURO</i>	2378
Development of Musculoskeletal Humanoid Kenzoh with Mechanical Compliance Changeable Tendons by Nonlinear Spring Unit <i>Yuto Nakanishi, Tamon Izawa, Masahiko Osada, Nobuyuki Ito, Shigeki Ohta, Junichi Urata, Masayuki Inaba</i>	2384
Development of Humanoid with Distributed Soft Flesh and Shock-Resistive Joint Mechanism for Self-Protective Behaviors in Impact from Falling Down <i>Kazuya Kobayashi, Tomoaki Yoshikai, Masayuki Inaba</i>	2390
A model of the humanoid body for self collision detection based on elliptical capsules <i>Chioniso Dube, Mohohlo Tsoeu, Jonathan Tapson</i>	2397

Adaptive and Repetitive Controller for Robotic Manipulators with Slowly Updating Scheme Using B-Spline Shape Function

Pannatee Rakprayoon, Peerayot Sanposh and Nattapon Chayopitak

Abstract—This paper studies the real-time adaptive and repetitive control problem using the Desired Compensation Learning Law (DCLL) that has the advantage of robustness under the presence of unknown parameters with low memory requirement. The control structure of DCLL consists of a feedforward compensator that is designed by a linear combination of shape functions that is adaptable to parameter variations; hence the selection of appropriate shape functions plays an important role in the adaptive ability and accuracy of DCLL. In this study, the B-spline shape function is proposed to be used under the slowly updating scheme and the obtained results show that the robustness and accuracy of the tracking can be greatly improved even under payload variation and torque limits.

I. INTRODUCTION

Most robot manipulator applications are usually used to perform repetitive tasks and their basic control algorithms such as the Computed Torque Control [1] require the knowledge of the parameters and the dynamic model. In practice, the parameters and the dynamic model are subjected to variations due to varying payloads, frictions or disturbances.

Several control schemes have been proposed to improve the performance of the repetitive tasks of the manipulators. Among several existing solutions, Adaptive Control scheme [2] may be used to address this problem but high performance processor for complex calculations are usually required. Several Iterative Learning Control (ILC) and Repetitive Control (RC) schemes [3], [4] have been proposed and successfully demonstrated their effectiveness, but the main drawback of these schemes is the need of large memory to stored error information of previous tasks for the controllers to be successful.

In particular, the Desired Compensation Learning Law (DCLL) [5], [6] that has the advantage of robustness under the presence of unknown parameters with low memory requirement for performing repetitive tasks has been proposed. The DCLL consists of fixed PD gain and a feedforward compensator that designed by linear combination of shape functions that is adaptable to parameter variations. The selection of appropriate shape functions play an important role in the adaptive ability of DCLL. However, the fundamental shape function such as

the linear combination of piecewise linear approximation usually work well under general conditions due to its simple structure resulting in good adaptive capability for tracking sophisticated periodic tasks in comparison with other shape functions such as the Fourier Series approximation or the Polynomial approximation. However, one drawback is the digital implementation of DCLL still requires the processor to update the adaptive commands every a sampling period with sufficient speed, otherwise the tracking accuracy would be greatly reduced if the adaptive control law is too slowly updated.

In this study, the use of the B-spline approximation for the shape function is proposed so that the requirement for updating the adaptive command every sampling period can be greatly reduced. With B-spline approximation used under the extremely slow updated adaptive unknown parameters, the accuracy of the feedforward compensator is improved even under payload variation and torque limits. Section II introduces the Lagrange-Euler dynamic model and the dynamic model of the SCARA manipulator. The DCLL control structure and the shape functions are discussed in Section III. Section IV presents simulation results of the Berkeley/NSK two link direct drive SCARA robot and the conclusion is given in Section V.

II. DYNAMIC MODEL OF MANIPULATORS

A. Lagrange-Euler Dynamic Model

The dynamic equation of the n -link rigid robot manipulator is given by the Lagrange-Euler dynamic model with independent torque as [7]

$$\tau = M(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + B\dot{q} + g(q) \quad (1)$$

where τ is the $n \times 1$ input torque vector, $M(q)$ is the $n \times n$ inertia matrix, $C(q, \dot{q})$ is the $n \times n$ centrifugal and Coriolis acceleration force matrix, $g(q)$ is the $n \times 1$ generalized gravitational force vector, B is the $n \times n$ viscous friction coefficient matrix, q , $\dot{q}$, $\ddot{q}$ are the $n \times 1$ vectors of joint position, joint velocities and joint accelerations, respectively. The k, j -th element of the matrix $C(q, \dot{q})$ is defined by

$$c_{kj} = \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} \left\{ \frac{\partial m_{kj}}{\partial q_j} + \frac{\partial m_{ki}}{\partial q_j} - \frac{\partial m_{ij}}{\partial q_k} \right\} \dot{q}_i \quad (2)$$

where m_{kj} is k -th element of M , q_j is the j -th element of q and $\dot{q}_i$ is the i -th element of $\dot{q}$. The term c_{kj} in (2) are known as Christoffel symbols.

Pannatee Rakprayoon and Peerayot Sanposh are with the Intelligent Mechatronics Automation Robotics and Control Laboratory, Department of Electrical Engineering, Kasetsart University, Bangkok 10903 Thailand (e-mail: mcsquire.tu@gmail.com, peerayot@ku.ac.th).

Nattapon Chayopitak is with the Industrial Control and Automation Laboratory, National Electronics and Computer Technology Center, Pathumthani 12120 Thailand (e-mail: nattapon.chayopitak@nectec.or.th).

B. SCARA Dynamic Equations with Payload

In this paper, a SCARA robot is used as an example of the studies. According to [8], the inertia and Coriolis matrices are described by

$$M(q) = \begin{bmatrix} I_1 + 2I_2 \cos q_2 & I_3 + I_2 \cos q_2 \\ I_3 + I_2 \cos q_2 & I_3 \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$C(q, \dot{q}) = \begin{bmatrix} -2I_2 \sin(q_2) \dot{q}_1 \dot{q}_2 - I_2 \sin(q_2) \dot{q}_2^2 \\ I_2 \sin(q_2) \dot{q}_1^2 \end{bmatrix} \quad (4)$$

where I_1 , I_2 and I_3 are given by

$$I_1 = 0.25m_1L_1^2 + m_2(0.25L_2^2 + L_1^2) + J_1 + J_2 + (m_3 + m_l)(L_1^2 + L_2^2) \quad (5)$$

$$I_2 = 0.25m_2L_1L_2 + (m_3 + m_l)L_1L_2 \quad (6)$$

$$I_3 = 0.25m_2L_2^2 + J_2 + (m_3 + m_l)L_2^2 \quad (7)$$

where m_i is the mass of link i , L_i is the length of link i and m_l is the payload. Since the two axes of the SCARA robot only move in the horizontal plane, the gravitational force vector $g(q)$ is zero. The diagram of the Berkeley/NSK two link direct drive SCARA robot is shown in Fig. 1.

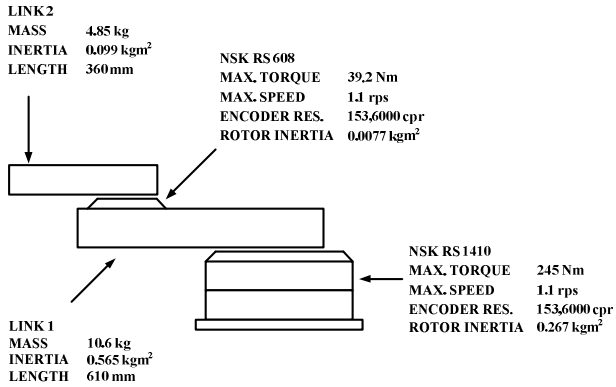


Fig. 1. Berkeley/NSK two link direct drive SCARA robot [9].

III. DESIRED COMPENSATION LEARNING LAW (DCLL)

A. Control Structural

From [9], the DCLL control objective is to drive the manipulator to track of desired periodic position and velocity commands in the joint space. Let the desired periodic signals with known period T be

$$q^d(t+T) = q^d(t), \dot{q}^d(t+T) = \dot{q}^d(t), \ddot{q}^d(t+T) = \ddot{q}^d(t) \quad (8)$$

Then the position tracking error is defined as

$$\tilde{q} = q - q^d \quad (9)$$

The velocity tracking error is defined as

$$\tilde{q}_v = \dot{\tilde{q}} + \lambda \tilde{q} \quad , \lambda > 0 \quad (10)$$

$$\dot{\tilde{q}} = \dot{q}^d - \dot{q} \quad (11)$$

where the constant term is added for stability reason [9].

The controller is represented by the feedback and feedforward compensation terms

$$\tau = -K_p \tilde{q} - K_v \tilde{q}_v - q_n(\tilde{q}_v, \tilde{q}) + \hat{w}_d \quad (12)$$

where K_p and K_v are the positive definite PD fixed gain matrix. The feedback compensation is defined by

$$q_n(\tilde{q}_v, \tilde{q}) = \sigma_n |\tilde{q}|^2 \tilde{q}_v \quad , \sigma_n > 0 \quad (13)$$

and the feedforward compensation term is the function of desired trajectory, given by

$$w_d = M(q^d) \ddot{q}^d + C(q^d, \dot{q}^d) \dot{q}^d + B \dot{q}^d + g(q^d) \quad (14)$$

Since the feedforward compensation must be computed from the dynamic model of the manipulator and the desired trajectory, DCLL is developed to approximate the periodic feedforward term by learning from the periodic error in order to reduce the position error. Let $\hat{w}_{d_j}$ be the j th element of w_d estimated by a linear combination of unknown parameter $\hat{\theta}_i$ and a pre-selected periodic shape function ϕ . This approximation is denoted as

$$\hat{w}_{d_j} = \sum_{i=0}^N \hat{\theta}_i^j \phi_i(t) \quad (15)$$

The unknown parameters $\hat{\theta}_i$ are estimated on-line by the estimation law

$$\frac{d}{dt} \hat{\theta}_i = -K_{l_i} \phi_i(t) \tilde{q}_v(t) \quad , K_{l_i} > 0 \quad (16)$$

where K_{l_i} is the positive definite learning gain of the i th axis. The block diagram of DCLL is shown in Fig. 2.

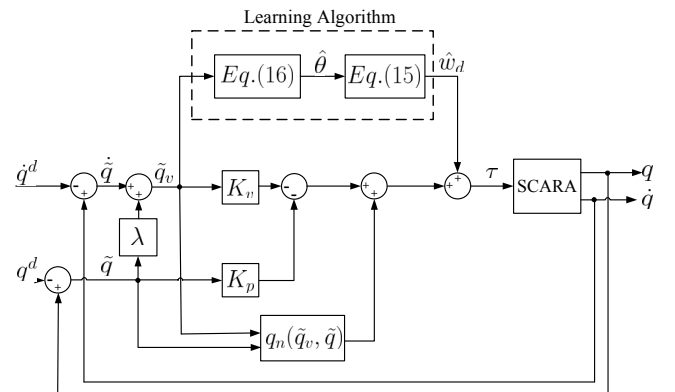


Fig. 2. Control block diagram

The digital implementation of DCLL using the zero-order hold is given by

$$\hat{\theta}_i(\bar{k}) = \hat{\theta}_i(\bar{k} - 1) - K_{li}\phi_i \sum_{i=k-m+1}^k \tilde{q}_v(i)\Delta t \quad (17)$$

$$\hat{w}_d(\bar{k}) = \sum_{i=0}^N \hat{\theta}_i(\bar{k})\phi_i(\bar{k}) \quad (18)$$

where Δt is the sampling time, $\bar{k}$ is the index of the adaptive portion and k is the index of the feedback portion. In practice, the index $\bar{k}$ must be updated faster than the index k with the updating rate m , i.e. $k = m\bar{k}$, to ensure stability. Large value of m means that the requirement of the processor's performance is reduced since the feedback portion may be updated much slower than the adaptive portion, allocating most processing time to the more demanding adaptive control loop. However, large m may affect the accuracy of the estimated feedforward compensator and the position error, depending on the selection of the shape function ϕ_i .

B. The Shape Function of DCLL

The shape function ϕ_i can be selected under the restriction of a mechanical definition [6]. If ϕ_i is a countable collection of linearly independent function, for $\varepsilon > 0$, there exist an N and θ_i such that

$$\sup_{t \in [0, T]} \left| w_d(t) - \sum_{i=0}^N \theta_i^j \phi_i(t) \right| < \varepsilon \quad (19)$$

Two shape functions are considered in this paper.

1) *Piecewise Linear Approximation*: Similar to the finite element approximation [10], the piecewise linear approximation can be effectively used to approximate different kinds of periodic signals. Its shape function can be described by

$$\phi_i(t) = \begin{cases} 1 - \tau_i & \text{if } 0 \leq \tau_i < 1 \\ 1 + \tau_i & \text{if } -1 \leq \tau_i < 0 \\ 0 & \text{else} \end{cases} \quad (20)$$

where $\tau_i = \frac{t}{T}N - i$, $i = 1, 2, 3 \dots N$ and $\phi_i(t + kT) = \phi_i(t)$, $k = 1, 2, 3 \dots N$. The example of the piecewise linear shape function for $N = 3$ and $T = 5$ is shown in Fig. 3. Since the accuracy of estimated function based on value N , high accuracy approximation requires large N resulting in small sampling time that the controller must be able to respond.

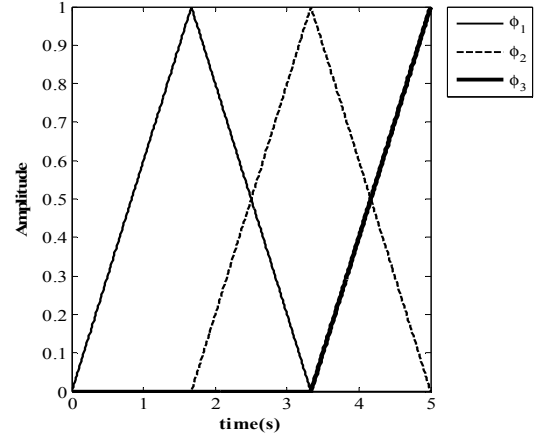


Fig. 3. Shape function using piecewise linear, $T = 5$ and $N = 3$.

2) *B-Spline Approximation*: Because the piecewise linear approximation uses fixed and non-adjustable interval, the accuracy of the approximation is reduced when m is large. The B-spline approximation can address this problem using piecewise polynomial as the shape function by allowing more flexibility and dynamics between the intervals. The B-spline of degree 0 is defined by

$$B_i^0(t) = \begin{cases} 1 & \text{if } t_i \leq t < t_{i+1} \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (21)$$

and the higher degree B-spline of degree $p \geq 1$ is represented by

$$B_i^p(t) = \left(\frac{t - t_i}{t_{i+p} - t_i}\right)B_i^p(t) + \left(\frac{t_{i+p+1} - t}{t_{i+p+1} - t_{i+1}}\right)B_{i+1}^p(t) \quad (22)$$

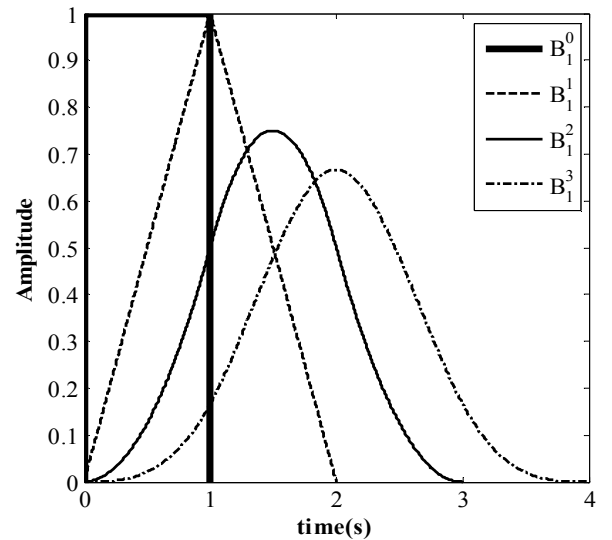


Fig. 4. Example of B-spline $B_1^0, B_1^1, B_1^2, B_1^3$ [11].

