

ระบบควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบทำงานสี่ควอดแรนต์

ด้วยไฟด์บิลวเอ็่มคอนเวอร์เตอร์

SPEED CONTROL OF DC MOTOR IN FOUR-QUADRANT BY PWM CONVERTOR

วรศักดิ์ จิตรภักดี

WORASAK CHITPHAKDEE B.Eng. (KMITL)

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร. โยธิน เปรมปราณีรัชต์

ADVISOR

ASSC. PROF. DR. YOTHIN PREMPRANEERACH

B.Eng. (KMITL), M.S.E.E., D.Eng. (Nihon)

วิทยานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2531

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	IV
Abstract	V
สารบัญรูป	VI
สัญลักษณ์	XI
คำย่อ	XV
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 โครงสร้างของระบบควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง	3
2.1 บทนำ	3
2.2 โครงสร้างของระบบควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง	3
2.3 ลักษณะการทำงานสี่ควอดแรนต์	5
2.4 การเปลี่ยนความเร็ว	6
2.5 สรุป	7
บทที่ 3 วงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง	8
3.1 บทนำ	8
3.2 โครงสร้างของ PWM คอนเวอร์เตอร์	8
3.3 โครงสร้างของวงจรควบคุมการสวิตช์	11
3.3.1 ส่วนแปลงอินพุต	11
3.3.2 ส่วนควบคุมสร้างสัญญาณ PWM	13
3.3.3 ส่วนแปลงเอาต์พุต	18
3.4 การออกแบบวงจรตรรก	18
3.5 วงจรขับเบส	21

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.6	ผลกระทบที่มีต่อการท่วงสัญญาณ	27
3.7	การป้องกันการเกิด RBSB	27
3.8	การลดความสูญเสียทางด้านกำลังบนตัวสวิตช์	30
3.9	การทำงานของวงจรถับเบอร์	30
3.9.1	การทำงานของทรานซิสเตอร์ เริ่มหยุดนำกระแส	30
3.9.2	การทำงานของทรานซิสเตอร์ เริ่มนำกระแส	33
3.9.3	การคำนวณหาค่า C_{μ} , R_{μ} , L_{μ} , $R_{\mu L}$	34
3.10	ผลการทดลอง	36
3.11	วิจารณ์ผลการทดลอง	40
3.12	ชิ้นงานของวิทยานิพนธ์	42
3.13	สรุป	46
บทที่ 4	ระบบควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบทำงานสี่ควอดแรนต์ด้วย PWM คอนเวอร์เตอร์	47
4.1	บทนำ	47
4.2	บล็อกไดอะแกรมของระบบที่มีการป้อนกลับ	47
4.3	วิธีการชดเชยของลูปควบคุมแบบคาสเคด	50
4.4	การออกแบบวงจรถวลในลูปกระแสและลูปความเร็ว	53
4.4.1	การออกแบบวงจรถวลกระแส	53
4.4.2	การออกแบบวงจรถวลความเร็ว	58
4.5	ผลการทดลอง	64
4.6	วิจารณ์ผลการทดลอง	71
4.7	สรุป	72
บทที่ 5	บทสรุป	73
	กิตติกรรมประกาศ	75
	เอกสารอ้างอิง	76

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก.	ขนาดพิกัดของมอเตอร์	78
ภาคผนวก ข.	ทฤษฎีการออกแบบอุปกรณ์ควบคุม	79
	ข.1 ไมโครลัสออปติ่ม	79
	ข.2 ซิมเมตริกอลออปติ่ม	81
	ข.3 วงจรควบคุมชนิด PI	83
ภาคผนวก ค.	รายละเอียดของทรานซิสเตอร์กำลัง BUX 48A	85
ภาคผนวก ง.	ผลงานวิจัยในระหว่างการศึกษาปริญญาโท ที่ได้รับการเผยแพร่ ในการประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า 8 สถาบันอุดมศึกษา ครั้งที่ 8 พ.ศ. 2528 ณ. สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ	93



บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้อธิบายการออกแบบและสร้างคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งใช้สวิตช์สองทาง 6 ตัว ต่อเข้ากับแหล่งจ่ายไฟสามเฟส เพื่อควบคุมพลังงานที่จ่ายให้กับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงด้วยวิธีการเรกติฟาย์พร้อมกับปรับความกว้างพัลส์ สวิตช์สองทางประกอบขึ้นจากทรานซิสเตอร์กำลังและบริดจ์ไดโอดเรกติฟาย์ มีวงจรถับเบอเรอร์ช่วยลดความเค้นบนทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มนำกระแสและขณะเริ่มหยุดนำกระแส ซึ่งพบว่าจำเป็นต้องให้ทรานซิสเตอร์มีระยะเวลาให้นำกระแสและหยุดนำกระแสให้น้อยสุด เพื่อมิให้ไดนามิคโพลดไลน์ของทรานซิสเตอร์ที่ได้รับการไบอัสตรงหรือไบอัสกลับ เข้าไปอยู่ในช่วงการพังทลายครั้งที่สอง คอนเวอร์เตอร์สามารถรับกำลังงานแบบรีเอนเนอเรทีฟ ระบบที่ออกแบบนี้มีการป้องกันกลับกระแสอามาเจอร์และความเร็วทำให้สามารถควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงให้ทำงานได้สี่ควอดแรนต์ โดยไม่ต้องใช้วงจรตรวจจับการทำงานในแต่ละควอดแรนต์ และวงจรตรวจจับกระแสผ่านคูล์นีย์ เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่ 2 kHz อินดักเตอร์ที่ใช้กรองกระแสจึงมีขนาดเล็ก ทำให้ผลตอบสนองของระบบรวดเร็ว จากการทดลองกับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงขนาด 0.37 kW มีพิกัดศักดาไฟฟ้า 180 V พิกัดกระแส 2.4 A คัปปลิ่งกับเซนเนอเรเตอร์พิกัดเดียวกัน สามารถเปลี่ยนความเร็วในขณะไร้โหลดจาก - 1000 rpm ไปเป็น + 1000 rpm ได้ ภายในเวลา 0.5 วินาที ในขณะที่จำกัดกระแสไว้ที่พิกัด 2.4 A และที่ความเร็ว + 1000 rpm เมื่อเพิ่มโหลดทันทีทันใดจาก 0% ไปยัง 67% ของพิกัด ผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงโหลดของระบบสามารถกลับเข้าสู่ความเร็วรอบเดิมได้ภายในเวลา 0.4 วินาที

Abstract

This thesis describes the design and testing of a convertor based on a PWM rectifier, which uses six bidirectional switches to control the power supplied to a DC motor from a 3-phase source. Each bidirectional switch comprises a power transistor and a rectifier bridge. Snubber networks are employed to reduce both turn-on and turn-off device stresses to ensure that the transistors' dynamic load lines never enter into the regions of forward bias or reversed bias second breakdown. It has been found that a minimum on-time and a minimum off-time for the transistors must be maintained. The convertor accepts regenerative power and, for this reason, it is suitable for use in 4-quadrant speed control of a DC motor having feedback of armature current and speed. This 4-quadrant drive does not require any additional circuit to detect the zero crossing point of the load current or the different quadrants of its operation. The convertor works at 2 kHz and does not need a large storage element. The response of this system was thus very fast. The performance of the convertor is experimentally investigated to control the speed of a 0.37 kW, 180 V and 2.4 A separately excited DC motor. The system, having an armature current limit of 2.4 A, requires a time of up to 0.5 s to change speed from - 1000 rpm to + 1000 rpm while coupling with a generator at no load. When load is applied to the motor from 0% to 67% of rating at speed + 1000 rpm, the speed of the motor can be returned to its former speed within 0.4 s.

สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 2.1 แสดงโครงสร้างของระบบควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง 1: วงจรควบคุมความเร็ว 2: วงจรจำกัดกระแส 3: วงจรควบคุมกระแส 4: วงจรจำกัดศักดาไฟฟ้า 5: วงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง 6: มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง 7: อุปกรณ์วัดกระแส 8: อุปกรณ์วัดความเร็ว	4
รูปที่ 2.2 แสดงลักษณะการทำงานสี่ควอดแรนต์	5
รูปที่ 2.3 แสดงการเปลี่ยนความเร็ว	6
รูปที่ 3.1 (ก) แสดงโครงสร้างของคอนเวอร์เตอร์ (ข) แสดงอุปกรณ์สวิตช์	9
รูปที่ 3.2 แสดงศักดาไฟฟ้าคร่อมโหลดของคอนเวอร์เตอร์ (ก) แสดงศักดาไฟฟ้าคร่อมโหลดเป็นบวก (ข) แสดงศักดาไฟฟ้าคร่อมโหลดเป็นลบ	10
รูปที่ 3.3 แสดงโครงสร้างของวงจรควบคุม 1: ส่วนแปลงอินพุต 2: วงจรควบคุมสร้างสัญญาณ PWM 3: ส่วนแปลงเอาต์พุต	12
รูปที่ 3.4 แสดงบล็อกไดอะแกรมของส่วนควบคุมสร้างสัญญาณ PWM	14
รูปที่ 3.5 แสดงวงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยมและวงจรเปรียบเทียบ	16
รูปที่ 3.6 (ก) แสดงการระบุสถานะของแหล่งจ่ายไฟสามเฟส (ข) แสดงวงจรสร้างตัวแปรทางตรรก x_1, x_2 และ x_3	17
รูปที่ 3.7 แสดงวงจรตรรก	21
รูปที่ 3.8 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรขับเบส 1: สัญญาณเข้า 2: ท่วงสัญญาณ 3: แยกสัญญาณ 4: สร้างพัลส์กระแสเบส 5: แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง	22
รูปที่ 3.9 แสดงการต่อวงจรขับเบส B_1, B_2 และ B_3 เข้าด้วยกัน เพื่อป้องกัน การลัดวงจรเนื่องจากสตอเรจไทม์ของทรานซิสเตอร์กำลัง	23

รูปที่ 3.10	แสดงวงจรแยกสัญญาณ	24
รูปที่ 3.11	แสดงวงจรสร้างพัลส์กระแสเบส	25
รูปที่ 3.12	แสดงวงจรแหล่งจ่ายไฟแบบสวิทช์	26
รูปที่ 3.13	แสดงวงจรแปลง ดี ซี เป็น ดี ซี	27
รูปที่ 3.14	แสดงการต่อวงจรแคลิเบรต์ศักดาไฟฟ้าในวงจรคอนเวอร์เตอร์	28
รูปที่ 3.15	แสดงวงจรควบคุมการสลายพลังงานในคาปาซิเตอร์ของวงจรแคลิเบรต์ศักดาไฟฟ้า	29
รูปที่ 3.16	แสดงการต่อวงจรสับเบส	30
รูปที่ 3.17	แสดงศักดาไฟฟ้าคร่อมเบสและอิมิตเตอร์ u_{BE} และกระแสเบส i_B ที่กระแสคอลเลคเตอร์ $i_C = 1.6 \text{ A}$	37
รูปที่ 3.18	แสดงศักดาไฟฟ้าคร่อมคอลเลคเตอร์และอิมิตเตอร์ u_{CE} และกระแสที่ไหลเข้าประจุและคายประจุ i_{CS} ของคาปาซิเตอร์ในวงจรสับเบสที่กระแสคอลเลคเตอร์ $i_C = 1.6 \text{ A}$	37
รูปที่ 3.19	แสดงศักดาไฟฟ้าคร่อมคอลเลคเตอร์และอิมิตเตอร์ u_{CE} และกระแสคอลเลคเตอร์ i_C	38
รูปที่ 3.20	แสดงศักดาไฟฟ้าคร่อมคอลเลคเตอร์และอิมิตเตอร์ u_{CE} และกระแสคอลเลคเตอร์ i_C โดยขยายแกนเวลาจากรูปที่ 3.19	38
รูปที่ 3.21	แสดงศักดาไฟฟ้าคร่อมสวิทช์สองทาง u_S และกระแสที่ไหลผ่านสวิทช์สองทาง i_S	39
รูปที่ 3.22	แสดงศักดาไฟฟ้าคร่อมสวิทช์สองทาง u_S และกระแสที่ไหลผ่านสวิทช์สองทาง i_S ในช่วงระยะเวลานำกระแส	39
รูปที่ 3.23	แสดงศักดาไฟฟ้าที่เอาท์พุทของคอนเวอร์เตอร์ u_L และกระแสที่จ่ายให้โหลด i_L	40
รูปที่ 3.24	แสดงอุปกรณ์สวิทช์ประกอบด้วยแผ่นอุปกรณ์ของวงจรสับเบส แผ่นอุปกรณ์ของวงจรสับเบส และแผ่นอุปกรณ์ของบริดจ์ไดโอดเรกติฟาย ส่วนตัวทรานซิสเตอร์กำลังนั้นติดอยู่กับแผ่นระบายความร้อน	43
รูปที่ 3.25	แสดงวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ประกอบด้วยอุปกรณ์สวิทช์ 6 ชุดด้วยกัน และยังแสดงส่วนที่เป็นวงจรแคลิเบรต์ศักดาไฟฟ้า ประกอบด้วยแผ่นอุปกรณ์	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของวงจรตรวจจับศักดาไฟฟ้าและวงจรขับเบส ซึ่งวางอยู่บนแผ่นระบายความร้อนของบริดจ์ไดโอดเรกติฟาย์ แผ่นอุปกรณ์ของวงจรสับเบอ์ติดตั้งบนแผ่นระบายความร้อนของทรานซิสเตอร์กำลังที่ทำหน้าที่เป็นสวิทช์ เพื่อสลายพลังงาน นอกจากนี้ก็มีแผ่นอุปกรณ์ของตัววัดกระแสด้วย

44

รูปที่ 3.26 แสดงแผ่นอุปกรณ์ที่สร้างสัญญาณ PWM และแหล่งจ่ายไฟแบบสวิทช์ รวมทั้งแผ่นอุปกรณ์ของวงจรควบคุมที่จะใช้ในบทที่ 4

45

รูปที่ 3.27 แสดงชุดทดลองทั้งหมด ประกอบด้วยคอนเวอเตอร์เตอร์ มอเตอร์ที่ขับปัดกับเซนเซอร์ และโหลดเป็นหลอดไฟ

45

รูปที่ 4.1 แสดงระบบควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

48

รูปที่ 4.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบที่มีการป้อนกลับ

49

รูปที่ 4.3 (ก) แสดงการชดเชยโดยใช้รูปหลัก (ข) แสดงการชดเชยโดยต่อลูปแบบคาสเคดปรับการทำงานของลูปภายในโดยใช้วิธีไมโครสออปติมิซึม (ค) แสดงการประมาณลูปภายในเป็นระบบท่วงอันดับที่หนึ่ง แล้วปรับการทำงานของลูปภายนอกโดยใช้วิธีซิมเมตริกอลออปติมิซึม

52

รูปที่ 4.4 (ก) แสดงการหาอัตราขยายของขบวนการ K_{u1} และค่าไทม์คอนสแตนท์ของวงจรอามาเจอร์ T_A (ข) แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณควบคุม u_{st} และค่าศักดาไฟฟ้าเฉลี่ยที่ออกจากคอนเวอเตอร์ U_{Aavg}

54

รูปที่ 4.5 แสดงบล็อกไดอะแกรมของลูปควบคุมกระแส

56

รูปที่ 4.6 แสดงวงจรควบคุมกระแสพร้อมกับให้ขนาดค่าที่ได้จากการคำนวณ

58

รูปที่ 4.7 แสดงการหาค่าไทม์คอนสแตนท์อินทิเกรท T_i

59

รูปที่ 4.8 แสดงบล็อกไดอะแกรมของลูปควบคุมความเร็ว

59

รูปที่ 4.9 แสดงวงจรควบคุมความเร็วพร้อมกับให้ขนาดค่าที่ได้จากการคำนวณ

62

รูปที่ 4.10 แสดงวงจรจำกัดศักดาไฟฟ้า

63

รูปที่ 4.11 แสดงผลตอบสนองของกระแส เมื่อลูปกระแสได้รับการปรับ

แบบทำงานดีที่สุดด้วยวิธีไมโครสออปติมิซึมและได้รับคำสั่งเพิ่ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	กระแสที่กันไจจาก 0 A ไปยัง 2 A	66
รูปที่ 4.12	แสดงผลตอบสนองของความเร็วและกระแส เมื่อลูบความเร็วได้รับการปรับให้ทำงานดีที่สุดด้วยวิธีซิมเมตริกคอลลอปติ่ม และได้รับคำสั่งเพิ่มความเร็วที่กันไจจาก 558 rpm ไปยัง 681 rpm โดยมีได้จำกัดกระแสอามาเจอร์	66
รูปที่ 4.13	แสดงการเปลี่ยนความเร็วจาก -500 rpm ไปยัง + 500 rpm โดยจำกัดกระแสอามาเจอร์ไว้ที่ 2.4 A	67
รูปที่ 4.14	แสดงความสามารถในการเปลี่ยนความเร็ว + 500 rpm ไปยัง - 500 rpm หรือจาก - 500 rpm ไปยัง + 500 rpm โดยกระทำอย่างต่อเนื่อง	67
รูปที่ 4.15	แสดงการเปลี่ยนความเร็ว -1000 rpm ไปยัง + 1000 rpm โดยจำกัดกระแสอามาเจอร์ไว้ที่ 2.4 A	68
รูปที่ 4.16	แสดงความสามารถในการเปลี่ยนความเร็วจาก + 1000 rpm ไปยัง -1000 rpm หรือจาก -1000 rpm ไปยัง + 1000 rpm อย่างต่อเนื่อง	68
รูปที่ 4.17	แสดงการลดความเร็วจาก + 1500 rpm ไปยัง + 1000 rpm โดยจำกัดกระแสอามาเจอร์ไว้ที่ 2.4 A	69
รูปที่ 4.18	แสดงการเพิ่มความเร็วจาก + 1000 rpm ไปยัง + 1500 rpm โดยจำกัดกระแสอามาเจอร์ไว้ที่ 2.4 A	69
รูปที่ 4.19	แสดงการลดความเร็วจาก + 1500 rpm ไปยัง + 1000 rpm และจาก + 1000 rpm ไปยัง + 1500 rpm อย่างต่อเนื่อง	70
รูปที่ 4.20	แสดงความสามารถในการรักษาความเร็วที่ 1000 rpm โดยเพิ่มโหลดให้กับมอเตอร์อย่างทันทีที่กันไจจาก 0% ไปยัง 67% ของนิกัดมอเตอร์ กระแสอามาเจอร์ถูกจำกัดไว้ที่ 2.4 A	70
รูปที่ 4.21	แสดงความสามารถในการรักษาความเร็วที่ 1500 rpm	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยเพิ่ม โหลดให้กับมอเตอร์อย่างทันทีทันใดจาก 0% ไปยัง 100%

ของพิกัดมอเตอร์ กระแสอามาเจอร์ถูกจำกัดไว้ที่ 2.8 A

71

รูปที่ ข.2.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมการออกแบบโดยใช้วิธีโมดูลัสสอบติวัม

82

รูปที่ ข.3.1 แสดงวงจรควบคุมชนิด PI พร้อมกับวงจรรองสัญญาณ

83



สัญลักษณ์

B_1, B_2, B_3	: วงจรขับกระแสเบสของชุด B_1, B_2 และ B_3 ตามลำดับ
C	: คอลเลคเตอร์
C_1, \dots, C_7	: คาปาซิเตอร์
C_{comp}	: คาปาซิเตอร์ทำหน้าที่ชดเชย
C_D	: คาปาซิเตอร์เก็บพลังงาน
C_f	: คาปาซิเตอร์ในส่วนป้อนกลับ
C_s	: คาปาซิเตอร์ของวงจรสับเบอ์
D_1, \dots, D_{10}	: ไดโอด
D_s	: ไดโอดในวงจรสับเบอ์แบบซิงก์
D_{sL}	: ไดโอดในวงจรสับเบอ์แบบอนุกรม
E	: อิมิตเตอร์
E_{cs}	: พลังงานที่เก็บในคาปาซิเตอร์ C_s
f	: ความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยม
f_{clk}	: ความถี่ของสัญญาณนาฬิกา
$F_g(s)$: ทรานสเฟอ์ฟังก์ชันของลูบปิด
$F_{gBO}(s)$: ทรานสเฟอ์ฟังก์ชันของลูบปิด ได้รับการปรับแบบโมดูลัสออปติ้ม
i_A	: กระแสไหลผ่านวงจรอามาเจอร์
i_B	: กระแสเบสขณะนั้น
i_c	: กระแสไหลผ่านคอลเลคเตอร์
i_{CS}	: กระแสไหลผ่านคาปาซิเตอร์ของสับเบอ์แบบซิงก์
i_L	: กระแสขณะนั้นที่ไหลผ่านโหลด
i_s	: กระแสไหลผ่านตัวสวิทช์
I	: เวกเตอร์ของตัวแปลงภาคอินพุท
I_L	: กระแสไหล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

K_A	: อัตราขยายของวงจรมามาเจอร์
K_{cv}	: อัตราขยายของคอนเวอร์เตอร์
K_1	: อัตราขยายของตัววัดกระแส
K_n	: อัตราขยายของตัววัดความเร็ว
K_R	: อัตราขยายของตัวควบคุม
K_S	: อัตราขยายของขบวนการ
L	: อินดักเตอร์
L_s	: อินดักเตอร์ในวงจรมอเตอร์
m	: แรงบิดที่มอเตอร์สร้างขึ้น
m_b	: แรงบิดเพื่อเกิดความเร่ง
m_L	: แรงบิดของโหลด
n	: ความเร็วรอบ (rpm)
P_{RSL}	: กำลังงานที่สูญเสียในความต้านทานของวงจรมอเตอร์
Q	: เวกเตอร์ของตัวแปลงภาคเอ้าท์พุท
R	: ความต้านทาน
R_A	: ความต้านทานในวงจรมามาเจอร์
R_s	: ความต้านทานในวงจรมอเตอร์แบบซิงเกิ้ล
R_{sL}	: ความต้านทานในวงจรมอเตอร์แบบอนุกรม
S_1, \dots, S_e	: สวิตช์
t_e	: ค่าไทม์คอนสแตนต์สมมุทธ์
t_g	: ค่าไทม์คอนสแตนต์ขนาดเล็กของวงจรรองสัญญาณ
t_{g1}	: ค่าไทม์คอนสแตนต์ขนาดเล็กของวงจรรองสัญญาณกระแส
t_{st}	: ค่าเดทไทม์ของคอนเวอร์เตอร์
t_{e1}	: ค่าไทม์คอนสแตนต์สมมุทธ์ของลูกระแส
t_{gn}	: ค่าไทม์คอนสแตนต์ขนาดเล็กของวงจรรองสัญญาณความเร็ว
t_{gs}	: ค่าไทม์คอนสแตนต์ของวงจรรองสัญญาณคำสั่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 T_1, \dots, T_e : ทรานซิสเตอร์
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

T_1, T_2	: ค่าไทม์คอนสแตนต์
T_A	: ค่าไทม์คอนสแตนต์ทางไฟฟ้า
T_D, T_S	: ทราานซิสเตอร์กำลัง
T_H	: ค่ารั้นอ์พไทม์
T_1	: ค่าไทม์คอนสแตนต์ของการอินทิเกรท
T_{n1}, T_{n2}	: ค่ารีเซ็ทไทม์
T_{OFF}	: เวลาหยุดนำกระแสของทราานซิสเตอร์
T_{ON}	: เวล่านำกระแสของทราานซิสเตอร์
T_r	: ทราานส์ฟอร์มเมอร์
u_1, u_2, u_3	: ศักดาไฟฟ้าของสายส่ง
\underline{u}	: เวกเตอร์ของศักดาไฟฟ้าสายส่ง
u_a	: สัญญาณภาคเอาท์พุท
u_A	: ศักดาไฟฟ้าคร่อมมอเตอร์
u_{BE}	: ศักดาไฟฟ้าคร่อมขาเบสกับขาอิมิตเตอร์
u_{clk}	: สัญญาณนาฬิกา
u_{CE}	: ศักดาไฟฟ้าคร่อมคอลเลคเตอร์กับอิมิตเตอร์
u_{div}	: สัญญาณที่ถูกหน่วงเวลา
u_o	: สัญญาณภาคอินพุท
u_{is1}	: สัญญาณที่ผ่านวงจรแยกสัญญาณแล้ว
u_{IAo11}	: สัญญาณคำสั่งควบคุมกระแส
u_{IA1st}	: สัญญาณป้อนกลับกระแส
u_L	: ศักดาไฟฟ้าคร่อมโหลด
u_{ns011}	: สัญญาณคำสั่งควบคุมความเร็ว
u_{n1st}	: สัญญาณป้อนกลับความเร็ว
u_S	: ศักดาไฟฟ้าคร่อมสวิทช์ขณะนั้น
u_{st}	: สัญญาณคำสั่งควบคุม
u_{tri}	: สัญญาณสามเหลี่ยม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

U_{Aavg}	: ศักดาไฟฟ้าค่าเฉลี่ยที่ออกจากคอนเวอร์เตอร์
U_{CD}	: ศักดาไฟฟ้าที่เวลา t_f
U_p	: ศักดาไฟฟ้าของแหล่งจ่ายไฟที่ใช้คำนวณในวงจรสับเบอรั
$U_{R_{\Sigma}}$: ศักดาไฟฟ้าคร่อม R_{Σ} ที่ถูกจำกัด
V_C	: ศักดาแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจรสับเบส
V_{CC}	: ศักดาแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจรสร้างสัญญาณอิเล็กทรอนิกส์
\underline{W}	: เวกเตอร์ของสัญญาณ W
\underline{W}^P	: เวกเตอร์ของสัญญาณ W^P
\underline{W}^N	: เวกเตอร์ของสัญญาณ W^N
X	: เวกเตอร์จากการเปรียบเทียบสัญญาณควบคุมกับสัญญาณสามเหลี่ยม
X_1, X_2, X_3	: ตัวแปรทางตรรก
\underline{Y}	: เวกเตอร์ของสัญญาณ Y
\underline{Z}	: เวกเตอร์ของสัญญาณ Z
ω	: ความเร็วรอบ (rad/s)
ψ	: ค่าคงที่
σ_1, σ_2	: ค่าโถ้มคอนสแตนท์ขนาดเล็ก
σ_1	: ผลรวมของค่าโถ้มคอนสแตนท์ขนาดเล็กในลูปกระแส
σ_n	: ผลรวมของค่าโถ้มคอนสแตนท์ขนาดเล็กในลูปความเร็ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำย่อ

PWM	:	Pulse width modulation
FBSOA	:	Forward bias self operating area
RBSOA	:	Reverse bias self operating area
FBSB	:	Forward bias second breakdown
RBSB	:	Reverse bias second breakdown
PLL	:	Phase locked loop
PI	:	Proportional integral
PID	:	Proportional integral differential



บทที่ 1

บทนำ

มากกว่าครึ่งของพลังงานไฟฟ้าที่ผลิตได้ในประเทศอุตสาหกรรมถูกป้อนให้กับระบบขับเคลื่อนทางไฟฟ้า (Electrical drive) เพื่อแปลงเป็นพลังงานกล และเป็นที่ยอมรับในการใช้ระบบขับเคลื่อนที่สามารถควบคุมได้กับโหลดทางกลที่แปรเปลี่ยนค่าได้ จนกระทั่งปัจจุบันนี้ ระบบขับเคลื่อนที่เป็น ดี ซี ยังมีปัญหาเกี่ยวกับการต้องมีคอมมิวเตเตอร์ [1] ด้วยความก้าวหน้าทางด้านเทคโนโลยีสารกึ่งตัวนำในอิเล็กทรอนิกส์กำลังรวมทั้ง ไมโครอิเล็กทรอนิกส์สามารถที่จะพัฒนาระบบขับเคลื่อนชนิด เอ ซี ที่ไม่มีการสัมผัสทางหน้าคอนแทค ช่วยให้มีประสิทธิภาพและการทำงานทางด้านไดนามิกดีขึ้น

อย่างไรก็ตามการพัฒนาศึกษาค้นคว้าและวิจัยทางด้านระบบขับเคลื่อนทางไฟฟ้าในประเทศไทยยังมีอยู่น้อยไม่ว่าทางด้าน เอ ซี หรือ ดี ซี [2] สำหรับระบบควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับแบบทำงานได้สี่ควอดแรนต์ โดยตัวมอเตอร์เป็นอินดักชันมอเตอร์นั้น เป็นระบบที่จำเป็นต้องอาศัยคณิตศาสตร์ที่ซับซ้อน และจำเป็นต้องใช้ไมโครโปรเซสเซอร์เข้ามาช่วยในการควบคุมแทนวงจรรอนาลอกรวมทั้งต้องอาศัยอุปกรณ์การวัดที่มีราคาแพง ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกศึกษาวิจัยและทดลองสร้างระบบควบคุมความเร็วรอบที่ใช้กับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงขนาด 0.37 kW โดยเน้นถึงระบบที่จะสามารถควบคุมการทำงานได้ทั้งสี่ควอดแรนต์โดยไม่จำเป็นต้องมีวงจรถวายับการทำงานแต่ละควอดแรนต์ส่วนการควบคุมเป็นแบบอนาลอก และโครงสร้างวงจรรีเลย์ทรอนิกส์กำลังของระบบที่วิจัยทดลองนี้ให้สมรรถนะความคล่องตัวที่ดี อีกทั้งลักษณะของระบบยังมีความเหมาะสมพร้อมที่จะได้รับการพัฒนาใช้กับระบบควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ชนิดอื่นต่อไปได้โดยง่าย

บทที่ 1 เป็นบทนำจะอธิบายถึงวัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์นี้และเนื้อหาคร่าว ๆ ของแต่ละบทในวิทยานิพนธ์เล่มนี้

บทที่ 2 อธิบายโครงสร้างของระบบควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง และลักษณะการทำงานสี่ควอดแรนต์

บทที่ 3 จะกล่าวถึงวงจรรีเลย์ทรอนิกส์กำลังที่เป็นแบบ PWM คอนเวอร์เตอร์ ซึ่งทำหน้าที่ควบคุมพลังงาน จากแหล่งจ่ายพลังงานไปยังตัวมอเตอร์ อธิบายถึงการสร้างสัญญาณอิเล็กทรอนิกส์ และ วงจรขับกระแสเบสของทรานซิสเตอร์กำลังที่นำมา เป็นอุปกรณ์สวิตช์ เนื่องจากทรานซิสเตอร์มีสโตเรจไทม์ (Storage time) จำเป็นต้องมีการท่วงสัญญาณก่อนเข้าวงจรสร้างพัลส์กระแสเบส ดังนั้นจึงได้

อธิบายผลของการหน่วงสัญญาณ ซึ่งทำให้เกิดสไปค์มีค่าหลายกิโลโวลต์คร่อมอุปกรณ์สวิตช์พร้อมกับวิธีแก้ไข โดยใส่วงจรแคปซิมบัสต์คาไฟฟ้า (Clamp voltage) เนื่องจากทรานซิสเตอร์ทำงานในโหมดสวิตช์ (Switching mode) จะเกิดความสูญเสียในขณะสวิตช์ (Switching loss) ดังนั้นเพื่อลดความสูญเสียในขณะสวิตช์จึงได้อธิบายวิธีแก้ไขโดยการใส่วงจรสับเบอ (Snubber circuit) และแนวทางการออกแบบไว้ ตอนที่ห้าของบทนี้ก็ได้แสดงการทำงานของวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง โดยดูการทำงานของสวิตช์ในขณะเริ่มนำกระแส และ ขณะเริ่มหยุดนำกระแสรวมทั้งสวิตคาไฟฟ้าคร่อมโหลดและกระแสที่ไหลผ่านโหลด