In this paper, the interval $[t_{i+1}, t_i]$ is fixed and denoted as

$$t_{i+1} - t_i = h \quad (23)$$

$$h = \frac{T}{N + p} \quad (24)$$

where T is the period of the desired trajectory and h is the length of the interval $[t_{i+1}, t_i]$. The examples of $B_1^0, B_1^1, B_1^2, B_1^3$ are shown in Fig. 4.

Since B-spline of degree 2 is the minimum degree that is required for estimating smooth function [11], [12], the shape function is defined as the B-spline of degree 2 given by

$$\phi_i(t) = \begin{cases} \frac{(t_i - t)^2}{2h^2} & \text{if } t_i \leq t < t_{i+1} \\ -\left(\frac{3t_i - 3t}{h}\right) - \left(\frac{t_i - t}{h}\right)^2 & \text{if } t_{i+1} \leq t < t_{i+2} \\ \frac{(3h + t_i - t)^2}{2h^2} & \text{if } t_{i+2} \leq t < t_{i+3} \\ 0 & \text{else} \end{cases} \quad (25)$$

where $t_i = (i - 1)h$, $i = 1, 2, 3 \dots N + 1$ and $\phi_i(t + kT) = \phi_i(t)$, $k = 1, 2, 3 \dots N$. The example of the degree-2 B-spline for $N = 3$ and $T = 5$ is shown in Fig. 5.

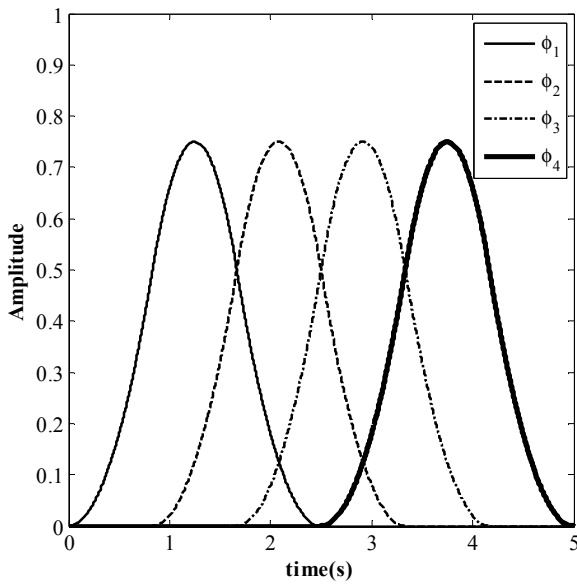


Fig. 5. Shape function using B-spline of degree 2, $T = 5$ and $N = 3$.

IV. SIMULATION RESULTS

In this paper, the simulation of DCLL is implemented for a Berkeley/NSK two link direct drive SCARA robot [13]. The pick and place desired trajectory of the 2 axes are defined using a seventh order polynomial with period $T = 5$ as shown in Fig. 6. The dynamic model according to (3)-(4) is given by

$$I_1 = 3.1623 + 0.94(m_3 + m_l) \quad (26)$$

$$I_2 = 0.1062 + 0.0644(m_3 + m_l) \quad (27)$$

$$I_3 = 0.17285 + 0.0864(m_3 + m_l) \quad (28)$$

where $m_3 = 3 \text{ kg}$ and m_l is the payload varying periodically for pick-and-place applications as shown in Fig. 7. The maximum payload is set as 2 kg (66.67 % of the nominal load m_3). The DCLL is implemented using the zeros-order hold (17)-(18) with $\Delta t = 2 \text{ ms}$. The PD gains for feedback portion and learning gain for the adaptive portion are

$$\begin{aligned} K_p &= \text{diag}(1000, 800) \\ K_v &= \text{diag}(100, 50) \\ K_{l_i} &= 5000 \\ \sigma &= 10 \\ \lambda &= 10 \\ N &= 50 \end{aligned}$$

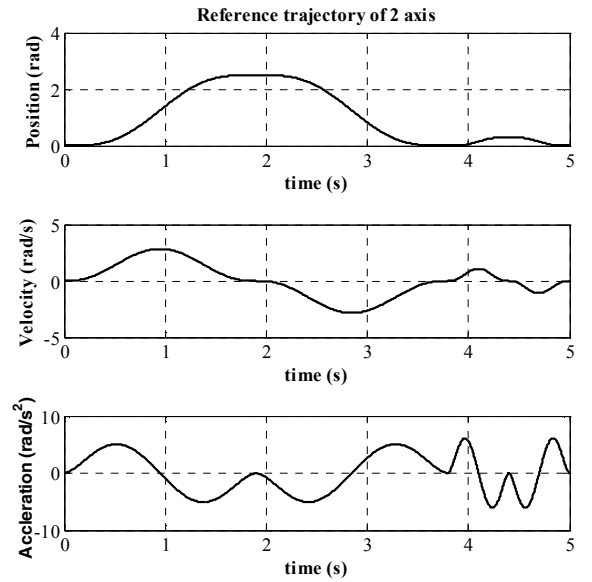


Fig. 6. Desired position, velocity and acceleration of 2 axis.

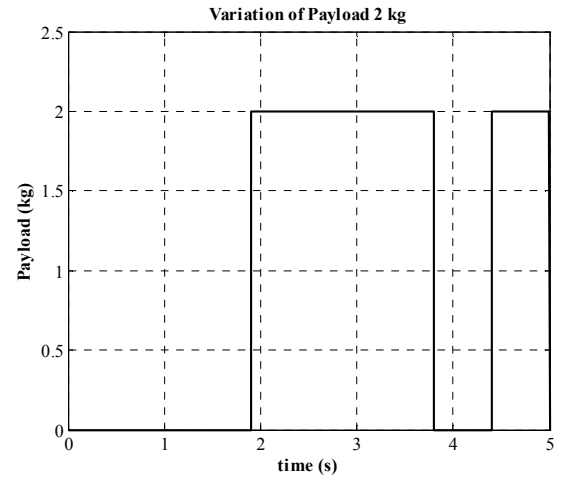


Fig. 7. Payload variation of a period is set as 2 kg or 66.67 % of nominal load m_3 .

Two values of the updating rate m between the feedback and the adaptive portion is used to demonstrate the effectiveness of the proposed shape function using the B-spline approximation in comparison with the piecewise linear.

The simulation results with payload variation ($m_l = 2 \text{ kg}$) are shown in Fig. 10 for $m = 4$ and in Fig. 11 for $m = 15$ (i.e. the feedback portion is updated 4 and 15 times, respectively, slower than the adaptive portion). The results shown in Fig. 10 indicate fast convergence with small steady state errors when both types of the shape functions are used with sufficient updating time between the feedback and the adaptive portions. The results in Fig. 11 and Fig. 12 when $m = 15$ where large command delay is present indicate that the position error using the proposed B-spline shape function converge faster with excellent steady state error. On the other hand, the position error using the piecewise linear shape function converge more slowly and the position error even increases. The simulation point out that the large m influence on the position error using piecewise linear shape function because the estimated feedforward compensator using piecewise linear is linear in non-adaptive interval or $m\Delta t_s$ second. In other words, B-spline estimate the feedforward compensator from piecewise polynomial that is the cause of spline function of the feedforward compensator. Then, the B-spline basis function can estimate feedforward compensator better than piecewise linear basis function in the present of large m and payload variation.

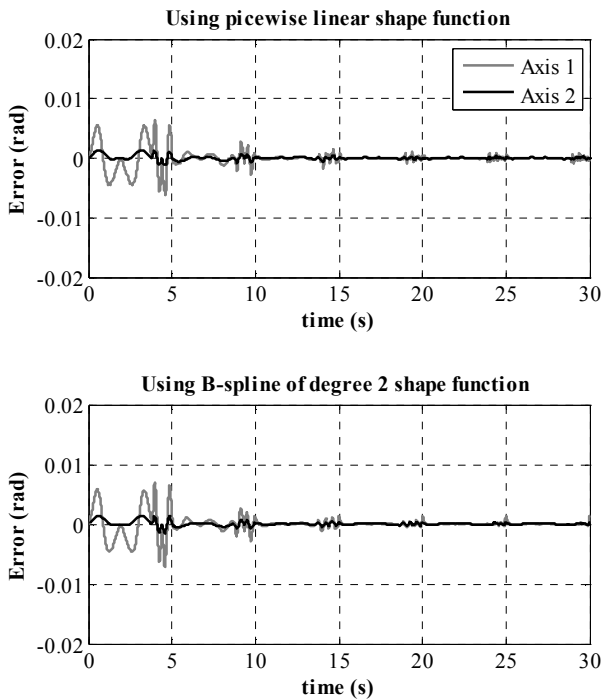


Fig. 8. Position error using DCLL for axis 1 and 2 when $m = 4$ with $m_l = 0 \text{ kg}$.

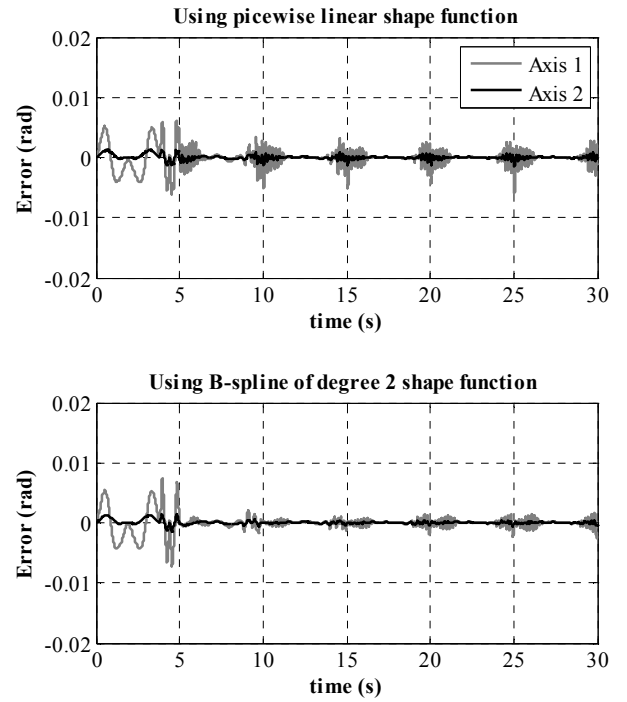


Fig. 9. Position error using DCLL for axis 1 and 2 when $m = 15$ with $m_l = 0 \text{ kg}$.

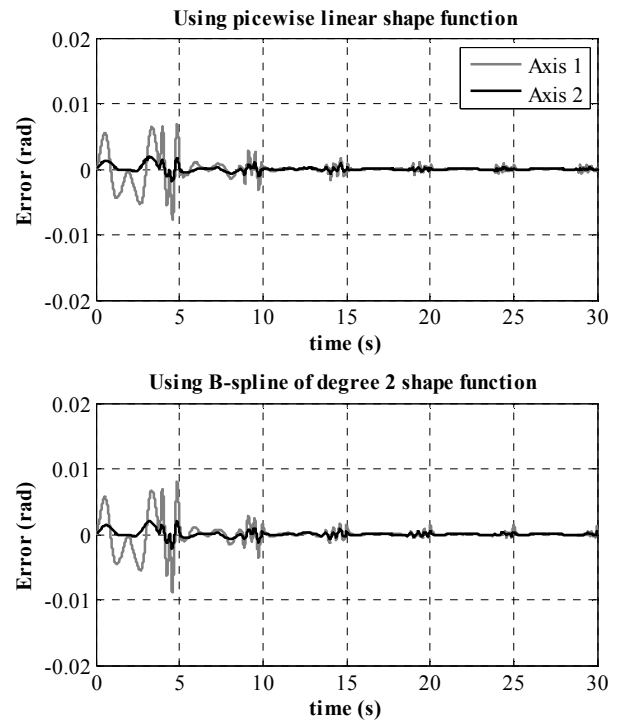


Fig. 10. Position error using DCLL for axis 1 and 2 when $m = 4$ with $m_l = 2 \text{ kg}$.

V. CONCLUSION

The DCLL has been studied and implemented for the SCARA robot under the slowly updating scheme using the piecewise linear shape function and the proposed B-spline shape function. The simulation results show that the robustness and accuracy of the tracking using the proposed B-spline shape function can be greatly improved even under payload variation and slow feedforward command update. This also suggests that the requirement of the processor may be reduced when the proposed shape function is implemented for DCLL without compromising the performance.

REFERENCES

- [1] J. Craig, *Introduction to Robotics: Mechanics and Control*, 4th edition, Upper Saddle River, NJ: Pearson Prentice Hall, 2005.
- [2] J. Craig, P. Hsu and S. S. Sastry, "Adaptive control of mechanical manipulators," *Proceedings of IEEE International Conference on Robotics and Automation*, San Francisco, CA, vol. 3, pp. 190–195, Apr 1986.
- [3] D. A. Bristow, M. Tharayil, A. G. Alleyne, "A survey of iterative learning control," *IEEE Control Systems Magazines*, vol. 26, no. 3, pp. 96–114, 2006.
- [4] Y. Wang, F. Gao, F. J. Doyle, "Survey on iterative learning control, repetitive control, and run-to-run control," *Journal of Process Control*, vol. 19, no. 10, pp.1589–1600, 2009.
- [5] N. Sadegh and K. Guglielmo, "A new repetitive controller mechanical manipulators," *Journal of Robotic Systems*, vol. 8, pp. 507–529, 1991.
- [6] N. Sadegh and K. Guglielmo, "Design and implementation of adaptive and repetitive controllers for mechanical manipulators", *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, vol. 8, no. 3, pp. 395–400, 1992.
- [7] M. W. Spong, S. Hutchinson and M. Vidyasagar, *Robot Modeling and Control*. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2006
- [8] T. A. Rieswijk, "Robot trajectory planning a model based geometrically constrained approach," *PhD thesis*, Dept. Elect., TU Delft, Netherlands, 1992.
- [9] N. Sadegh and R. Horowitz, "Stability and robustness analysis of a class of adaptive control for robotic manipulators," *International Journal of Robotics Research*, vol. 9, no. 3, pp. 74–92, 1990.
- [10] D. W. Pepper, J. C. Heinrich, *The Finite Element Method: Basic Concepts and Applications*, Boca Raton, FL: Taylor & Francis, 2006.
- [11] C. D. Boor, *A Practical Guide to Splines*, New York, NY: Springer-Verlag, 1987.
- [12] D. Kincaid and W. Cheney, *Numerical Analysis Mathematics of Scientific Computing*, Pacific Grove, CALIF: Brooks/Cole Publishing, 1991.
- [13] B. Yao and M. Tomizuka, "Comparative experiments of robust and adaptive control with new robust adaptive controllers for robot manipulators," *Proceedings of IEEE Conference on Decision and Control*, Orlando, FL vol. 2, pp. 1290–1295, Dec 1994.

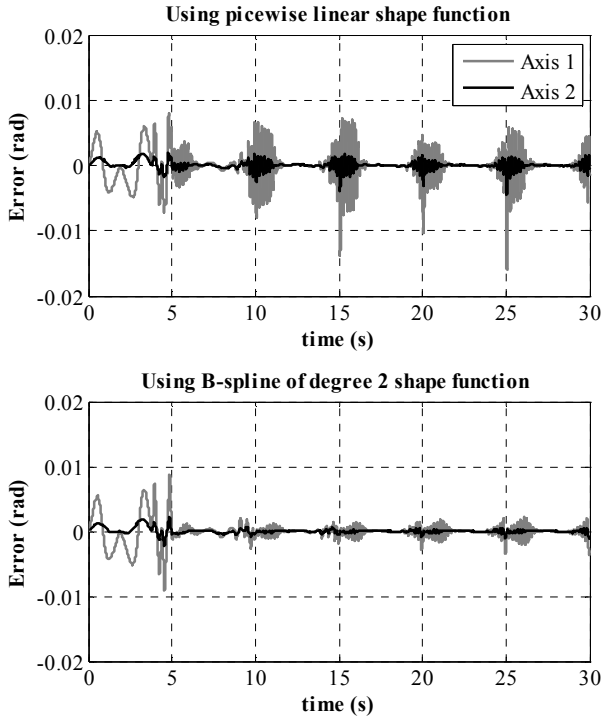


Fig. 11. Position error using DCLL for axis 1 and 2 when $m = 15$ with $m_l = 2$ kg.