บทที่ 4 เขียนระบบควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงอยู่ในรูปของบล็อก ไดอะแกรม จากนั้นก็อธิบายการชดเชยรูปควบคุมที่ต่อแบบคาสเคด (Cascade control) การออกแบบวงจรควบคุมชนิด PI ในรูปกระแสใช้หลักการโมดูลัสออปติมัม (Modulus optimum) และการออกแบบวงจรควบคุมชนิด PI ในรูปความเร็วใช้หลักการซิมเมตริกอลออปติมัม (Symmetrical optimum) ตอนสุดท้ายของบทนี้ เป็นการทดลองระบบควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงที่สามารถทำงานได้สี่ควอดแรนต์

บทที่ 5 สรุป

ส่วนสุดท้ายของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นภาคผนวกอันประกอบด้วยขนาดพิกัดของมอเตอร์ที่ใช้รวมทั้งเขนเนอเรเตอร์ด้วย จากนั้นก็เป็นทฤษฎีของโมดูลัสออปติมัม และซิมเมตริกอลออปติมัม ที่ายสุดก็เป็นรายละเอียดของทรานซิสเตอร์กำลังที่ใช้ในการออกแบบนี้

บทที่ 2

โครงสร้างของระบบควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

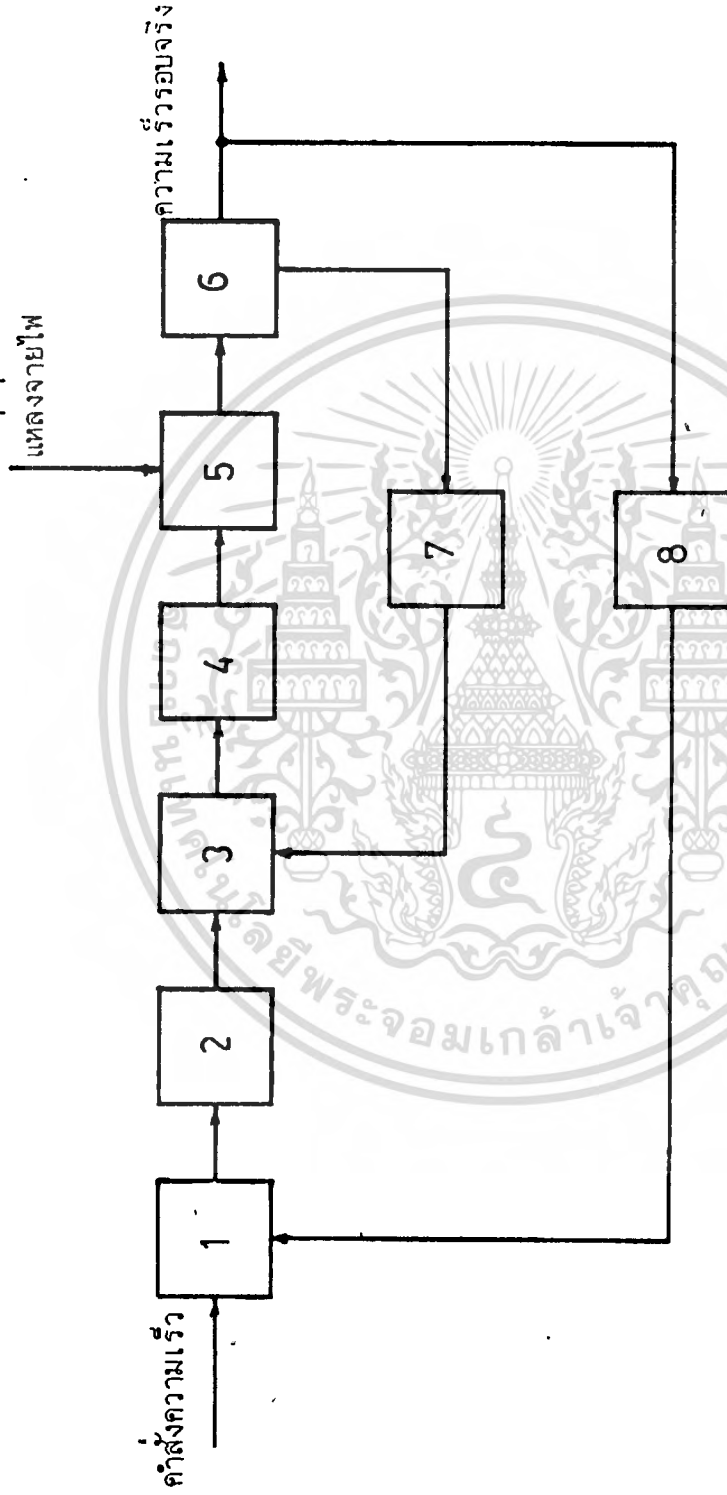
2.1 บทนำ

ในโลกปัจจุบันนี้ความก้าวหน้าทางเทคโนโลยีในด้านต่าง ๆ เป็นไปอย่างรวดเร็วมาก โดยเฉพาะวงการอิเล็กทรอนิกส์ ทำให้เครื่องจักรต่าง ๆ ในโรงงานอุตสาหกรรมเริ่มหันมาเปลี่ยนเป็นระบบอัตโนมัติมากขึ้น โดยมีการนำคอมพิวเตอร์มาควบคุม และ การพัฒนาทางด้านระบบขับเคลื่อนแปรค่าความเร็ว (Variable speed drive) ก็เป็นไปอย่างรวดเร็วเช่นกัน ทั้งนี้เพื่อให้สอดคล้องกับระบบที่ทำงานอัตโนมัติ เช่น ระบบควบคุมความเร็วและตำแหน่งของมอเตอร์ที่ใช้ในเครื่อง CNC (Computerized numerical control) และหุ่นยนต์อุตสาหกรรม เป็นต้น ดังนั้นในบทนี้จะกล่าวถึงโครงสร้างของระบบควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงที่ใช้ในการทำวิทยานิพนธ์พร้อมกับอธิบายลักษณะการทำงานที่เรียกว่าสวิตวอลแตร์นัท

2.2 โครงสร้างของระบบควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

การออกแบบระบบควบคุมความเร็วรอบแบบนี้จำเป็นต้องมีการป้องกันกระแสและความเร็ว โดยการป้องกันกระแสก็เพื่อป้องกันกระแสที่มากเกินไปไหลเข้ามอเตอร์ ส่วนการป้องกันความเร็วก็เพื่อรักษาความเร็วคงที่มีให้แปรเปลี่ยนไปตามโหลด บล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมความเร็วรอบแบบที่แสดงดังในรูปที่ 2.1 ตัวมอเตอร์จะเป็นชนิดกระแสตรงต่อแบบกระตุ้นแยก วงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังจะใช้แบบ PWM คอนเวอร์เตอร์ อุปกรณ์วัดกระแสใช้แบบ DCCT (DC current transformer) วงจรควบคุมกระแสเป็นแบบอนุบาลอกชนิด PI ใช้ทาโคเซนเนอเรเตอร์เป็นอุปกรณ์วัดความเร็ว วงจรควบคุมความเร็วเป็นแบบอนุบาลอกชนิด PI วงจรจำกัดกระแสเป็นวงจรจำกัดขนาดของสัญญาณคำสั่งกระแสเพื่อไม่ให้กระแสมีค่าเกินพิกัดของมอเตอร์ ซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อมอเตอร์ถูกเร่งหรือหน่วงในขณะที่เปลี่ยนความเร็วหรือหมุนกลับทิศ วงจรจำกัดศักดาไฟฟ้าเป็นวงจรจำกัดขนาดสัญญาณควบคุมที่ป้อนให้วงจรสร้างสัญญาณ PWM เพื่อจำกัดค่าศักดาไฟฟ้าที่ออกจากคอนเวอร์เตอร์ไม่ให้เกินพิกัดของมอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.1 แสดงโครงสร้างของระบบควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

- 1: วงจรควบคุมความเร็ว 2: วงจรจำกัดกระแส 3: วงจรควบคุมกระแส
- 4: วงจรจำกัดตกต่ำไฟฟ้า 5: วงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง 6: มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง
- 7: อุปกรณ์วัดความเร็ว 8: อุปกรณ์วัดกระแส

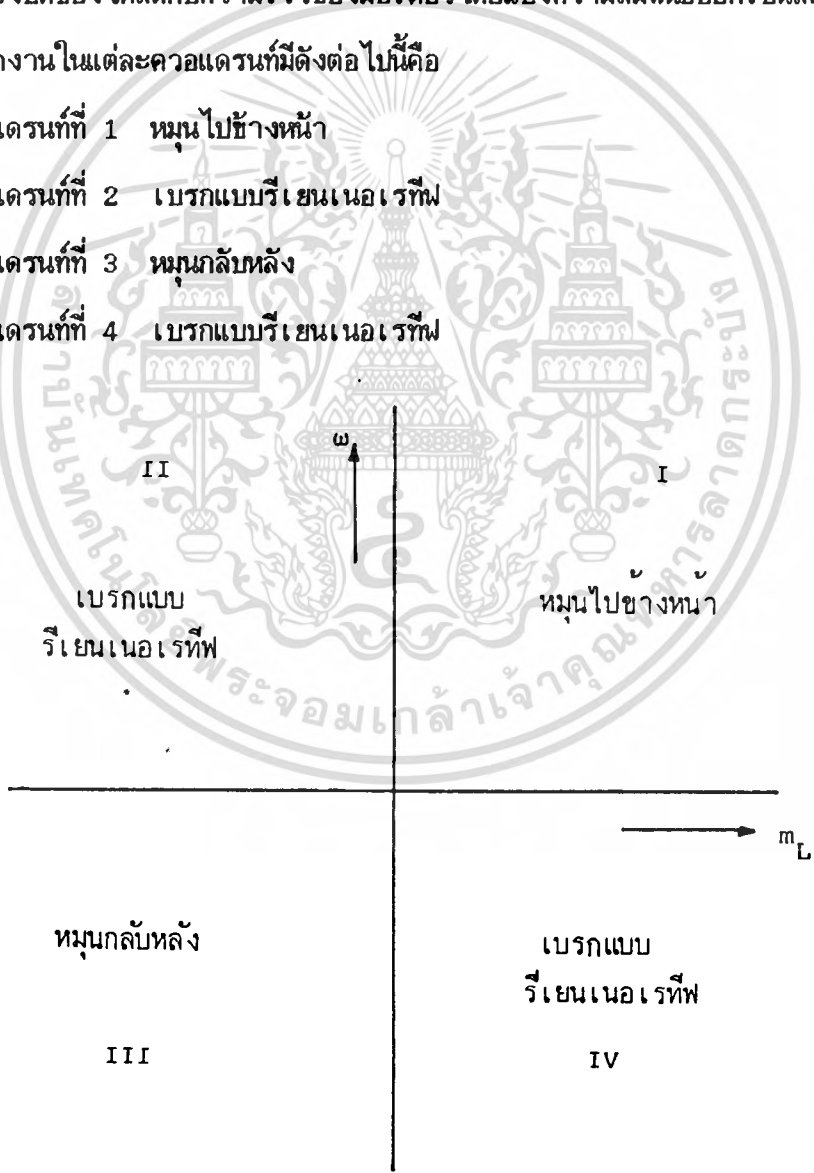
เนื่องจากวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังเป็นแบบ PWM คอนเวอร์เตอร์ดังนั้นไม่จำเป็นต้องมี
วงจรเพิ่มเติมอย่างอื่น เช่นวงจรตรวจจับกระแสผ่านศูนย์กลาง หรือวงจรตรวจจับสถานะการทำงานในแต่ละ
ควอดแรนต์เลย

2.3 ลักษณะการทำงานสี่ควอดแรนต์

การทำงานสี่ควอดแรนต์ [3] แสดงให้เห็นถึงความสามารถของระบบขับเคลื่อนในการแสดง
ความสัมพันธ์ของแรงบิดของโหลดกับความเร็วมอเตอร์โดยแบ่งความสัมพันธ์ออกเป็นสี่ควอดแรนต์ที่ได้ดัง

รูปที่ 2.2 การทำงานในแต่ละควอดแรนต์มีดังต่อไปนี้คือ

- ควอดแรนต์ที่ 1 หมุนไปข้างหน้า
- ควอดแรนต์ที่ 2 เบรกแบบรีเจนเนอเรทีฟ
- ควอดแรนต์ที่ 3 หมุนกลับหลัง
- ควอดแรนต์ที่ 4 เบรกแบบรีเจนเนอเรทีฟ

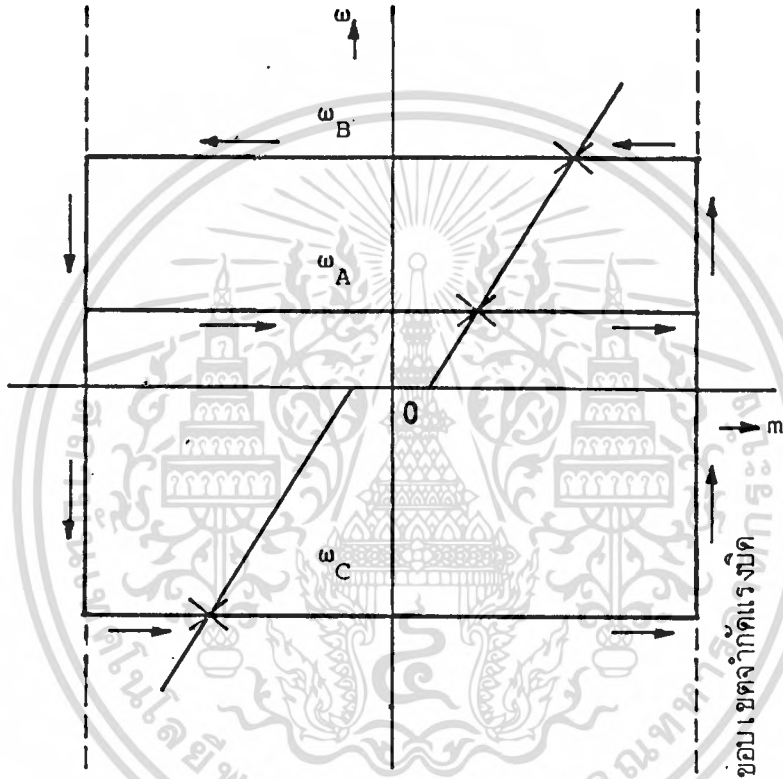


รูปที่ 2.2 แสดงลักษณะการทำงานสี่ควอดแรนต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้เอาต์เห็นนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 การเปลี่ยนความเร็ว

เมื่อมีการเปลี่ยนความเร็วอาจจะมีการย้ายการทำงานจากควอดแดรนต์เดิม ไปอยู่ควอดแดรนต์ใหม่ หรือกลับมาอยู่ควอดแดรนต์เดิมก็ได้หรือไม่เปลี่ยนควอดแดรนต์เลยก็ได้ ขึ้นอยู่กับคำสั่งควบคุมความเร็ว การเปลี่ยนความเร็วสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 แสดงการเปลี่ยนความเร็ว

เมื่อต้องการเพิ่มความเร็วจาก ω_A ไป ω_B กระแสจะถูกจำกัดทางด้านบวก ซึ่งก็เป็นการจำกัดแรงบิดที่ทำให้เกิดความเร่ง จนกว่าจะถึงความเร็ว ω_B ที่ต้องการ ซึ่งการทำงานอยู่ในควอดแดรนต์ที่ 1 ทั้งหมด

เมื่อต้องการลดความเร็วจาก ω_B ไป ω_A กระแสจะถูกจำกัดทางด้านลบ ซึ่งก็เป็นการจำกัดแรงบิดที่ทำให้เกิดความหน่วงเหตุการณ์นี้เกิดในควอดแดรนต์ที่ 2 จนกว่าจะถึงความเร็ว ω_A ก็จะกลับมาทำงานในควอดแดรนต์ที่ 1 ตามเดิม

ข้อควรระวังในการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดเมื่อต้องการกลับทิศทางการหมุนและเปลี่ยนความเร็ว คือจาก ω_B ไป ω_C ซึ่งก็เป็นการ

ย้ายการทำงานจากควอดแดรนต์ที่ 1 ผ่านควอดแดรนต์ที่ 2 ซึ่งเป็นการทำงานเบรก แล้วเริ่มกลับทิศการหมุนในควอดแดรนต์ที่ 3 ซึ่งเป็นการเปลี่ยนการจำกัดแรงบิดที่ทำให้เกิดความหน่วง เป็นแรงบิดที่ทำให้เกิดความเร่ง จนกระทั่งถึง ω_c ตามต้องการ

เมื่อต้องการกลับทิศการหมุนและเปลี่ยนความเร็วจาก ω_c ไป ω_b ก็ในทำนองเดียวกันคือ ต้องผ่านควอดแดรนต์ที่ 4 เพื่อเบรกเสียก่อนแล้วเปลี่ยนทิศทางการหมุนในควอดแดรนต์ที่ 1

2.5 สรุป

ในบทนี้ต้องการอธิบายวัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์ ซึ่งเป็นระบบควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง มีลักษณะ โครงสร้างของระบบควบคุมที่ง่าย สามารถทำงานได้สี่ควอดแดรนต์ ไม่จำเป็นต้องมีวงจรตรวจการทำงานในแต่ละควอดแดรนต์ สามารถพัฒนาโครงสร้างของวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังกับระบบควบคุมที่ใช้กับมอเตอร์ชนิดอื่น

บทที่ 3

วงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

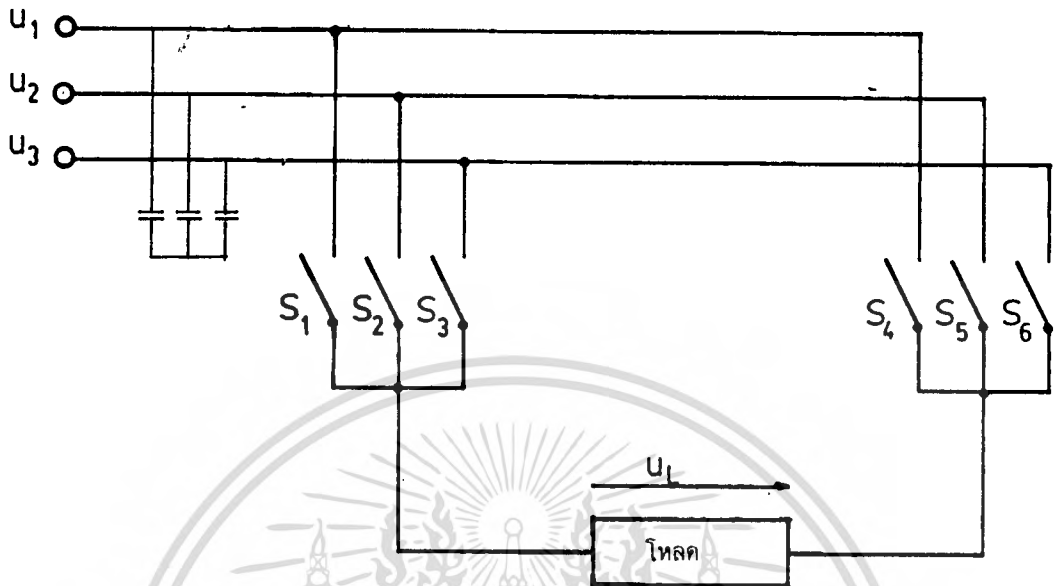
3.1 บทนำ

จากความต้องการควบคุมให้มอเตอร์ทำงานได้สี่ควอดแรนต์ สำหรับดวลคอนเวอร์เตอร์ (Dual converter) ที่ใช้ไทรสเตอร์ จะให้ผลตอบสนองของระบบช้าเพราะถูกจำกัดด้วยความถี่และจำนวนเฟสของแหล่งจ่ายไฟ เมื่อแทนไทรสเตอร์ด้วยสวิตช์สองทางและความคุมตัดดาไฟฟ้าที่จ่ายให้ไหลดด้วยวิธี เเรคติฟายพร้อมกับปรับความกว้างของพัลส์ ผลตอบสนองของระบบจะเร็วหรือช้าขึ้นอยู่กับความถี่ของคลื่นสามเหลี่ยมที่นำมามอดูเลท นอกจากนี้ยังสามารถป้อนพลังงานกลับเข้าไปยังแหล่งจ่ายไฟได้เช่นเดียวกับดวลคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ไทรสเตอร์

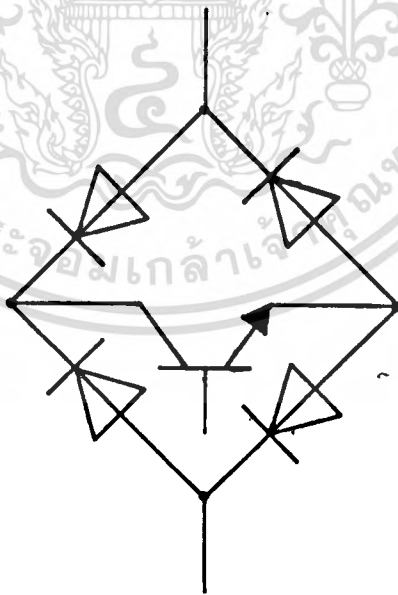
ในบทนี้จะกล่าวถึงโครงสร้างของ PWM คอนเวอร์เตอร์ อันประกอบด้วยการออกแบบวงจรควบคุมซึ่งสร้างสัญญาณอิเล็กทรอนิกส์ กับวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังซึ่งเป็นสวิตช์สองทางประกอบขึ้นมาจากทรานซิสเตอร์กำลังกับบริดจ์ไดโอดเรคติฟาย พร้อมกับอธิบายการขับทรานซิสเตอร์กำลังและการป้องกันมิให้ทรานซิสเตอร์กำลังเสียหาย อันเนื่องจากการทำงานนอก FBSOA และ RBSOA โดยใช่วงจรนับเบอร์ และวงจรแคสคัมป์ตัดดาไฟฟ้า ตอนที่ท้ายของบทนี้ ได้แสดงผลการทดลองกับโหลดที่เป็นมอเตอร์ขนาด 0.37 kW

3.2 โครงสร้างของ PWM คอนเวอร์เตอร์

โครงสร้างของคอนเวอร์เตอร์ [4, 5] ประกอบด้วยสวิตช์สองทาง และโหลดดังในรูปที่ 3.1(ก) ซึ่งอุปกรณ์สวิตช์แต่ละชุดประกอบขึ้นด้วยทรานซิสเตอร์กำลังต่อร่วมกับบริดจ์ไดโอดเรคติฟายดังแสดงในรูปที่ 3.1(ข) สำหรับตัดดาไฟฟ้าคร่อมโหลด u_L มีลักษณะขึ้นอยู่กับการสวิตช์ของ S_1 ถึง S_6 ดังแสดงในรูปที่ 3.2



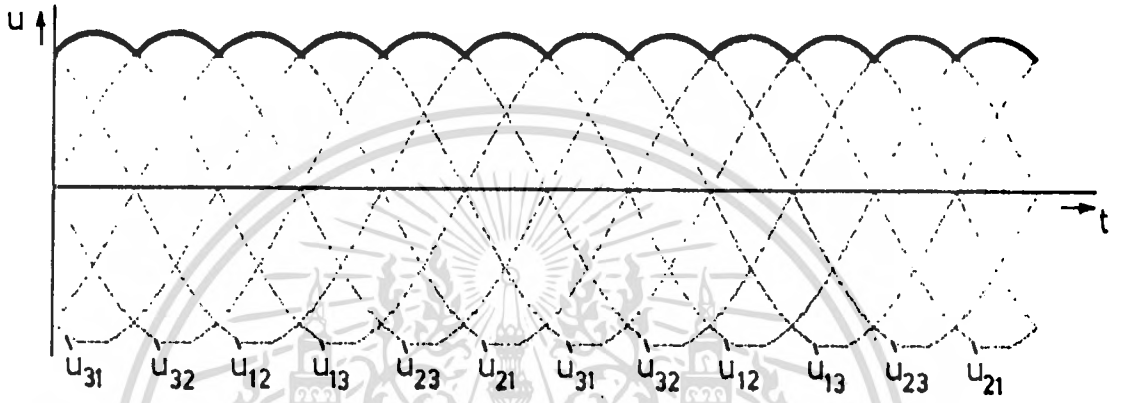
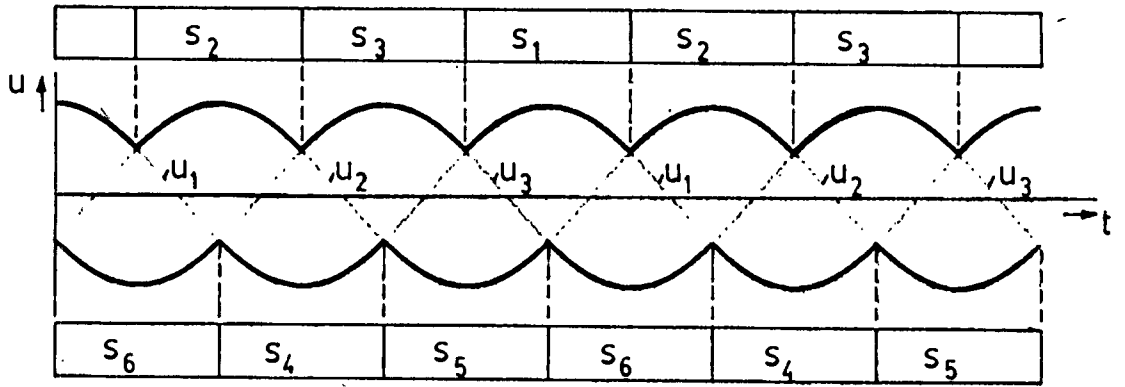
(ก)



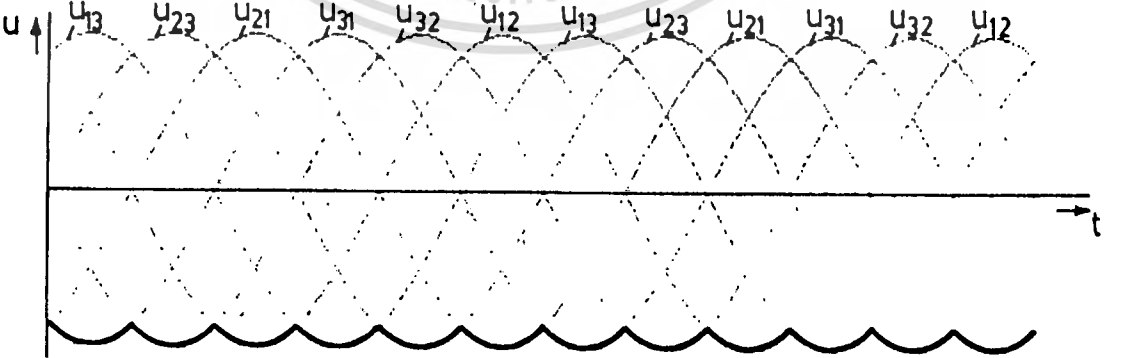
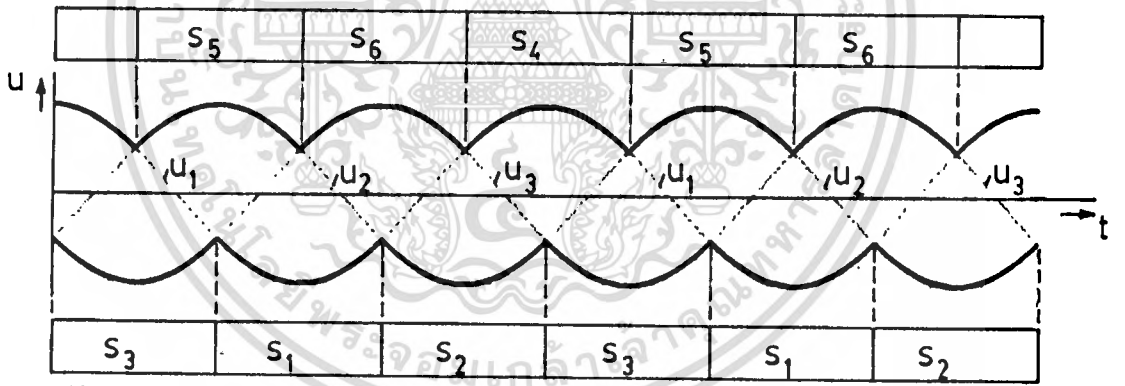
(ข)

รูปที่ 3.1(ก) แสดงโครงสร้างของคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
(ข) แสดงอุปกรณ์สวิทช์
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.2 แสดงศักดาไฟฟ้าคร่อมโหลดของคอนเวอร์เตอร์

(ก) แสดงศักดาไฟฟ้าคร่อมโหลดเป็นบวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(ข) แสดงศักดาไฟฟ้าคร่อมโหลดเป็นลบ

3.3 โครงสร้างของวงจรควบคุม

การควบคุมการสวิตช์ของสวิตช์สองทางต้องมีความแน่นอนและสัมพันธ์กับศักดาไฟฟ้าของแหล่งจ่ายไฟสามเฟส [6] ดังนั้นเพื่อเป็นการสะดวกในการอธิบายการออกแบบส่วนควบคุมการสวิตช์จึงแบ่งโครงสร้างวงจรควบคุมออกเป็น 3 ส่วนด้วยกันคือ

- 3.3.1 ส่วนแปลงอินพุท (Input transform section)
- 3.3.2 ส่วนควบคุมสร้างสัญญาณ PWM (PWM control circuit)
- 3.3.3 ส่วนแปลงเอาต์พุท (Output transform section)

ซึ่งแสดงได้ดังในรูปที่ 3.3

3.3.1 ส่วนแปลงอินพุท

เพื่อให้ได้ตัวแปร Z_1 ถึง Z_6 ทำได้โดยให้สัญญาณของแหล่งจ่ายไฟ \underline{u} ผ่านวงจรเชิงเส้นชนิดไม่แปรตามเวลา \underline{T} ซึ่งเขียนเป็นสมการได้คือ

$$\underline{Z} = \underline{T} \underline{u} \tag{3.1}$$

โดยที่

$$\underline{Z} = [Z_1 \ Z_2 \ Z_3 \ Z_4 \ Z_5 \ Z_6]^T \tag{3.2}$$

$$\underline{u} = [u_1 \ u_2 \ u_3]^T \tag{3.3}$$

$$\underline{T} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

3.3.2 ส่วนควบคุมสร้างสัญญาณ PWM

การที่จะให้ได้สัญญาณพัลส์ w_1 ถึง w_6 ที่สามารถปรับความกว้างของพัลส์ได้ กระจ่าทำได้ โดยนำสัญญาณควบคุม u_{st} มาเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยม u_{tri} โดยวางเงื่อนไขไว้ดังนี้คือ

ถ้า $u_{st} > u_{tri}$ จะได้ $x = 1$ และ $\underline{w} = \underline{w}^P$ (3.5)

• ถ้า $u_{st} < u_{tri}$ จะได้ $x = 0$ และ $\underline{w} = \underline{w}^N$ (3.6)

โดยที่ $\underline{w} = x \underline{w}^P + \bar{x} \underline{w}^N$ (3.7)

$$\underline{w}^N = \underline{R} \underline{w}^P \quad (3.8)$$

$$\underline{w} = [w_1 \ w_2 \ w_3 \ w_4 \ w_5 \ w_6]^T \quad (3.9)$$

$$\underline{w}^P = [w_1^P \ w_2^P \ w_3^P \ w_4^P \ w_5^P \ w_6^P]^T \quad (3.10)$$

$$\underline{w}^N = [w_1^N \ w_2^N \ w_3^N \ w_4^N \ w_5^N \ w_6^N]^T \quad (3.11)$$

$$\underline{R} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

สำหรับวงจรเปรียบเทียบ u_{sc} กับ u_{cr1} แสดงดังรูปที่ 3.5 โดยการนำ x_1 มาทวีความถี่โดยอาศัย PLL กับวงจรหาร 10 และวงจรหาร 4 เพื่อให้ได้ความถี่ 2 kHz จากนั้นจึงป้อนสัญญาณเข้าวงจรอินทิเกรต (Integrator circuit) ได้สัญญาณสามเหลี่ยม u_{cr1} นำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณ u_{sc} โดยใช้วงจรเปรียบเทียบ ก็จะได้ x ตามต้องการ