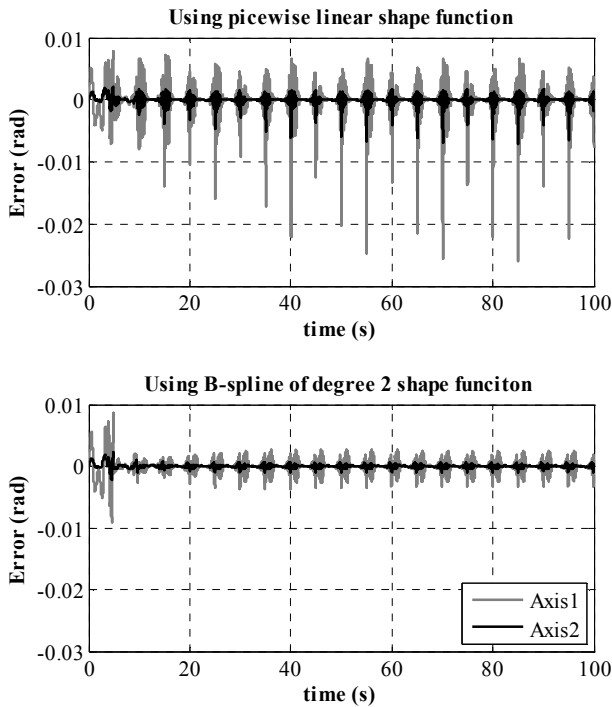


Fig. 12. Position error using DCLL for axis 1 and 2 when $m = 15$ with $m_l = 2$ kg that expanded to 100 sec.

เรื่องเต็มการประชุมทางวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 50
The Proceeding of 50th Kasetsart University Annual Conference



แก้วิกฤตธรรมชาติ สร้างโอกาสเกษตรไทย ก้าวไกลสู่อาเซียน

Solve the Environmental Crises Seek Opportunities for Thai Agriculture Step forward with ASEAN

เล่มที่ 4



สาขาสถาปัตยกรรมศาสตร์และวิศวกรรมศาสตร์

Subject: Architecture and Engineering

30. สท.วศ.54/O203 การออกแบบระบบควบคุมแบบคงทนสำหรับหุ่นยนต์สการา โดยใช้ทฤษฎี
ป้อนกลับเชิงปริมาณ..... 240
Robust Control System Design for SCARA Robots Using Quantitative
Feedback Theory
โดย ขวลิต นฤมิตรบรรกุล พีระยศ แสนโกชณ์
และวิฑิต ฉัตรรัตนกุลชัย
31. สท.วศ.55/O208 การศึกษาความเป็นไปได้ของระบบพืชพรรณเพื่อบำบัดน้ำเสียชุมชน.....248
Feasibility Study of Bioretention System for Domestic Wastewater
Treatment
โดย พืระกานต์ บรรเจิดกิจ
32. สท.วศ.57/O220 การศึกษาความสัมพันธ์ระหว่างดัชนีพืชพรรณและช่วงอายุของยางพารา
โดยการประยุกต์ใช้ข้อมูลจากดาวเทียม SMMS..... 256
Study on Relation between Vegetation Index and Range of Rubber
Age Using SMMS Satellite Imagery
โดย ประเสริฐษา ญาคำ ศุภกิจ นนทนันทน์
และศิบุญ เมธากุลชาติ

ภาคโปสเตอร์ (Poster Presentation)

1. สท.วศ.2/P7 รถไฟฟ้า 2 ล้อแบบสมดุล..... 267
Balancing Electric Scooter
โดย ไพโรจน์ ทองประศรี
2. สท.วศ.4/P40 การปรับปรุงสมบัติของยางอะคริลิกเพื่อใช้ผลิตซีลกันน้ำมันสำหรับรถยนต์
ด้วยวัสดุยืดหยุ่นอนุภาคนาโนเมตร..... 275
Modification of Acrylic Rubber for the Production of Oil-seal by
Using Elastomeric Nanoparticles
โดย นิตยา ธาตุทอง และสิริจุฑารัตน์ ไควาวิสารัช

การออกแบบระบบควบคุมแบบคงทนสำหรับหุ่นยนต์สการา โดยใช้ทฤษฎีป้อนกลับเชิงปริมาณ Robust Control System Design for SCARA Robots using Quantitative Feedback Theory

ชาวลิต นฤมิตรกุล¹ พีระยศ แสนโกชณ์¹ และ วิฑิต ฉัตรรัตนกุลชัย²

Chawalit Narumitbowornkul¹ Peerayot Sanposh¹ and Withit Chatlatanagulchai²

บทคัดย่อ

งานวิจัยนี้เป็นการนำเสนอการออกแบบระบบควบคุมแบบคงทนสำหรับหุ่นยนต์สการา โดยใช้ทฤษฎีป้อนกลับเชิงปริมาณ ซึ่งในงานวิจัยนี้จะทำการพิจารณาและออกแบบตัวควบคุมของแกนที่ 1 และแกนที่ 2 ของหุ่นยนต์สการา ซึ่งพบว่าระบบนั้นเป็นระบบหลายสัญญาณป้อนเข้าป้อนออก อีกทั้งยังเป็นระบบที่ไม่เชิงเส้นอีกด้วย จึงเป็นการยากที่จะสามารถหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของแขนหุ่นยนต์ให้มีความถูกต้องและแม่นยำ เนื่องจากความไม่แน่นอนที่เกิดขึ้นของพลาเน็ต สิ่งรบกวนทางด้านเข้าและด้านออกของระบบ และสัญญาณรบกวนจากการวัด ดังนั้นการออกแบบระบบควบคุมแบบคงทน โดยใช้ทฤษฎีป้อนกลับเชิงปริมาณจึงถูกนำมาประยุกต์ใช้ และสามารถทำให้ผลตอบสนองเป็นไปตามที่กำหนด โดยจะแสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพของระบบควบคุมนี้ด้วยผลการจำลองการควบคุมตำแหน่ง

ABSTRACT

This research presents a robust control system for a SCARA robot using quantitative feedback theory. To control 1st and 2nd link of SCARA Robot, we considerate and design controller. Also, the system of SCARA Robot are multi-input multi-output (MIMO) and non-linear. Therefore, it is difficult to find a mathematical model of the robot arm with accuracy, including plant uncertainty, plant-input and plant-output disturbance, and arising noise measurements. So, the durable design of control systems using quantitative feedback theory can be applied and given the demand response. The result demonstrates the effectiveness of this control system with simulation of the control position.

Key Word: SCARA robot, quantitative feedback theory, MIMO system, plant uncertainty

Email address: g521450091@ku.ac.th

¹ห้องปฏิบัติการวิจัยทางด้านแมคคาทรอนิกส์ หุ่นยนต์และการควบคุมชาวนาลาด ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ เลขที่ 50 ถนนงามวงศ์วาน แขวงลาดยาว เขตจตุจักร กรุงเทพฯ 10900

¹Intelligent Mechatronics Robotic and Control Research (IMARC) Laboratory, Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, Kasetsart University, 50 Ngam Wong Wan Rd, Ladyaow, Chatuchuck, Bangkok 10900, Thailand

²ห้องปฏิบัติการควบคุมหุ่นยนต์และการสั่นสะเทือน ภาควิชาวิศวกรรมเครื่องกล คณะวิศวกรรมศาสตร์ ม.เกษตรศาสตร์ กรุงเทพฯ 10900

²Control of Robot and Vibration Laboratory (CRV Lab), Department of Mechanical Engineering, Faculty of Engineering, Kasetsart University, Bangkok 10900, Thailand

คำนำ

ในปัจจุบันนี้หุ่นยนต์ได้เข้ามามีบทบาทที่สำคัญต่อมนุษย์ อาทิเช่น โรงงานอุตสาหกรรมที่ทำการผลิตและประกอบชิ้นส่วนรถยนต์ หรืออุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ เพื่อช่วยประหยัดเวลา และเพิ่มปริมาณในการผลิตให้ทันต่อความต้องการของตลาด ดังนั้นในการศึกษาการควบคุมระบบของหุ่นยนต์นั้นจึงเป็นสิ่งที่สำคัญที่ควรกระทำ เพื่อรองรับเทคโนโลยีสมัยใหม่ที่เกี่ยวข้องกับหุ่นยนต์ในอนาคต ซึ่งจะมีระบบพลวัตที่สลับซับซ้อน ดังนั้นแล้วจึงเป็นการยากในการที่จะหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ถูกต้องและแม่นยำ นอกจากนั้นระบบการควบคุมของหุ่นยนต์ต้องมีสมรรถนะสูงและจะต้องทนทานต่อความไม่แน่นอนของค่าพารามิเตอร์ของพลาเน็ต รวมไปถึงสิ่งรบกวนที่เข้ามายังจุดต่างๆของระบบได้ เพราะฉะนั้นแล้วการออกแบบระบบควบคุมจึงจำเป็นต้องนำเอาสิ่งต่างๆ ที่เกิดขึ้นเหล่านี้มาพิจารณา เพื่อให้ตัวควบคุมสามารถทนทานต่อการเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นได้ จึงจะทำให้ระบบนั้นมีประสิทธิภาพ แต่ก็จะทำให้ปัญหาการออกแบบมีความซับซ้อนมากขึ้น (วโรดม, 2550)

จากการศึกษาพบว่า การออกแบบด้วยทฤษฎีป้อนกลับเชิงปริมาณ (Quantitative Feedback Theory – QFT) มีความน่าสนใจเป็นอย่างยิ่ง เพราะไม่ได้ต้องการความแม่นยำของพลาเน็ตที่สูงมาก แต่จะออกแบบจากเซตของค่าความไม่แน่นอนของพลาเน็ต โดยผู้ที่คิดค้นและพัฒนาทฤษฎีป้อนกลับเชิงปริมาณ คือ Professor Isaac Horowitz ในปี ค.ศ. 1960 ซึ่งเป็นการวิเคราะห์และออกแบบทางด้านโดเมนความถี่ โดยจะออกแบบบนแผนภาพนิโคลส์ (Nichols Chart) และมีงานวิจัยหลายงานที่ได้นำทฤษฎีป้อนกลับเชิงปริมาณไปใช้ในการออกแบบตัวควบคุม เช่น การนำเอาทฤษฎีป้อนกลับเชิงปริมาณมาใช้ในการออกแบบตัวควบคุมของระบบควบคุมการบิน (Phillips et al., 1995) ระบบการควบคุมของกังหันลมขนาดใหญ่ (Houpis et al. 2006) เป็นต้น และในงานวิจัยก่อนหน้านี้ (ชวลิต และ พีระยศ. 2554) ได้ทำการออกแบบกับหุ่นยนต์ก้านเดียวซึ่งเป็นแบบหนึ่งสัญญาณป้อนเข้าและหนึ่งสัญญาณป้อนออก (SISO)

งานวิจัยนี้เป็นการนำเสนอการออกแบบระบบควบคุมตำแหน่งแบบคงทนของหุ่นยนต์สกรู โดยจะทำการออกแบบตัวควบคุมในแกนที่ 1 และแกนที่ 2 ของหุ่นยนต์ ซึ่งเป็นแบบระบบหลายสัญญาณป้อนเข้าป้อนออก (MIMO) พร้อมทั้งแสดงผลตอบสนองของระบบควบคุมในแกนที่ 1 และแกนที่ 2

อุปกรณ์และวิธีการ

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของหุ่นยนต์สกรู

สมการเชิงพลวัตของหุ่นยนต์ 2 แกน (Noorbaksh and Yazdizadeh, 2010) ถูกกำหนดโดย

$$M(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + G(q) + F(\dot{q}) = \tau \quad (1)$$

โดยที่ $M(q)$ คือ เมทริกซ์ของมวล $V(q, \dot{q})$ คือ เมทริกซ์ของแรงเหวี่ยงและแรงโคริอลิส $G(q)$ คือ เวกเตอร์ในเทอมของแรงโน้มถ่วงของโลก และ $F(\dot{q})$ คือ แรงเสียดทาน

ซึ่งสมการลากรางจ์จะถูกนำมาใช้เพื่อพิจารณาหาสมการเชิงพลวัตของหุ่นยนต์ 2 แกน โดยรายละเอียดของสมการเชิงพลวัตแบบที่ไม่เป็นเชิงเส้นจะมีลักษณะดังสมการต่อไปนี้

$$[\theta_1 + 2\theta_2 \cos(q_2)]\ddot{q}_1 + [\theta_3 + \theta_2 \cos(q_2)]\ddot{q}_2 + F_1\dot{q}_1 = \tau_1 = u_1 \quad (2)$$

$$[\theta_2 + \theta_3 \cos(q_2)]\ddot{q}_1 + \theta_2\ddot{q}_2 + F_2\dot{q}_2 = \tau_2 = u_2 \quad (3)$$

โดยที่ F_i คือ สัมประสิทธิ์แรงเสียดทานของแกนที่ i , q_i คือมุมที่เกิดขึ้นของแกนที่ i โดยกำหนดให้เป็นเอิร์พุตของระบบ, τ_i คือแรงบิดของมอเตอร์ของแกนที่ i โดยกำหนดให้ u_i เป็นอินพุตของระบบ และกำหนดให้

$$\left. \begin{aligned} \theta_1 &= I_1 + I_2 + m_1 x_1^2 + m_2 (l_1^2 + x_2^2) \\ \theta_2 &= m_2 l_1 x_2 \\ \theta_3 &= I_2 + m_2 x_2^2 \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

โดยที่ I_i คือ โมเมนต์ความเฉื่อยของแกนที่ i , m_i คือ มวลของแกนที่ i , l_i คือ ความยาวของแกนที่ i และ x_i คือ ตำแหน่งจุดกึ่งกลางของแกนที่ i

จากสมการไม่เป็นเชิงเส้น (2) และ (3) สามารถประมาณให้เป็นเชิงเส้น รอบจุดสมดุล (0,0) และสามารถหาองค์ประกอบของพลาเน็ต P จากสมการของฟังก์ชันถ่ายโอนเชิงเส้น ซึ่งกำหนดโดย

$$\begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \end{bmatrix} = P \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} \\ p_{21} & p_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$p_{11}(s) = \frac{\theta_2 s + F_2}{s\beta(s)} \quad (6)$$

$$p_{12}(s) = \frac{-(\theta_3 + \theta_2 h)}{\beta(s)} \quad (7)$$

$$p_{21}(s) = \frac{-(\theta_3 + \theta_2 h)}{\beta(s)} \quad (8)$$

$$p_{22}(s) = \frac{(\theta_1 + 2\theta_2 h)s + F_1}{s\beta(s)} \quad (9)$$

โดย

$$\beta(s) = A_2 s^2 + A_1 s + A_0 \quad (10)$$

โดยมีสัมประสิทธิ์ดังนี้

$$\left. \begin{aligned} A_2 &= \theta_3 (\theta_1 + 2\theta_2) - (\theta_3 + \theta_2 h)^2 \\ A_1 &= \theta_3 F_1 + F_2 (\theta_1 + 2\theta_2 h) \\ A_0 &= F_1 F_2 \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

และค่าพารามิเตอร์ของหุ่นยนต์สการา (Garcia et al., 2002) จะแสดงไว้ใน Table 1

Table 1 SCARA robot parameter

Parameter	Nominal value	Minimum value	Maximum value
m_1	15 kg	12 kg	18 kg
m_2	12 kg	9 kg	15 kg
I_1	0.23 kgm ²	-	-
I_2	0.16 kgm ²	-	-
l_1	0.25 m	-	-
l_2	0.25 m	-	-
x_1	0.125 m	-	-
x_2	0.125 m	-	-
F_1	2.99 s/rad	0.89 s/rad	5.08 s/rad
F_2	0.69 s/rad	0.155 s/rad	1.225 s/rad