การที่จะได้ W^P_1 ถึง W^P_6 มา จะต้องสัมพันธ์กับศักดาของแหล่งจ่ายไฟฟ้าด้วยซึ่งการระบุสถานะของแหล่งจ่ายไฟ จะช่วยในการสวิตช์ได้ศักดาไฟฟ้าคร่อมโหลดถูกต้องดังตามรูปที่ 3.2 อาจสร้าง W^P_1 ถึง W^P_6 ได้ จาก u_1 ถึง u_3 โดยตรงก็ได้โดยไม่ต้องผ่านวงจร T แต่จะผ่านวงจรเปรียบเทียบแทนโดยวางเงื่อนไขไว้ดังนี้

$$\text{ถ้า } u_1 > u_2 \text{ ให้ } x_1 = 1 \tag{3.13}$$

$$\text{ถ้า } u_2 > u_3 \text{ ให้ } x_2 = 1 \tag{3.14}$$

$$\text{ถ้า } u_3 > u_1 \text{ ให้ } x_3 = 1 \tag{3.15}$$

ซึ่งได้ผลลัพธ์ดังรูปที่ 3.6 (ก) โดยใช้วงจรเปรียบเทียบดังรูปที่ 3.6 (ข) นอกจากนี้แล้ว x_1, x_2 และ x_3 ยังเป็นตัวแปรทางตรรกด้วย ดังนั้นสามารถเขียนผลลัพธ์ให้อยู่ในรูปของสมการทางตรรกได้ดังนี้

$$W^P_1 = x_1 x_2 \bar{x}_3 \tag{3.16}$$

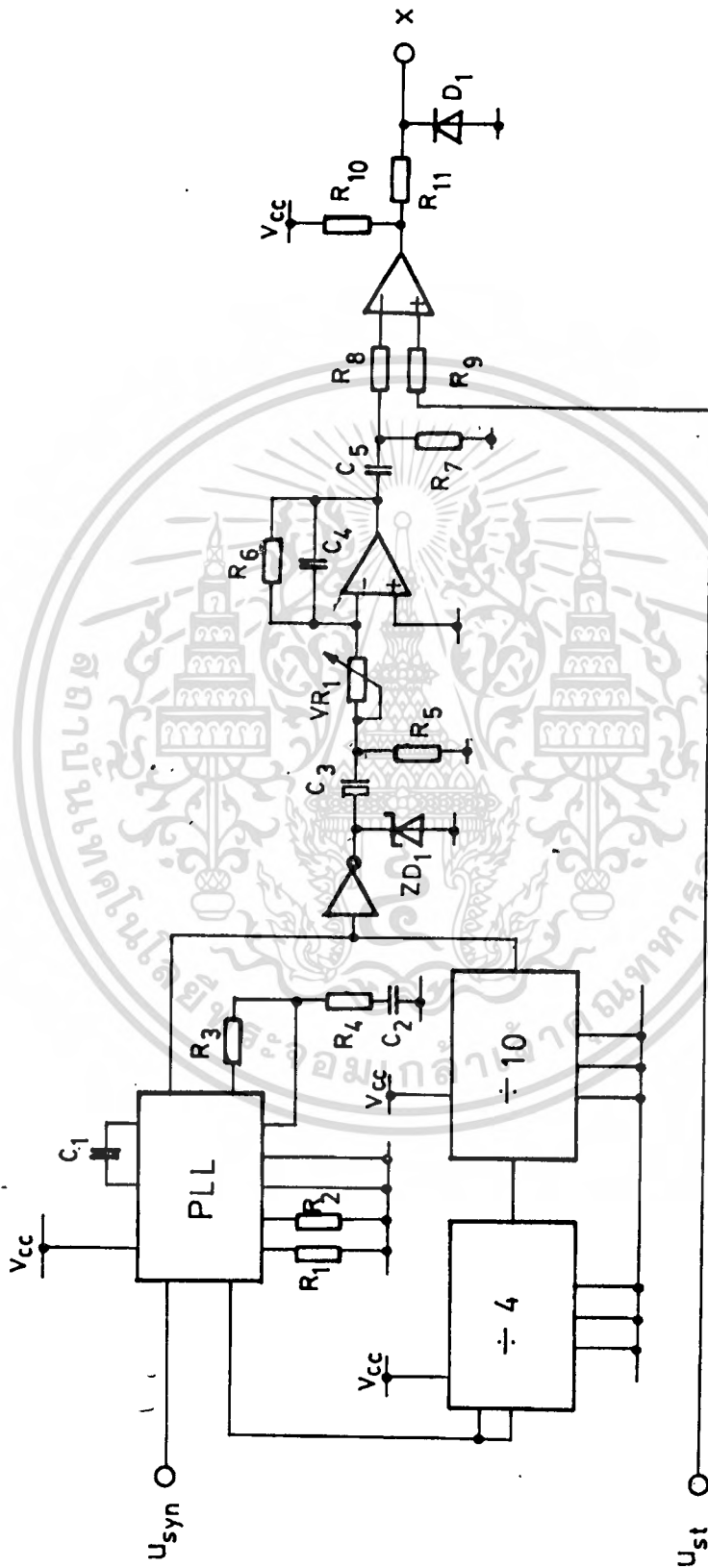
$$W^P_2 = \bar{x}_1 x_2 \bar{x}_3 \tag{3.17}$$

$$W^P_3 = \bar{x}_1 x_2 x_3 \tag{3.18}$$

$$W^P_4 = \bar{x}_1 \bar{x}_2 x_3 \tag{3.19}$$

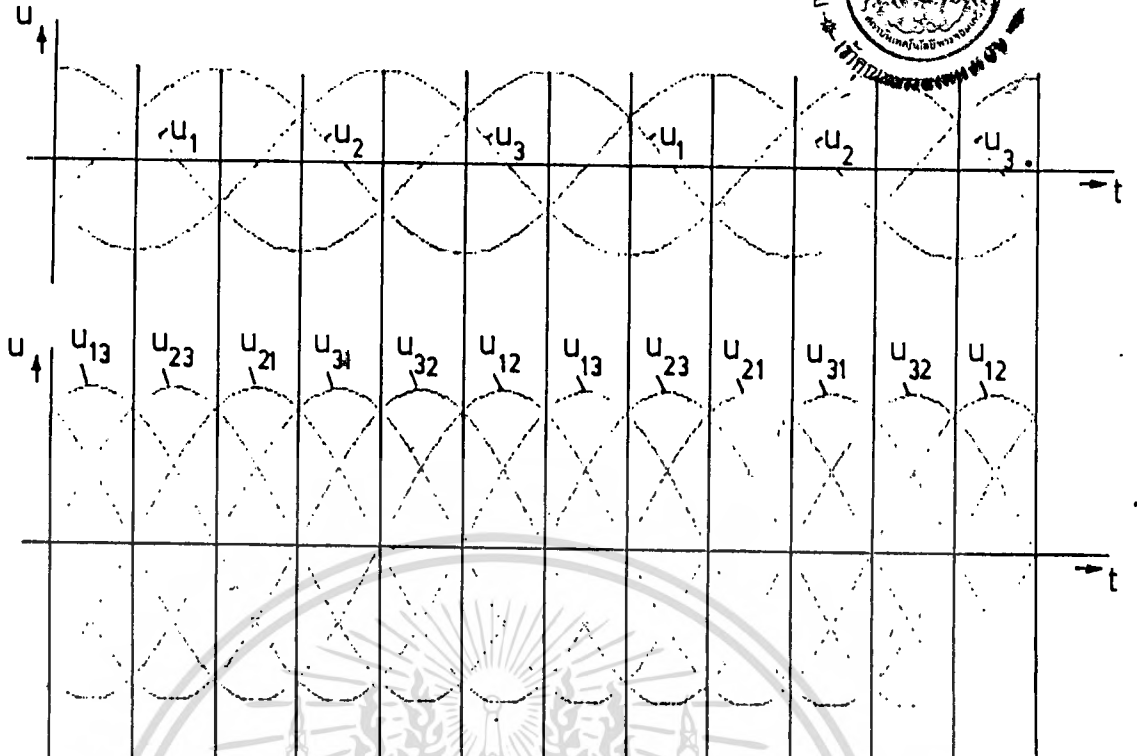
$$W^P_5 = x_1 \bar{x}_2 x_3 \tag{3.20}$$

$$W^P_6 = x_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 \tag{3.21}$$



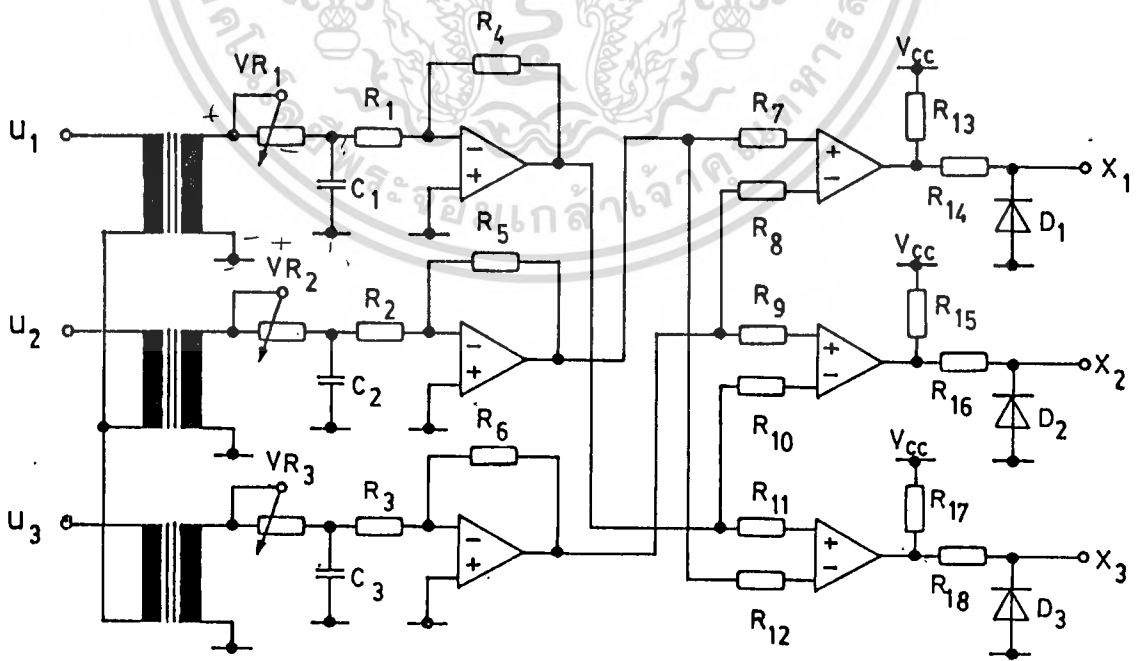
รูปที่ 3.5 แสดงวงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยมและวงจรถ่ายเบี่ยง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Sector	1	2	3	4	5	6	1	2	3	4	5	6
X_1	1	0	0	0	1	1	1	0	0	0	1	1
X_2	1	1	1	0	0	0	1	1	1	0	0	0
X_3	0	0	1	1	1	0	0	0	1	1	1	0

(ก)



(ข)

รูปที่ 3.6 (ก) แสดงการระบุสถานะของแหล่งจ่ายไฟสามเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ไปใช้ประโยชน์อื่นใด

13352

(ข) แสดงวงจรสร้างตัวแปรทางตรรก x_1, x_2 และ x_3 ที่มีการนำไปใช้

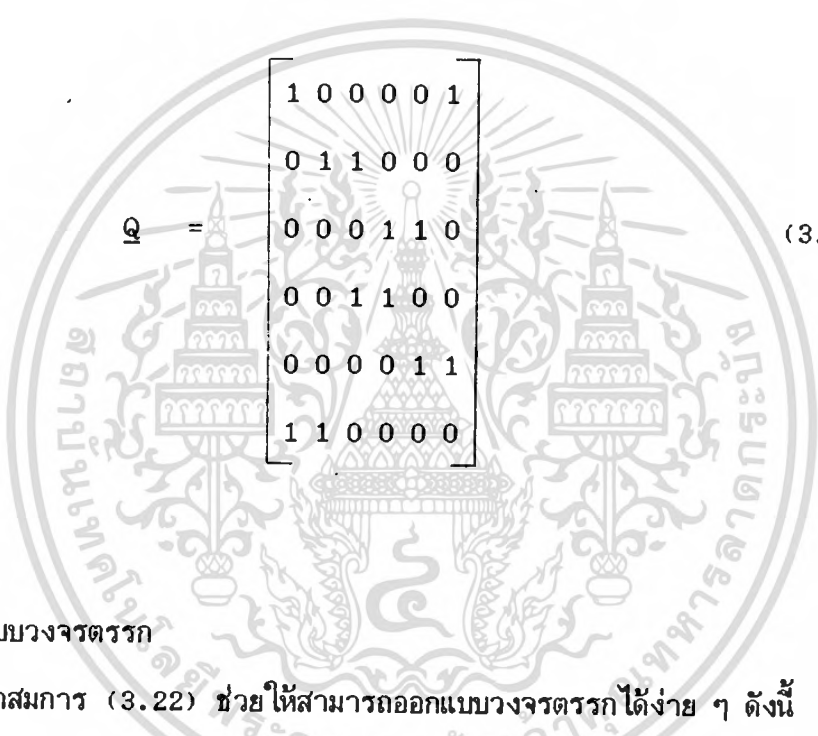
3.3.3 ส่วนแปลงเอาท์พุท

ส่วนนี้จะให้สัญญาณตรงเอาท์พุท \underline{Y} เมื่อไปบังคับให้มีการสวิตช์โดยจะมีการสวิตช์เป็นคู่ที่สอดคล้องกับเงื่อนไขของรูปที่ 3.2 สามารถเขียนให้อยู่ในรูปการแปลงจาก \underline{W} ได้ดังนี้

$$\underline{Y} = \underline{Q} \underline{W} \tag{3.22}$$

โดยที่

$$\underline{Y} = [Y_1 \ Y_2 \ Y_3 \ Y_4 \ Y_5 \ Y_6]^T \tag{3.23}$$



$$\underline{Q} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{3.24}$$

3.4 การออกแบบวงจรตรรก

จากสมการ (3.22) ช่วยให้สามารถออกแบบวงจรตรรกได้ง่าย ๆ ดังนี้

แทน \underline{W} จากสมการ (3.7) ลงในสมการ (3.22)

$$\underline{Y} = \underline{Q} [x \underline{W}^P + \bar{x} \underline{W}^N] \tag{3.25}$$

แทน \underline{W}^N จากสมการ (3.8) ลงในสมการ (3.25)

$$\underline{Y} = \underline{Q} [x \underline{W}^P + \bar{x} \underline{R} \underline{W}^P] \tag{3.26}$$

แทนค่า \underline{Q} จากสมการ (3.24) และแทนค่า \underline{R} จากสมการ (3.12) ลงในสมการ (3.26)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \\ Y_3 \\ Y_4 \\ Y_5 \\ Y_6 \end{bmatrix} = X \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} W^P_1 \\ W^P_2 \\ W^P_3 \\ W^P_4 \\ W^P_5 \\ W^P_6 \end{bmatrix} + \bar{X} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} W^P_1 \\ W^P_2 \\ W^P_3 \\ W^P_4 \\ W^P_5 \\ W^P_6 \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

จะได้ผลลัพธ์คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{array}{c}
 Y_1 \\
 Y_2 \\
 Y_3 \\
 Y_4 \\
 Y_5 \\
 Y_6
 \end{array}
 = X
 \begin{array}{c}
 1\ 0\ 0\ 0\ 0\ 1 \\
 0\ 1\ 1\ 0\ 0\ 0 \\
 0\ 0\ 0\ 1\ 1\ 0 \\
 0\ 0\ 1\ 1\ 0\ 0 \\
 0\ 0\ 0\ 0\ 1\ 1 \\
 1\ 1\ 0\ 0\ 0\ 0
 \end{array}
 \begin{array}{c}
 W_1^P \\
 W_2^P \\
 W_3^P \\
 W_4^P \\
 W_5^P \\
 W_6^P
 \end{array}
 + \bar{X}
 \begin{array}{c}
 0\ 0\ 1\ 1\ 0\ 0 \\
 0\ 0\ 0\ 0\ 1\ 1 \\
 1\ 1\ 0\ 0\ 0\ 0 \\
 1\ 0\ 0\ 0\ 0\ 1 \\
 0\ 1\ 1\ 0\ 0\ 0 \\
 0\ 0\ 0\ 1\ 1\ 0
 \end{array}
 \begin{array}{c}
 W_1^P \\
 W_2^P \\
 W_3^P \\
 W_4^P \\
 W_5^P \\
 W_6^P
 \end{array}
 \quad (3.28)$$

การออกแบบจากสมการ (3.28) สามารถทำได้โดยเขียนสมการตรรกของ Y_i ($i = 1, 2, \dots, 6$) แต่ละตัวออกมา ยกตัวอย่างเช่น สำหรับ Y_1 สามารถเขียนได้ดังนี้

$$Y_1 = X(W_1^P + W_6^P) + \bar{X}(W_3^P + W_4^P) \quad (3.29)$$

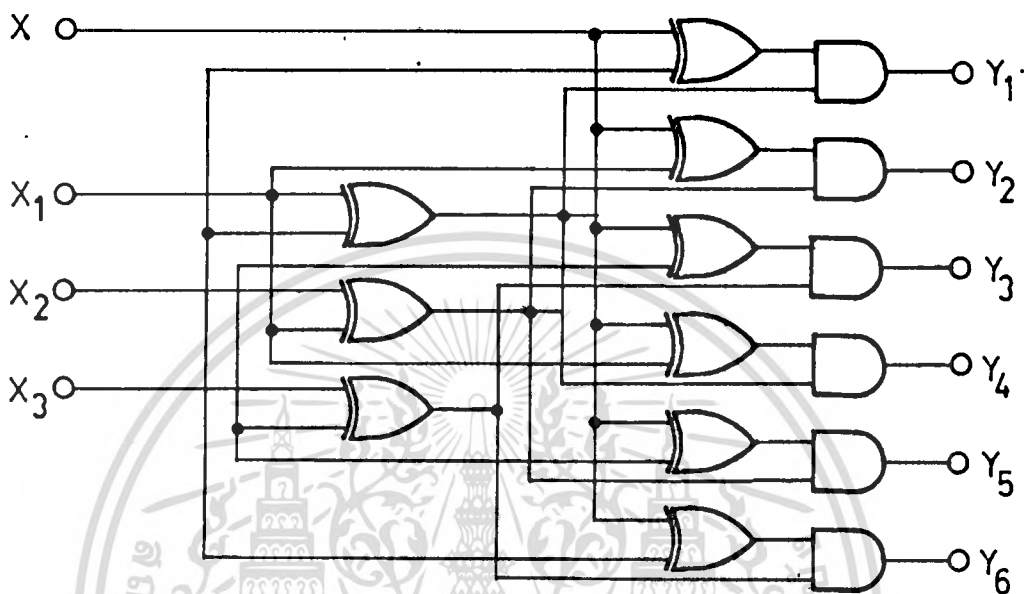
แทนค่า $W_1^P, W_6^P, W_3^P, W_4^P$ จากสมการ (3.16), (3.21), (3.18) และ (3.19) ลงไปในสมการ (3.28)

$$Y_1 = X(x_1x_2\bar{x}_3 + x_1\bar{x}_2x_3) + \bar{X}(\bar{x}_1x_2x_3 + \bar{x}_1\bar{x}_2x_3) \quad (3.30)$$

ใช้คาร์นอแมป (Karnaugh map) ลดรูปได้เป็น

$$Y_1 = X x_1 \bar{x}_3 + \bar{X} \bar{x}_1 x_3 \quad (3.31)$$

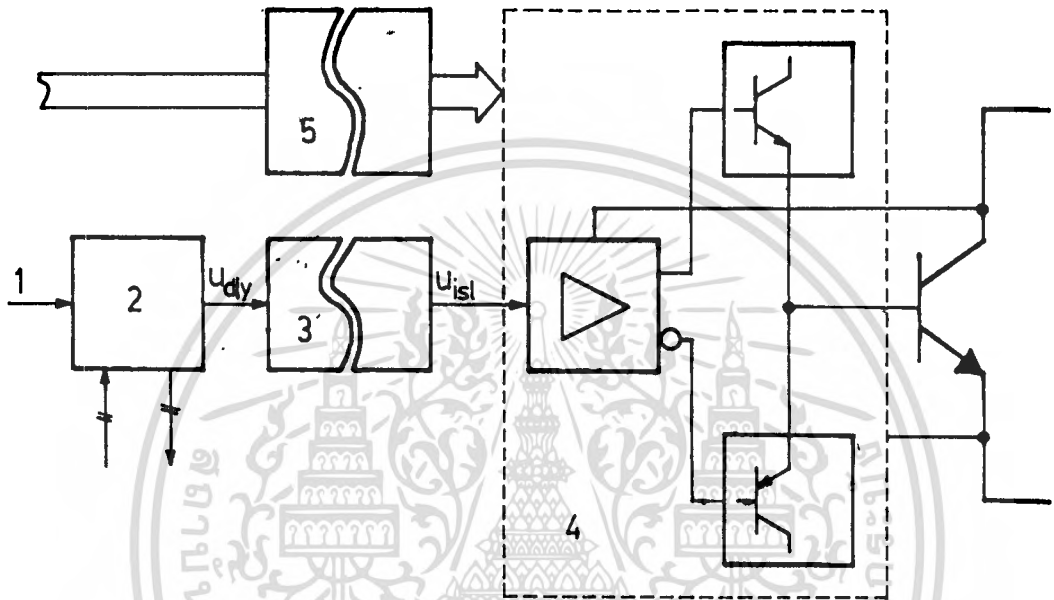
$$= (X \oplus x_3) \cdot (x_1 \oplus x_3) \quad (3.32)$$



รูปที่ 3.7 แสดงวงจรตรรก

3.5 วงจรยับเบส

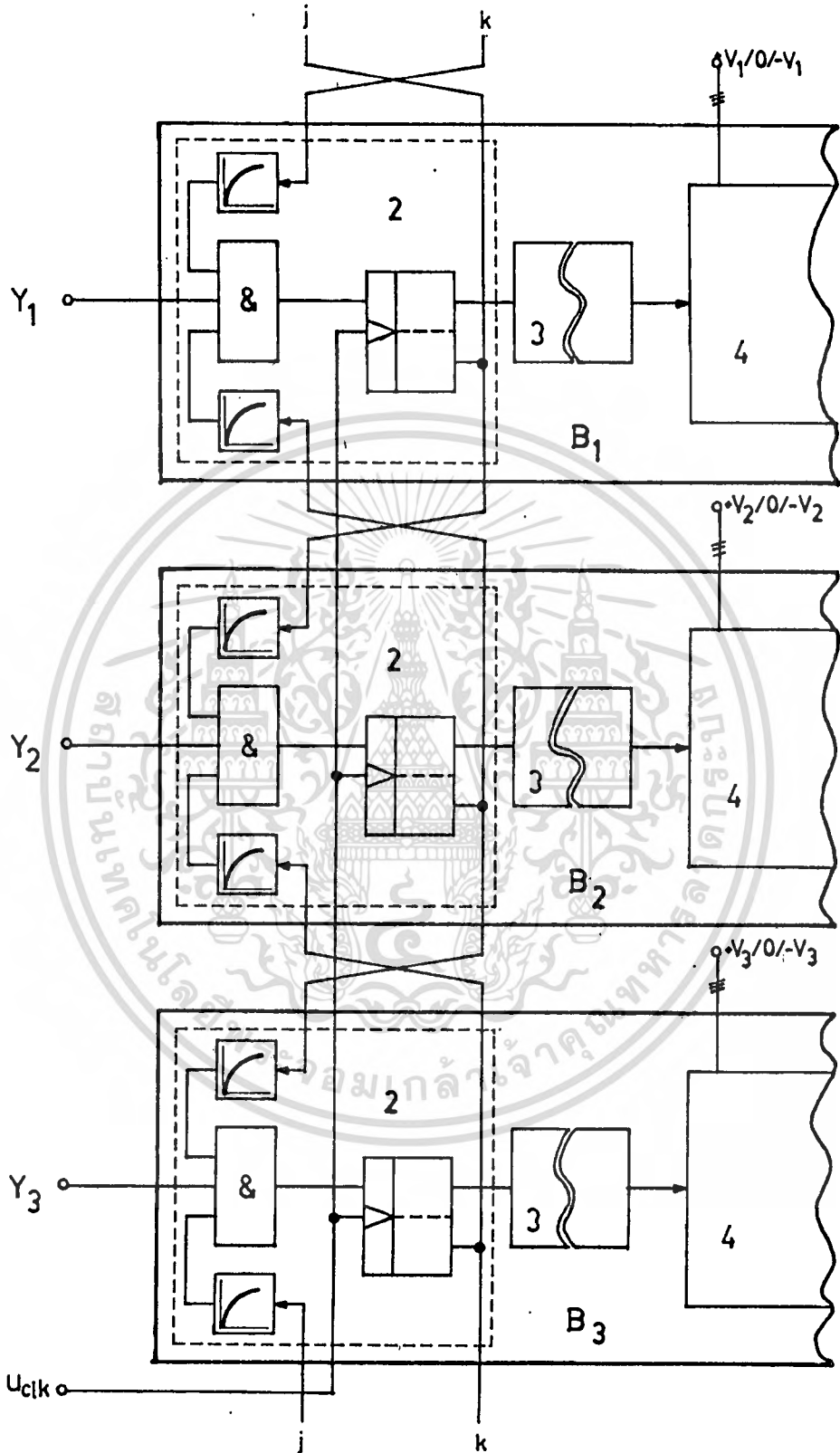
สวิตช์สองทางที่ใช้ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์กำลังและบริดจ์ไดโอดเรกติฟาย์ ดังรูปที่ 3.1(ข) ดังนั้นจึงต้องออกแบบวงจรยับเบสกระแสให้เหมาะสมกับโครงสร้างของคอนเวอเตอร์แบบนี้ ซึ่งสามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 3.8 โดยมี 1 เป็นสัญญาณเข้าผ่านส่วนที่ 2 ซึ่งเป็นวงจรหน่วงสัญญาณเพื่อป้องกันการลัดวงจรอื่นเนื่องมาจากสต่อแรกใหม่ของทรานซิสเตอร์กำลัง ดังนั้นจึงหน่วงสัญญาณ Y_1, Y_2, Y_3 และเช่นเดียวกัน Y_4, Y_5, Y_6 เพื่อมิให้เกิดการลัดวงจรระหว่างไลน์กับไลน์



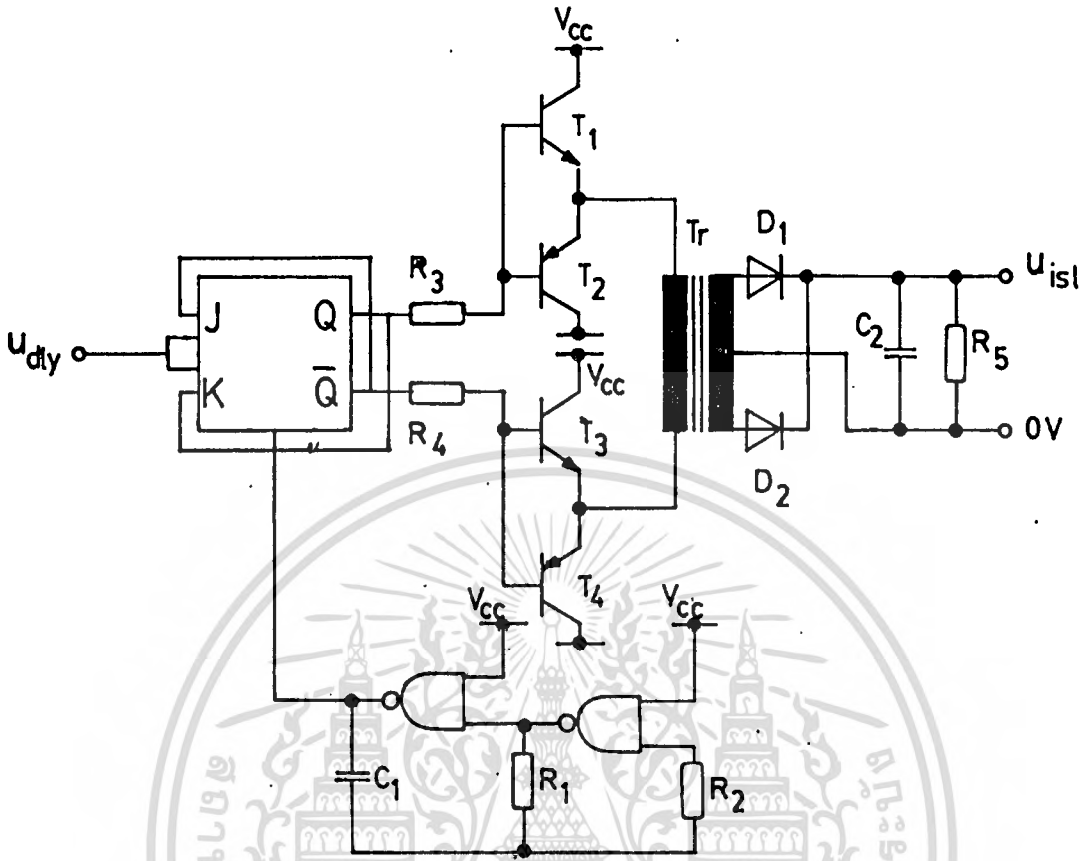
รูปที่ 3.8 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรหีบเบส 1: สัญญาณเข้า 2: หน่วงสัญญาณ 3: แยกสัญญาณ 4: สร้างพัลส์กระแสเบส 5: แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง

การต่อวงจรหีบเบส B_1, B_2 และ B_3 เข้าด้วยกันแสดงดังในรูปที่ 3.9 ระยะเวลากา
รหน่วงขึ้นกับค่าไทม์คอนสแตนท์ของอุปกรณ์หน่วงอันดับที่หนึ่งและความถี่ของสัญญาณนาฬิกา f_{CLK} ซึ่งใช้
ค่า 100 kHz ทำให้ค่าเวลาหน่วงต่ำสุดเท่ากับ $10 \mu s$ ซึ่งเพียงพอกับทรานซิสเตอร์ที่ใช้เบอร์
BUX48A (ดูภาคผนวก ค)

สัญญาณที่ผ่านการหน่วงแล้วถูกป้อนเข้าส่วนที่ 3 คือภาคแยกสัญญาณเพื่อแยกกราวนด์และไฟ
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
เสียงของส่วนที่เป็นสัญญาณอิเล็กทรอนิกส์กับส่วนที่เป็นของวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ซึ่งจะ ใช้พัลส์ทราน
ไมวากรณ์ใดๆทางอื่น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