การออกแบบตัวควบคุมและตัวกรอง

ในการออกแบบระบบควบคุมแบบคงทนด้วยทฤษฎีป้อนกลับเชิงปริมาณนั้น มีขั้นตอนหลักในการออกแบบ 3 ขั้นตอน ประกอบด้วย ขั้นที่ 1 คือ กำหนดคุณลักษณะของระบบตามที่ต้องการ ขั้นที่ 2 คือ การสร้างแผ่นแบบพลาเน็ต (plant template) ที่เกิดจากเซตของค่าความไม่แน่นอนของพลาเน็ตบนความถี่ที่สนใจ พร้อมทั้งเลือกนอมินัลพลาเน็ต (nominal plant) เพื่อใช้เป็นพลาเน็ตในการออกแบบตัวควบคุม ขั้นที่ 3 คือ การออกแบบตัวควบคุมและตัวกรอง โดยในการออกแบบระบบควบคุมจะทำการพิจารณาระบบควบคุมแบบป้อนกลับ ดัง Figure 1 ซึ่งประกอบด้วย P คือ พลาเน็ตที่ประกอบด้วยเซต $\mathcal{P}$ ซึ่งครอบคลุมค่าความไม่แน่นอนที่เกิดขึ้นทั้งหมด, G คือ ตัวควบคุม, F คือ ตัวกรองของระบบ, H คือ เซนเซอร์, R คือ สัญญาณอินพุตอ้างอิง, E คือ ค่าความผิดพลาด, U คือ สัญญาณตัวควบคุม, Y คือ สัญญาณขาออกของระบบ, N คือ สัญญาณรบกวนจากการวัด, D_i คือ ค่าของสิ่งรบกวนทางด้านเข้าของระบบ, D_o คือ ค่าของสิ่งรบกวนทางด้านออกของระบบ

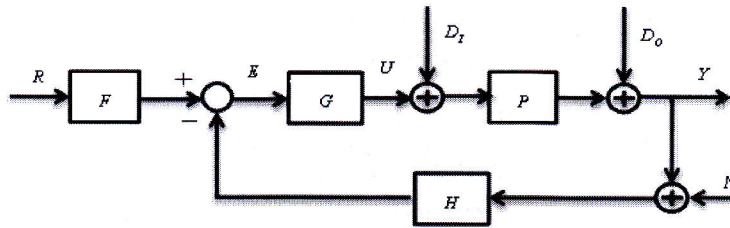


Figure 1 Feedback control system configuration

ในการสร้างขอบเขตตามทฤษฎีป้อนกลับเชิงปริมาณเพื่อออกแบบระบบควบคุมให้มีประสิทธิภาพตามที่ต้องการนั้น จะพิจารณาสมการที่ได้จากบล็อกไดอะแกรมของ Figure 1 และจะออกแบบทางด้านโดเมนความถี่ (Craig et al, 2003) ดังนี้

1. ขอบเขตส่วนเผื่อเสถียรภาพของระบบ

$$\left| \frac{Y}{R} \right| = \left| F \frac{PG}{1+PGH} \right| \leq W_{s1} \quad (12)$$

2. การจำกัดสัญญาณของสิ่งรบกวนด้านเข้าของระบบ

$$\left| \frac{Y}{D_i} \right| = \left| \frac{P}{1+PGH} \right| \leq W_{D_i} \quad (13)$$

3. การจำกัดสัญญาณของสิ่งรบกวนด้านออกของระบบ

$$\left| \frac{Y}{D_o} \right| = \left| \frac{1}{1+PGH} \right| \leq W_{D_o} \quad (14)$$

4. ขอบเขตการติดตาม

$$W_{low} \leq \left| F \frac{PG}{1+PGH} \right| \leq W_{up} \quad (15)$$

5. การจำกัดสัญญาณรบกวนจากการวัด

$$\left| \frac{Y}{N} \right| = \left| \frac{-PG}{1+PGH} \right| \leq W_N \quad (16)$$

โดยที่ W_{s1} คือ ขอบเขตส่วนเผื่อเสถียรภาพ, W_{D_i} คือ ปริมาณของขอบเขตที่ใช้ในการจำกัดสิ่งรบกวนทางด้านเข้าของระบบ, W_{D_o} คือ ปริมาณของขอบเขตที่ใช้ในการจำกัดสิ่งรบกวนทางด้านออกของระบบ, W_{up} คือ ค่าขอบเขตบน, W_{low} คือ ค่าขอบเขตล่าง, W_N คือ ค่าขอบเขตของสัญญาณรบกวน

ในการออกแบบตัวควบคุม แผ่นแบบพลาตันจะถูกนำมาใช้ร่วมกับขอบเขตที่กำหนดตามทฤษฎีป้อนกลับเชิงปริมาณ เพื่อให้มีความสอดคล้องกันและจะเลือกนอมินัลพลาตัน P_o จากเซตของความไม่แน่นอนเชิงพารามิเตอร์ของพลาตัน เพื่อใช้ในการออกแบบตัวควบคุม G ที่จะทำให้ได้วงนอมินัล (nominal loop) $L_o = GP_o$ มีคุณลักษณะและประสิทธิภาพตามที่ต้องการ โดยในการออกแบบนั้นจะนำฟังก์ชันถ่ายโอนพื้นฐานมาใช้งาน และในบทความนี้ได้ทำการออกแบบตัวควบคุมทั้งหมดบนโปรแกรม MATLAB โดยใช้ QFT Control Design Toolbox

การออกแบบตัวควบคุมของหุ่นยนต์สกปรานนั้นจะออกแบบเพื่อให้มีความสอดคล้องกับคุณลักษณะดังนี้
ข้อกำหนดเสถียรภาพ: ส่วนเผื่อเกนอย่างน้อย 1.833 (5.26 dB) และมีส่วนเผื่อเฟสอย่างน้อย 50°
ข้อกำหนดสมรรถนะ: ค่าพุงเกินน้อยกว่า 10% และค่าเวลาเข้าที่น้อยกว่า 5 วินาที

จากข้อกำหนดสมรรถนะสามารถคำนวณหาคำนวนหาฟังก์ชันถ่ายโอนของขอบเขตบนและขอบเขตล่างได้ดังสมการที่ (17) และ (18) ตามลำดับ

$$W_{up} = \frac{0.5862(s+10)}{s^2 + 4s + 5.862} \quad (17)$$

$$W_{low} = \frac{1.256}{(s^2 + 2s + 1.256)(s+10)} \quad (18)$$

โดยในการออกแบบการระบบควบคุมตำแหน่งของหุ่นยนต์สกปรานนั้น เนื่องจากเป็นระบบระบบหลายสัญญาณป้อนเข้าป้อนออก หลักการโดยทั่วไปยังคงสามารถใช้หลักการพื้นฐาน เพียงแต่อาจจะมีความซับซ้อนมากยิ่งขึ้น ในระบบ MIMO ถ้าหากว่าเมทริกซ์ถ่ายโอน $P(s)$ ไม่ได้มีค่าแต่เฉพาะสมาชิกในแนวทแยงมุมหมายความว่าระบบจะมีการเชื่อมต่อระหว่างแกนแนล อาจจะทำให้พบว่าการออกแบบตัวควบคุมในแต่ละแกนแนลเป็นอิสระต่อกันสามารถได้ระบบป้อนกลับที่มีคุณสมบัติที่ดี การออกแบบจะทำการออกแบบทีละแกนแนลและทำการปิดวงป้อนกลับแกนแนลที่ออกแบบแล้ว ก่อนที่จะออกแบบแกนแนลต่อไป วิธีการนี้เรียกว่า “การปิดวงโดยลำดับ” (Sequential loop closure) การออกแบบที่ง่ายที่สุดสำหรับระบบ MIMO คือทำการแบ่งระบบออกเป็นระบบ SISO แล้วทำการออกแบบทีละวง ดัง Figure 2 แสดงให้เห็นว่าจะเริ่มทำการออกแบบตัวควบคุม $G_1(s)$ สำหรับวงที่หนึ่งก่อนแล้วทำการปิดวงที่หนึ่ง ก่อนที่จะทำการออกแบบตัวควบคุม $G_2(s)$ ถ้าหากว่า $P(s)$ มีการเชื่อมต่อระหว่างวงที่หนึ่งและสอง ผลกระทบจากการเชื่อมต่อนั้นจะปรากฏในฟังก์ชันถ่ายโอนทั้งหมดที่ต่ออนุกรมกับตัวควบคุม $G_2(s)$ ขณะที่ทำการออกแบบสำหรับวงที่สองหลังจากนั้นทำการปิดวงที่สอง และทำการออกแบบตัวควบคุม $G_3(s)$ ทำเช่นนี้จนครบทั้งหมด ลักษณะของตัวควบคุมเมื่อทำการรวมเข้าเป็นเมทริกซ์ถ่ายโอนจะมีค่าแต่เฉพาะสมาชิกในแนวเส้นทแยงมุมของเมทริกซ์ เรียกตัวควบคุมแบบนี้ว่า “ตัวควบคุมทแยงมุม” (Diagonal controller) ลักษณะ Figure 2 (ขวา) ซึ่งแตกต่างจากกรณีทั่วไป ที่ตัวควบคุมจะเป็นระบบ MIMO ดัง Figure 2 (ซ้าย) ซึ่งอยู่ในรูปเมทริกซ์ถ่ายโอนที่สามารถมีสมาชิกอื่นนอกเหนือจากแนวเส้นทแยงมุมได้

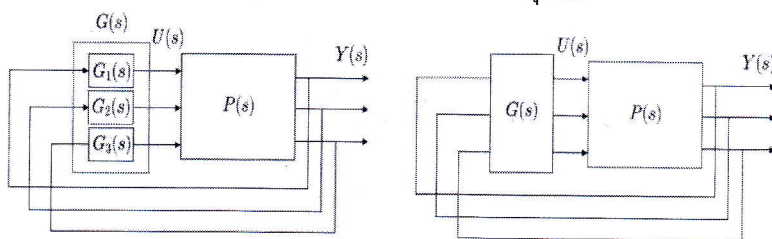


Figure 2 Diagonal MIMO controller (left) and general MIMO controller (right)

ในงานวิจัยนี้ได้ดำเนินการออกแบบตัวควบคุมและตัวกรองเพื่อให้มีลักษณะสอดคล้องกับคุณสมบัติที่กำหนดแล้วและจะออกแบบตัวควบคุมและตัวกรองโดยการพิจารณาระบบวงปิดซึ่งมีลักษณะดัง Figure 3

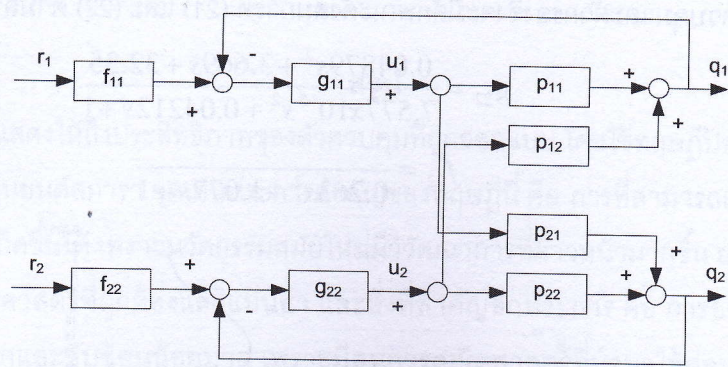


Figure 3 Diagonal closed-loop controller for two-input two-output system

โดยในงานวิจัยนี้ได้ทำการวิเคราะห์และออกแบบตัวควบคุมและตัวกรองในวงที่ 1 (g_{11} กับ f_{11}) เป็นลำดับแรกและตามด้วยการวิเคราะห์และออกแบบตัวควบคุมและตัวกรองในวงที่ 2 (g_{22} กับ f_{22}) เป็นลำดับถัดไป ซึ่งผลที่ได้หลังจากออกแบบตัวควบคุมและตัวกรองในวงที่ 1 จะเป็นดังสมการที่ (19) และ (20) และมีลักษณะหลังการออกแบบตัวควบคุมและตัวกรองดัง Figure 4 และ 5

$$g_{11} = \frac{1.211s^3 + 17.14s^2 + 61.29s + 31.5}{0.001339s^3 + 0.06046s^2 + 1.044s + 1}$$

(19)

$$f_{11} = \frac{1}{0.04726s^2 + 0.6724s + 1}$$

(20)

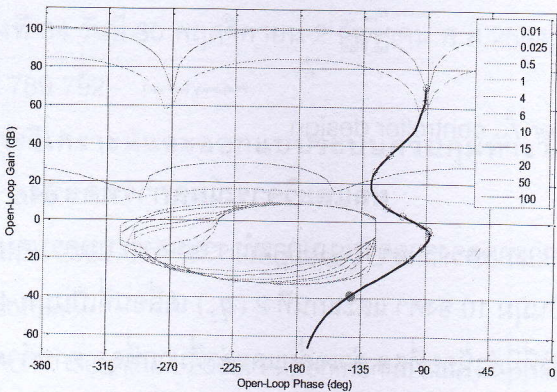


Figure 4 Nichols chart after g_{11} controller design

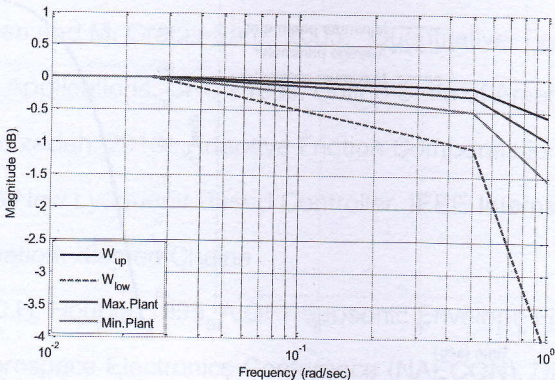


Figure 5 Bode plot after f_{11} controller design

หลังจากที่ได้ทำการออกแบบตัวควบคุมและตัวกรองในวงที่ 1 เรียบร้อยแล้วก็จะทำการออกแบบตัวควบคุมของวงที่ 2 ซึ่งผลที่ได้หลังการออกแบบตัวควบคุมและตัวกรองก็จะมีลักษณะดัง Figure 6 และ 7 แล้วจึงจะได้สมการของตัวควบคุมและตัวกรองซึ่งจะมีลักษณะดังสมการที่ (21) และ (22) ตามลำดับ

$$g_{22} = \frac{0.04879s^2 + 3.669s + 32.35}{7.577 \times 10^{-5}s^2 + 0.04212s + 1} \quad (21)$$

$$f_{22} = \frac{1}{0.263s^2 + 1.077s + 1} \quad (22)$$

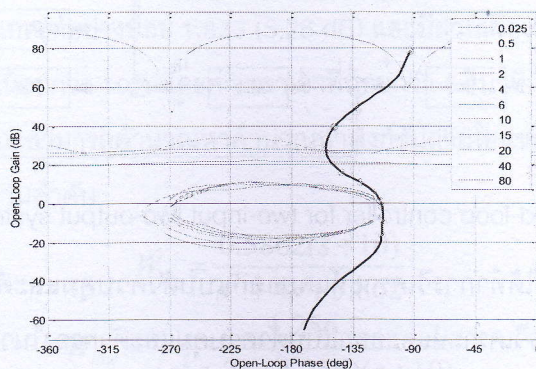


Figure 6 Nichols chart after g_{22} controller design

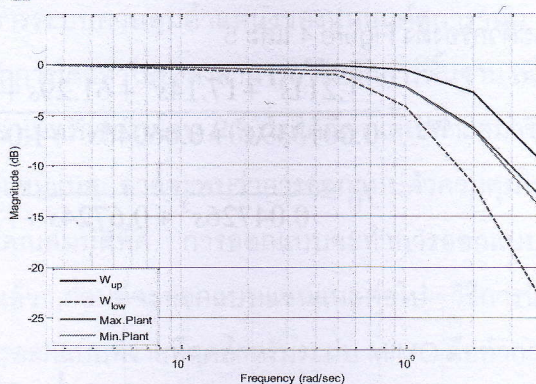


Figure 7 Bode plot after f_{22} controller design

ผลและวิจารณ์ผลการทดลอง

งานวิจัยนี้ได้ทำการทดลองจำลองระบบการทำงานของระบบควบคุมตำแหน่งของหุ่นยนต์ โดยกำหนดให้แกนที่ 1 (q_1) เคลื่อนที่เป็นมุม 10 องศา และแกนที่ 2 (q_2) เคลื่อนที่เป็นมุม 45 องศา ซึ่งทำการจำลองทั้งหมด 3 ครั้ง โดยใช้ค่าพารามิเตอร์ที่มีค่าน้อยที่สุด ค่าเฉลี่ยและค่าที่มากที่สุด ตามลำดับ

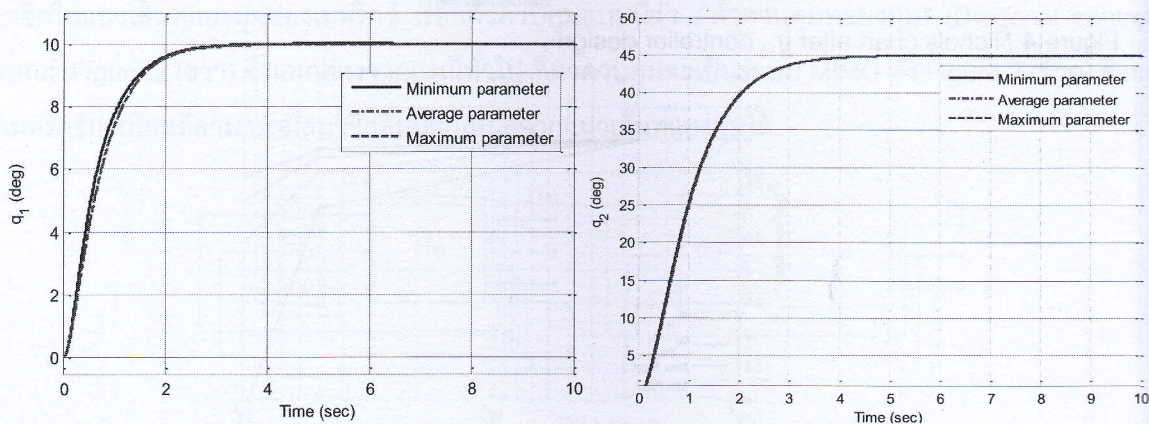


Figure 8 Simulation results of the first link (q_1) (left) and of the second link (q_2) (right)

จากผลการทดลองใน Figure 8 จะเห็นได้ว่า ผลตอบสนองการทำงานของหุ่นยนต์ทั้งสองแกนนั้นสามารถทำงานได้ตามที่กำหนดทุกประการ และสามารถเอาชนะความไม่แน่นอนของระบบที่เกิดจาก ค่าความไม่แน่นอนที่เกิดขึ้นของพลาเน็ตได้

สรุป

งานวิจัยนี้ได้แสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพของตัวควบคุมที่ถูกออกแบบ โดยใช้ทฤษฎีป้อนกลับเชิงปริมาณเพื่อนำมาประยุกต์ใช้กับหุ่นยนต์สกรู จุดเด่นประการสำคัญของทฤษฎีนี้ คือ การที่สามารถเอาชนะความไม่แน่นอนของค่าพารามิเตอร์ที่เกิดขึ้นได้ เพราะนวัตกรรมสมัยใหม่มีวิวัฒนาการที่ก้าวหน้ามากขึ้น ย่อมเป็นการยากที่จะหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ถูกต้องและแม่นยำ และสิ่งที่สำคัญอีกประการ คือ การออกแบบตัวควบคุมด้วยทฤษฎีนี้มีความยุ่งยากและซับซ้อนน้อยมาก เพราะมีสมการคณิตศาสตร์ที่นำมาใช้ค่อนข้างน้อย แต่จะเน้นไปในทางปฏิบัติ ซึ่งสามารถนำทฤษฎีป้อนกลับเชิงปริมาณไปประยุกต์ใช้งานได้จริงในงานอุตสาหกรรมต่อไป และจะทำการออกแบบและเปรียบเทียบกับทฤษฎีของการควบคุมแบบอื่นในงานวิจัยต่อไป

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ บริษัท Terasoft จำกัด ที่ให้นำ QFT Control Design Toolbox Evaluation Version สำหรับใช้กับโปรแกรม MATLAB และขอขอบคุณสำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย เลขที่ทุน IUG5280005 ที่ส่งเสริมการทำโครงการวิจัยนี้

เอกสารอ้างอิง

- ชวลิต นฤมิตรวรกุล และ พีระยศ แสนโกชณ์. 2554. การควบคุมตำแหน่งแบบคงทนของแขนหุ่นยนต์ก้านเดียวที่มีค่าความไม่แน่นอนเชิงพารามิเตอร์โดยใช้ทฤษฎีป้อนกลับเชิงปริมาณ. **การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 34** วันที่ 30 พฤศจิกายน-2 ธันวาคม พ.ศ.2554, โรงแรมแอมบาสเดอร์ ซิตี้ จอมเทียน จ.ชลบุรี, หน้า 789-792
- วโรดม ตู้จินดา. 2550. **การวิเคราะห์และออกแบบระบบควบคุมทางวิศวกรรมศาสตร์**. สำนักพิมพ์มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์.
- Craig, B., Y. Chait and O. Yaniv. 2003. The QFT Frequency Domain Control Design Toolbox For Use with MATLAB. Terasoft Inc.
- Garcia, A., E. R. De Pieri., and R. Guenther. 2002. Experimental study applied to an industrial robot by using variable structure controllers and friction compensation. **J. Braz. Soc. Mech. Sci.** vol.24
- Houpis, C.H., S.J. Rasmussen and M. Gracia-Sanz. 2005. Quantitative Feedback theory: Fundamentals and Applications. **CRC Press**. United State of America.
- Noorbakhsh, M. and A. Yazdizadeh. 2010. Adaptive Friction Compensation in a Two-Link Planar Robot Manipulator Using a New Lyapunov-Based Controller. **IEEE International Conference on Control and Automation**. Xiamen China .
- Philips, S., M. Pachter and C.H. Houpis. 1995. A QFT Subsonic Envelope Flight Control System Design. **National Aerospace Electronics Conference (NAECON)**. Dayton, OH, May 1995.

เรื่องเต็มการประชุมทางวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 50
The Proceeding of 50th Kasetsart University Annual Conference



แก้วิกฤตธรรมชาติ สร้างโอกาสเกษตรไทย ก้าวไกลสู่อาเซียน

Solve the Environmental Crises Seek Opportunities for Thai Agriculture Step forward with ASEAN

เล่มที่ 4



สาขาสถาปัตยกรรมศาสตร์และวิศวกรรมศาสตร์

Subject: Architecture and Engineering



มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

ขอรับรองว่าผลงานวิจัย

เรื่อง

การวางแผนเส้นทางเดินด้วยเวลาน้อยที่สุดสำหรับหุ่นยนต์สการาโดยใช้วิธี
เกาส์ซูโดสเปกตรัลภายใต้เงื่อนไขบังคับของสัญญาณควบคุมและอัตราการ
เปลี่ยนแปลงสัญญาณควบคุม

โดย

ภาณุพันธ์ มังคลา และพีระยศ แสนโกชน์

ได้ผ่านการพิจารณาจากคณะกรรมการผู้ทรงคุณวุฒิ

สาขาสถาปัตยกรรมศาสตร์และวิศวกรรมศาสตร์

และได้นำเสนอในการประชุมทางวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 50
ระหว่างวันที่ 31 มกราคม - 2 กุมภาพันธ์ 2555

(รองศาสตราจารย์ ดร.พนิต เข้มทอง)

รองอธิการบดีฝ่ายวิชาการ

ประธานคณะกรรมการดำเนินงานจัดประชุมทางวิชาการ ครั้งที่ 50

**ผู้ทรงคุณวุฒิภายในมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์
สาขาสถาปัตยกรรมศาสตร์และวิศวกรรมศาสตร์**

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

- | | | | |
|-------------------------------|-----------------------------------|--------------------------------------|--------------------------------|
| 1. รศ.ดร.วรวรรณ ศรีอัคราภิมุข | 2. รศ.ดร.มงคล รักษาพัชรวงศ์ | 3. ผศ.ดร.สุนทร พรวานนท์สถิตย์ | 4. รศ.เกียรติคุณ กวีญาณ |
| 5. ผศ.ดร.ดุสิต ธนพิทยาย | 6. อ.ดร.นันทชัย ภูบัวผื่อน | 7. ผศ.ดร.ปฐมภรณ์ ศรีผดุงธรรม | 8. ผศ.ดร.เอกชัย ไพศาลกิตติสกุล |
| 9. รศ.ดร.พิระยศ แสนโกชย์ | 10. ผศ.ดร.ปานจิต ดำรงกุลกำจร | 11. ผศ.ดร.ดุสิตพิเชษฐ์ ฤกษ์ปรีดาพงศ์ | 12. อ.ดร.สัญญา เดชานุภาพฤทธา |
| 13. อ.ดร.คมสันต์ หงส์สมบัติ | 14. อ.ดร.จันทน์ รุ่งเรืองพิทยากุล | | |

ภาควิชาวิศวกรรมเคมี คณะวิศวกรรมศาสตร์

- | | | | |
|-------------------------------|----------------------------|------------------------------|--------------------------|
| 15. รศ.ดร.อรรณรัตน์ มุ่งเจริญ | 16. รศ.ดร.เมตตา เจริญพานิช | 17. ผศ.ดร.สิริพล อนันตวรสกุล | 18. อ.ดร.เมธี สายศรีหยุด |
| 19. อ.ดร.ธงไทย วิชชุย์ | 20. อ.ดร.ชลิตา เนียมบุญ | | |

ภาควิชาวิศวกรรมเครื่องกล คณะวิศวกรรมศาสตร์

- | | | | |
|-----------------------------|---------------------------|---------------------------------|----------------------------|
| 21. รศ.ดร.ชวลิต กิตติชัยการ | 22. รศ.ดร.ชัยพล ชังชู | 23. ผศ.ดร.ทวีเดช ศิริธนาพิพัฒน์ | 24. อ.ดร.คุณยุต เอี่ยมสอาด |
| 25. อ.ดร.ประพจน์ ขุนทอง | 26. อ.สมสุข เดชสมบูรณ์สุข | | |

ภาควิชาวิศวกรรมคอมพิวเตอร์ คณะวิศวกรรมศาสตร์

- | | | |
|------------------------|-----------------------------|---------------------------------|
| 27. รศ.ดร.กฤษณะ ไวยมัย | 28. ผศ.ดร.พีรวัฒน์ วัฒนพงศ์ | 29. ผศ.ดร.ยอดเยี่ยม ทัพย์สุวรรณ |
|------------------------|-----------------------------|---------------------------------|

ภาควิชาวิศวกรรมโยธา คณะวิศวกรรมศาสตร์

- | | | |
|-----------------------------|----------------------------|--|
| 30. รศ.ดร.ก่อโชค จันทรวงกูร | 31. ผศ.ดร.बारเมศ วรรณะภูติ | ภาควิชาวิทยาศาสตร์สิ่งแวดล้อม คณะวิทยาศาสตร์ |
|-----------------------------|----------------------------|--|

ภาควิชาวิศวกรรมวัสดุ คณะวิศวกรรมศาสตร์

- | | | |
|-----------------------------------|------------------------|--|
| 33. อ.ดร.ราชธีร์ เดชไพศาลเจริญกิจ | 34. อ.ดร.ปณณมี สัจจกมล | ภาควิชาวิศวกรรมอุตสาหการ คณะวิศวกรรมศาสตร์ |
|-----------------------------------|------------------------|--|

ภาควิชาวิศวกรรมสิ่งแวดล้อม คณะวิศวกรรมศาสตร์

- | | | |
|--------------------------------|--------------------------------|-------------------------------|
| 35. ผศ.ดร.สัญญา สิริวิทยาปกรณ์ | 36. อ.ดร.สุชาติ เหลืองประเสริฐ | 37. ผศ.ดร.พงศ์ศักดิ์ หนูพันธ์ |
|--------------------------------|--------------------------------|-------------------------------|

คณะทรัพยากรธรรมชาติและสิ่งแวดล้อม มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ วิทยาเขตศรีราชา

- | |
|------------------------|
| 38. ผศ.ดร.สุนทร ขุนทอง |
|------------------------|

สาขาวิชาวิศวกรรมเครื่องกลและการผลิต คณะวิทยาศาสตร์และวิศวกรรมศาสตร์ วิทยาเขตเฉลิมพระเกียรติ จังหวัดสกลนคร

- | |
|------------------------|
| 39. อ.ดร.ทวี งามวิไลกร |
|------------------------|

**ผู้ทรงคุณวุฒิภายนอกมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์
สาขาสถาปัตยกรรมศาสตร์และวิศวกรรมศาสตร์**

ภาควิชาวิศวกรรมเคมี คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยศรีนครินทรวิโรฒ องครักษ์

- | | | | |
|-----------------------------------|-----------------------------|-----------------------------|--------------------------|
| 1. อ.ดร.อัญชลี สุวรรณมณี | 2. ผศ.ดร.สินศุภา จัยจุลเจิม | 3. ผศ.ดร.สิทธิพันธ์ ท่อแก้ว | 4. อ.ดร.จันจิรา จัปศิลป์ |
| 5. ผศ.ดร.วรรณวิไล ไกรเพชร เอวานส์ | | | |

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

- | | |
|-------------------------|-----------------------|
| 6. ผศ.ดร.สุรินทร์ คำผอย | 7. ผศ.นรเศรษฐ พัฒนเดช |
|-------------------------|-----------------------|

ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุมและเครื่องมือวัด คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี

- | | |
|----------------------------|----------------------------|
| 8. ผศ.ดร.พจน์ ตั้งงามจิตต์ | 9. ผศ.ดร.วันจักรี เล่นวารี |
|----------------------------|----------------------------|

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

- | | | | |
|---------------------------|------------------------------|-------------------------|---------------------------|
| 10. รศ.ดร.เอกชัย ลีลาธรรม | 11. รศ.ดร.เดวิด บรรจงพงศ์ชัย | 12. อ.ดร.สุชัย ชัยทัศน์ | 13. อ.ดร.ชาญณรงค์ บาลมงคล |
|---------------------------|------------------------------|-------------------------|---------------------------|

- | | |
|--------------------------------------|---|
| 14. ดร.อัญชลี มโนกุล | ศูนย์เทคโนโลยีโลหะและวัสดุแห่งชาติ |
| 15. ดร.ยุทธิพงศ์ ทัดผดุง | กองพัฒนารัฐกิจและการตลาด การไฟฟ้าส่วนภูมิภาค |
| 16. ผศ.ดร.วัชรพล สุขโหด | School of Management Asian Institute of Technology |
| 17. รศ.ศิริชัย หงษ์วิทยาการ | คณะสถาปัตยกรรมศาสตร์และการออกแบบสิ่งแวดล้อม มหาวิทยาลัยแม่โจ้ |
| 18. รศ.ดร.สุเชษฐ์ ลิขิตเลอสรวง | ภาควิชาวิศวกรรมโยธา คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย |
| 19. อ.ดร.บุญรัตน์ โล่วงศ์วิวัฒน์ | ภาควิชาวิศวกรรมโลหการ คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย |
| 20. รศ.ดร.วิบูลย์ แสงวีระพันธุ์ศิริ | ภาควิชาวิศวกรรมเครื่องกล คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย |
| 21. ผศ.ดร.อรรถสิทธิ์ สุรฤกษ์ | ภาควิชาวิศวกรรมคอมพิวเตอร์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย |
| 22. รศ. ดร.ธนาชัย กุลวรรณิชพงษ์ | สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี |
| 23. ผศ.ดร.ชลอ จารุสุทธิรักษ์ | ภาควิชาเคมี คณะวิทยาศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง |
| 24. ผศ. ดร.เกษมสันต์ มโนชัยพิบูลย์ | บัณฑิตวิทยาลัยร่วมด้านพลังงานและสิ่งแวดล้อม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี |
| 25. รศ.ดร. ชีวศักดิ์ พงษ์บุญเรืองกิจ | ภาควิชาวิศวกรรมโยธา คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ |
| 26. รศ.ดร.สมชาติ จิรวิภากร | สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง |
| 27. รศ.ดร.วารีย์ กงประเวชนนท์ | ภาควิชาเทคโนโลยีสารสนเทศคอมพิวเตอร์และการสื่อสาร (ICT) สถาบันเทคโนโลยีนานาชาติสิรินธร มหาวิทยาลัยธรรมศาสตร์ ศูนย์รังสิต |
| 28. ผศ.ดร.อริสรา ชัยกิตติรัตน | ภาควิชาวิศวกรรมเครื่องกลและการบิน-อวกาศ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ |
| 29. อ.ดร.กุลยา สาริชีวิน | สาขาวิชาวิศวกรรมสิ่งแวดล้อม ภาควิชาวิศวกรรมโยธา คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี |