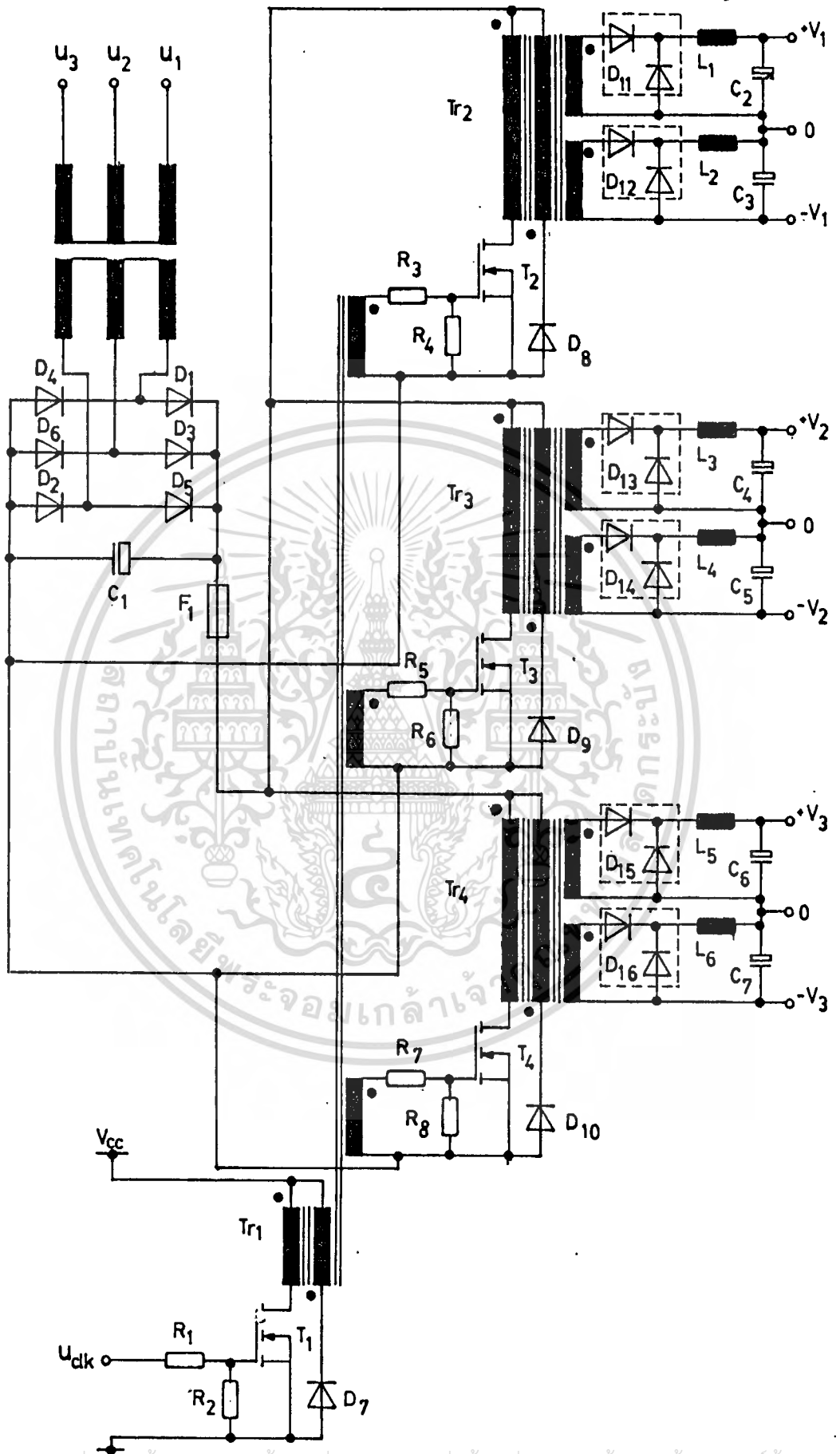
รูปที่ 3.9 แสดงการต่อวงจรทริบเบส B_1, B_2 และ B_3 เข้าด้วยกันเพื่อป้องกันการลัดวงจร เอกสารนี้เป็นเอกสารทูลงงานวิจัยสำหรับการแข่งขันเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น เนื่องจากสต่อ เรจ โทม์ของทรานซิสเตอร์กำลัง ถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.10 แสดงวงจรแยกสัญญาณ

สฟลอร์เมอร์เป็นตัวแยกสัญญาณ ดังแสดงดังรูปที่ 3.10 โดยมีหลักการทำงานดังนี้คือ นำสัญญาณที่ต้องการแยกกราวนด์และไฟเลี้ยงมามอดูเลตด้วยความถี่ 2 MHz โดยอาศัย JK ฟลิปฟลอปจากนั้นก็ส่งผ่านพัลซ์ทรานส์ฟอร์มเมอร์ สัญญาณที่ผ่านพัลซ์ทรานส์ฟอร์มเมอร์จะถูกนำมาเรกติไฟย์และกรองสัญญาณความถี่สูงออกก็จะได้สัญญาณที่ถูกแยกกราวนด์และไฟเลี้ยงออกจากกัน หลังจากนั้นก็ป้อนให้ส่วนที่ 4 ซึ่งเป็นวงจรสร้างพัลซ์กระแสเบสมีวงจรดังรูปที่ 3.11 โดยอธิบายการทำงานได้คือ เมื่อมีสัญญาณ u_{is1} เข้ามาทำให้ T_1, T_4, T_5 และ T_5 นำกระแส และเมื่อไม่มีสัญญาณ u_{is1} จะทำให้ T_6 นำกระแสเพียงตัวเดียวเพื่อดึงกระแสเบสออกจาก T_5 ทำให้ T_5 หยุดนำกระแสเร็วขึ้น การต่อ D_3 ทำให้ขณะที่ T_5 นำกระแสจะอยู่ในช่วงควอซีแซทจูเรชั่น (Quasi-saturation) สำหรับ T_2 และ T_3 นั้นจะทำงานร่วมกับ ZD_1 เพื่อคอยตรวจจับระดับไฟเลี้ยงวงจรขับเบสมิให้ต่ำเกินไป มิฉะนั้นแล้วอาจจะทำให้ T_5 หยุดนำกระแสอย่างไม่มีสมบูรณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

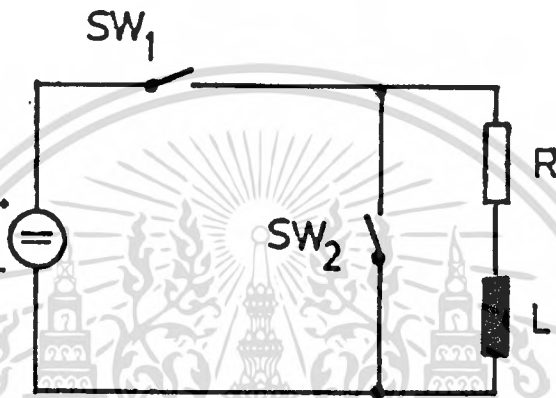


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามทำซ้ำโดยไม่ขออนุญาตจากเจ้าของลิขสิทธิ์

รูปที่ 3.12 แสดงวงจรแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง

3.6 ผลกระทบที่มีต่อการท่วงสัญญาณ

ถ้าสังเกตจะเห็นว่าคอนเวอร์เตอร์แบบนี้ทำงานโดยปราศจากฟรีวีลลิ่งไดโอด (Free wheeling diode) ดังนั้นการย้ายการนำกระแสไหลกลับของส่วนที่เป็นอุปกรณ์สวิตช์ก่อให้เกิดสัปดาห์ไฟฟ้าน่าสูงมากเป็นไมลิวอลต์คร่อมทรานซิสเตอร์ ทำให้เกิด RBSB ขึ้นได้ สามารถอธิบายสาเหตุที่เกิดขึ้นนี้ได้โดยยกตัวอย่างวงจรที่แสดงดังรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.13 แสดงวงจรแปลง ดี ซี เป็น ดี ซี

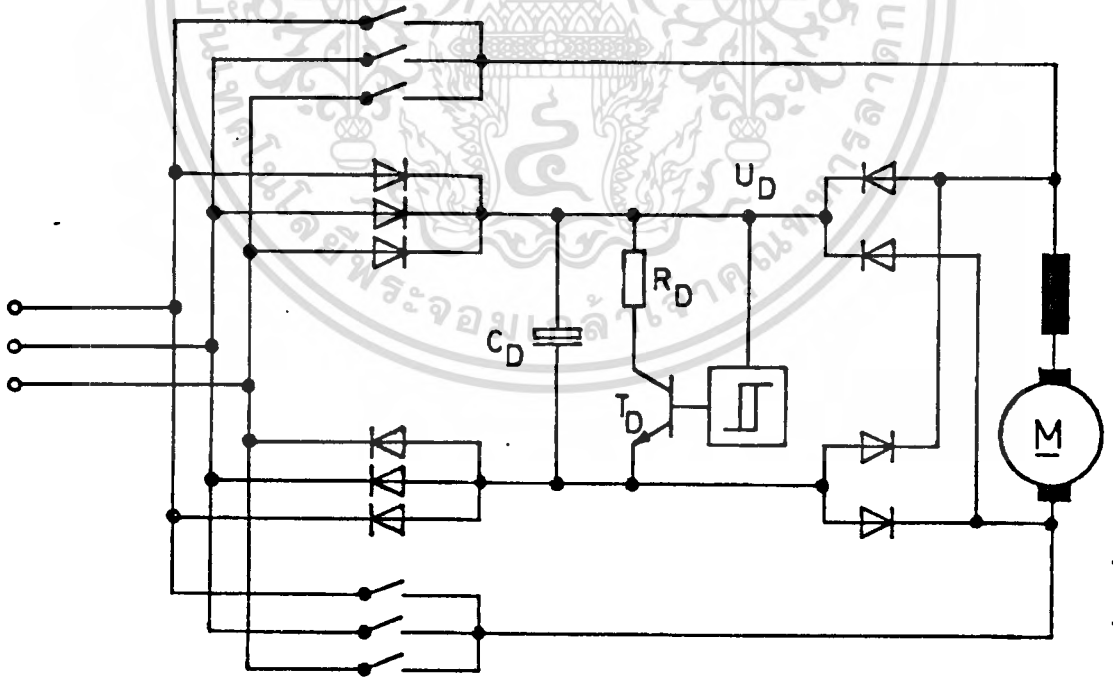
SW₁ กับ SW₂ เป็นสวิตช์สองทาง และคอนเวอร์เตอร์ทำงานที่กระแสไหลกลับต่อเนื่อง ความยุ่งยากเกิดขึ้นเห็นได้ชัดคือ SW₁ กับ SW₂ ต้องเป็นคอมพลีเมนตารี (Complementary) กัน ถ้าเกิดโอเวอร์แลป (Overlap) กันขึ้น สวิตช์ทั้งสองก็อาจเสียหายได้เพราะมีการลัดวงจรคร่อมแหล่งจ่ายไฟดีซี ถ้าการสวิตช์มีช่องว่างเกิดขึ้น (Gap) ก็จะทำให้เกิด RBSB อันเนื่องมาจากพลังงานที่สะสมในอินดักเตอร์ การที่จะให้สวิตช์ทั้งสองทำงานกันแบบคอมพลีเมนตารีไม่สามารถประกันได้ว่าทำได้

เช่นเดียวกันกับคอนเวอร์เตอร์ของเรา ผลของการท่วงสัญญาณทำให้เกิดช่องว่างขึ้น จึงเป็นอันตรายต่อทรานซิสเตอร์

3.7 การป้องกันการเกิด RBSB

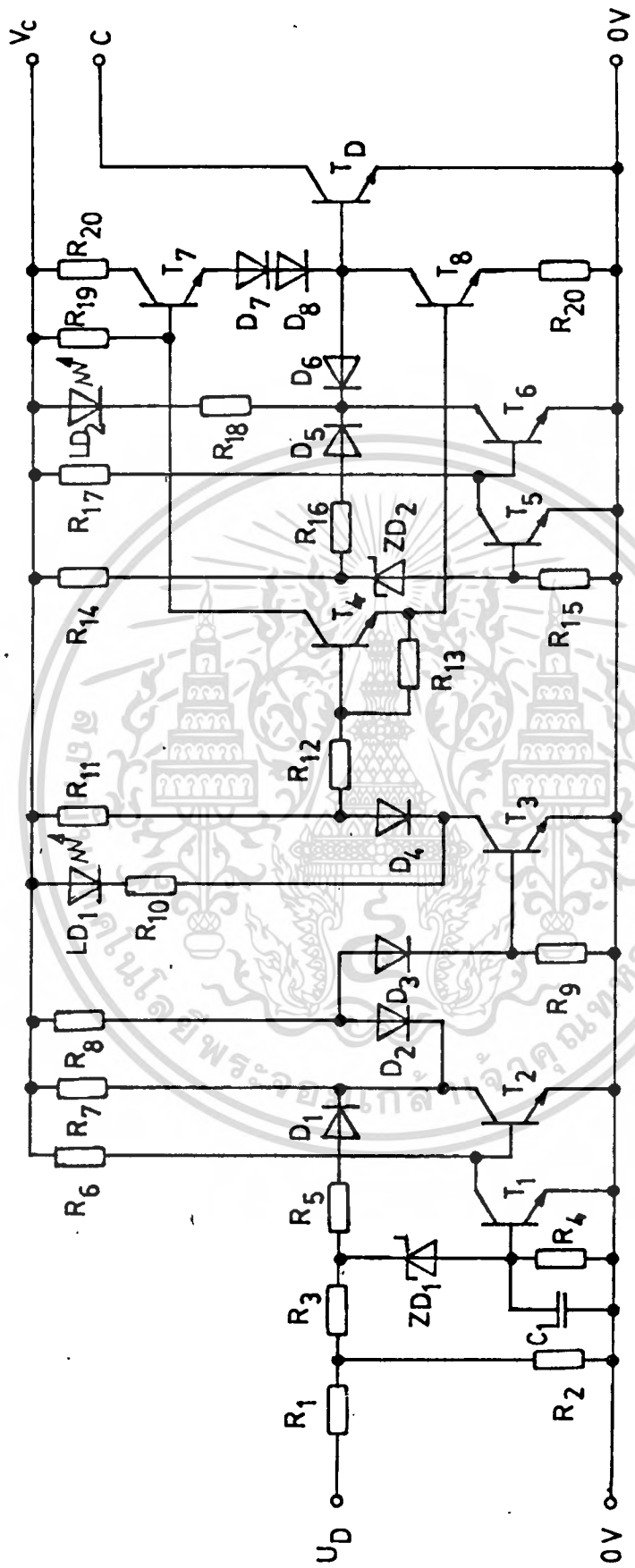
การป้องกันมิให้ทรานซิสเตอร์กำลังทำงานนอก RBSOA [8,9,10] สามารถป้องกันได้ อย่างง่าย ๆ โดยต่อวงจรแคปซิมป์สัปดาห์ไฟฟ้านี้ ดังรูปที่ 3.14 แต่ทว่าวงจรนี้ไม่ได้จำกัดอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสหรือสัปดาห์ไฟฟ้านี้ เพียงแต่ทำการจำกัดค่ายอด (peak) ของสัปดาห์ไฟฟ้านี้ ซึ่งก็ขึ้นกับสัปดาห์ไฟฟ้านี้ด้วย ในขณะทำงานสัปดาห์ไฟฟ้านี้ C₀ จะมีค่าเพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ ซึ่งจะเร็วหรือ

ช้าขึ้นอยู่กับขนาดของ C_D และ กระแสที่ไหลเข้าประจุ ดังนั้นจำเป็นต้องสลายนพลังงานของ C_D ออกบ้าง เพื่อมิให้ศักดาไฟฟ้าคร่อม C_D สูงเกินพิกัดของ C_D เองและของทรานซิสเตอร์ด้วย ดังนั้นจะต่อ R_D ขนานเข้าไปเมื่อศักดาไฟฟ้าคร่อม C_D เกินค่าอ้างอิงที่กำหนดเอาไว้ จากการทดลองใช้ C_D ขนาด $260\mu\text{F}$ 400 V และกำหนดให้ศักดาไฟฟ้าคร่อม C_D ไม่เกิน 250 V และ R_D ใช้ $800\ \Omega$ 120 W สำหรับวงจรควบคุมการทำงานแสดงดังรูปที่ 3.15 โดยมี R_1 และ R_2 ช่วยแบ่งศักดาไฟฟ้า U_D หลังจากนั้นก็ป้อนเข้าวงจรเปรียบเทียบศักดาไฟฟ้าอันประกอบด้วย T_1 และ T_2 ทำงานร่วมกับ ZD_1 ผ่าน T_3 ซึ่งจะแจ้งสถานะการทำงานด้วย LD_1 พร้อมกับขับ T_4 ไปด้วย ซึ่ง T_5 และทรานซิสเตอร์กำลัง T_D จะนำกระแสเมื่อ U_D มีค่าสูงเพียงพอจนวงจรเปรียบเทียบศักดาไฟฟ้าเปลี่ยนสถานะแล้วทำให้ T_3 นำกระแส



รูปที่ 3.14 แสดงการต่อวงจรเคลมป์ศักดาไฟฟ้าในวงจรคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.15 แสดงวงจรควบคุมการสลายพลังงานในคาปาซิเตอร์ของวงจรแคสแคมที่ตัดค่าไฟฟ้า

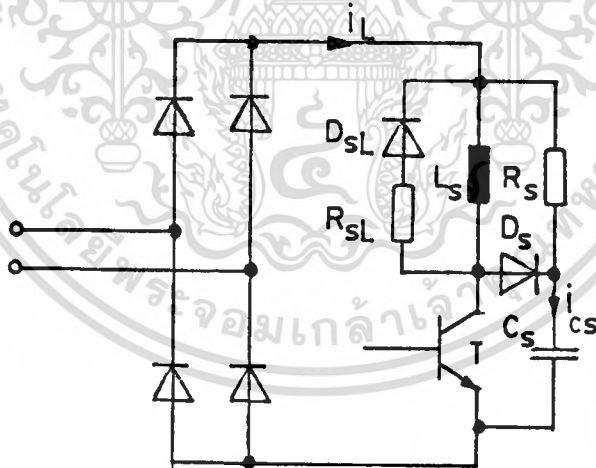
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.8 การลดความสูญเสียทางด้านกำลังบนตัวสวิตช์

ดังที่กล่าวมาแล้วว่าวงจรแคล็มป์ตัดดาไฟฟ้าช่วยได้แค่จำกัดค่ายอดของศักดาไฟฟ้า แต่ไม่ได้จำกัดอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสหรือศักดาไฟฟ้า ซึ่งอันนี้ยังผลให้ความสูญเสียทางด้านกำลังบนทรานซิสเตอร์ยังมีอยู่ ซึ่งอาจเกิด FBSB หรือ RBSB ขึ้นมาก็ได้ ดังนั้นจำเป็นต้องเพิ่มวงจรอันหนึ่งเรียกว่าวงจรสับเบอว์ [10,11] โดยแบ่งเป็นสับเบอว์อนุกรม คือการต่ออินดักเตอร์อนุกรมกับทรานซิสเตอร์เพื่อลด di/dt ในขณะที่ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสหรือเริ่มหยุดนำกระแสและป้องกันมิให้เกิด FBSB และสับเบอว์แบบขนานที่ต่อคาปาซิเตอร์คร่อมขา C และ E ของทรานซิสเตอร์เพื่อจำกัด dv/dt และป้องกันมิให้เกิด RBSB

3.9 การทำงานของวงจรสับเบอว์

ลักษณะวงจรสับเบอว์ที่ต่อใช้งานแสดงดังในรูปที่ 3.16 โดยมีหลักเกณฑ์ในการออกแบบง่าย ๆ โดยไม่ต้องคำนึงถึงผลของวงจรแคล็มป์ตัดดาไฟฟ้าได้ดังนี้



รูปที่ 3.16 แสดงการต่อวงจรสับเบอว์

3.9.1 การทำงานขณะทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส

ในระยะเริ่มหยุดนำกระแสสมมติให้กระแสของทรานซิสเตอร์ลดลงเป็นเชิงเส้น ระยะนี้เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า เรียกว่าระยะเวลาตก t_f ศักดาไฟฟ้าคร่อมคาปาซิเตอร์ C ที่เวลา t ใด ๆ สามารถหาได้คือ ไม่วากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$u_{c_s} = \frac{1}{C_s} \int_0^t i_{c_s}(t) dt \quad (3.33)$$

เมื่อให้ I_L เป็นกระแสคงที่ไหลผ่านโหลด

$$u_{c_s} = \frac{1}{C_s} \int_0^t \frac{I_L \cdot t}{t_f} dt \quad (3.34)$$

เลือก C_s เพื่อให้ศักดาไฟฟ้าคร่อมตัวมีค่าเท่ากับ U_{CD} ที่เวลา $t = t_f$
 ดังนั้นควรเลือก C_s ดังนี้

$$C_s > \frac{I_L t_f}{2 U_{CD}} \quad (3.35)$$

หลังจากนั้นแล้วคาปาซิเตอร์ยังคงประจุหลังจาก t_f ไปแล้ว ทำให้ศักดาไฟฟ้าคร่อม คาปาซิเตอร์เพิ่มขึ้นจนกระทั่งสูงกว่าศักดาไฟฟ้าของแหล่งจ่ายไฟ U_p อันเนื่องมาจากมีอินดักเตอร์ในวงจร แต่ในที่สุดก็กลับมาเท่ากับศักดาไฟฟ้าของแหล่งจ่าย

พลังงานที่สะสมในคาปาซิเตอร์คือ

$$E_{c_s} = (1/2) C_s U_p^2 \quad (3.36)$$

เมื่อทรานซิสเตอร์ถูกทำให้มีกระแสอีกครั้ง พลังงานเหล่านี้ก็ถูกสูญเสียใน R_s ถ้า f เป็นความถี่ในการทำงานของทรานซิสเตอร์ กำลังงานที่สูญเสียใน R_s คือ

$$P_{R_s} = (1/2) C_s U_p^2 f \quad (3.37)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าให้ค่า C_u เพิ่มขึ้น กำลังงานที่สูญเสียในทรานซิสเตอร์ลดลง แต่ความสูญเสียในความต้านทาน R_u จะเพิ่มขึ้น

ทันทีที่ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส ความต้านทาน R_u ควรทำหน้าที่จำกัดกระแสคายประจุมากที่สุดที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ให้มีค่าปลอดภัย ถ้าให้ I_M เป็นค่ากระแสมากที่สุดที่ทรานซิสเตอร์ยอมให้ผ่านได้ และ I_L เป็นกระแสไหลคืนในขณะที่นำกระแส และสมมติว่า R_u เท่านั้นที่จำกัดกระแสคายประจุของคาปาซิเตอร์ ดังนั้นหาค่า R_u ได้คือ

$$R_u > \frac{U_p}{I_M - I_L} \tag{3.38}$$

ซึ่งสมการอันนี้เป็นสมการที่ใช้หาค่าน้อยสุดของ R_u

ส่วนค่ามากที่สุดของ R_u นั้นหาได้จากระยะเวลานำกระแสสั้นที่สุด $T_{ON(min)}$ ของทรานซิสเตอร์ เมื่อไม่คิดค่าอินดักแตนซ์ที่ต่ออนุกรมอยู่ ออกแบบให้ค่าเวลานำกระแสสั้นสุดอย่างน้อยเป็นสามเท่าของค่าไทม์คอนสแตนต์ $R_u C_u$

$$T_{ON(min)} > 3 R_u C_u \tag{3.39}$$

เขียนให้ง่ายคือ

$$R_u < \frac{T_{ON(min)}}{3 C_u} \tag{3.40}$$

ซึ่งหมายความว่า R_u ควรมีค่าน้อยพอที่ทำให้การคายประจุของ C_u เร็ว ดังนั้นเมื่อรวมสมการ (3.38) และ (3.40) เข้าด้วยกันจะได้

$$\frac{U_p}{I_M - I_L} < R_u < \frac{T_{ON(min)}}{3 C_u} \tag{3.41}$$

สมการ (3.37) สำหรับการคำนวณกำลังสูญเสียของ R_{Σ}

3.9.2 การทำงานขณะทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแส

ขณะทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแส L_{Σ} จะเป็นตัวจำกัดอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ไหลเข้าทรานซิสเตอร์ การคำนวณหาค่า L_{Σ} ใช้หลักการดังนี้คือให้ L_{Σ} มีค่ามากเพียงพอเพื่อมิให้กระแสเกินค่าที่ทรานซิสเตอร์ยอมให้ไหลผ่านมันได้ซึ่งก็คือ I_{M} โดยกระแสมีเวลาได้ (Rise time) เท่ากับ t_r ซึ่งเป็นเวลาที่ศักดาไฟฟ้าตกคร่อมตัวทรานซิสเตอร์เป็นศูนย์ ดังนั้น

$$L_{\Sigma} > \frac{U_p t_r}{2 I_M} \tag{3.42}$$

และเมื่อทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส พลังงานที่สะสมใน L_{Σ} ถูกสูญเสียกลายเป็นความร้อนใน $R_{\Sigma L}$ และ $D_{\Sigma L}$ ทำให้เกิดศักดาไฟฟ้าตกคร่อม $R_{\Sigma L}$ ซึ่งค่าศักดาไฟฟ้านี้สามารถทำให้ศักดาไฟฟ้าคร่อมคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์เกินศักดาไฟฟ้าของแหล่งจ่าย ดังนั้นเพื่อให้ศักดาไฟฟ้าที่เพิ่มขึ้นจำกัดอยู่ที่ $U_{R\&L}$ ก็จะสามารถออกแบบ $R_{\Sigma L}$ ได้คือ

$$R_{\Sigma L} = \frac{U_{R\&L}}{I_L} \tag{3.43}$$

แต่ค่าไทม์คอนสแตนท์ $L_{\Sigma}/R_{\Sigma L}$ ควรจะสอดคล้องกับสมการข้างล่างนี้คือ

$$\frac{3L_{\Sigma}}{R_{\Sigma L}} < T_{off(min)} \tag{3.44}$$

การหาพิกัดทางด้านกำลังของ $R_{\Sigma L}$ หาได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_{R\&L} = (1/2) L_{\Sigma} I_L^2 f \tag{3.45}$$

3.9.3 การคำนวณหาค่า $C_{\mu}, R_{\mu}, L_{\mu}, R_{\mu L}$

เนื่องจากศักดาไฟฟ้าของแหล่งจ่ายเป็นเอชี่ ทำให้ศักดาไฟฟ้าคร่อมทรานซิสเตอร์แปรค่าไปด้วย ดังนั้นจึงใช้ค่าสูงสุดที่เป็นไปได้มาคำนวณ กล่าวคือให้ U_{μ} มีค่า 250 v กระแสไหลผ่านโหลด I_L มีค่า 5 A U_{CD} มีค่า 50 V และ t_f (จากภาคผนวก ค.) มีค่า $1 \mu s$ จากสมการ (3.35) สามารถคำนวณหาค่า C_{μ} ได้คือ

$$C_{\mu} > \frac{I_L t_f}{2 U_{CD}}$$

$$> \frac{(5A)(1\mu s)}{(2)(50V)}$$

$$> 0.05 \mu F$$

จากค่าคาปาซิเตอร์ที่หาได้ง่ายในท้องตลาด จึงเลือกใช้ค่า C_{μ} เท่ากับ $0.047 \mu F$ 630 V จากนั้นจึงคำนวณหาค่า R_{μ} โดยใช้ค่า I_M มีค่า 15 A (ดูภาคผนวก ค.) และระยะเวลานำกระแสให้น้อยสุด $T_{ON(min)}$ มีค่าไม่น้อยกว่า $10 \mu s$ สามารถคำนวณหาค่า R_{μ} ได้จากสมการ (3.41)

$$\frac{250V}{(15-5)A} < R_{\mu} < \frac{10\mu s}{(3)(0.047\mu F)}$$

$$25.7 \Omega < R_{\mu} < 70.9 \Omega$$

เนื่องจากความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยมคือ 2 kHz ดังนั้น $f = 2 \text{ kHz}$ ทำให้สามารถคำนวณหากำลังที่สูญเสียใน R_{μ} ได้ จากสมการ (3.37)

$$P_{R_{\mu}} = (1/2)(0.047\mu F)(250V)^2 (2kHz)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
= 2.93 W
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการคำนวณ จึงได้เลือก R_{μ} เท่ากับ 45 Ω 10 W และเพราะ t_{μ} (จากภาค
ผนวก ค.) มีค่า 1 μs ทำให้เราสามารถคำนวณหาค่า L_{μ} ได้จากสมการ (3.42)

$$L_{\mu} > \frac{(250V)(1\mu s)}{(2)(15A)}$$

$$> 8.3 \mu H$$

ใช้ L_{μ} ค่า 10 μH

เลือก $U_{R_{sL}}$ เท่ากับ 15 V ก็สามารถคำนวณหา R_{sL} ได้จากสมการ (3.43)

$$R_{sL} = \frac{15V}{5A} = 3 \Omega$$

สามารถคำนวณพิกัดกำลังของ R_{sL} ได้จากสมการ (3.45)

$$P_{R_{sL}} = (1/2)(10\mu H)(5A)^2(2kHz) = 0.25 W$$

ดังนั้นจึงเลือกใช้ R_{μ} เท่ากับ 3 Ω 5 W และเมื่อตรวจสอบค่า R_{sL} กับสมการ (3.44) โดย $T_{ON(min)}$ เท่ากับ $T_{OFF(min)}$ ซึ่งมีค่าเท่ากับ 10 μs จะพบว่า

$$T_{OFF(min)} > \frac{(3)(15\mu H)}{3\Omega}$$

$$> 10 \mu s$$

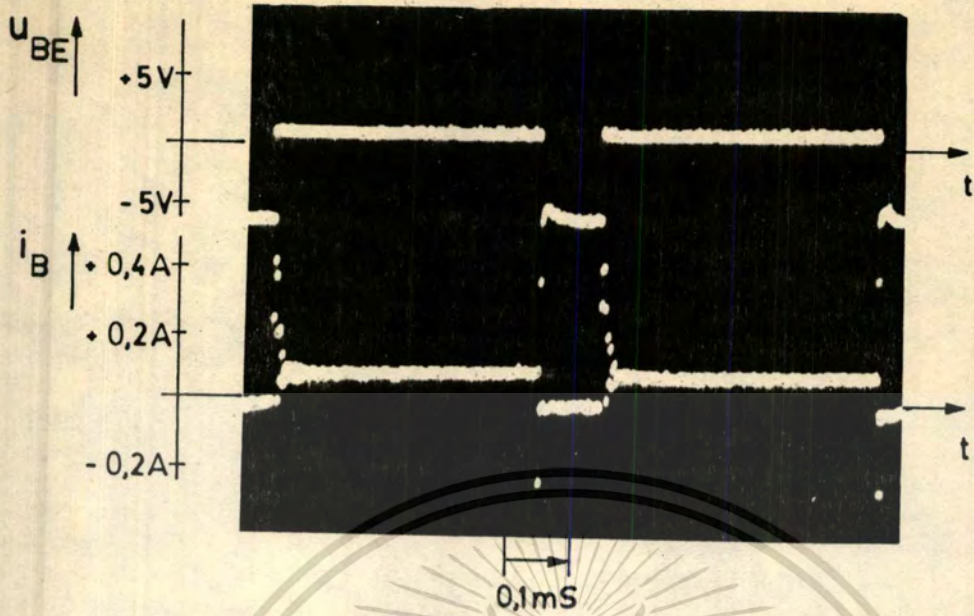
ซึ่งแสดงว่าค่า R_{μ} ที่ทำการออกแบบมาใช้ได้ ส่วนการจำกัดค่า $T_{ON(min)}$ หรือ $T_{OFF(min)}$ นั้นได้จากการทำงานของวงจรท่วงสัญญาณนั่นเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