การวางแผนเส้นทางเดินด้วยเวลาน้อยที่สุดสำหรับหุ่นยนต์สการาโดยใช้วิธีเกาส์โดสเปคตรัล
ภายใต้เงื่อนไขบังคับของสัญญาณควบคุมและอัตราการเปลี่ยนแปลงสัญญาณควบคุม
Minimum-Time Path Planning for SCARA Robot using Gauss Pseudospectral Method
under Control Input and Control Input Rate Constraints

ภาณุพันธ์ มังคลา¹ และ พีระยศ แสนโกชณ์¹
Panupun Mungkala¹ and Peerayot Sanposh¹

บทคัดย่อ

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอการวางแผนเส้นทางเดินสำหรับหุ่นยนต์สการาโดยใช้วิธีเกาส์โดสเปคตรัลเพื่อแก้ปัญหาการควบคุมที่เหมาะสมที่สุดแบบไม่เป็นเชิงเส้นด้วยวิธีทางตรงโดยทำการดิสครีไทเซชันของปัญหาการควบคุมที่เหมาะสมที่สุดแบบต่อเนื่องไปเป็นการแก้ปัญหาของโปรแกรมที่ไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งจะใช้การประมาณแบบครอบคลุมเชิงพหุนามไปยังสมการเชิงพลวัต โดยการจัดวางที่จุดเลอจองด์เกาส์ ประสิทธิภาพของวิธีเกาส์โดสเปคตรัลแสดงได้จากการจำลองการวางแผนเส้นทางเดินที่เหมาะสมที่สุดของหุ่นยนต์สการา โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อหาเส้นทางเดินที่เหมาะสมที่สุดในการย้ายแขนของหุ่นยนต์ระหว่างจุดสองจุดด้วยเวลาน้อยที่สุดภายใต้เงื่อนไขบังคับของสัญญาณควบคุมและอัตราการเปลี่ยนแปลงสัญญาณควบคุม

ABSTRACT

This research proposes the path planning for SCARA robot using Gauss pseudospectral method (GPM) for solving nonlinear optimal control problems. This method is a direct method for discretizing a continuous optimal control problem into a nonlinear program (NLP). Furthermore, it is based on using global polynomial approximations to the dynamic equations at a set of Legendre-Gauss collocation points (LG points). The effectiveness of this approach has been demonstrated by simulating path planning optimization of a SCARA robot. The objective is to find the minimum-time path planning to move a robotic arm between two points in minimum time under control input and control input rate constraints.

Key Words: minimum-time path planning for SCARA robot, gauss pseudospectral method under control input and control input rate Constraints

e-mail address: ¹panupun_ku@hotmail.com

¹ ห้องปฏิบัติการวิจัยทางด้านแมคคาทรอนิกส์ หุ่นยนต์ และการควบคุมชาวนฉลาด ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ เลขที่ 50 ถนนงามวงศ์วาน แขวงลาดยาว เขตจตุจักร กรุงเทพฯ 10903

¹ Intelligent Mechatronics Robotic and Control Research (IMARC) Laboratory, Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, Kasetsart University, 50 Ngam Wong Wan Rd, Ladyaow, Chatuchak, Bangkok 10903.

คำนำ

วิธีเกาส์-โคซเพลตรัลเป็นเทคนิควิธีการคำนวณสำหรับการแก้ปัญหาคอมพิวเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดแบบไม่เป็นเชิงเส้น เพื่อให้มีประสิทธิภาพ และมีความแม่นยำสูงสำหรับการประมาณค่าสแตต (state) และสัญญาณควบคุม (control) ซึ่งใช้การประมาณค่าฟังก์ชันต่อเนื่อง โดยการเลือกควอดราเจอร์โนด (quadrature node) และพหุนามเชิงตั้งฉาก (orthogonal polynomial) ซึ่งโดยทั่วไปจะใช้พหุนามเลจองด์ (Legendre polynomial) วิธีเกาส์-โคซเพลตรัลถูกพัฒนาในปี ค.ศ. 2004 โดยความพยายามของ Benson เพื่อการประมาณค่าสแตต และสัญญาณควบคุม โดยใช้พหุนามลากรางจ์ และการจัดวางที่จุดเลจองด์เกาส์ (Legendre-Gauss collocation points) วิธีเกาส์-โคซเพลตรัลได้รับความนิยมอย่างแพร่หลายสำหรับการแก้ปัญหาคอมพิวเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดด้วยระเบียบวิธีเชิงตัวเลข ซึ่งวิธีเกาส์-โคซเพลตรัลในงานวิจัยนี้จะใช้วิธีทางตรง (direct method) สำหรับการแก้ปัญหาเชิงตัวเลข โดยทำการดิสครีไทเซชันของปัญหาคอมพิวเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดแบบต่อเนื่องไปเป็นการแก้ปัญหาของโปรแกรมที่ไม่เป็นเชิงเส้น เพื่อหาค่าของสแตต (state) และสัญญาณควบคุม (control) วิธีเกาส์-โคซเพลตรัลบางงานวิจัยอาจเรียกว่าวิธีการจัดวางเชิงตั้งฉาก (Orthogonal Collocation Methods) ซึ่งแบ่งเป็นวิธีการจัดวางแบบครอบคลุม และวิธีการจัดวางแบบเฉพาะที่ ซึ่งในปี ค.ศ. 2008 Huntington ได้ทำการเปรียบเทียบวิธีทั้งสองแบบแล้วพบว่าวิธีการจัดวางแบบครอบคลุมให้ผลลัพธ์ที่มีความแม่นยำ และมีประสิทธิภาพมากกว่าวิธีการจัดวางแบบเฉพาะที่ ดังนั้นวิธีเกาส์-โคซเพลตรัลในงานวิจัยนี้จึงได้เลือกใช้วิธีการจัดวางแบบครอบคลุม โดยใช้การประมาณเชิงพหุนามแบบครอบคลุม (global polynomial approximations) และการจัดวางที่จุดเลจองด์เกาส์ไปยังสมการเชิงพลวัต ซึ่งจะอยู่ในรูปแบบสมการพีชคณิตเชิงอนุพันธ์ โดยจุดสำหรับการจัดวาง และการประมาณเชิงพหุนามมีที่มาจากวิธีเกาส์ควอดราเจอร์ (Gauss Quadrature) ในระเบียบวิธีเชิงตัวเลข (Richard and Faires, 2000) มีงานวิจัยหลายงานได้นำวิธีเกาส์-โคซเพลตรัลไปใช้ในการแก้ปัญหาคอมพิวเตอร์ที่เหมาะสมที่สุด เช่น การจำลองแนววิถีที่เหมาะสมที่สุดของจรวดขนส่งอวกาศ (Benson, 2004) การกำหนดค่าที่เหมาะสมที่สุดในการเคลื่อนไหวของยานอวกาศ (Geoffrey, 2007) การกำหนดค่าที่เหมาะสมที่สุดในการจัดทำเชื้อเพลิงน้อยที่สุดสำหรับยานอวกาศ (Geoffrey et al., 2007) การหาสภาวะที่เหมาะสมที่สุดสำหรับการควบคุมเครื่องปฏิกรณ์เคมี (Cuthrell and Biegler, 1989) และเนื่องจากงานวิจัยที่นำวิธีเกาส์-โคซเพลตรัลไปใช้นั้นส่วนมากจะเป็นงานวิจัยทางด้านวิศวกรรมเคมี และวิศวกรรมการบินและอวกาศ ดังนั้นเพื่อให้มีการประยุกต์ใช้วิธีเกาส์-โคซเพลตรัลที่หลากหลายเพิ่มมากขึ้น บทความนี้จึงได้นำวิธีเกาส์-โคซเพลตรัลไปประยุกต์ใช้กับหุ่นยนต์สกราราเพื่อหาเส้นทางเดินที่เหมาะสมที่สุดในการย้ายแขนของหุ่นยนต์ระหว่างจุดสองจุดโดยใช้เวลาน้อยที่สุดภายใต้เงื่อนไขบังคับของสัญญาณควบคุมและอัตราการเปลี่ยนแปลงสัญญาณควบคุม

อุปกรณ์และวิธีการ

ปัญหาคอมพิวเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดแบบต่อเนื่อง (Benson, 2004)

พิจารณารูปแบบทั่วไปของปัญหาคอมพิวเตอร์ที่เหมาะสมที่สุด โดยกำหนดให้สแตต คือ $x(t) \in \mathbb{R}^n$ และสัญญาณควบคุมคือ $u(t) \in \mathbb{R}^m$ บนช่วงเวลา $t \in [t_0, t_f]$ ซึ่งต้องการให้ฟังก์ชันจุดประสงค์ (objective function)

$$J(x, u) = \phi(x(t_0), t_0, x(t_f), t_f) + \int_{t_0}^{t_f} L(x(t), u(t), t) dt \quad (1)$$

มีค่าน้อยที่สุดภายใต้เงื่อนไขบังคับเชิงพลวัต (dynamic constraints) เงื่อนไขขอบเขต (boundary conditions) และเงื่อนไขบังคับอสมการเชิงวิถี (inequality path constraints) ตามลำดับ ดังนี้

$$\dot{x}(t) = f(x(t), u(t), t), \quad (2)$$

$$\psi(x(t_0), t_0, x(t_f), t_f) = 0, \quad (3)$$

$$c(x(t), u(t), t) \leq 0 \quad (4)$$

ปัญหาการควบคุมที่เหมาะสมที่สุดแบบต่อเนื่องในสมการที่ (1) ถึง (4) จะเรียกว่าปัญหาโบลซาแบบต่อเนื่อง

วิธีเกาส์ชูโดสเปกตรัล (Gauss Pseudospectral Method) (Benson, 2004)

วิธีเกาส์ชูโดสเปกตรัลจะทำการดิสครีไทเซชันของปัญหาโบลซาแบบต่อเนื่องจากสมการที่ (1) ถึง (4) ไปเป็นการแก้ปัญหของโปรแกรมที่ไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งจะใช้เทคนิคเชิงตัวเลข เพื่อแปลงช่วงเวลาจาก $t \in [t_0, t_f]$ ไปยัง $\tau \in [-1, 1]$ โดยการแปลงสัมพรรค (affine transformation) ดังนี้

$$\tau = \frac{2t}{t_f - t_0} - \frac{t_f + t_0}{t_f - t_0} \quad (5)$$

งานวิจัยนี้ได้เลือกการจัดวางที่จุดเลอจองค์เกาส์ คือ $\tau_1, \dots, \tau_N$ ซึ่งกำหนดได้จากค่ารากของพหุนามเลอจองค์ลำดับที่ N ดังนี้

$$P_N(\tau) = \frac{1}{2^N N!} \frac{d^N}{d\tau^N} [(\tau^2 - 1)^N] \quad (6)$$

โดยสอดคล้องกับค่าน้ำหนักเกาส์ (Gauss weights) ซึ่งสามารถคำนวณได้ตามสมการดังนี้

$$w_k = \frac{2}{(1 - \tau_k^2)[P'_N(\tau_k)]^2}, \quad (k = 1, \dots, N) \quad (7)$$

เนื่องจากวิธีเกาส์ชูโดสเปกตรัลจะใช้การจัดวางที่จุดเลอจองค์เกาส์ ดังนั้นจำนวนจุดของการดิสครีไทเซชัน จะเท่ากับผลรวมของจุดเลอจองค์เกาส์ $(\tau_1, \dots, \tau_N)$, $\tau_0 = -1$ และ $\tau_{N+1} = 1$ ตามลำดับ กำหนดได้ดังนี้

$$M = N + 2 \quad (8)$$

เมื่อ M คือจำนวนจุดของการดิสครีไทเซชัน, N คือจำนวนจุดเลอจองค์เกาส์

วิธีเกาส์ชูโดสเปกตรัลจะใช้พื้นฐานการประมาณค่าในช่วงเชิงพหุนามแบบครอบคลุมสำหรับการประมาณสเตต $x(\tau)$ และสัญญาณควบคุม $u(\tau)$ ซึ่งอยู่ภายในช่วง $\tau \in [-1, 1]$ การประมาณสเตต $x(\tau)$ จะใช้การประมาณในช่วงเชิงพหุนามลากรานจ์ $N + 1$ ช่วง กำหนดดังนี้

$$x(\tau) \approx X(\tau) = \sum_{i=0}^N X(\tau_i) \mathcal{L}_i(\tau) \quad (9)$$

เมื่อ $\mathcal{L}_i(\tau)$, $i = 0, \dots, N$ เป็นพหุนามลากรานจ์อันดับ N ซึ่งกำหนดดังนี้

$$\mathcal{L}_i(\tau) = \prod_{j=0, j \neq i}^N \frac{\tau - \tau_j}{\tau_i - \tau_j} \quad (10)$$

การประมาณสัญญาณควบคุม $u(\tau)$ จะใช้การประมาณในช่วงเชิงพหุนามลากรานจ์ N ช่วง ดังนี้

$$u(\tau) \approx U(\tau) = \sum_{i=1}^N U(\tau_i) \mathcal{L}_i^*(\tau) \quad (11)$$

เมื่อ $\mathcal{L}_i^*(\tau)$, $i = 1, \dots, N$ เป็นพหุนามลากรานจ์อันดับ $N - 1$ ซึ่งกำหนดดังนี้

$$\mathcal{L}_i^*(\tau) = \prod_{j=1, j \neq i}^N \frac{\tau - \tau_j}{\tau_i - \tau_j} \quad (12)$$

จากสมการที่ (10) และ (12) จะมีคุณสมบัติดังนี้

$$\mathcal{L}_i(\tau_j) = \begin{cases} 1 & , i = j \\ 0 & , i \neq j \end{cases} \quad (13)$$

$$\mathcal{L}_i^*(\tau_j) = \begin{cases} 1 & , i = j \\ 0 & , i \neq j \end{cases} \quad (14)$$

เมื่อทำการหาอนุพันธ์ในสมการที่ (9) จะได้

$$\dot{x}(\tau) \approx \dot{X}(\tau) = \sum_{i=0}^N x(\tau_i) \dot{\mathcal{L}}_i(\tau) \quad (15)$$

โดยที่อนุพันธ์ของพหุนามลากรานจ์ $\mathcal{L}_i(\tau)$ ที่จุดเลอจองค์เกาส์ คือ $\dot{\mathcal{L}}_i(\tau_k)$, ($k = 1, \dots, N$) ซึ่งสามารถแสดงให้อยู่ในรูปแบบเมทริกซ์ประมาณเชิงอนุพันธ์ (differential approximation matrix) นั่นคือ $D \in \mathbb{R}^{N \times N+1}$ ดังนี้

$$D_{ki} = \dot{\mathcal{L}}_i(\tau_k) = \begin{cases} \frac{(1 + \tau_k) \dot{P}_N(\tau_k) + P_N(\tau_k)}{(\tau_k - \tau_i)[(1 + \tau_i) \dot{P}_N(\tau_i) + P_N(\tau_i)]} & , i \neq k \\ \frac{(1 + \tau_i) \ddot{P}_N(\tau_i) + 2\dot{P}_N(\tau_i)}{2[(1 + \tau_i) \dot{P}_N(\tau_i) + P_N(\tau_i)]} & , i = k \end{cases} \quad (16)$$