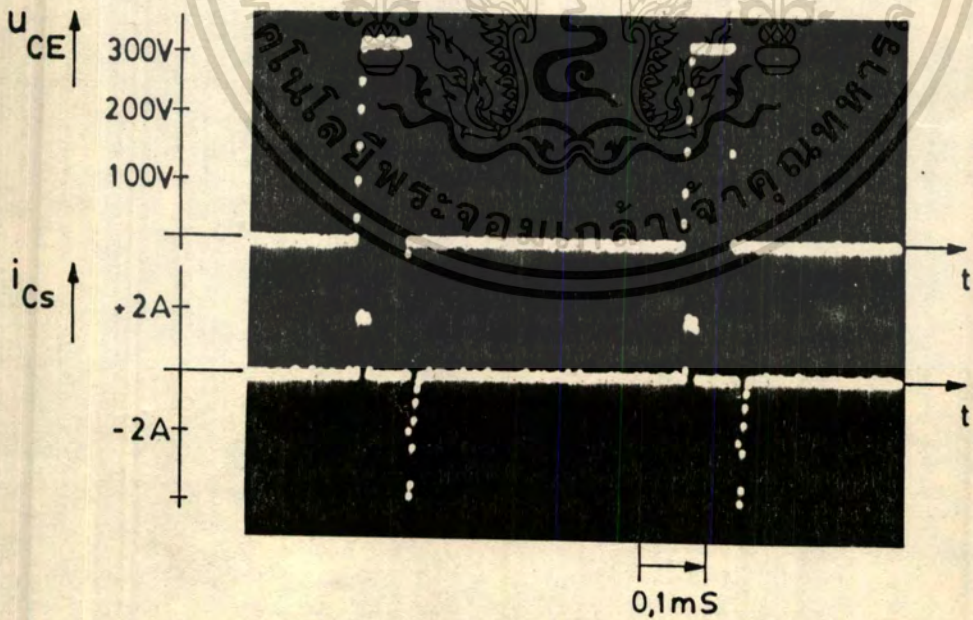
3.10 ผลการทดลอง

ความมั่นใจในการใช้ PWM คอนเวอร์เตอร์จะมีมากขึ้นเพียงได้นั้นขึ้นอยู่กับอุปกรณ์สวิตช์ ซึ่งเป็นทรานซิสเตอร์กำลัง ข้อควรระวังอย่างยิ่งก็คือในขณะที่ PWM คอนเวอร์เตอร์ทำงาน ทรานซิสเตอร์กำลังจะต้องไม่ทำงานนอก FBSOA และ RBSOA มิฉะนั้นจะเกิดความเสียหายขึ้นกับทรานซิสเตอร์กำลังได้ วงจรขับเบสของทรานซิสเตอร์กำลังจะทำให้เกิดการไบอัสตรงเพื่อให้ทรานซิสเตอร์นำกระแส และทำให้เกิดการไบอัสกลับเมื่อต้องการให้ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส ดังนั้นจึงได้ทดสอบดูการทำงานของวงจรขับเบสก่อนการทดลองขั้นอื่นทั้งหมด โดยพิจารณาถึงค่าศักดาไฟฟ้าคร่อมเบสและอิมิตเตอร์ร่วมกับกระแสเบส เมื่อเพิ่มโหลดให้มีกระแสคอลเลคเตอร์ 1.6 A ดังแสดงในรูปที่ 3.17 จากนั้นขยายการพิจารณาไปทดสอบดูการทำงานของสับเบสแบบซิงก์ ซึ่งจะทำหน้าที่สำคัญในขณะที่ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส เพราะกระแสที่เคยไหลผ่านทรานซิสเตอร์จะไหลผ่านคาปาซิเตอร์ของสับเบสแทน เป็นการลดอัตราการไต่ของศักดาไฟฟ้าคร่อมคอลเลคเตอร์และอิมิตเตอร์ ครั้นเมื่อทรานซิสเตอร์กำลังกลับมา นำกระแสใหม่อีกครั้งหนึ่ง พลังงานที่ถูกเก็บในคาปาซิเตอร์จะถูกทำให้สูญสลายเป็นความร้อนไปในความต้านทานของวงจรสับเบส ทำให้มีกระแสของคอลเลคเตอร์ส่วนหนึ่ง ในขณะที่ทรานซิสเตอร์กำลังเริ่มนำกระแส เป็นของวงจรสับเบส ดังนั้นในการทดลองต่อมาจึงได้ทดลองให้เห็นถึงความสัมพันธ์ระหว่างศักดาไฟฟ้าคร่อมคอลเลคเตอร์ และอิมิตเตอร์ พร้อมกับกระแสที่เข้าไปประจุ และคายประจุของคาปาซิเตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 3.18 และความสัมพันธ์ระหว่างศักดาไฟฟ้าคร่อมคอลเลคเตอร์และอิมิตเตอร์ ร่วมกับกระแสคอลเลคเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 3.19 ส่วนในรูปที่ 3.20 เป็นภาพที่เกิดจากการขยายแกนเวลาขึ้น เพื่อให้เห็นถึงความสัมพันธ์ของกระแสและศักดาไฟฟ้าโดยเฉพาะบริเวณที่มีการสวิตช์ ทั้งนี้เพราะ ความสัมพันธ์ของกระแสและศักดาไฟฟ้าในบริเวณดังกล่าวจะเป็นตัวชี้ให้เราทราบถึงความสูญเสียของพลังงานในระบบอันเนื่องมาจากการสวิตช์ (Switching loss) ได้เป็นอย่างดี และเพราะในระบบที่ได้ทำการวิจัยของเรานี้ การป้องกันมิให้สไปค์คร่อมอุปกรณ์สวิตช์สูงมากเกินไป กระทำได้โดยใส่วงจรแคสซิมป์ศักดาไฟฟ้า ดังนั้นจึงได้ทดสอบให้เห็นว่าศักดาไฟฟ้าคร่อมอุปกรณ์สวิตช์ และกระแสผ่านตัวมันมีดังแสดงในรูปที่ 3.21 และ 3.22 ซึ่งบริเวณส่วนกลางของรูปจะเน้นถึงช่วงระยะเวลาที่อุปกรณ์สวิตช์ควรจะนำกระแสที่มากขึ้นตามลำดับ ตามรูปที่ 3.22 นั้น แสดงระยะความกว้างในการนำกระแสมีค่าน้อยมาก ส่วนศักดาไฟฟ้าคร่อมโหลดที่เป็นเมอเตอร์และกระแสไหลจะมีดังแสดงในรูปที่ 3.23

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

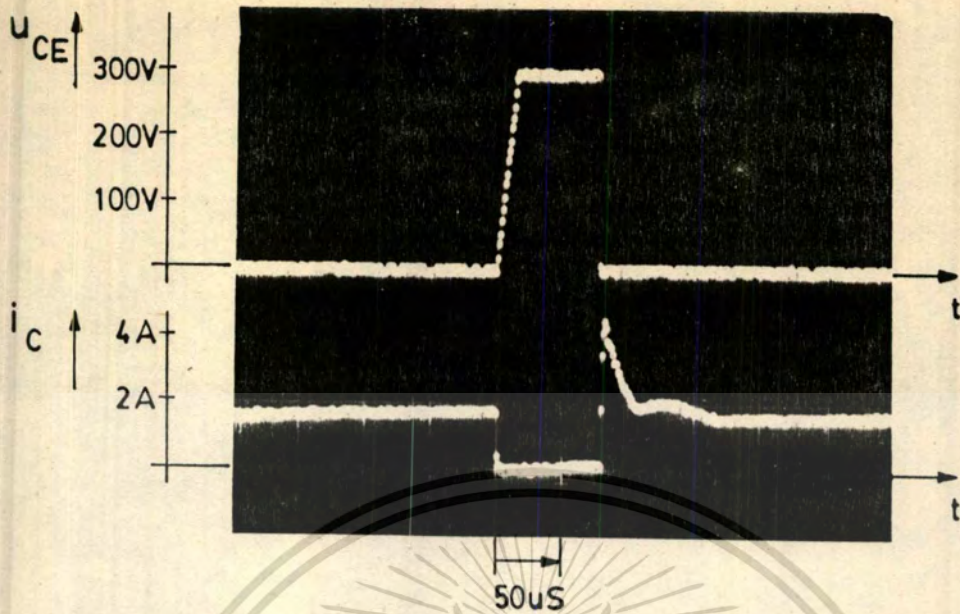


รูปที่ 3.17 แสดงตักตาไฟฟ้าคร่อมเบสและอิมิตเตอร์ u_{BE} และกระแสเบส i_B ที่กระแสคอลเลคเตอร์ $i_C = 1.6 \text{ A}$

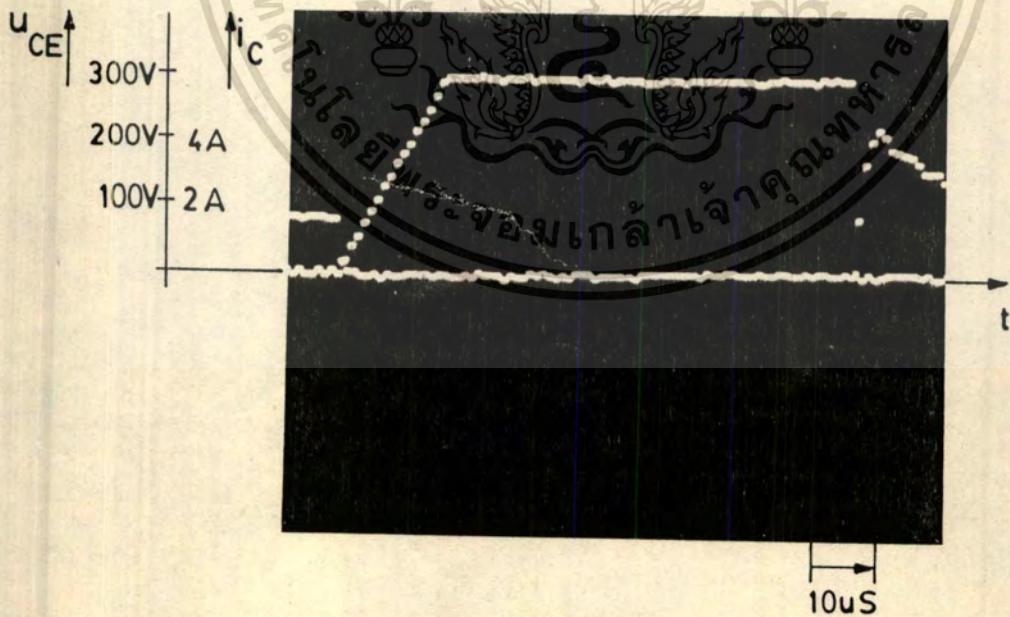


รูปที่ 3.18 แสดงตักตาไฟฟ้าคร่อมคอลเลคเตอร์และอิมิตเตอร์ u_{CE} และกระแส

ที่ไหลเข้าประจุและคายประจุ i_{Cs} ของคาปาซิเตอร์ในวงจรสับเบียร์นี้ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

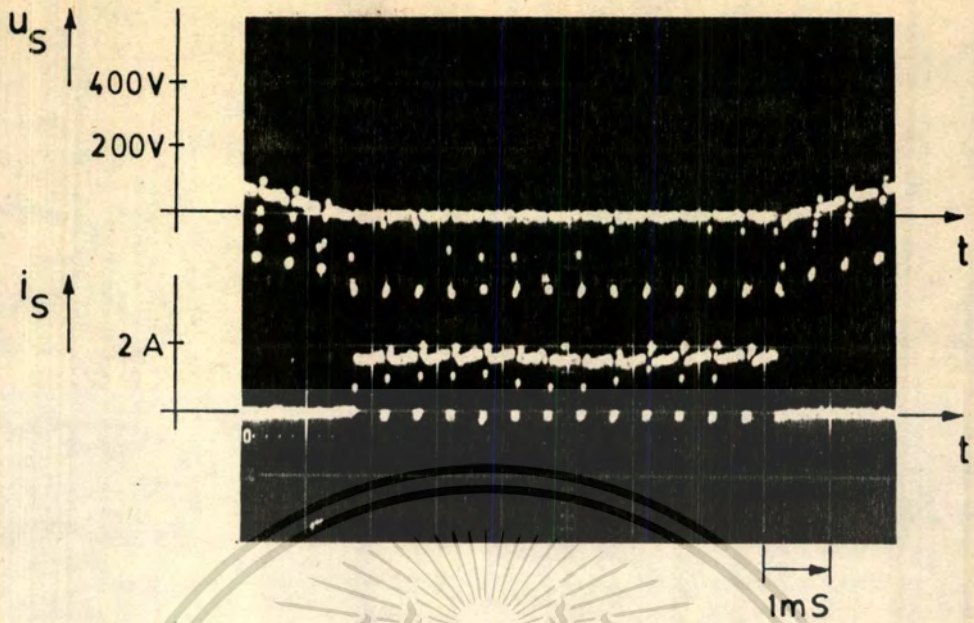


รูปที่ 3.19 แสดงศักดาไฟฟ้าคร่อมคอลเลคเตอร์และอิมิตเตอร์ u_{CE} และกระแสคอลเลคเตอร์ i_C

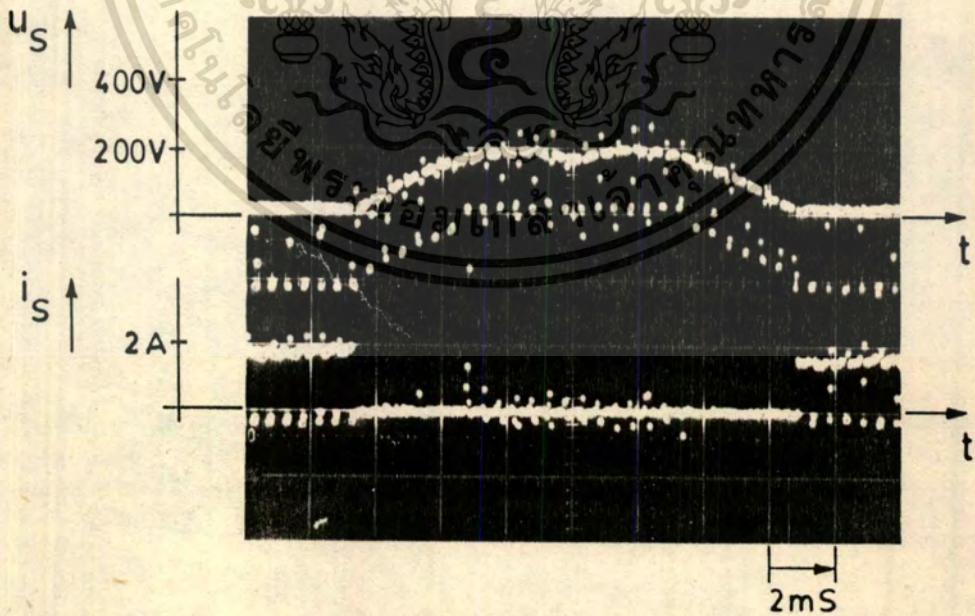


รูปที่ 3.20 แสดงศักดาไฟฟ้าคร่อมคอลเลคเตอร์และอิมิตเตอร์ u_{CE} และกระแส

คอลเลคเตอร์ i_C โดยขยายแกนเวลาจากรูปที่ 3.19 ไปใช้ประโยชน์ด้านการคำนวณ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

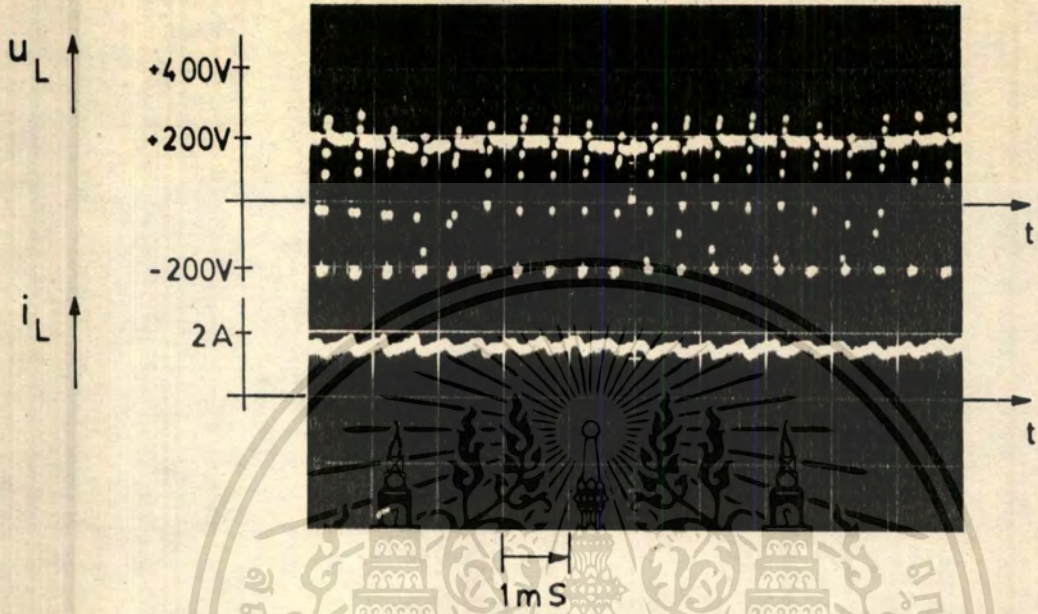


รูปที่ 3.21 แสดงศักดาไฟฟ้าคร่อมสวิตช์สองทาง u_s และกระแสที่ไหลผ่านสวิตช์สองทาง i_s



รูปที่ 3.22 แสดงศักดาไฟฟ้าคร่อมสวิตช์สองทาง u_s และกระแสที่ไหลผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เฉพาะในวงวิชาการเท่านั้น ไม่ควรนำออกนอกระบบหรือใช้เพื่อวัตถุประสงค์อื่นโดยไม่ได้รับอนุญาตจากสถาบันที่รับผิดชอบในการจัดทำเอกสารนี้
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.23 แสดงศักดาไฟฟ้าที่เอาท์พุทของคอนเวอร์เตอร์ u_L และกระแสที่จ่ายให้โหลด i_L

3.11 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

จากการทำงานของวงจรขับเบส จะเห็นว่าในขณะที่ทรานซิสเตอร์กำลังเริ่มนำกระแสขึ้น วงจรขับเบสจะพยายามจ่ายกระแสเบสในระยะเริ่มต้นมีค่าสูงมาก ทั้งนี้เพื่อลดความอึดตัวทางไดนามิกของทรานซิสเตอร์กำลัง ซึ่งจะเป็นผลทำให้ศักดาไฟฟ้าคร่อมคอลเลคเตอร์และอิมิตเตอร์มีค่าน้อย จึงทำให้ความสูญเสียกำลังในทรานซิสเตอร์ในระยะเริ่มนำกระแสมีค่าน้อยด้วย หลังจากนั้นวงจรขับเบสก็จะจ่ายกระแสเบสที่มากเพียงพอที่จะให้ทรานซิสเตอร์กำลังทำงานอยู่ในช่วงควอซีแซทจูเรชั่น ซึ่งมีผลช่วยลดสต่อแรงโถม ในขณะที่ทรานซิสเตอร์กำลังเริ่มหยุดนำกระแส ทำให้ทรานซิสเตอร์กำลังหยุดนำกระแสได้เร็วขึ้น เมื่ วงจรขับเบสได้ให้การไบอัสกลับแก่เบสและอิมิตเตอร์ ซึ่งจากการทดลองจะเห็นว่ามีการดึงกระแสเบสออกจากทรานซิสเตอร์กำลังทำให้ทรานซิสเตอร์กำลังหยุดนำกระแสได้เร็ว อย่างไรก็ตามการดึงกระแสเบสออกจากทรานซิสเตอร์กำลังควรจำกัด di/dt ของกระแสเบสที่เป็นลบมิให้สูงเกินไปไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นจึงใส่อินดักเตอร์ค่า 10 μH ไว้ในภาคดึงกระแสของวงจรขับเบส นอกจากนี้การให้ไบอัสกลับแก่เบสและอิมิตเตอร์ในขณะที่ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแสเป็นการเพิ่มพื้นที่ปลอดภัยให้มากขึ้นด้วย (ดูภาคผนวก ค. ประกอบ) ดังนั้นจะเห็นว่าวงจรขับเบสของทรานซิสเตอร์กำลังเป็นส่วนสำคัญ ส่วนหนึ่งที่ยังไม่ควรจะมองข้ามไปอย่างยิ่ง เพราะถ้าได้มีการออกแบบไว้อย่างถูกต้องแล้ว โอกาสที่จะเกิดความเสียหายแก่ทรานซิสเตอร์กำลังอันเนื่องมาจากเกิด FBSB หรือ RBSB มีน้อยลง

ผลของการทำงานของสลับเบสแบบขั้นที่ตามที่ได้ทดลองจะเห็นว่าในขณะที่ทรานซิสเตอร์เริ่มต้นนำกระแสอีกครั้งนั้นจะมีกระแสไหลออกจากคาปาซิเตอร์ของวงจรสลับเบส ซึ่งกระแสนี้จะไปรวมกับกระแสไหลตลเข้าคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์กำลัง ดังนั้นจึงทำให้กระแสคอลเลคเตอร์ในขณะที่ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสมีค่าสูง ดังนั้นจึงไม่ควรให้ทรานซิสเตอร์กำลังหยุดนำกระแสทันที ในขณะที่กระแสคอลเลคเตอร์มีค่ามากเช่นนี้ เพราะไหลของทรานซิสเตอร์กำลังเป็นไหลชนิดอินดักทีฟ การที่ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแสทันที ทำให้ศักดาไฟฟ้า (สไปค์) ตกคร่อมคอลเลคเตอร์และอิมิตเตอร์มีค่าสูงมากทำให้การทำงานของทรานซิสเตอร์กำลังที่ขณะนี้อาจทำงาน นอกจาก RBSOA ได้ จึงจำเป็นต้องจำกัดระยะเวลาที่นำกระแสให้น้อยสุดของทรานซิสเตอร์กำลัง ซึ่งในการทดลองครั้งนี้ได้ใช้ค่า 10 μs ซึ่งเป็นค่าอันเดียวกับระยะเวลาที่น้อยสุดที่วงจรสลับเบสแบบขั้นที่ ต้องใช้สลายพลังงานที่ถูกเก็บในคาปาซิเตอร์ลงในความต้านทาน

การใส่วงจรสลับเบสก็เพื่อต้องการลดอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสและศักดาไฟฟ้าของทรานซิสเตอร์กำลัง จากผลการทดลองได้แสดงให้เห็นถึงศักดาไฟฟ้าคร่อมคอลเลคเตอร์และอิมิตเตอร์ และกระแสคอลเลคเตอร์ ซึ่งเมื่อสังเกตระยะเวลาที่ทรานซิสเตอร์กำลังเริ่มนำกระแสหรือเริ่มหยุดนำกระแสจะสามารถคำนวณหาความสูญเสียในขณะสวิตช์ได้ ซึ่งจะเป็นความสูญเสียในตัวทรานซิสเตอร์กำลังเนื่องมาจากการสวิตช์ ซึ่งพบว่ามีค่าน้อยมากและทั้งนี้สามารถทดสอบได้ง่าย ๆ โดยการลองสัมผัสสุดที่ทรานซิสเตอร์กำลังจะปรากฏว่าไม่ร้อนมาก ดังนั้นจึงเป็นเรื่องแสดงให้เห็นเราทราบว่าวงจรสลับเบสได้ช่วยลดความสูญเสียที่ตัวทรานซิสเตอร์ในขณะสวิตช์

การไม่ใช้วงจรแคลิบ์ศักดาไฟฟ้าจะทำให้มีสไปค์ค่าสูงถึง 1 kV เกิดขึ้นคร่อมอุปกรณ์สวิตช์ แต่หลังจากใส่วงจรแคลิบ์ศักดาไฟฟ้าแล้วสามารถกำหนดให้ศักดาไฟฟ้าคร่อมอุปกรณ์สวิตช์มีค่าลดลงมาไม่เกิน 250 V ได้ ดังผลการทดลองซึ่งขอมเป็นการเพิ่มความไว้วางใจให้กับ PWM คอนเวอร์เตอร์ได้มากยิ่งขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

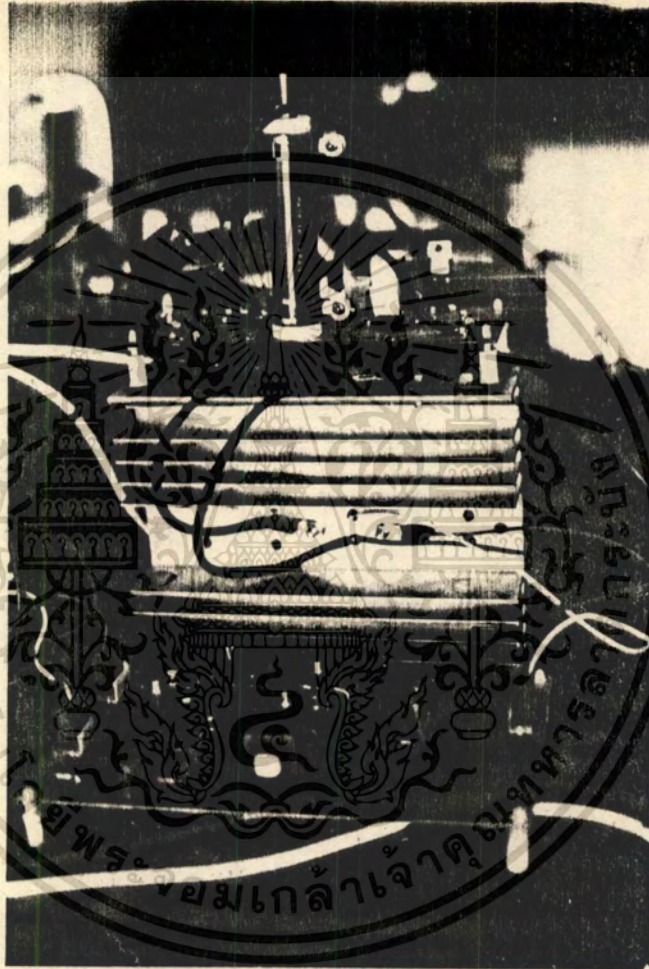
3.12 ชิ้นงานของวิทยานิพนธ์

ชิ้นงานของวิทยานิพนธ์แบ่งออกเป็นสองส่วน คือส่วนวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังกับส่วนสร้างสัญญาณอิเล็กทรอนิกส์ ส่วนที่เป็นวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังประกอบด้วยอุปกรณ์สวิทช์ 6 ชุดด้วยกัน ซึ่งอุปกรณ์สวิทช์ประกอบด้วยแผ่นอุปกรณ์ของวงจรขับเบส แผ่นอุปกรณ์ของวงจรสับเบอว์ และแผ่นอุปกรณ์ของบริดจ์ไดโอดเรกติไฟด์แสดงในรูปที่ 3.24 โดยมีทรานซิสเตอร์กำลังติดอยู่กับแผ่นระบายความร้อน

รูปที่ 3.25 แสดงวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ประกอบด้วยอุปกรณ์สวิทช์ 6 ชุดด้วยกัน แผ่นอุปกรณ์ที่อยู่ตรงกลางเป็นของวงจรแคลมป์ดีกดาไฟฟ้า ซึ่งประกอบไปด้วยแผ่นอุปกรณ์ของวงจรตรวจจับดีกดาไฟฟ้าและวงจรขับเบส โดยวางอยู่บนแผ่นระบายความร้อนของบริดจ์ไดโอดเรกติไฟด์ แผ่นวงจรสับเบอว์ได้ติดตั้งบนแผ่นระบายความร้อนของทรานซิสเตอร์กำลังที่ทำหน้าที่เป็นตัวสวิทช์เพื่อสลายพลังงานออกจากคาปาซิเตอร์ ความต้านทานที่ใช้สลายพลังงานจะอยู่ข้างใต้ของแผ่นอุปกรณ์เหล่านี้ทั้งหมด นอกจากนี้แล้วก็มีแผ่นอุปกรณ์ของตัววัดกระแสอยู่ที่ตรงกลางด้านซ้าย

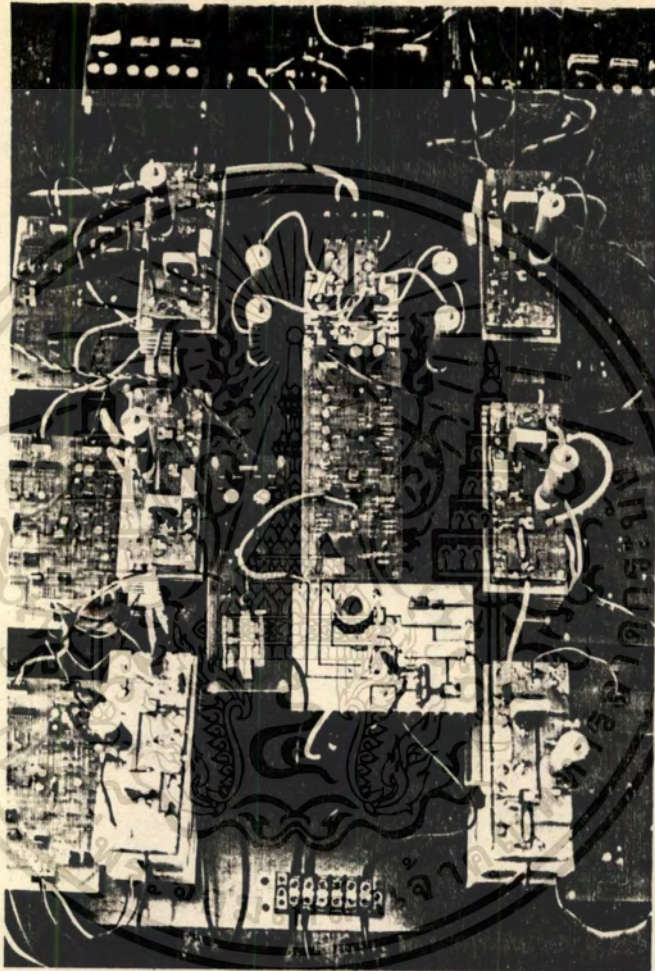
รูปที่ 3.26 แสดงแผ่นอุปกรณ์ที่สร้างสัญญาณอิเล็กทรอนิกส์ โดยมีแผ่นอุปกรณ์ที่อยู่ด้านล่างซ้ายและด้านล่างขวา เป็นของวงจรแหล่งจ่ายไฟแบบสวิทชิง เพื่อป้อนไฟเลี้ยงให้แก่วงจรขับเบส 6 ชุดด้วยกัน โดยแต่ละชุดเป็นไฟบวกและไฟลบ ซึ่งแยกกันอย่างอิสระกับชุดอื่น ๆ

รูปที่ 3.27 แสดงชุดการทดลอง อันประกอบด้วยคอนเวอร์เตอร์ มอเตอร์ที่คัปปลิงกับเซนเซอร์เรเตอร์ และโหลดที่เป็นหลอดไฟ



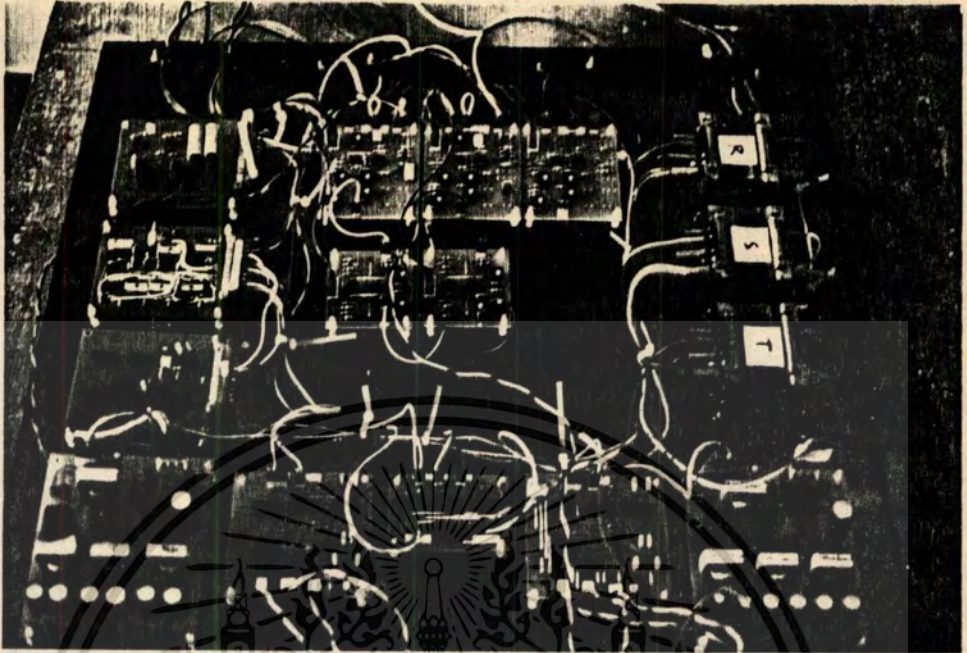
รูปที่ 3.24 แสดงอุปกรณ์สวิตช์ประกอบด้วยแผ่นอุปกรณ์ของวงจรขับเบส
แผ่นอุปกรณ์ของวงจรสับเบอ์ และแผ่นอุปกรณ์ของบริดจ์ไดโอด
เรกติฟาย์ส่วนตัวทรานซิสเตอร์กำลังนั้นติดอยู่กับแผ่นระบายความร้อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

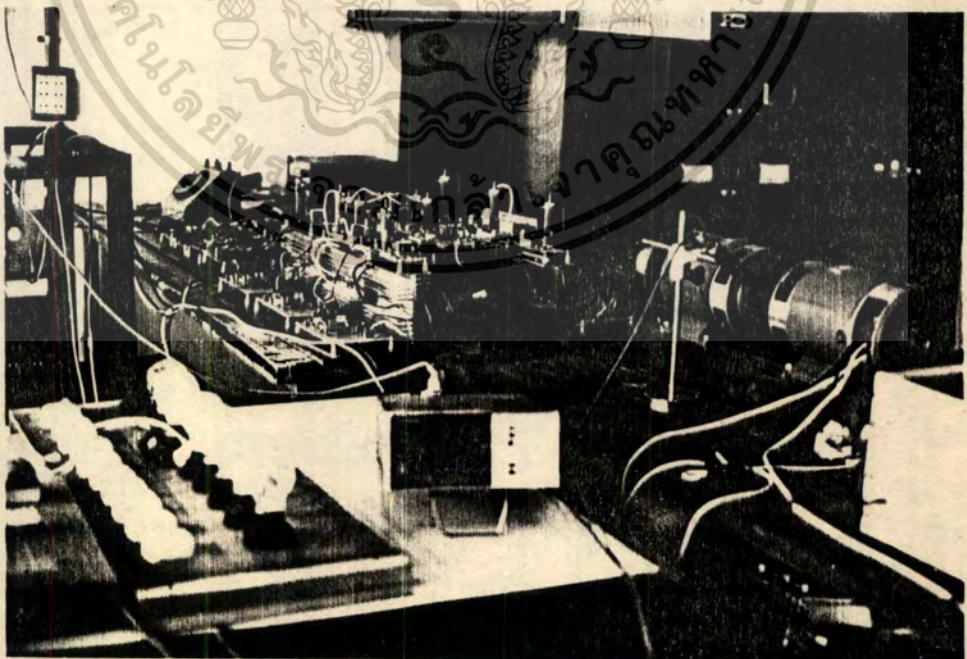


รูปที่ 3.25 แสดงวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ประกอบด้วยอุปกรณ์สวิทช์ 6 ชุดด้วยกัน และยังแสดงส่วนที่เป็นวงจรเคลือบตัดดาไฟฟ้า ประกอบด้วยแผ่นอุปกรณ์ของวงจรตรวจจับตัดดาไฟฟ้า และวงจรชับบีส ซึ่งวางอยู่บนแผ่นระบายความร้อนของบริดจ์ไดโอดเรกติฟาย์ แผ่นอุปกรณ์ของวงจรสับเบอร์ตัดตั้งบนแผ่นระบายความร้อนของทรานซิสเตอร์กำลังที่ทำหน้าที่เป็นสวิทช์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเพื่อการศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า นอกจากนั้นก็ยังมีแผ่นอุปกรณ์ของตัววัดกระแสด้วย
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.26 แสดงแผนอุปกรณ์ที่สร้างสัญญาณ PWM และแหล่งจ่ายไฟแบบสวิทช์ซึ่งรวมทั้งแผนอุปกรณ์ของวงจรควบคุมที่จะใช้โมบที่ 4



รูปที่ 3.27 แสดงชุดทดลองทั้งหมด ประกอบด้วย คอนเวอร์เตอร์ มอเตอร์ที่ตัดปลั๊ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
กับเขื่อนแควน้อยเรเตอร์ และไหลดเป็นหลอดไฟ

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.13 บทสรุป

ได้แบ่งการออกแบบ PWM คอนเวอร์เตอร์ออกเป็นสองส่วนด้วยกันคือ ส่วนที่สร้างสัญญาณอิเล็กทรอนิกส์และส่วนที่เป็นอิเล็กทรอนิกส์กำลัง การเขียนสัญญาณอิเล็กทรอนิกส์ในลักษณะเป็นเมทริกซ์ (Matrix) ช่วยให้การออกแบบวงจรสร้างสัญญาณอิเล็กทรอนิกส์ที่มีสัญญาณเอาต์พุตถึง 6 สัญญาณพร้อมกัน สามารถปรับความกว้างของสัญญาณเป็นไปได้อย่างง่ายดาย สัญญาณเหล่านี้ใช้ป้อนเข้าวงจรขับเบสของทรานซิสเตอร์กำลังโดยผ่านวงจรหน่วงสัญญาณและวงจรแยกสัญญาณตามลำดับ การออกแบบวงจรขับเบสได้นั้นถึงระยะเวลาที่ทรานซิสเตอร์กำลังใช้ในการสวิตช์น้อยสุด มีความสูญเสียกำลังในตัวมันน้อยที่สุด มี RBSOA ที่มากพอและได้ใส่วงจรสับเบสเบอร์แก่ทรานซิสเตอร์กำลัง เพื่อลดความสูญเสียกำลังในขณะสวิตช์ และเนื่องจากอุปกรณ์สวิตช์มีโหลดแบบอินดักทีฟ ดังนั้นจึงได้ใส่วงจรเคลือบปีกดาไฟฟ้าจำกัดสไปค์มิให้ค่าสูงมากเกินไป ดังนั้น PWM คอนเวอร์เตอร์ที่ออกแบบจึงเป็นแบบที่มีความเชื่อถือได้สูง



บทที่ 4

ระบบควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง แบบทำงานสี่ควอดแรนต์ด้วย PWM คอนเวอร์เตอร์

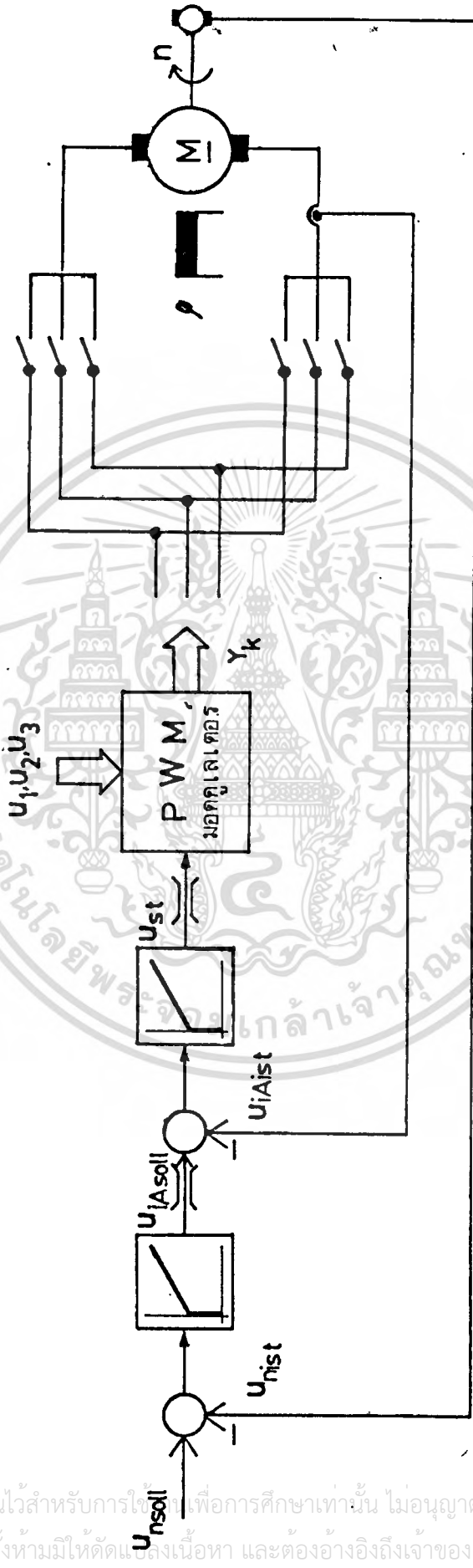
4.1 บทนำ

เมื่อได้ออกแบบคอนเวอร์เตอร์ให้สามารถรับกำลังงานแบบรีเอนเนอเรทีฟ ซึ่งเหมาะสำหรับนำมาควบคุมการจ่ายพลังงานให้แก่มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงที่ต้องการให้สามารถทำงานได้สี่ควอดแรนต์ ดังนั้นจำเป็นต้องมีการป้องกันความเร็วและกระแสด้วย ดังแสดงในรูปที่ 4.1 โดยที่ลูปลูกภายในเป็นลูปลูกกระแสซึ่งช่วยจำกัดปริมาณกระแสไม่ให้เกิดนิกิตของมอเตอร์ ลูปลูกภายนอกเป็นลูปลูกความเร็วเพื่อควบคุมความเร็วให้ตอบสนองตามสัญญาณคำสั่ง ในบทนี้จะอธิบายถึงการออกแบบวงจรควบคุมกระแสโดยใช้วิธีไมโครลัสออปติมิซึมและการออกแบบวงจรควบคุมความเร็วโดยใช้วิธีซิมเมตริกคอลออปติมิซึม วงจรควบคุมทั้งสองเป็นชนิด PI และสังเกตเห็นได้ว่าระบบขับเคลื่อนที่ทำงานได้สี่ควอดแรนต์ ไม่จำเป็นต้องมีวงจรเพิ่มเติมเพื่อตรวจจับกระแสไหลผ่านศูนย์ หรือตรวจจับสถานะการทำงานในแต่ละควอดแรนต์เลย ส่วนการจำกัดปริมาณกระแสก็โดยใส่วงจรจำกัดคิกคาไฟฟ้าที่ทางออกของตัวควบคุมความเร็ว

4.2 บล็อกไดอะแกรมของระบบที่มีการป้องกัน

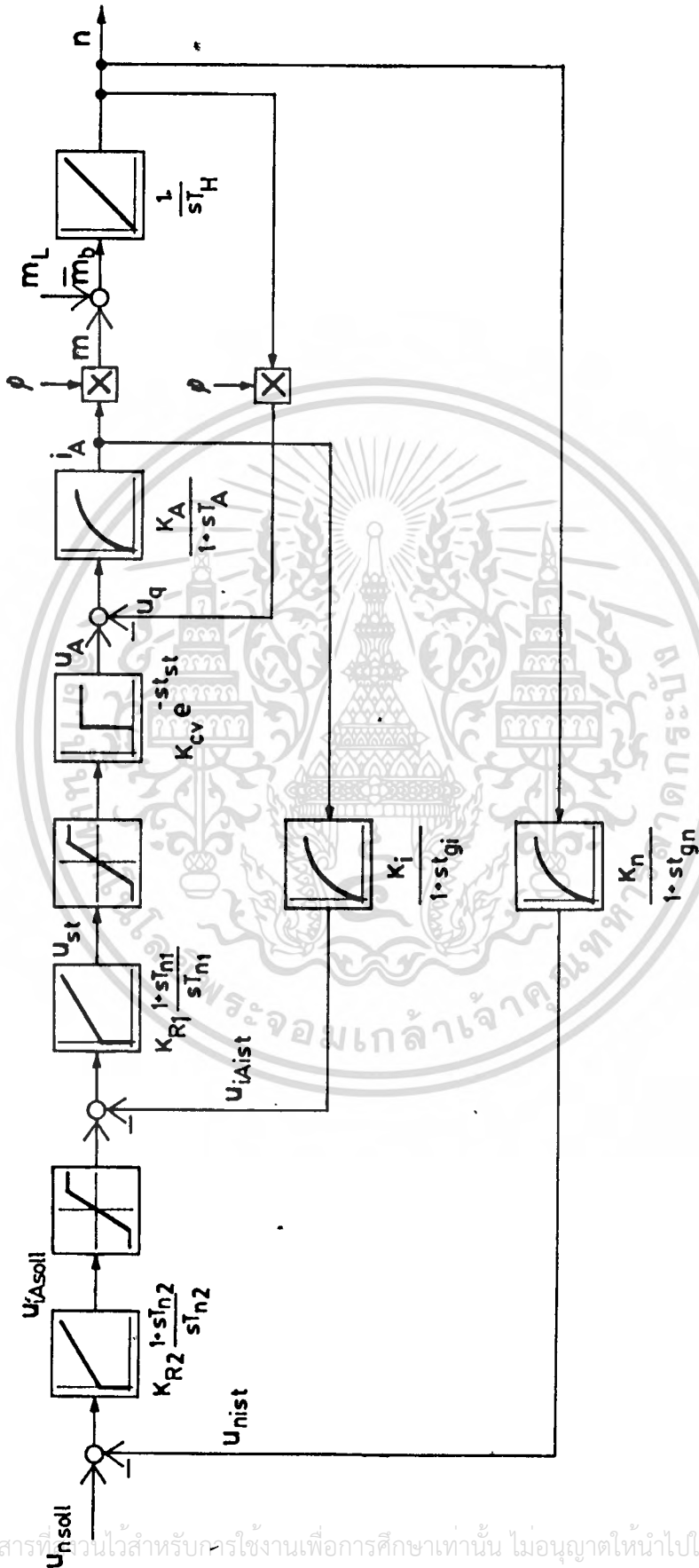
กระบวนการ (Process) ที่ต้องการควบคุมประกอบด้วย PWM คอนเวอร์เตอร์ ซึ่งจ่ายพลังงานให้มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบกระตุ้นแยก ที่ดับปลั๊กกับเอนเนอเรเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงและทาโคเอนเนอเรเตอร์ การเปลี่ยนไหลทำได้โดยต่อขั้วทางออกของเอนเนอเรเตอร์เข้ากับหลอดไฟ

บล็อกไดอะแกรมของขบวนการที่ถูกป้องกันแสดงดังในรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.1 แสดงระบบควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 แสดงบล็อก โดอะแกรมของระบบที่มีการป้อนกลับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่รวบรวมไว้สำหรับครูใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 วิธีการชดเชยของลูบควบคุมที่ต่อแบบคาสเคด

ลักษณะลูบที่ต่อดังแสดงในรูปที่ 4.2 เป็นการต่อลักษณะคาสเคด [12, 13, 14] ซึ่งโดยทั่วไปแล้ว การใช้ลูบหลักอันเดียวกับขบวนการที่มีค่าไทม์คอนสแตนต์ขนาดใหญ่หลายตัว ก็สามารถทำได้ โดยใช้อุปกรณ์ควบคุมชดเชยเอา แต่อุปกรณ์ควบคุมที่ใช้กันอยู่คือ PID สามารถชดเชยได้แค่สองตัวเท่านั้น ดังนั้นเมื่อค่าไทม์คอนสแตนต์ขนาดใหญ่มีมากกว่าสองขึ้นไปจะทำให้ผลลัพธ์ของการควบคุมเชิงช้าลง เมื่อใช้การควบคุมแบบคาสเคดจึงเป็นไปได้ที่จะแบ่งส่วนของค่าไทม์คอนสแตนต์ขนาดใหญ่ดังแสดงในรูปที่

4.3 โดยระยะเวลาได้ขึ้นอยู่กับผลรวมของค่าไทม์คอนสแตนต์ขนาดเล็ก นอกจากนี้ยังช่วยอำนวยความสะดวกที่เห็นได้ชัดคือลูบกระแสที่อยู่ในลูบควบคุมความเร็ว (ตัวอย่างเช่นมีการจำกัดกระแส เมื่อคอนเวอร์เตอร์ลัดวงจรหรือไม่ก็ควบคุมแรงบิด)

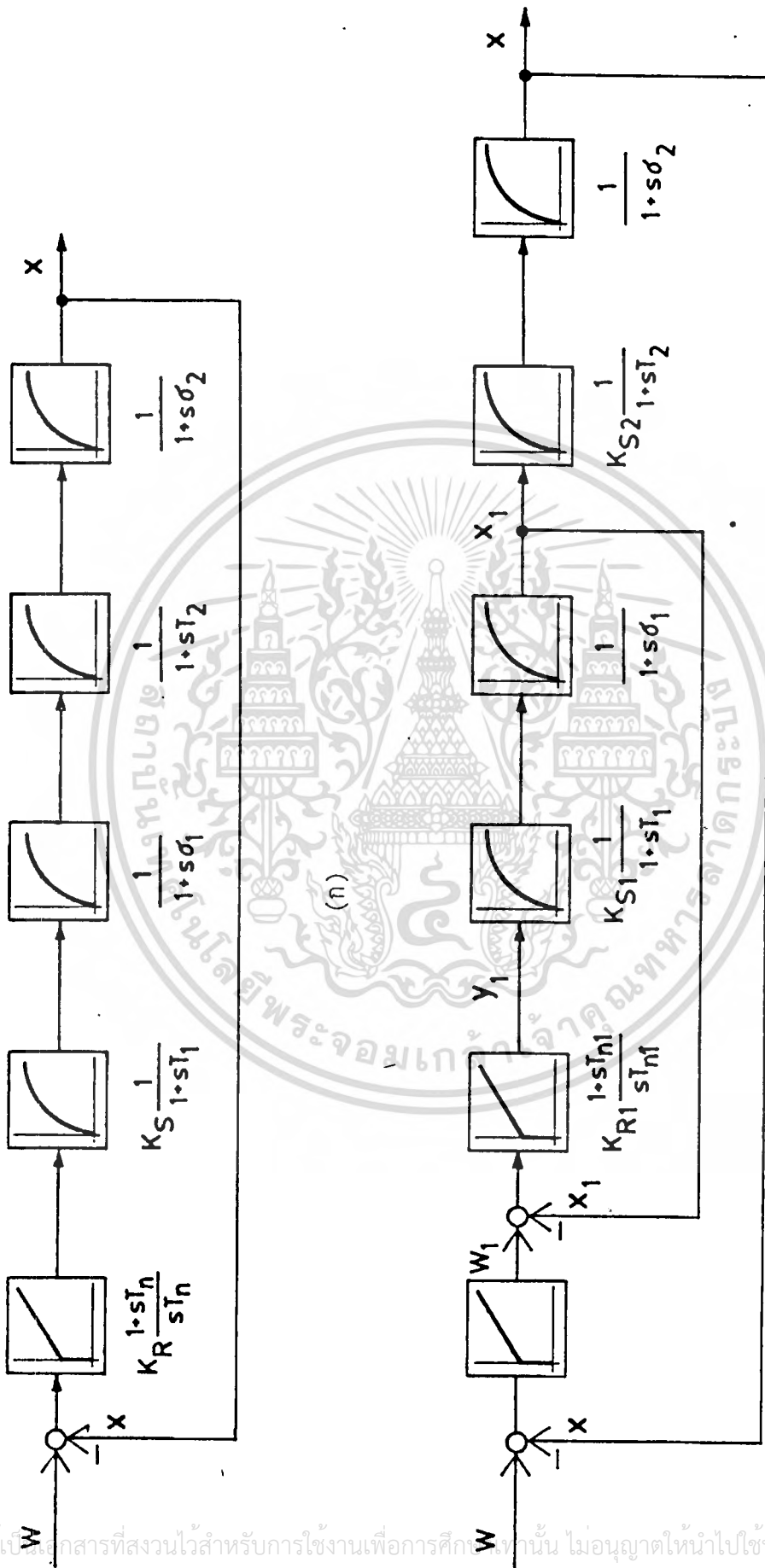
จากรูปที่ 4.3 (ก) มีกระบวนการประกอบด้วยค่าไทม์คอนสแตนต์ขนาดใหญ่สองค่า T_1, T_2 และค่าไทม์คอนสแตนต์ขนาดเล็กสองอัน σ_1, σ_2 จากการใช้โมดูลัสออบติมิ้ม (ดูภาคผนวก ข.1) ค่าไทม์คอนสแตนต์ขนาดใหญ่ T_1 จะถูกชดเชยไป ดังรูปที่ 4.3(ข) ก็จะได้ทรานสเฟอ์ฟังก์ชันปรากฏแก่ลูบภายนอกคือ

$$F_{sbo}(s) = \frac{1}{1+s2\sigma_1 + s^2 2\sigma_1^2} \approx \frac{1}{1+s2\sigma_1} \quad (4.1)$$

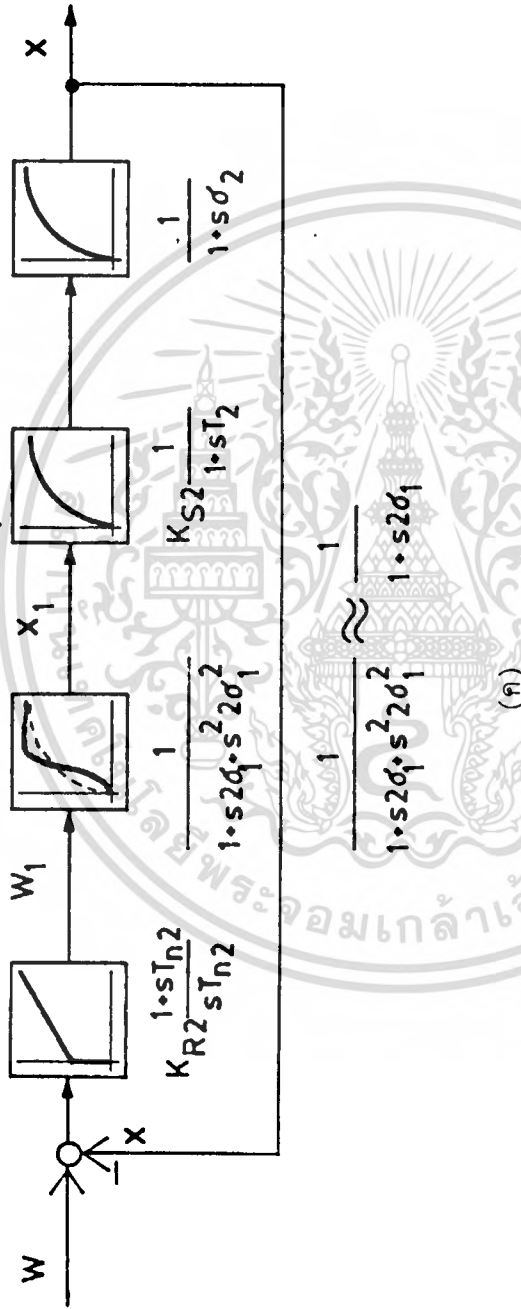
ดังนั้นสามารถสรุปได้ว่าด้วยความช่วยเหลือของลูบควบคุมข้างใน เป็นไปได้ที่ทรานเฟอ์ฟังก์ชัน $1/(1+sT_1) \cdot 1/(1+s\sigma_1)$ ที่เป็นของเริ่มแรกถูกแปลงเป็นระบบท่วงอันดับที่หนึ่งที่มีค่าไทม์คอนสแตนต์สมมูลย์ขนาดเล็ก

$$t_o = 2\sigma_1 \quad (4.2)$$

ซึ่งจะปรากฏแก่ลูบภายนอกดังรูปที่ 4.3 (ค)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.3 (ก)แสดงการชดเชยโดยใช้ลู่อัด (ข) แสดงการชดเชยโดยต่อลู่อัดแบบคาสเคดกับการทำงานของลู่อัดภายในโดยใช้วิธีไมตุลัสออบติ่ม (ค) แสดงการประมาณลู่อัดภายในเป็นระบบคนวงอันดับที่หนึ่ง แล้วปรับการทำงานของลู่อัดภายนอกโดยใช้วิธีไมตุลัสออบติ่ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 การออกแบบวงจรควบคุมในลูกระแสและลูประจุความเร็ว

การออกแบบวงจรควบคุมนี้ใช้ทฤษฎีตั้งในภาคผนวก ข. และมอเตอร์มีรายละเอียดตั้งในภาคผนวก ก. PWM คอนเวอร์เตอร์มีรายละเอียดตั้งในบทที่ 3

4.4.1 การออกแบบวงจรควบคุมกระแส

การปรับอุปกรณ์ควบคุมของลูกระแสกระทำในขณะที่มอเตอร์หยุดนิ่ง ก่อนจะเริ่มคำนวณจำเป็นต้องหาอัตราขยายของกระบวนการ K_{s1} และค่าไทม์คอนสแตนต์ของวงจรรอมาเจอร์ T_A และต้องรู้ผลรวมของค่าไทม์คอนสแตนต์ขนาดเล็ก σ_1 ด้วย รูปที่ 4.4 (ก) แสดงวิธีหาอัตราขยายของกระบวนการ K_{s1} โดยการทำการทดลองวัดความสัมพันธ์ระหว่าง u_{st} กับ u_{1A} แต่ในที่นี้จะใช้การคำนวณโดยให้ศักดาไฟฟ้าเฉลี่ยที่ออกจากคอนเวอร์เตอร์ U_{Aavg} ป้อนเข้ามอเตอร์ที่ถูกโหลดโรเตอร์เอาไว้ ก็จะได้

$$\begin{aligned}
 U_{Aavg} &= R_A I_A \\
 \text{และ} \quad u_{1A} &= K_1 I_A \\
 \text{โดยที่} \quad K_1 &= \frac{10V}{5A} \\
 &= 2 \text{ V/A}
 \end{aligned}$$

ซึ่งได้จากภาคผนวก ก.

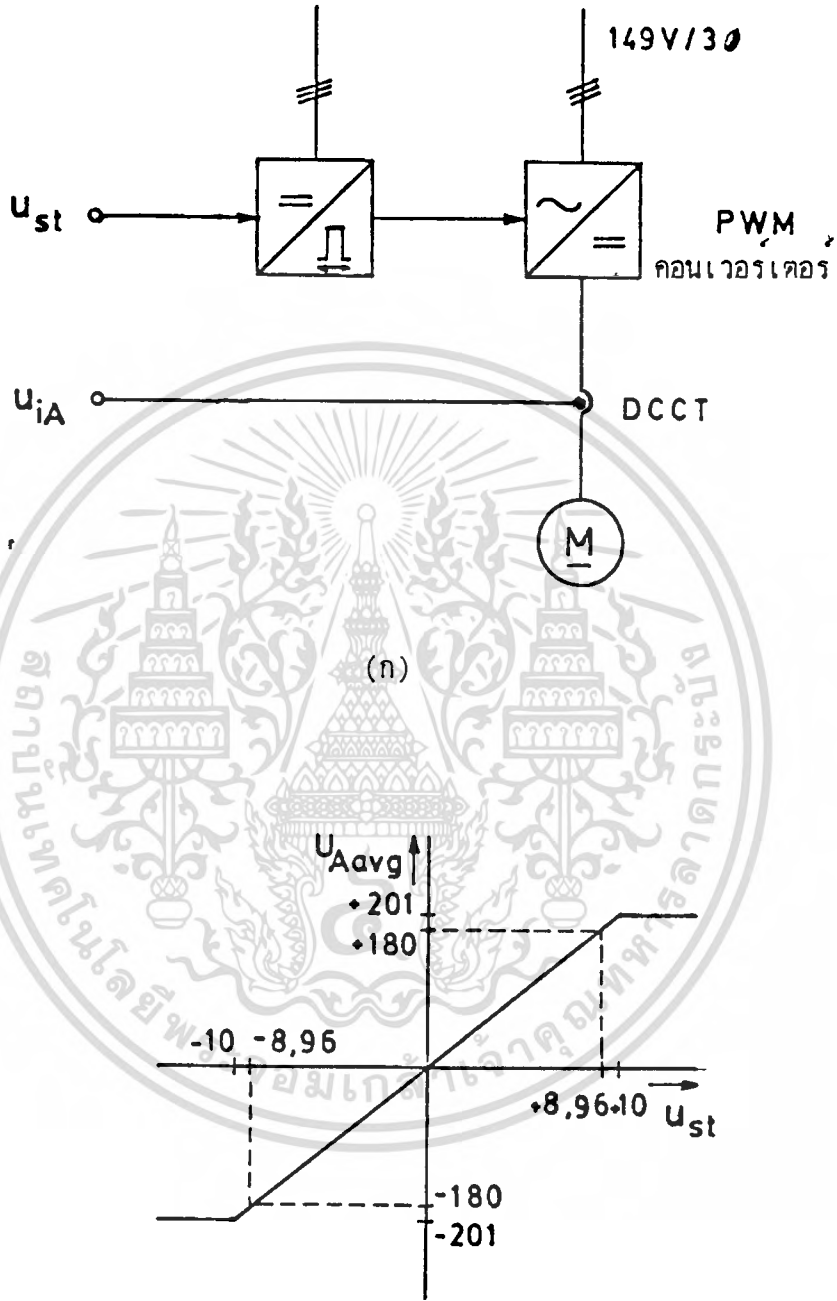
ดังนั้นจะได้

$$\frac{U_{Aavg}}{u_{1A}} = \frac{R_A}{K_1}$$

นั่นคืออัตราขยายของกระบวนการเท่ากับ

$$\begin{aligned}
 K_{s1} &= u_{1A}/u_{st} \\
 &= (U_{Aavg}/u_{st}) / (U_{Aavg}/u_{1A}) \\
 &= (U_{Aavg}/u_{st}) / (R_A/K_1)
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)

รูปที่ 4.4 (ก) แสดงการหาอัตราขยายของขบวนการ K_{S1} และค่าไทม์คอนสแตนต์ของวงจรรอมาเจอร์ T_A

(ข) แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณควบคุม u_{st} และค่าตัดดาไฟฟ้าเฉลี่ย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ส่วนตัวเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าที่ออกจากคอนเวอเตอร์ U_{Aavg} ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ศักดาไฟฟ้าค่าเฉลี่ยสูงสุดที่ออกจากคอนเวอร์เตอร์ $U_{Aavg(max)}$ สามารถคำนวณได้ดังนี้

คือ [15]

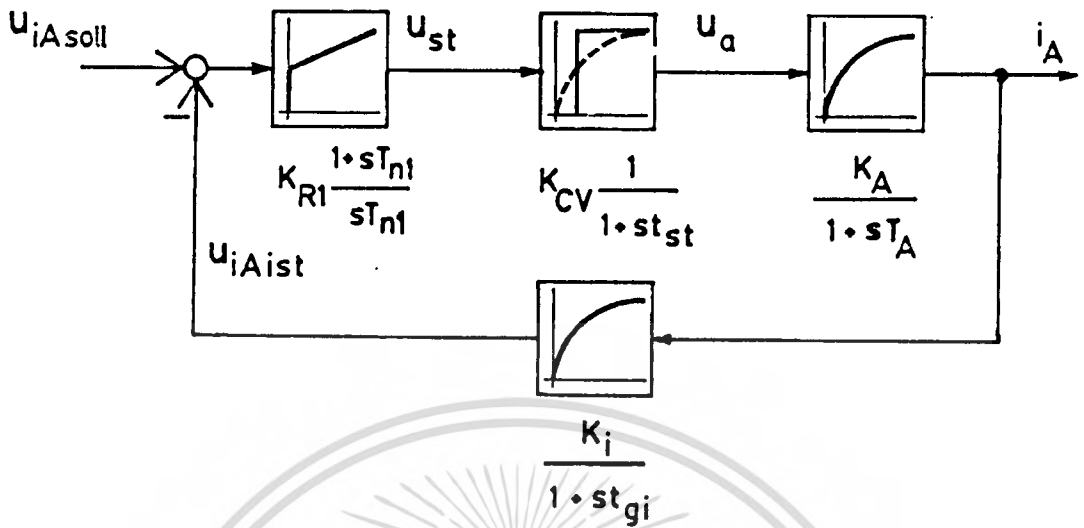
$$\begin{aligned}
 U_{Aavg(max)} &= (3/\pi) U_{line(max)} \\
 &= (3/\pi) \cdot \sqrt{2} \cdot 149V \\
 &= 201 V
 \end{aligned}$$