เมื่อ $k = 1, \dots, N$ และ $i = 0, \dots, N$ ดังนั้นเงื่อนไขบังคับเชิงพลวัตในสมการที่ (2) จะสามารถกำหนดอยู่ในรูปแบบเงื่อนไขบังคับเชิงพีชคณิตได้ดังนี้

$$\sum_{i=0}^N D_{ki} X_i - \frac{t_f - t_0}{2} f(X_k, U_k, \tau_k; t_0, t_f) = 0 \quad (17)$$

เมื่อ $X_k \equiv X(\tau_k) \in \mathbb{R}^n$ และ $U_k \equiv U(\tau_k) \in \mathbb{R}^m$, ($k = 1, \dots, N$)

จะเห็นว่าเงื่อนไขบังคับเชิงพลวัต คือการจัดวางที่จุดเลอจองค์เกาส์ และไม่ได้อยู่ที่จุดขอบเขต ตัวแปรที่เพิ่มเติมในการดิสครีไทเซชัน คือ $X_0 \equiv X(-1)$ และ X_f หาได้โดยการกำหนดในเทอมของ X_k , ($k = 0, \dots, N$) และ U_k , ($k = 1, \dots, N$) จากวิธีเกาส์ควอดราเจอร์สามารถกำหนดได้ดังนี้

$$X_f = X_0 + \frac{t_f - t_0}{2} \sum_{k=1}^N w_k f(X_k, U_k, \tau_k; t_0, t_f) \quad (18)$$

และฟังก์ชันจุดประสงค์ในสมการที่ (1) จะประมาณโดยใช้วิธีเกาส์ควอดราเจอร์ได้ดังนี้

$$J = \phi(X_0, t_0, X_f, t_f) + \frac{t_f - t_0}{2} \sum_{k=1}^N w_k L(X_k, U_k, \tau_k; t_0, t_f) \quad (19)$$

ส่วนเงื่อนไขขอบเขตในสมการที่ (3) และเงื่อนไขบังคับสมการเชิงวิธีจากสมการที่ (4) สามารถกำหนดได้ดังนี้

$$\psi(X_0, t_0, X_f, t_f) = 0 \quad (20)$$

$$c(X_k, U_k, \tau_k; t_0, t_f) \leq 0, \quad (k = 1, \dots, N) \quad (21)$$

ฟังก์ชันจุดประสงค์ในสมการที่ (19) และเงื่อนไขบังคับเชิงพีชคณิตในสมการที่ (17), (18), (20) และ (21) จะใช้กำหนดไปยังการแก้ปัญหาของโปรแกรมที่ไม่เป็นเชิงเส้น

ปัญหาการควบคุมที่เหมาะสมที่สุดสำหรับการควบคุมที่มีเงื่อนไขบังคับของสัญญาณควบคุมและอัตราการเปลี่ยนแปลงสัญญาณควบคุม

กำหนดให้สเตต คือ $x(t)$ สัญญาณควบคุมคือ $u(t)$ และอัตราการเปลี่ยนแปลงสัญญาณควบคุม $\dot{u}(t)$ บนช่วงเวลา $t \in [t_0, t_f]$ ซึ่งต้องการให้ฟังก์ชันจุดประสงค์ (objective function)

$$J(x, u, \dot{u}) = \phi(x(t_0), t_0, x(t_f), t_f) + \int_{t_0}^{t_f} L(x(t), u(t), \dot{u}(t), t) dt \quad (22)$$

มีค่าน้อยที่สุดภายใต้เงื่อนไขบังคับเชิงพลวัต (dynamic constraints) เงื่อนไขขอบเขต (boundary conditions) และเงื่อนไขบังคับสมการเชิงวิธี (inequality path constraints) ตามลำดับ ดังนี้

$$\dot{x}(t) = f(x(t), u(t), t), \quad (23)$$

$$\psi(x(t_0), t_0, x(t_f), t_f) = 0, \quad (24)$$

$$c(x(t), u(t), \dot{u}(t), t) \leq 0 \quad (25)$$

จากปัญหาการควบคุมที่เหมาะสมที่สุดสำหรับการควบคุมที่มีเงื่อนไขบังคับของสัญญาณควบคุมและอัตราการเปลี่ยนแปลงสัญญาณควบคุมดังสมการที่ (22) ถึง (25) เมื่อกำหนดสเตตใหม่คือ $x_e(t) = (x(t), u(t))$ และสัญญาณควบคุมใหม่คือ $u_e(t) = \dot{u}(t)$ ดังนั้นจะได้ปัญหาการควบคุมที่เหมาะสมที่สุดแบบโบลซา ดังนี้

$$J(x_e, u_e) = \phi(x_e(t_0), t_0, x_e(t_f), t_f) + \int_{t_0}^{t_f} L(x_e(t), u_e(t), t) dt \quad (26)$$

มีค่าน้อยที่สุดภายใต้เงื่อนไขบังคับเชิงพลวัต (dynamic constraints) เงื่อนไขขอบเขต (boundary conditions) และเงื่อนไขบังคับสมการเชิงวิธี (inequality path constraints) ตามลำดับ ดังนี้

$$\dot{x}_e(t) = f(x_e(t), u_e(t), t), \quad (27)$$

$$\psi(x_e(t_0), t_0, x_e(t_f), t_f) = 0, \quad (28)$$

$$c(x_e(t), u_e(t), t) \leq 0 \quad (29)$$

จากนั้นจะทำการแก้ปัญหาการควบคุมที่เหมาะสมที่สุดโดยใช้วิธีเกาส์-โคสเปคตรัล

การวางแผนเส้นทางเดินด้วยเวลาน้อยที่สุดสำหรับหุ่นยนต์สการา

งานวิจัยนี้จะทำการวางแผนเส้นทางเดินที่เหมาะสมที่สุดของหุ่นยนต์สการา ซึ่งมีวัตถุประสงค์เพื่อหาเส้นทางเดินที่เหมาะสมที่สุดในการย้ายแขนของหุ่นยนต์ระหว่างจุดสองจุดด้วยเวลาน้อยที่สุดภายใต้เงื่อนไขบังคับของสัญญาณควบคุมและอัตราการเปลี่ยนแปลงสัญญาณควบคุม โดยใช้แบบจำลองของหุ่นยนต์สการารุ่น IBM 7545 โดยมีสองศาอิสระ ซึ่งในการกำหนดเส้นทางเดินจะพิจารณาที่สองแกน ดังภาพที่ 1

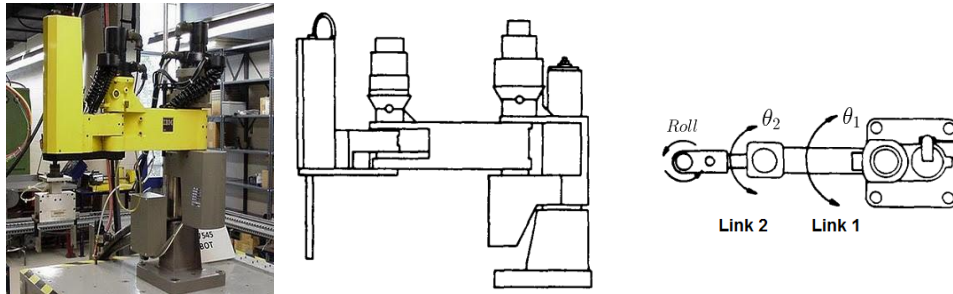


Figure 1 IBM 7545 SCARA robot

ที่มา: Sadegh and Guglielmo (1992)

ในการออกแบบปัญหาการควบคุมที่เหมาะสมที่สุด จะพิจารณาดำเนินการเคลื่อนที่ของแกนที่ 1 และแกนที่ 2 โดยทำการออกแบบเพื่อให้ฟังก์ชันจุดประสงค์

$$J = t_f$$

มีค่าน้อยที่สุด ซึ่งสมการเชิงพลวัตแบบไม่เป็นเชิงเส้นสำหรับการเคลื่อนที่ที่สองแกนของหุ่นยนต์สการารุ่น IBM 7545 คือ

$$\begin{bmatrix} p_1 + 2p_3\cos(\theta_2) & p_2 + p_3\cos(\theta_2) \\ p_2 + p_3\cos(\theta_2) & p_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{\theta}_1 \\ \ddot{\theta}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p_4 & 0 \\ 0 & p_5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\theta}_1 \\ \dot{\theta}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -p_3\sin(\theta_2)(2\dot{\theta}_1\dot{\theta}_2 + \dot{\theta}_2^2) \\ p_3\dot{\theta}_1^2\sin(\theta_2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{\theta_1} \\ u_{\theta_2} \end{bmatrix}$$

โดยที่ θ_1 คือมุมของแกนที่ 1, θ_2 คือมุมระหว่างแกนที่ 1 กับแกนที่ 2, u_{θ_1} คือแรงบิดสำหรับการขับเคลื่อนแกนที่ 1, u_{θ_2} คือแรงบิดสำหรับการขับเคลื่อนแกนที่ 2 และค่าพารามิเตอร์สำหรับหุ่นยนต์สการารุ่น IBM 7545 กำหนดดังนี้

$$P = [p_1 \ p_2 \ p_3 \ p_4 \ p_5] = [0.45 \ 0.22 \ 0.08 \ 1.80 \ 1.40]$$

ส่วนเงื่อนไขขอบเขตเริ่มต้นและสุดท้าย กำหนดดังนี้

$$\text{แกนที่ 1: } \theta_1(t_0) = 0, \theta_1(t_f) = \frac{3\pi}{4}, \dot{\theta}_1(t_0) = \dot{\theta}_1(t_f) = 0$$

$$\text{แกนที่ 2: } \theta_2(t_0) = \frac{\pi}{3}, \theta_2(t_f) = \frac{\pi}{3}, \dot{\theta}_2(t_0) = \dot{\theta}_2(t_f) = 0$$

เงื่อนไขบังคับของมุม แรงบิดสำหรับการขับเคลื่อน และอัตราแรงบิดสำหรับการขับเคลื่อน กำหนดดังนี้

$$\text{แกนที่ 1: } |\theta_1(t)| \leq \pi, |u_{\theta_1}(t)| \leq 1, |\dot{u}_{\theta_1}(t)| \leq 1$$

$$\text{แกนที่ 2: } |\theta_2(t)| \leq \pi, |u_{\theta_2}(t)| \leq 1, |\dot{u}_{\theta_2}(t)| \leq 1$$

จากปัญหาการควบคุมโดยใช้เวลาน้อยที่สุดของหุ่นยนต์สการาภายใต้เงื่อนไขบังคับของแรงบิดสำหรับการขับเคลื่อน และอัตราแรงบิดสำหรับการขับเคลื่อน จะสามารถทำการแก้ปัญหาของโปรแกรมที่ไม่เป็นเชิงเส้น และทำการจำลองการวางแผนเส้นทางเดินที่เหมาะสมที่สุดของหุ่นยนต์สการาโดยใช้โปรแกรม MATLAB และ GPOPS

ผลและวิจารณ์ผลการทดลอง

จากการแก้ปัญหาโดยใช้วิธีเกาส์โดสเปคตรัลภายใต้เงื่อนไขบังคับของแรงบิดสำหรับการขับเคลื่อน และอัตราแรงบิดสำหรับการขับเคลื่อน ซึ่งได้กำหนดจำนวนจุดเลขจังก์ชันที่ $N = 50, 60, 80$ และ 110 ตามลำดับ ดัง Table 1 ซึ่งจากผลการแก้ปัญหาพบว่าวิธีเกาส์โดสเปคตรัลให้ผลที่มีประสิทธิภาพ มีความแม่นยำสูง และมีสัญญาณควบคุมที่ราบเรียบ โดยจะแสดงผลการจำลองการวางแผนเส้นทางเดินในการย้ายแขนของหุ่นยนต์สการาระหว่างจุดสองจุด ดัง Figure 2 และ Figure 3 ตามลำดับ

Table 1 Simulation results of path planning for IBM 7545 SCARA robot using Gauss Pseudospectral Method under control input and control input rate constraints.

Number of Discretization $N + 2$	Objective Function $J = t_f$ (second)	Constraint Violation
52	9.3437	4.4×10^{-6}
62	9.3432	9.1×10^{-6}
82	9.3421	7.0×10^{-6}
112	9.3432	1.1×10^{-6}

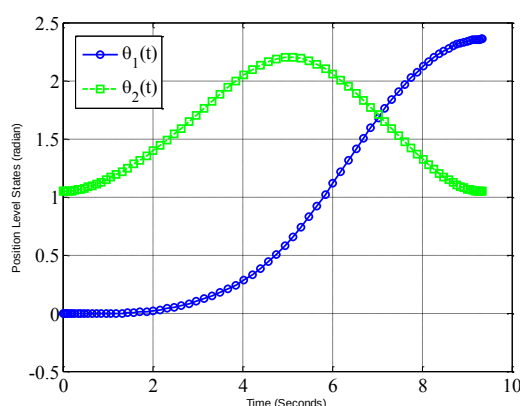


Figure 2 Optimal states of minimum-time path planning to move a SCARA robot arm between two points at 9.3421 second and $N = 80$

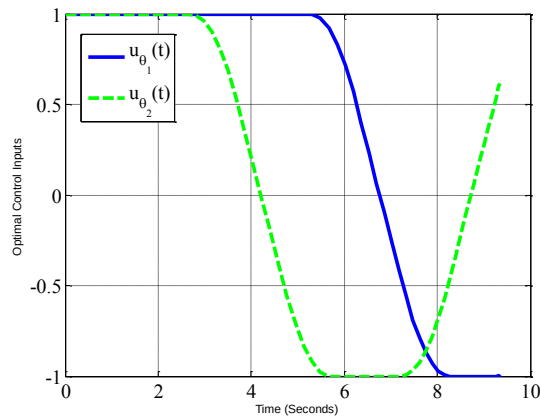


Figure 3 Optimal control input of minimum-time path planning to move a SCARA robot arm between two points at 9.3421 second and $N = 80$

สรุป

จากการนำวิธีเกาส์โดสเปกตรัลมาประยุกต์ใช้ในการวางแผนเส้นทางเดินด้วยเวลาน้อยที่สุดภายใต้เงื่อนไขบังคับของแรงบิดสำหรับการขับเคลื่อน และอัตราแรงบิดสำหรับการขับเคลื่อนสำหรับหุ่นยนต์สกาวารุ่น IBM 7545 พบว่าค่าสเทท และสัญญาณควบคุมมีความราบเรียบ และมีการรู้เข้าแบบเอ็กโพเนนเชียลตามลำดับ ซึ่งเหมาะสำหรับปัญหาที่มีสมการเชิงพลวัตแบบไม่เป็นเชิงเส้นที่ต้องการความราบเรียบของสเททและสัญญาณควบคุม เช่น การเคลื่อนที่ของแขนหุ่นยนต์ ซึ่งในงานวิจัยที่จะพัฒนาต่อไปจะนำผลจากการจำลองในครั้งนี้มาประยุกต์ใช้ร่วมกับการควบคุมป้อนกลับ สำหรับการควบคุมหุ่นยนต์สกาวาจริงในห้องปฏิบัติการต่อไป

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณสำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย เลขที่ทุน IUG5280005 ที่ส่งเสริมการทำโครงการวิจัยนี้

เอกสารอ้างอิง

- Benson, D. 2004. A Gauss Pseudospectral Transcription for Optimal Control. Ph.D. Thesis, Massachusetts Institute of Technology.
- Geoffrey, T. Huntington. 2007. Advancement and Analysis of a Gauss Pseudospectral Transcription for Optimal Control. Ph.D. Thesis, Massachusetts Institute of Technology.
- Geoffrey, T. Huntington. 2008. Comparison of Global and Local Collocation Methods for Optimal Control. Journal of Guidance, Control and Dynamics, Vol. 31, No. 2.
- Geoffrey, T. Huntington, David Benson and A.V. Rao. 2007. Optimal Configuration of Tetrahedral Spacecraft Formations. The Journal of the Astronautical Sciences, Vol. 55, No 2.
- Cuthrell, J.E. and L.T. Biegler. 1989. Simultaneous Optimization and Solution Methods for Batch Reactor Control Profiles. Computers and Chemical Engineering, Vol. 13, Nos. 1/2.
- Sadegh, N. and K. Guglielmo. 1992. Design and Implementation of Adaptive and Repetitive Controllers for Mechanical Manipulators. IEEE Transactions on Robotics and Automation, Vol.8, No. 3.
- Richard, L.B. and J.D. Faires. 2000. Numerical Analysis. Seventh Edition, Brooks Cole.