รูปที่ 4.4 (ข) แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง U_{Aavg} กับ u_{st} เมื่อวัดความต้านทานวงจรมอเตอร์ R_A ได้ 7.5 Ω ก็คำนวณหา K_{S1} ได้คือ

$$\begin{aligned}
 K_{S1} &= (201V/10V) / (7.5/2) \\
 &= 5.36
 \end{aligned}$$

ส่วนค่าไทม์คอนสแตนต์ของวงจรมอเตอร์ T_A วัดได้จากผลตอบสนองของสัญญาณกระแส u_{1A} เมื่อป้อน u_{st} เป็นสเตป จากการทดลองวัด T_A ได้ 4 ms

จากรูปที่ 4.5 เป็นรูปควบคุมกระแสจะเห็นว่าค่าไทม์คอนสแตนต์ขนาดเล็ก σ_1 ประกอบด้วยค่าไทม์คอนสแตนต์ของวงจรกรองสัญญาณกระแสจากตัววัดกระแส t_{s1} ซึ่งใช้ค่า 0.75 ms กับค่าเดดไทม์ (Dead time) ของคอนเวอร์เตอร์ t_{dt} ซึ่งขึ้นอยู่กับความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยมที่มีค่า 2 kHz ดังนั้น t_{dt} มีค่าเฉลี่ย 0.25 ms



รูปที่ 4.5 แสดงบล็อกไดอะแกรมของลูบควบคุมกระแส

ดังนั้น

$$\begin{aligned} \sigma_1 &= t_{g1} + t_{st} \\ &= 0.75 \text{ ms} + 0.25 \text{ ms} \\ &= 1 \text{ ms} \end{aligned}$$

การออกแบบวงจรรวมของลูบกระแสใช้วิธีไมดูลัสออฟติมิซึม ตามภาคผนวก ข.1 โดยจากสมการ (ข.1.1) สามารถหาค่า T_{n1} ได้คือ

$$T_{n1} = T_1 = T_A = 4 \text{ ms}$$

จากสมการ (ข.1.8) สามารถคำนวณหาอัตราขยาย K_{R1}

$$\begin{aligned} K_{R1} &= \frac{T_A}{2 K_{S1} \sigma_1} \\ &= \frac{4 \text{ ms}}{(2) (5.36) (1 \text{ ms})} \\ &= 0.37 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรควบคุมชนิด PI ตามภาคผนวก ข.3 เลือก R_f เท่ากับ 5 k Ω ก็
สามารถคำนวณหาค่า C_f ได้จากสมการ (ข.3.4)

$$\begin{aligned}
 C_f &= \frac{T_n}{R_f} \\
 &= \frac{4\text{ms}}{5\text{k}\Omega} \\
 &= 800 \text{ nF}
 \end{aligned}$$

ซึ่งในการทดลองวิจัยครั้งนี้ใช้คาปาซิเตอร์ค่า 470 nF กับ 330 nF ต่อขนานกัน

เมื่อได้เลือก R_u เท่ากับ 20 k Ω โดยอาศัยสมการ (ข.3.9) สามารถคำนวณหา α

ได้ดังนี้คือ

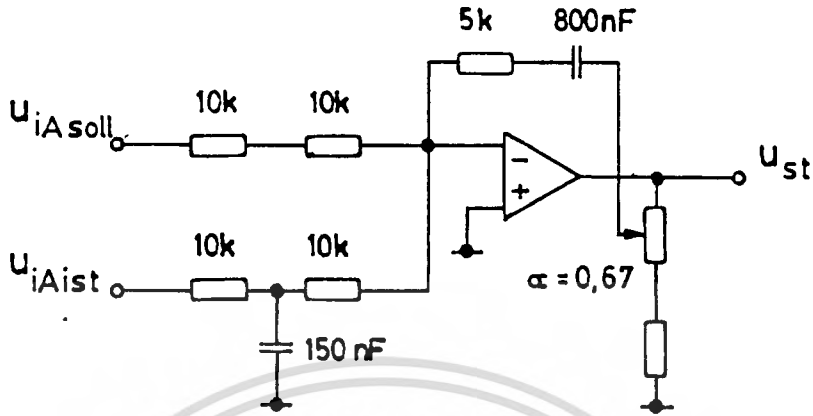
$$\begin{aligned}
 \alpha &= \frac{R_f}{K_R R_u} \\
 &= \frac{5\text{k}\Omega}{(0.37)(20\text{k}\Omega)} \\
 &= 0.67
 \end{aligned}$$

ให้สัญญาณที่เป็นส่วนป้อนกลับของกระแส นำมาผ่านวงจรกรองสัญญาณอื่นได้จากการแบ่ง R_o
ออกเป็นสองส่วน ซึ่งเมื่อเลือก R_{o1} เท่ากับ R_{o2} มีค่า 10 k Ω จะคำนวณ C_o ได้จากสมการ (ข.3.3)

$$\begin{aligned}
 C_o &= t_{s1} \cdot \frac{R_{o1} + R_{o2}}{R_{o1} \cdot R_{o2}} \\
 &= 0.75\text{ms} \cdot \frac{10\text{k}\Omega + 10\text{k}\Omega}{(10\text{k}\Omega)(10\text{k}\Omega)}
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าของอุปกรณ์ที่ได้จากการคำนวณ แสดงดังในรูปที่ 4.6



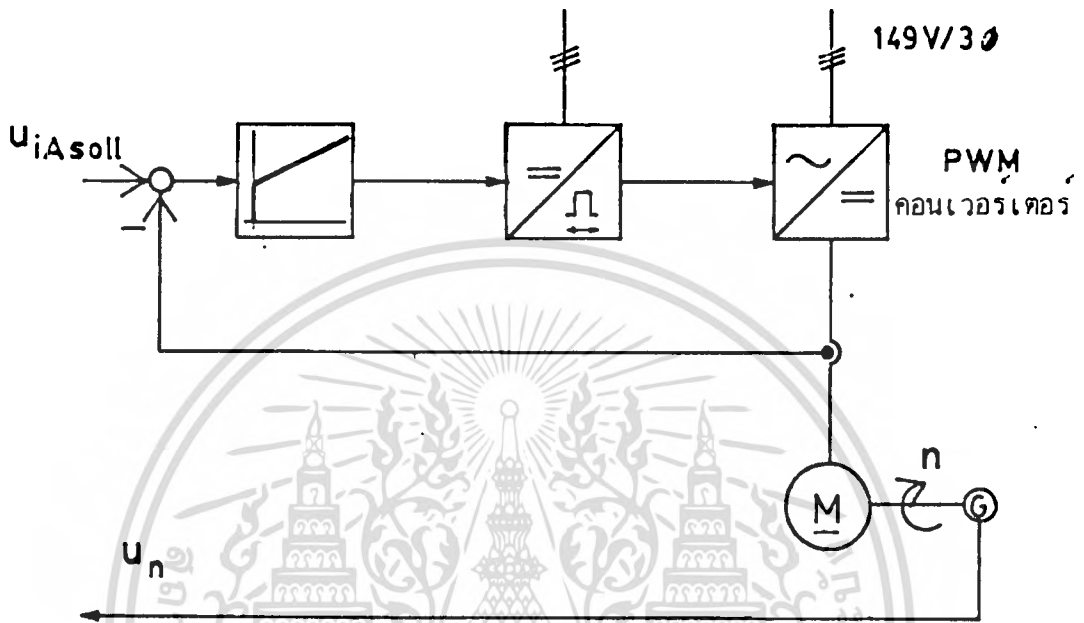
รูปที่ 4.6 แสดงวงจรควบคุมกระแสพร้อมกับให้ขนาดที่ได้จากการคำนวณ

4.4.2 การออกแบบวงจรควบคุมความเร็ว

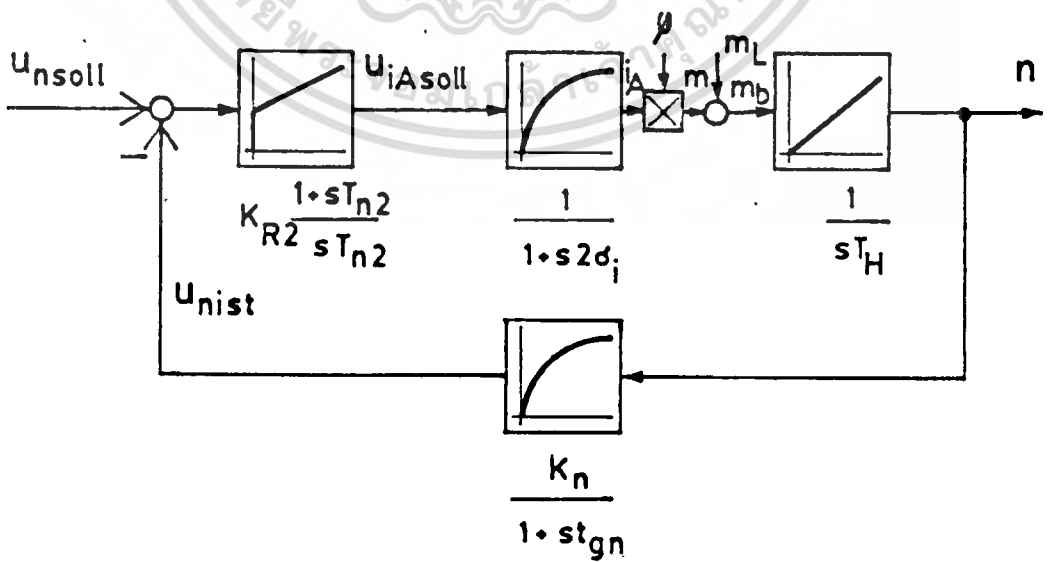
ก่อนที่จะออกแบบวงจรควบคุมของลูบความเร็วจำเป็นต้องหาค่าไทม์คอนสแตนท์อินทิเกรทของกระบวนการ T_1 ซึ่งคืออัตราส่วนของค่าไทม์คอนสแตนท์อินทิเกรทของกระบวนการ T_H กับ อัตราขยายของกระบวนการ K_{S2} และต้องรู้ผลรวมของค่าไทม์คอนสแตนท์ขนาดเล็ก σ_n ด้วย รูปที่ 4.7 ใช้หาค่าไทม์คอนสแตนท์อินทิเกรทของกระบวนการ T_1 โดยการป้อน u_{iAsoll} เป็นสเตป แล้วทำการวัดค่าเวลาที่ u_n จำเป็นต้องใช้เพื่อให้มีค่าเท่ากับ u_{iAsoll} จากการทดลองได้ T_1 มีค่าเท่ากับ 240 ms

จากรูปที่ 4.8 เป็นบล็อกไดอะแกรมของลูบควบคุมความเร็ว จะเห็นว่าค่าไทม์คอนสแตนท์ขนาดเล็ก σ_n ประกอบด้วยค่าไทม์คอนสแตนท์ของวงจรรองสัญญาณความเร็วจากทาคิเจนเนอเรเตอร์ t_{gn} ซึ่งใช้ค่า 2 ms กับค่าเวลาคงที่สมมูลย์ t_{e1} ซึ่งมีค่าเท่ากับ $2\sigma_1$ ได้เท่ากับ 2 ms

$$\begin{aligned}
 \text{ดังนั้น } \sigma_n &= t_{e1} + t_{gn} \\
 &= 2 \text{ ms} + 2 \text{ ms} \\
 &= 4 \text{ ms}
 \end{aligned}$$



รูปที่ 4.7 แสดงการหาค่าโหม้คอนสแตนท์อินทิเกรท T_i



รูปที่ 4.8 แสดงบล็อกไดอะแกรมของลูปควบคุมความเร็ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถคำนวณหาค่า K_{R2} ได้จากสมการ (ข.2.10)

$$\begin{aligned}
 K_{R2} &= \frac{T_1}{2 \sigma_n} \\
 &= \frac{240ms}{(2)(4ms)} \\
 &= 30
 \end{aligned}$$

สามารถคำนวณหาค่า T_{n2} ได้จากสมการ (ข.2.11)

$$\begin{aligned}
 T_{n2} &= 4 \sigma_n \\
 &= (4)(4ms) \\
 &= 16 ms
 \end{aligned}$$

จากรูปวงจรควบคุมชนิด PI ตามภาคผนวก ข.3 เลือก R_f เท่ากับ 150 kΩ และจากสมการ (ข.3.4)

สามารถคำนวณหาค่า C_f ได้คือ

$$\begin{aligned}
 C_f &= \frac{T_{n2}}{R_f} \\
 &= \frac{16ms}{150k\Omega} \\
 &= 0.1 \mu F
 \end{aligned}$$

เมื่อเลือกค่า R_u เท่ากับ 20 kΩ จากสมการ (ข.3.9) สามารถหาค่า α ได้คือ

$$\alpha = \frac{R_f}{K_{R2} R_u}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{150kn}{(30)(20kn)}$$

$$= 0.25$$

สัญญาณที่เป็นส่วนป้อนกลับของความถี่จำเป็นต้องผ่านวงจรกรองสัญญาณทำได้โดยแบ่งความต้านทาน R_o ออกเป็นสองส่วนซึ่งเมื่อเราเลือกค่า R_{o1} และ R_{o2} มีค่าเท่ากับ 10 kn นั้นสามารถคำนวณหา C_o ได้จากสมการ (ข.3.3)

$$C_o = \frac{t_{zn} \cdot R_{o1} + R_{o2}}{R_{o1} \cdot R_{o2}}$$

$$= \frac{2ms \cdot 10kn + 10kn}{(10kn)(10kn)}$$

$$= 0.4 \mu F$$

ในที่นี้ใช้ C_o ค่า 470 nF

เนื่องจากวิธีซิมเมตริกคอลอปติซึมให้โอเวอร์ชูทค่อนข้างสูงจำเป็นต้องใส่วงจรกรองสัญญาณค่าสั่งความเร็ว $u_{n=011}$ โดยหาค่า t_{zn} ได้จากสมการ (ข.2.11)

$$t_{zn} = 4\sigma_n$$

$$= (4)(4ms)$$

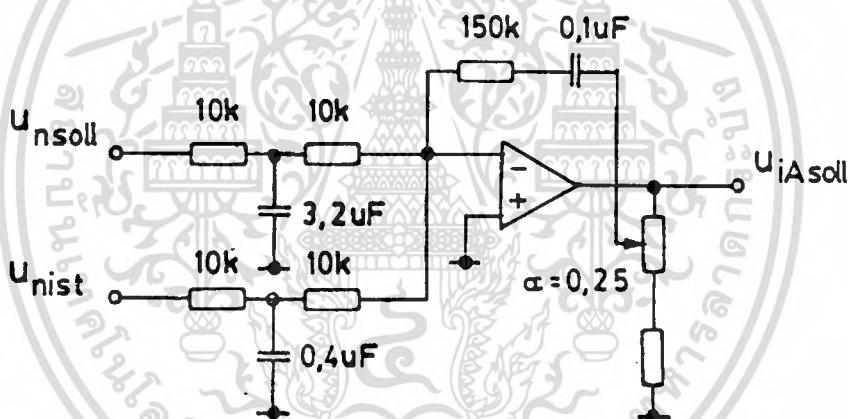
$$= 16 ms$$

และจำเป็นต้องแบ่ง R_u ออกเป็น R_{u1} กับ R_{u2} มีค่าเท่ากับ 10 kn ก็สามารถหาค่า C_u ได้จากสมการ (ข.3.2)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 C_s &= \frac{t_{zs} \cdot R_{s1} + R_{s2}}{R_{s1} \cdot R_{s2}} \\
 &= \frac{16\text{ms} \cdot 10\text{k}\Omega + 10\text{k}\Omega}{(10\text{k}\Omega)(10\text{k}\Omega)} \\
 &= 3.2 \mu\text{F}
 \end{aligned}$$

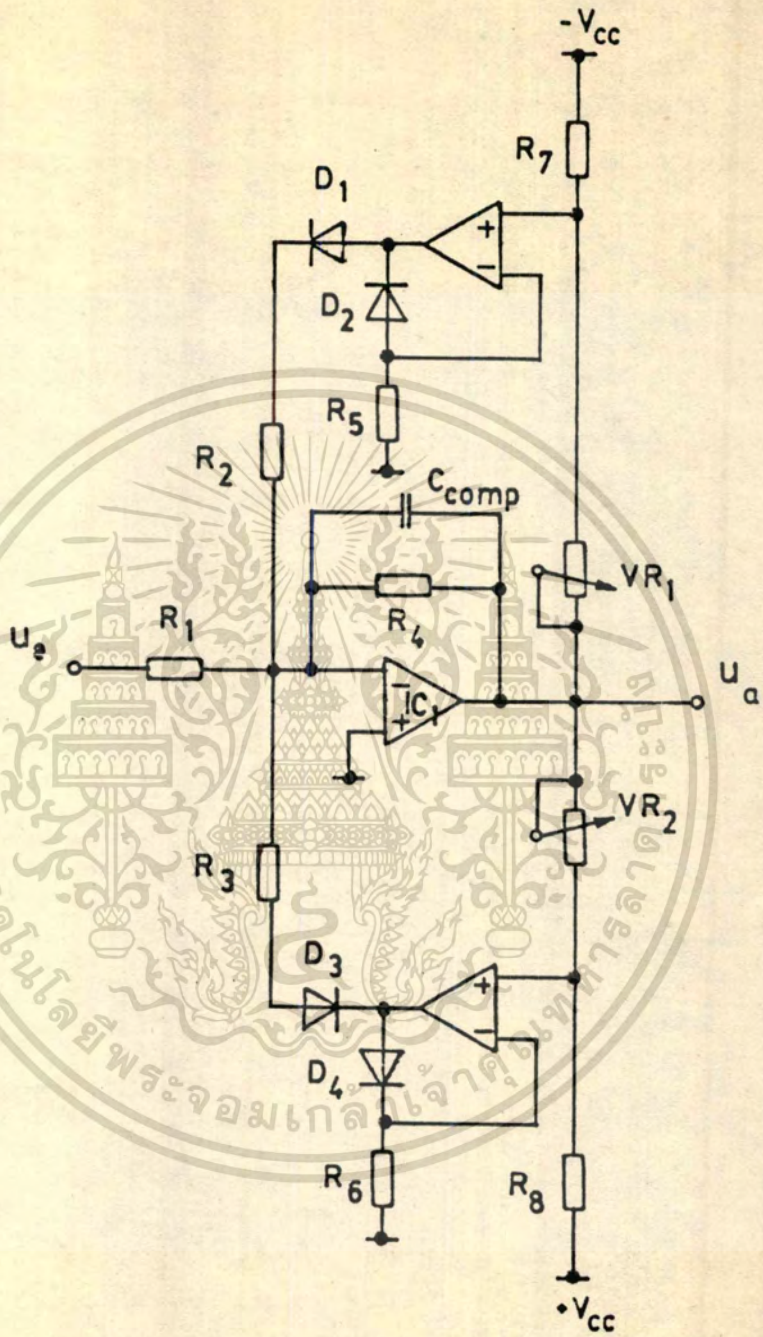
ในที่นี้ ได้ใช้คาปาซิเตอร์ชนิดแทนทาลัม 6.8 μF สองตัวต่ออนุกรมกัน
 ค่าของอุปกรณ์ที่ได้จากการคำนวณแสดงดังในรูปที่ 4.9



รูปที่ 4.9 แสดงวงจรควบคุมความเร็ว พร้อมกับให้ขนาดค่าที่ได้จากการคำนวณ

เพื่อมิให้กระแสไหลเข้ามอเตอร์เกินพิกัดที่กำหนดไว้ 2.4 A ดังนั้นจึงจำเป็นต้องใส่วงจรจำกัดศักดาไฟฟ้า ที่เอาท์พุทของวงจรควบคุมความเร็ว วงจรจำกัดศักดาไฟฟ้าแสดงดังรูปที่ 4.10 ใช้หลักการป้อนกลับโดยตรวจจับศักดาไฟฟ้าที่เอาท์พุทของ IC₁ ซึ่งถ้าศักดาไฟฟ้าที่เอาท์พุทของ IC₁ เกินค่าอ้างอิงที่กำหนดไว้โดย R₇, V_{R1} กับ -V_{CC} หรือ R₈, V_{R2} กับ +V_{CC} ก็จะไปเพิ่มหรือลดกระแสที่เปรียบเทียบตรงขา 2 ของ IC₁

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.10 แสดงวงจรจำกัดศักดาไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 ผลการทดลอง

เราสามารถทดสอบดูการทำงานของลูกระแสที่ได้รับการออกแบบโดยวิธีไมครูล์สออปติ้มได้ โดยการลัดรีเตอร์ของมอเตอร์ให้อยู่หนึ่ง จากนั้นจึงป้อนสัญญาณคำสั่งเพิ่มกระแสทันทีที่ทันใดจาก 0 A ไปยัง 2 A ผลการตอบสนองของกระแสเป็นดังแสดงในรูปที่ 4.11 โดยมีระยะเวลาไต 5 ms และมีโอเวอร์ชู้ทน้อยมากจนสังเกตเห็นได้ยาก จากนั้นได้ทดสอบการทำงานของลูบความเร็วที่ได้ทำการออกแบบไว้โดยวิธีซิมเมตริกอลออปติ้ม ซึ่งการทดสอบขั้นนี้ยังมิได้ทำการจำกัดกระแสมาเจอร์ก่อน ซึ่งเมื่อป้อนสัญญาณคำสั่งเพิ่มความเร็วทันทีที่ทันใดจากความเร็ว 558 rpm ไปยัง 681 rpm ได้ผลตอบสนองของความเร็วดังรูปที่ 4.12 จะสังเกตเห็นว่ามีระยะเวลาไตประมาณ 40 ms และมีโอเวอร์ชู้ทประมาณ 10%

ในการทดสอบดูการทำงานของระบบในสี่ควอดแรนต์ ตามที่ได้อธิบายดังรูปที่ 2.3 นั้น ได้ทดลองโดยเริ่มต้นด้วยการเปลี่ยนความเร็วจากจุดทำงานเดิมซึ่งอยู่ในควอดแรนต์ที่ 3 ไปยังจุดทำงานในควอดแรนต์ที่ 1 ซึ่งพฤติกรรมของการทำงานนี้จำเป็นต้องผ่านเข้าสู่ควอดแรนต์ที่ 4 ซึ่งเป็นการเบรกแบบรีเอนเนอเรทีฟก่อน ผลตอบสนองของความเร็วและกระแสจะมีดังแสดงในรูปที่ 4.13 และ 4.15 ซึ่งแสดงให้เห็นถึงผลของการเปลี่ยนความเร็วจาก - 500 rpm ไปยัง + 500 rpm และ - 1000 rpm ไปยัง + 1000 rpm ตามลำดับ ซึ่งในการทดลองทั้งสองนี้ได้มีการจำกัดกระแสมาเจอร์ไว้ที่ 2.4 A ตามพิกัดของมอเตอร์

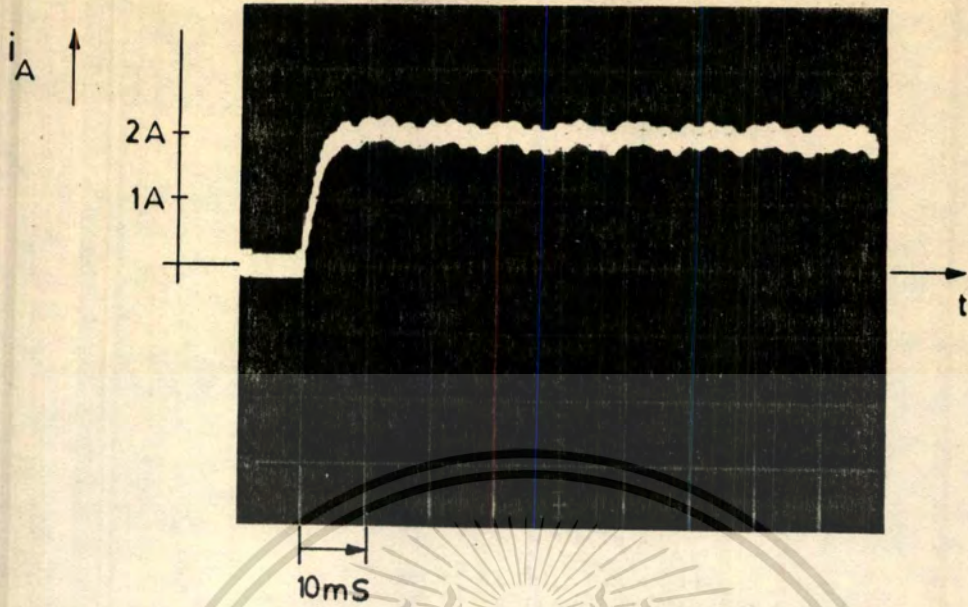
จากนั้นได้ทำการทดลองดูความสามารถของระบบในการเปลี่ยนความเร็วจากการทำงานในควอดแรนต์ที่ 1 ไปสู่ควอดแรนต์ที่ 3 และจากการทำงานในควอดแรนต์ที่ 3 ไปสู่ควอดแรนต์ที่ 1 สลับไปสลับมา ซึ่งในการทดลองครั้งนี้จะพบว่าในขณะที่จุดการทำงาน เคลื่อนจากควอดแรนต์ที่ 1 ไปสู่ควอดแรนต์ที่ 3 นั้น มีการเคลื่อนตัวของจุดทำงานเข้าไปเบรกแบบรีเอนเนอเรทีฟอยู่ในควอดแรนต์ที่ 2 ก่อน คล้ายกับการทำงานในขณะที่เกิดขึ้นเมื่อเคลื่อนตัวจากควอดแรนต์ที่ 3 ไปสู่ควอดแรนต์ที่ 1 นั้น จะต้องมีการเบรกแบบรีเอนเนอเรทีฟในควอดแรนต์ที่ 4 ก่อน ซึ่งผลการทดลองนี้ ผลตอบสนองของความเร็วและกระแสแสดงดังรูปที่ 4.14 และ 4.16 ซึ่งเกิดจากการควบคุมให้มอเตอร์หมุนกลับไปกลับมา ระหว่างความเร็ว + 500 rpm กับ - 500 rpm และความเร็ว + 1000 rpm กับ - 1000 rpm ตามลำดับ

ส่วนการทดลองลดความเร็วโดยย้ายจุดทำงานในควอดแรนต์ที่ 1 เข้าไปเบรกแบบรี

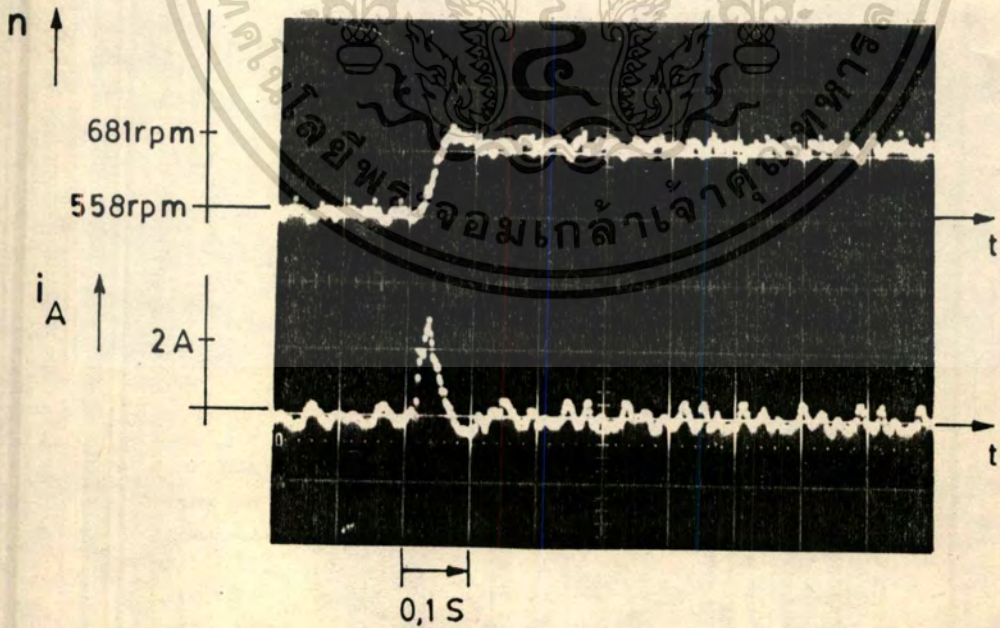
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูโงงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมออนุญาตให้วไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า เยนเนอเรทีฟในควอดแรนต์ที่ 2 แล้วกลับมาจุดทำงานที่ความเร็วใหม่ในควอดแรนต์ที่ 1 นั้นมีดังแสดงใน ไมวากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีเหตุดแปลงเนื้อหา และตองอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.17 ซึ่งแสดงให้เห็นถึงผลของการลดความเร็วจาก + 1500 rpm ไปยัง + 1000 rpm และสำหรับการทดลองเพิ่มความเร็วโดยให้จุดทำงานอยู่ในควอดแดรนต์ที่ 1 ตลอดระยะเวลาที่มีการเปลี่ยนความเร็วที่มีดังแสดงในรูปที่ 4.18 ซึ่งเป็นการเพิ่มความเร็วจาก + 1000 rpm ไปยัง + 1500 rpm เกี่ยวกับการทดลองเพิ่มและลดความเร็วอย่างต่อเนื่องนั้นมีผลแสดงดังรูปที่ 4.19

หลังจากได้ทดสอบการเปลี่ยนความเร็วเพื่อดูการทำงานของในแต่ละควอดแดรนต์แล้ว ได้ทำการทดลองใส่โหลดทันทีทันใดจาก 0% ไปยัง 67% ของพิกัดมอเตอร์ ในขณะที่มอเตอร์หมุนด้วยความเร็วรอบ + 1000 rpm ได้ผลตอบแทนของความเร็วและกระแส ดังแสดงในรูปที่ 4.20 จะเห็นว่าความเร็วรอบตกลงมาต่ำสุด 200 rpm แล้วกลับคืนสู่ความเร็วรอบค่าเดิมได้ภายในระยะเวลาเพียง 0.4 s และจากนั้นได้ทำการทดลองโดยวิธีเดียวกันแต่ได้ยอมเปลี่ยนการจำกัดกระแสอาามาเจอร์ จาก 2.4 A ไปเป็น 2.8 A เมื่อใส่โหลดทันทีทันใดจาก 0% ไปยัง 100% ของพิกัดมอเตอร์ ในขณะที่มอเตอร์หมุนด้วยความเร็วรอบ + 1500 rpm ได้ผลตอบแทนของความเร็วและกระแสดังแสดงในรูปที่ 4.21 จะเห็นว่าความเร็วรอบตกลงมาต่ำสุด 300 rpm แล้วกลับคืนสู่ความเร็วรอบค่าเดิมได้ภายในระยะเวลาไม่เกิน 0.5 s