แบบ สป/สผ/อสป/001-ก(พ)

คำรับรองเกี่ยวกับสิทธิขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร

เขียนที่

วันที่ เดือน พ.ศ.

เรียน อธิบดีกรมทรัพย์สินทางปัญญา

ข้าพเจ้า ทนายสิริพงศ์ แก้วอินท...

ที่อยู่ ๑/๗ ถนนโพธิ์ ๑๕๖ และ

ข้าพเจ้า นายวิชา ศรี...

ที่อยู่ ๒๕๕ หมู่ ๑๔ ๑.๕๖๖๖๖ และ

ข้าพเจ้า นายวิชา แก้วอินท...

ที่อยู่ ๓๘.๗ อ.หนอง...

ขอรับรองและยืนยันเกี่ยวกับสิทธิของข้าพเจ้าในการประดิษฐ์/ออกแบบผลิตภัณฑ์ คือ
(ระบุชื่อการประดิษฐ์/ออกแบบผลิตภัณฑ์) ผลิตภัณฑ์ สำหรับ และ
ซึ่งข้าพเจ้าขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร ดังนี้

1. ข้าพเจ้าเป็นผู้ประดิษฐ์สิ่งที่ยังไม่มีสิทธิบัตรหรืออนุสิทธิบัตร/ผู้ออกแบบสิ่งที่ยังไม่มีสิทธิบัตรดังกล่าว
2. ไม่มีบุคคลหรือหน่วยงานใดมีสิทธิขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร สำหรับการประดิษฐ์/ออกแบบผลิตภัณฑ์ ที่ขอรับสิทธิบัตร
3. ข้าพเจ้ายังไม่ได้โอนสิทธิในการขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร ที่ขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร แก่บุคคลอื่นใด
4. รายละเอียดต่าง ๆ ที่ข้าพเจ้าระบุถึงในคำรับรองนี้ ตลอดจนข้อเท็จจริงทั้งปวงที่ระบุในคำขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร ถูกต้องและเป็นความจริงทุกประการ

ลงชื่อ ทนายสิริพงศ์ แก้วอินท...

(..... ทนายวิชา ศรี...

(..... นายวิชา ศรี...

(..... นายวิชา แก้วอินท...

(..... นายวิชา แก้วอินท...

(..... นายวิชา แก้วอินท...

หมายเหตุ

1. ให้ยื่นคำรับรองนี้ในกรณีที่ผู้ขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร เป็นผู้ประดิษฐ์/ผู้ออกแบบเอง
2. ให้ยื่นคำรับรองนี้พร้อมกับคำขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร



คำขอรับสิทธิบัตร / อนุสิทธิบัตร

- ☐ การประดิษฐ์
☐ การออกแบบผลิตภัณฑ์
☒ อนุสิทธิบัตร

ข้าพเจ้าผู้ลงลายมือชื่อในคำขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตรนี้
 ขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร ตามพระราชบัญญัติสิทธิบัตร พ.ศ.2522
 แก้ไขเพิ่มเติมโดยพระราชบัญญัติสิทธิบัตร(ฉบับที่ 2) พ.ศ. 2535
 และ พระราชบัญญัติสิทธิบัตร (ฉบับที่ 3) พ.ศ. 2542

สำหรับเจ้าหน้าที่

วันรับคำขอ

เลขที่คำขอ

วันยื่นคำขอ

สัญลักษณ์จำแนกการประดิษฐ์ระหว่างประเทศ

ใช้กับแบบผลิตภัณฑ์

ประเภทผลิตภัณฑ์

วันประกาศโฆษณา

เลขที่ประกาศโฆษณา

วันออกสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร

เลขที่สิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร

ลายมือชื่อเจ้าหน้าที่

1. ชื่อที่แสดงถึงการประดิษฐ์/การออกแบบผลิตภัณฑ์

นวัตกรรมไฮโดรไรโซมรับน้ำขจัดและบำบัดน้ำเสียในทางอุตสาหกรรม

2. คำขอรับสิทธิบัตรการออกแบบผลิตภัณฑ์นี้เป็นคำขอสำหรับผลิตภัณฑ์อย่างเดียวกันและเป็นคำขอลำดับที่

ในจำนวน คำขอ ที่ยื่นในคราวเดียวกัน

3. ผู้ขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร และที่อยู่ (เลขที่ ถนน ประเทศ)

นายพรชัย ธรรมรักษ์, หจก. ปรกษา ศรีเกษ, หมู่ 6, แขวงเมือง
 6/7 อ.โพธิ์ชัย อ.เมือง อ.95000 หนองบัว

3.1 สัญชาติ

ไทย

3.2 โทรศัพท์

089-807-5334

3.3 โทรสาร

042-244-204

3.4 อีเมล

peerayotsamphatsh

4. สิทธิในการขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร

☒ ผู้ประดิษฐ์/ผู้ออกแบบ
 ☐ ผู้รับโอน
 ☐ ผู้ขอรับสิทธิโดยเหตุอื่น

5. ตัวแทน (ถ้ามี) ที่อยู่ (เลขที่ ถนน จังหวัด รหัสไปรษณีย์)

5.1 ตัวแทนเลขที่

5.2 โทรศัพท์

5.3 โทรสาร

5.4 อีเมล

6. ผู้ประดิษฐ์/ผู้ออกแบบผลิตภัณฑ์ และที่อยู่ (เลขที่ ถนน ประเทศ)

7. คำขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตรนี้แยกจากหรือเกี่ยวข้องกับคำขอเดิม

ผู้ขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร ขอให้ถือว่าได้ยื่นคำขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตรนี้ ในวันเดียวกับคำขอรับสิทธิบัตร

เลขที่ วันยื่น เพราะคำขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตรนี้แยกจากหรือเกี่ยวข้องกับคำขอเดิมเพราะ

☐ คำขอเดิมมีการประดิษฐ์หลายอย่าง
 ☐ ถูกคัดค้านเนื่องจากผู้ขอไม่มีสิทธิ
 ☐ ขอเปลี่ยนแปลงประเภทของสิทธิ

หมายเหตุ บุคคลใดยื่นขอรับสิทธิบัตรการประดิษฐ์หรือการออกแบบผลิตภัณฑ์ หรืออนุสิทธิบัตร โดยการแสดงขอ ความอันเป็นเท็จแก่พนักงานเจ้าหน้าที่ เพื่อให้ได้ไปซึ่งสิทธิบัตรหรืออนุสิทธิบัตร ต้องระวางโทษจำคุกไม่เกินหกเดือน

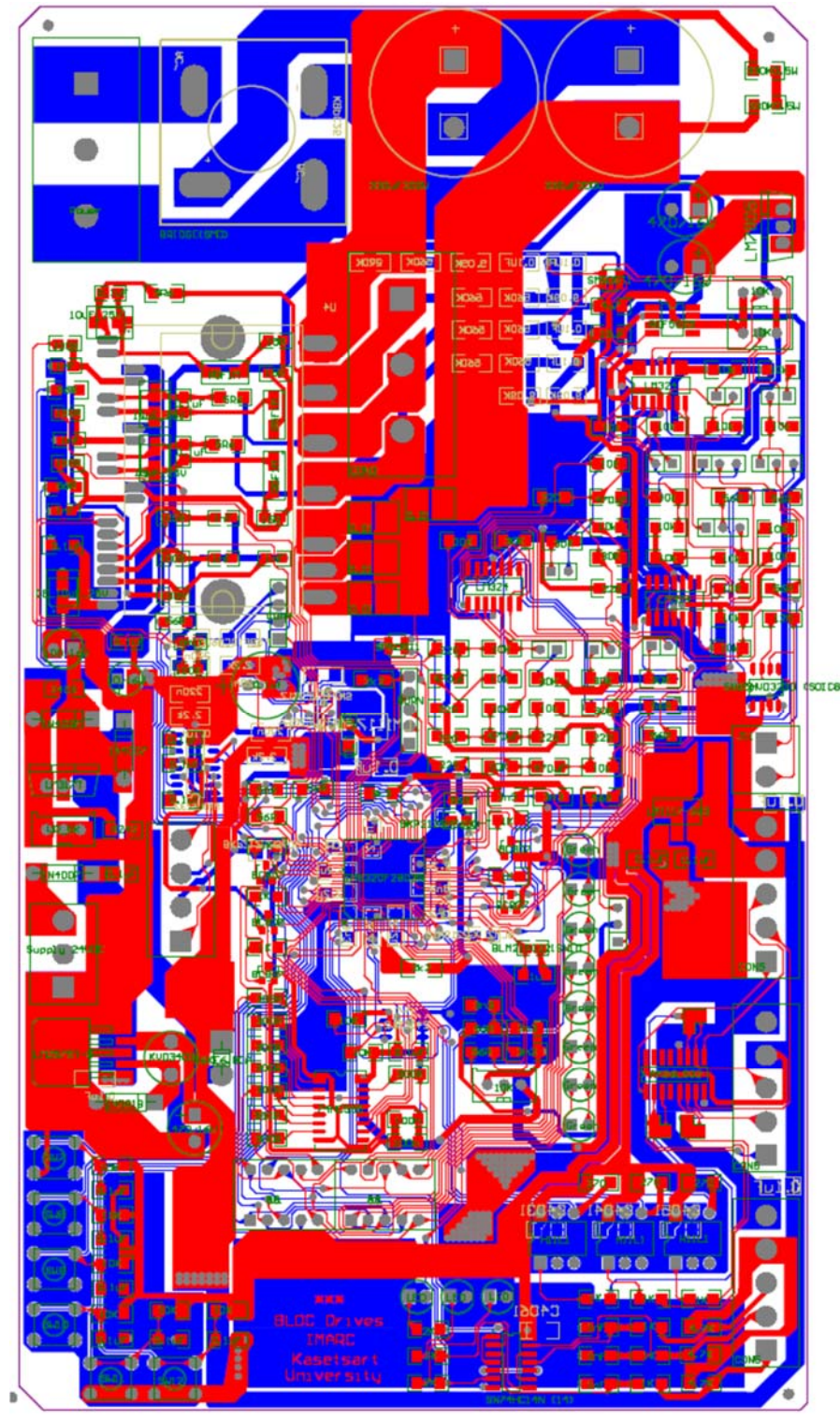
ข้อดีสิทธิ

มัลติมอเตอร์ไคร์สำหรับหุ่นยนต์และแอปพลิเคชันทางอุตสาหกรรมเป็นชุดขับเคลื่อนมอเตอร์แบบหลายตัวผ่านระบบแคนบัส มีลักษณะที่ประกอบด้วยการนำชุดขับเคลื่อนแต่ละตัวมาติดต่อสื่อสารรับคำสั่ง แสดงสถานะ หรือควบคุมการทำงานจากคำสั่งที่มาจากอีกชุดขับเคลื่อนตัวหนึ่ง การออกแบบได้ออกแบบลงบนวงจรพิมพ์วงจรเดียว ซึ่งการออกแบบวงจรพิมพ์นั้นออกแบบให้สามารถขับเคลื่อนหนึ่งยูนิตแบบกรงกระรอก แบบโรเตอร์ชดลวด และซิงโครนัสมอเตอร์แบบแม่เหล็กถาวร แบบกระแสตรงไร้แปรงถ่าน โดยมีพิคัดไม่เกิน 600 V 10 A การควบคุม ควบคุมได้จากการอ่านค่าสัญญาณอนาล็อก (ตัวต้านทานปรับค่าได้) การปรับจากสวิตช์กด และการรับคำสั่งผ่านแคนบัส โดยมีฟังก์ชันการทำงานต่างดังนี้ มีการควบคุมการทำงานของมอเตอร์สองโหมดการทำงานทั้งวงรอบเปิดวงรอบปิด หน้าจอ 7 เซ็กเมนต์ที่สามารถแสดงผลค่าความกว้างพัลส์ ค่าความเร็วรอบของมอเตอร์ ค่าอนาล็อกคำสั่ง สถานการณ์ทำงานสเตทของอินเวอร์เตอร์ นอกจากนี้ยังสามารถปรับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ให้เหมาะสมในการทำงานนั้นๆ อาทิ เช่น การปรับค่าอัตราขยายตัวควบคุมพีไอดี การปรับค่าความเร่งและค่าความหน่วง การปรับค่าความถี่สวิตช์ 3 ระดับ การปรับความเร็วหนึ่งหน่วยได้ 5 ระดับ ส่วนของการสื่อสารโดยแคนบัส ซึ่งการสื่อสารโดยแคนบัสนั้นมีความปลอดภัยสูง เนื่องจากมีการระบุตัวตนของข้อมูลเป็นตัวเลขจำนวนสูงสุดถึง 29 บิต สามารถส่งได้เร็วสูงสุด 1 Mbit/Sec สามารถส่งได้ไกลสุด 10 km สามารถมีโหนดการติดต่อสื่อสารได้สูงถึง 110 โหนด เนื่องจากแคนบัสนั้นเป็นการสื่อสารแบบดิฟเฟอเรนเชียลบัสจึงทำให้สามารถทนต่อสัญญาณรบกวนต่างๆ ได้ จากฟังก์ชันการทำงานการแสดงผล การติดต่อสื่อสาร ตัวควบคุมมอเตอร์ และการปรับค่าพารามิเตอร์นั้นถูกควบคุมการทำงานทั้งหมดโดยดีเอสซี (DSC – Digital Signal Controller) เพียงตัวเดียว การที่ดีเอสซีตัวเดียวนั้นจะสามารถควบคุมการทำงานทั้งหมดได้นั้นต้องอาศัยการออกแบบลายวงจรที่มีประสิทธิภาพ ทนทานต่อสัญญาณรบกวน มีขนาดลายทองแดงของวงจรที่เหมาะสมกับสัญญาณที่ถือว่าเป็นสัญญาณในลักษณะใด

บทสรุปการประดิษฐ์

มัลติมอเตอร์ไคร์สำหรับหุ่นยนต์และแอปพลิเคชันทางอุตสาหกรรมเป็นชุดขับเคลื่อนมอเตอร์แบบหลายตัวประกอบไปด้วย ภาจจ่ายแรงดันให้ดีเอสซี ภาจจ่ายแรงดันให้อินเวอร์เตอร์ ภาจการวัดกระแสและแรงดัน ภาจการวัดหาตำแหน่งของโรเตอร์โดยใช้ฮอลล์เอฟเฟกต์และเอ็นโค้ดเดอร์ ภาจการสื่อสารโดยใช้แคนบัส ภาจการแสดงผลบนจอ 7 – เซ็คเมนต์ ภาจการแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อกเพื่อใช้ออสซิลอสโคปในการวัด รวมไปถึงภาจขับเคลื่อนด้วย ทั้งหมดที่กล่าวมานี้ได้อยู่บนบอร์ดเดียวและดีเอสซีเพียงตัวเดียวในการจัดการระบบที่ซับซ้อนทั้งหมดเพื่อให้ตอบสนองให้ทันในเวลาจริง โดยขอถือสิทธิการออกแบบ PCB และการจัดวางในตำแหน่งที่เหมาะสม

รูป PCB ที่ออกแบบ



รูปการจัดวางอุปกรณ์