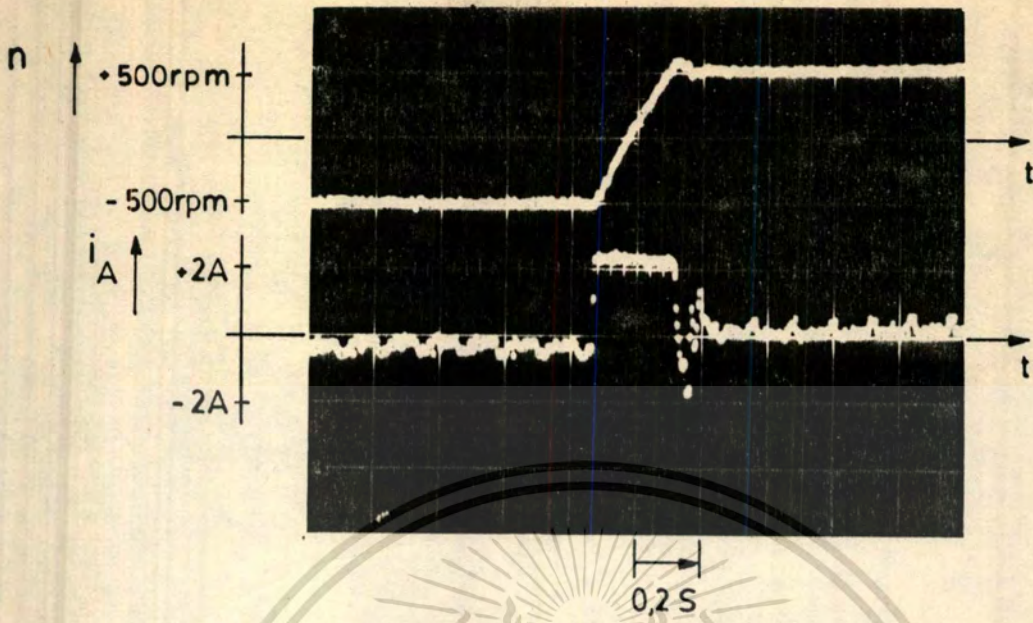


รูปที่ 4.11 แสดงผลตอบสนองของกระแส เมื่อลูปกระแสได้รับการปรับแบบทำงานที่ดีที่สุดด้วยวิธี โมดูลัสออปติมิ้ม และได้รับคำสั่งเพิ่มกระแสทันทีทันใดจาก 0 A ไปยัง 2 A

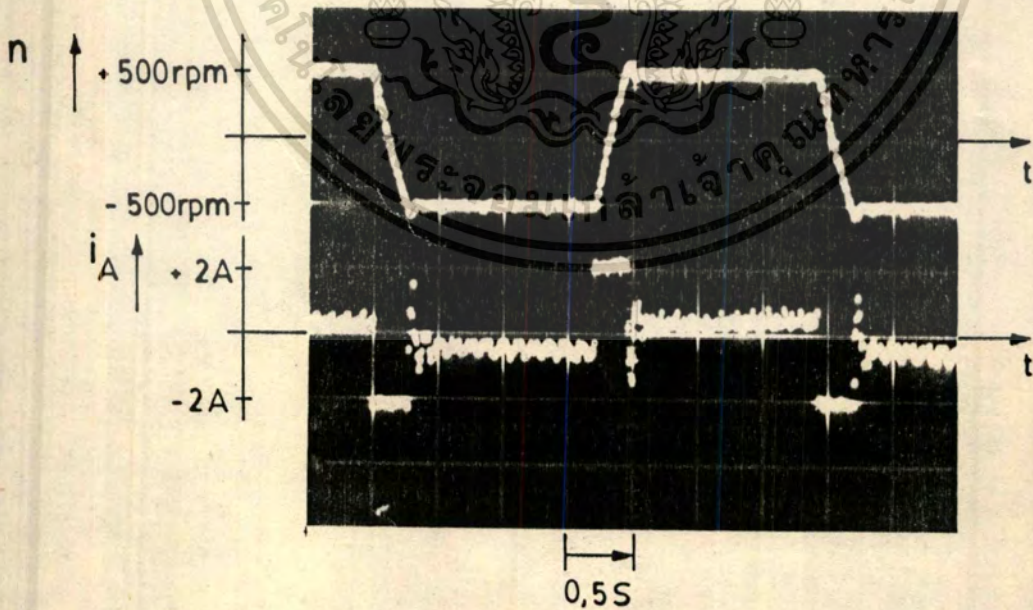


รูปที่ 4.12 แสดงผลตอบสนองของความเร็วและกระแส เมื่อลูปความเร็วได้รับการปรับ

ให้ทำงานที่ดีที่สุดด้วยวิธีซิมเมตริกอลออปติมิ้มและได้รับคำสั่งเพิ่มความเร็วทันที เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของลิขสิทธิ์
ทันใดจาก 558 rpm ไปยัง 681 rpm โดยมีได้จำกัดกระแสออกมาเจอร์
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกหรือเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของลิขสิทธิ์

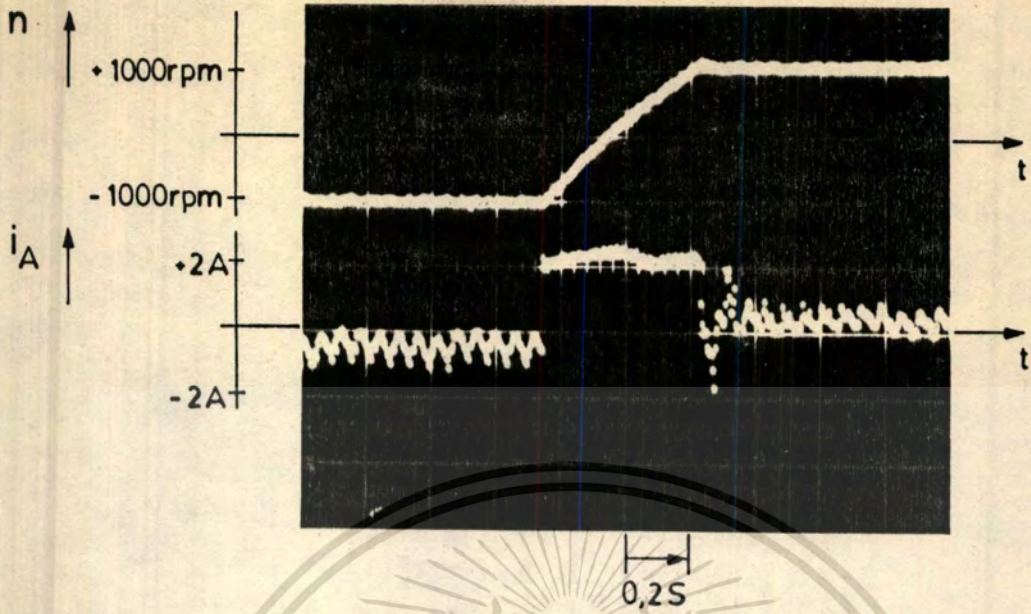


รูปที่ 4.13 แสดงการเปลี่ยนความเร็วจาก - 500 rpm ไปยัง + 500 rpm โดยจำกัดกระแสอาามาเจอร์ ไว้ที่ 2.4 A

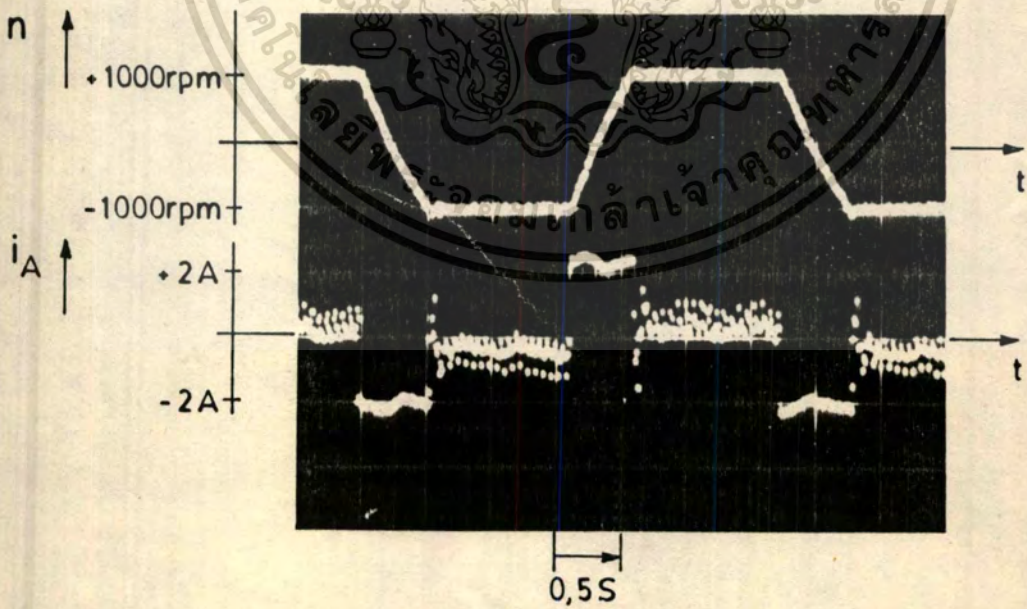


รูปที่ 4.14 แสดงความสามารถในการเปลี่ยนความเร็วจาก + 500 rpm ไปยัง - 500 rpm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่มอบไว้สำหรับใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า หรือจาก -500 rpm ไปยัง + 500 rpm โดยกระทำอย่างต่อเนื่อง ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

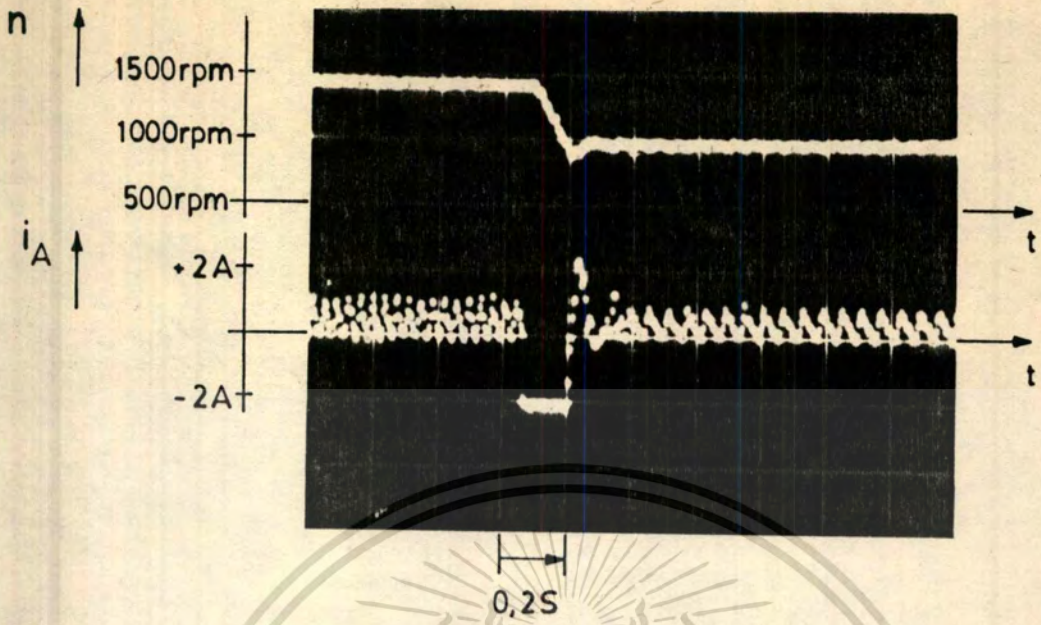


รูปที่ 4.15 แสดงการเปลี่ยนความเร็วจาก -1000 rpm ไปยัง + 1000 rpm โดยจำกัดกระแสอาามาเจอร์ ไว้ที่ 2.4 A

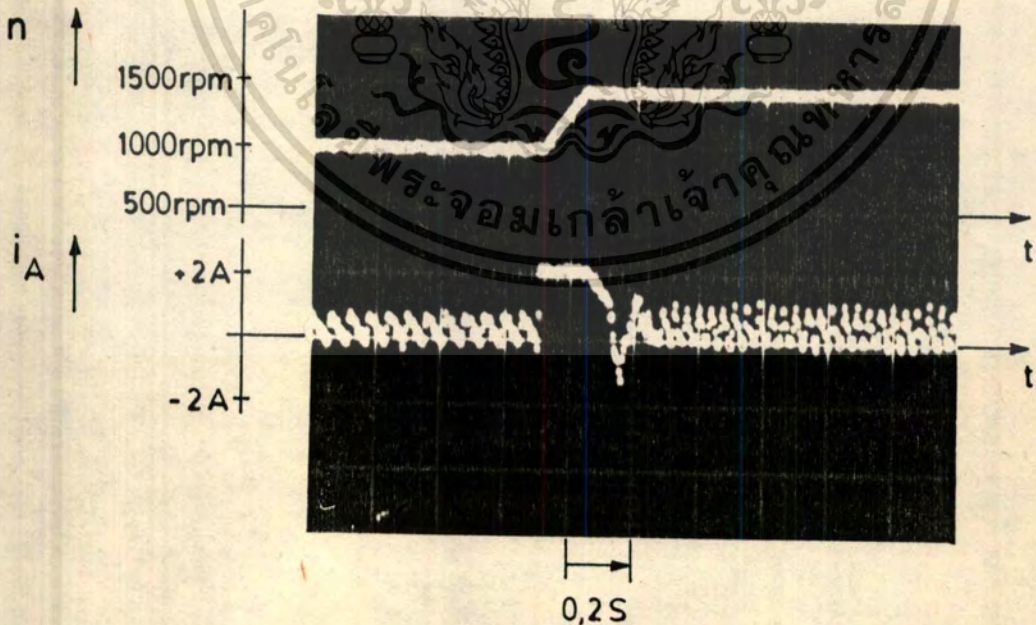


รูปที่ 4.16 แสดงความสามารถในการเปลี่ยนความเร็วจาก + 1000 rpm ไปยัง -1000 rpm

หรือจาก -1000 rpm ไปยัง + 1000 rpm อย่างต่อเนื่อง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่คนไปใช้ฟรีที่หอสมุดประชาชนนี้ โปรดอย่าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

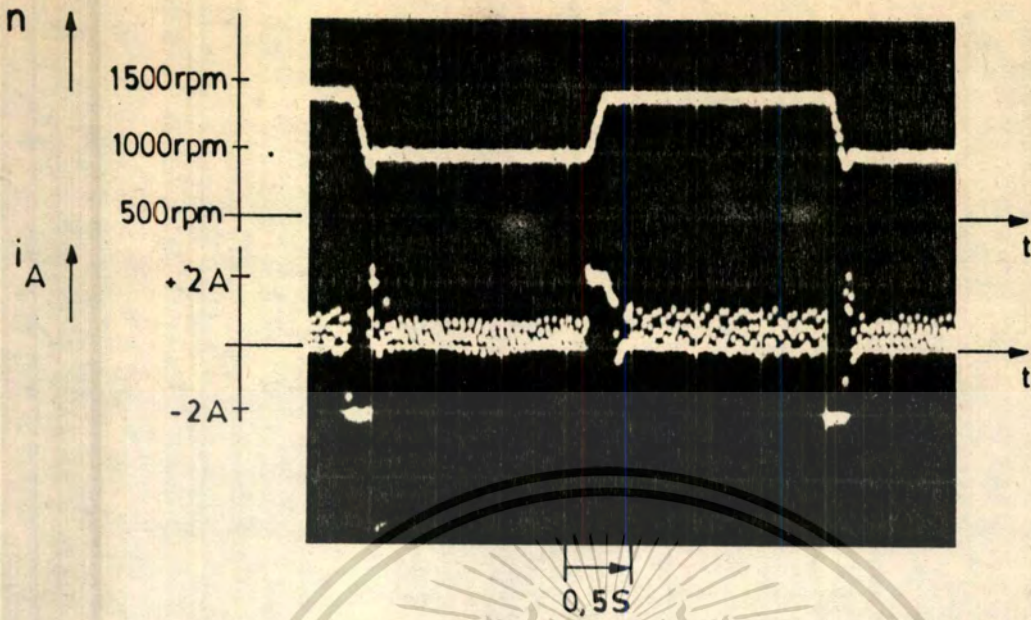


รูปที่ 4.17 แสดงการลดความเร็วจาก + 1500 rpm ไปยัง + 1000 rpm โดยจำกัดกระแสอามาเจอร์ ไว้ที่ 2.4 A

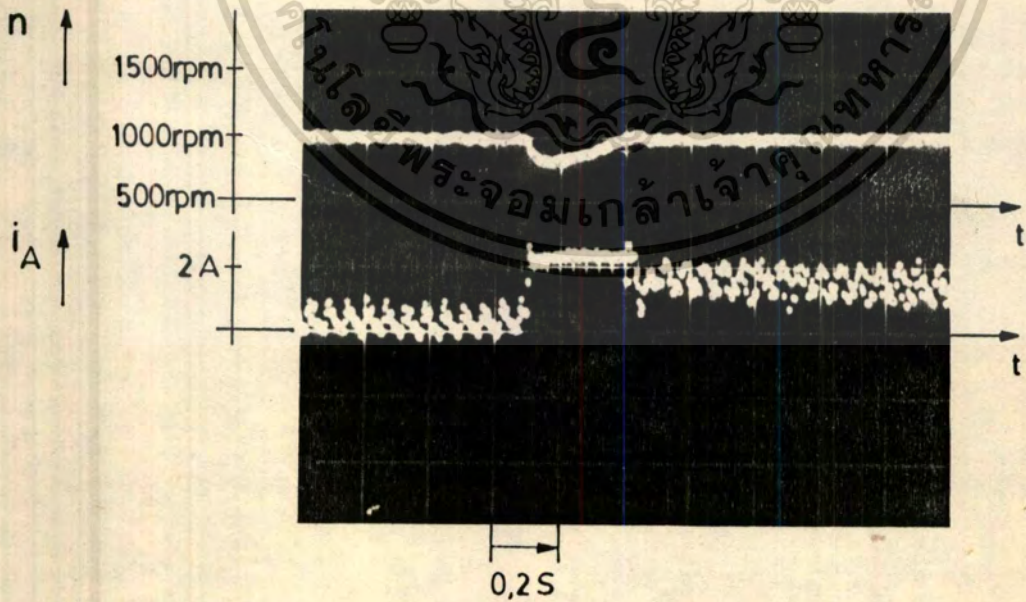


รูปที่ 4.18 แสดงการเพิ่มความเร็วจาก + 1000 rpm ไปยัง + 1500 rpm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้โดยจำกัดกระแสอามาเจอร์ ไว้ที่ 2.4 A ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

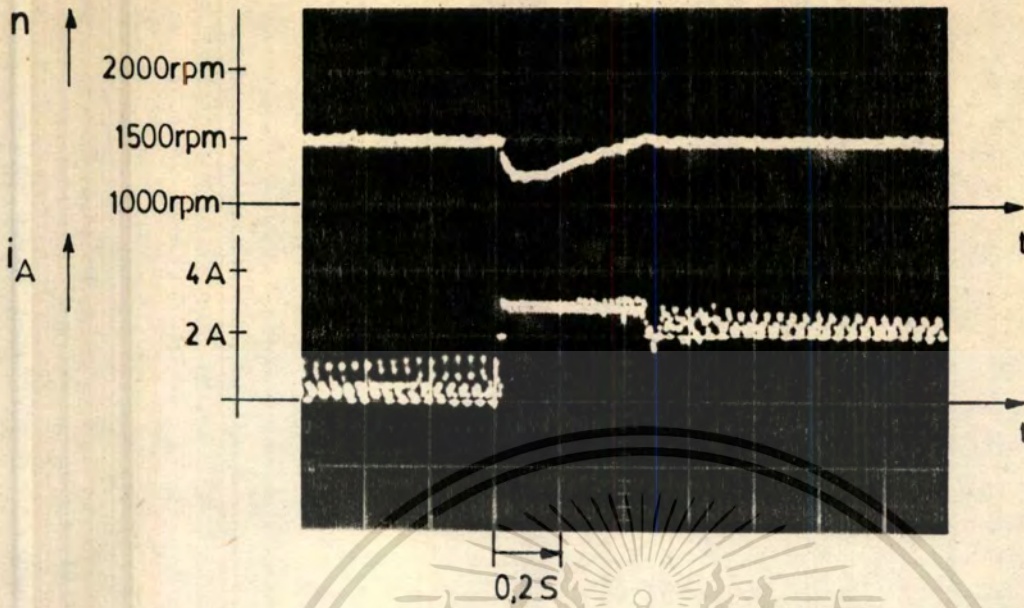


รูปที่ 4.19 แสดงการลดความเร็วจาก + 1500 rpm ไปยัง + 1000 rpm และ จาก + 1000 rpm ไปยัง + 1500 rpm อย่างต่อเนื่อง



รูปที่ 4.20 แสดงความสามารถในการรักษาความเร็วที่ 1000 rpm โดยเพิ่มโหลด

ให้กับมอเตอร์อย่างทันทีทันใดจาก 0% ไปยัง 67% ของพิกัดมอเตอร์ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า กระแสอามาเจอร์ถูกจำกัดไว้ที่ 2.4 A ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ข้อมูลนี้ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.21 แสดงความสามารถในการรักษาความเร็วที่ 1500 rpm โดยเพิ่มโหลดให้กับมอเตอร์อย่างทันทีทันใดจาก 0% ไปยัง 100% ของพิกัดมอเตอร์ กระแสอามาเจอร์ถูกจำกัดไว้ที่ 2.8 A

4.6 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

จากการทดสอบการทำงานของลูกระแส พบว่ามีเวลาได้ 5 ms และมีโอเวอร์ชู้ตน้อยมาก นั้นนับได้ว่าใกล้เคียงกับค่าที่คำนวณได้จากทฤษฎีโมดูลัสสออปติมิซมตามภาคผนวก ข.1 ซึ่งควรมีระยะเวลาได้ 4.7 ms และโอเวอร์ชู้ต 4.3% ส่วนในการทดสอบการทำงานของลูความเร็ว นั้นผลการทดลองแสดงให้เห็นว่ามีระยะเวลาได้ 40 ms และมีโอเวอร์ชู้ต 10% ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับค่าที่คำนวณได้จากทฤษฎีซิมเมตริกอลออปติมิซมตามภาคผนวก ข.2 ซึ่งควรมีระยะเวลาได้ 30.4 ms และมีโอเวอร์ชู้ต 8.1% จะเห็นว่าผลการทดลองมีค่าเบี่ยงเบนไปจากที่คำนวณอยู่บ้างพอสมควร ทั้งนี้เพราะเนื่องมาจากเพื่อความสะดวกในการออกแบบดังนั้นจึงได้ตัดตัดผลของอุปกรณ์บางอย่างออกไปจากการคำนวณนั้นเสีย ส่วนผลการทดลองการทำงานสี่ควอเตอร์ เป็นไปตามวัตถุประสงค์หลักทุกประการ ระยะเวลาการเปลี่ยนความเร็วขึ้นอยู่กับช่วงความเร็วที่ต้องการเปลี่ยนแปลง จะเห็นว่าการเปลี่ยนความเร็วจาก - 500 rpm ไปยัง + 500 rpm ใช้เวลาเพียง 0.3 s และจากความเร็ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า - 1000 rpm ไปยัง + 1000 rpm ใช้เวลาเพียง 0.5 s และการใส่โหลดทันทีทันใดนั้นแม้ว่าจะทำไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้ความเร็วของมอเตอร์ตกลงไปชั่วระยะเวลาหนึ่ง แต่ก็สามารถกลับก่อนสู่ความเร็วรอบเดิมได้ภายในระยะเวลาอันรวดเร็ว ดังเช่นจะเห็นได้จากผลการทดลองที่ความเร็ว + 1000 rpm ตามรูปที่ 4.20 เมื่อใส่โหลดทันทีที่ทันใดจาก 0% ไปยัง 67% ของนิกิตมอเตอร์ ความเร็วรอบตกลงต่ำสุด 200 rpm แต่ก็กลับเข้าสู่ความเร็วรอบเดิมได้ภายในระยะเวลา 0.4 s ซึ่งการใส่โหลดนี้จะเห็นว่าไม่ทำให้มีการเบี่ยงเบนของความเร็วรอบที่สภาวะคงตัวเกิดขึ้น ทั้งนี้เพราะใช้วงจรถวลคุมชนิด PI กับกระบวนการที่มีทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันตามสมการ (ข.2.1) มีข้อที่พึงระมัดระวังในระหว่างการทดลองคือ ขณะทดลองกับลูกระแสหรือลูประเร็วก็ตาม เมื่อปรับอัตราขยายของวงจรถวลคุม ต้องระมัดระวังมิให้มีค่าสูงเกินไป มิฉะนั้นระบบจะเกิดออสซิลเลท [16] ซึ่งจะส่งผลทำให้เกิดความเสียหายแก่ทรานซิสเตอร์กำลังได้

4.7 บทสรุป

ได้แสดงให้เห็นถึง โครงสร้างของระบบควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงในลักษณะของบล็อก ไดอะแกรม ซึ่งใช้การป้อนกลับเป็นลักษณะคาสเคด มีลูกระแสเป็นลูปรายในสุด และลูปรัดมาเป็นลูประเร็ว ได้ออกแบบวงจรถวลคุมกระแสและความเร็ว โดยใช้วิธีไมโครลัสส์ออปติมีมและซิมเมตริกคอลลอปติมีมตามลำดับ ได้ทดสอบการทำงานของลูกระแสและความเร็ว โดยดูผลตอบสนองของสัญญาณคำสั่งที่เป็นการเปลี่ยนแปลงทันทีแบบสเตปและ ได้ทำการทดสอบสมรรถนะและความคล่องตัวในการทำงานสี่ควอดแรนต์ของระบบควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงชนิดนี้ด้วย

บทที่ 5

บทสรุป

การออกแบบและสร้างระบบควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงที่สามารถทำงาน
ได้สี่ควอดแรนต์ โดยทดลองกับมอเตอร์ขนาด 0.37 kw ที่มีกักตักดาไฟฟ้า 180 V และนิกิตกระแส
2.4 A ได้รับการอธิบายไว้ในวิทยานิพนธ์นี้ คอนเวอร์เตอร์มีความถี่ในการสวิตช์ 2 kHz ทำให้ขนาด
อินดักเตอร์ที่ต่ออนุกรมในวงจรอามาเจอร์ลดลงและยังช่วยให้ผลตอบสนองของระบบเร็วขึ้น ได้ออกแบบ
วงจรขับเบสของทรานซิสเตอร์กำลัง ซึ่งสามารถลดตักดาไฟฟ้าอิมิตัวทางไดนามิค และใส่วงจรเบ
เกอร์แคลล์มภ์ เพื่อให้ทรานซิสเตอร์นำกระแสในช่วงควอซีแซทจูเรชั่น ช่วยให้สโตเรจไทม์มีค่าน้อย นอก
จากนี้ยังได้ให้ไบอัสกลับแก่เบสและอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส เพื่อให้ RBSOA มีพื้นที่
กว้างขึ้น การใส่สับเบอริ์ได้ช่วยลดความเค้นที่เกิดขึ้นบนตัวทรานซิสเตอร์กำลัง วงจรสับเบอริ์อนุกรม
ช่วยลดความสูญเสียกำลังของทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแส วงจรสับเบอริ์แบบชั้นที่ช่วยลดความสูญเสีย
กำลังของทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส สำหรับสับเบอริ์เหล่านี้พบว่าทรานซิสเตอร์จำเป็นต้องมีระยะ
เวลานำกระแส และหยุดนำกระแสที่น้อยที่สุดเมื่อ วงจรสับเบอริ์จะทำงานถูกต้องและความเค้นที่เกิด
บนทรานซิสเตอร์น้อยสุด ได้ใส่วงจรแคลล์มภ์ตักดาไฟฟ้าเพื่อจำกัดสไปค์คร่อมสวิตช์ขึ้นเนื่องจากการสวิตช์
มีช่องว่างเกิดขึ้น แหล่งจ่ายไฟที่เลี้ยงวงจรขับ เบสของทรานซิสเตอร์กำลังมีทั้งหมด 6 ชุดด้วยกันได้
ออกแบบให้เป็นแบบสวิตชิงเพื่อจ่ายต่อการควบคุม ได้ขจัดปัญหาการส่งสัญญาณอิเล็กทรอนิกส์ไปยังวงจรขับ
เบสของทรานซิสเตอร์กำลังที่ต้องแยกส่วนที่เป็นอิเล็กทรอนิกส์กำลังกับส่วนที่เป็นสัญญาณอิเล็กทรอนิกส์ออก
จากกันโดยการคัปปลิงทางแม่เหล็ก

ระบบควบคุมที่ได้ออกแบบไว้เป็นแบบคาสเคด ได้ออกแบบลูปในสุดก่อน ซึ่งเป็นลูปกระแส
โดยใช้วิธีไมคูลัสสออปติมิซ หลังจากนั้นใช้วิธีซิมเมตริกคอลลอปติมิซออกแบบลูปความเร็วทั้งสองลูปใช้วงจร
ควบคุมชนิด PI จากการใช้ทฤษฎีทั้งสองช่วยให้การออกแบบได้อย่างมีหลักเกณฑ์ได้ใช้การลองผิดลอง
ถูก ซึ่งอาจเกิดความเสียหายขึ้นมาได้อันเนื่องจากปรับอัตราขยายมากเกินไปหรือวางตำแหน่งซีโร
(Zero of transfer function) ไม่เหมาะสม ทำให้ระบบออสซิลเลท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

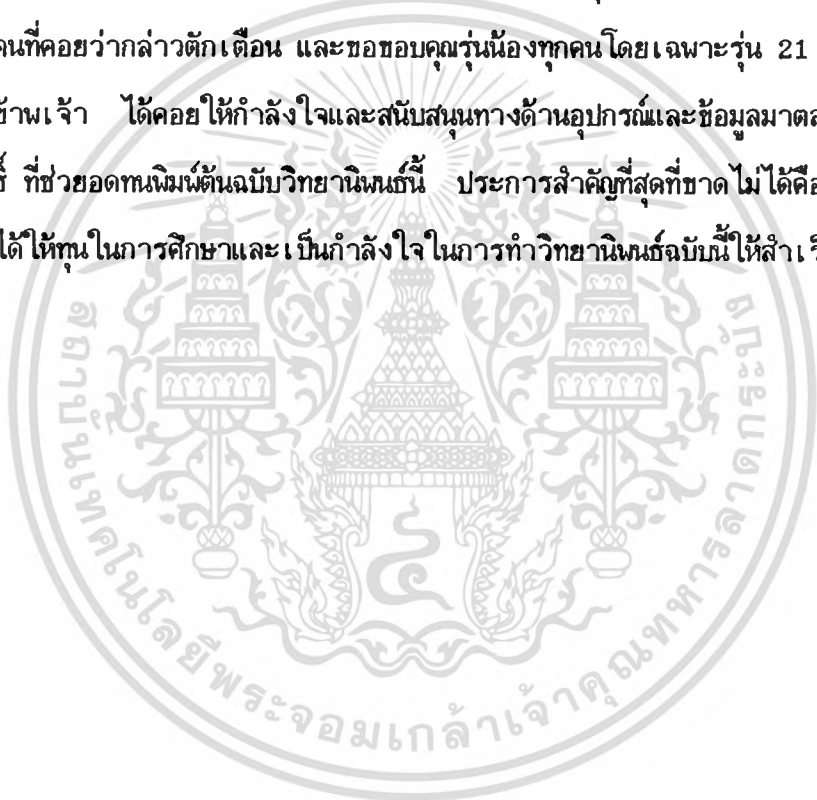
จากผลการทดลองระบบควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง จะเห็นว่า เป็นไปตามวัตถุประสงค์หลักทุกประการคือ สามารถทำงานได้สี่ควอดแรนต์ สามารถรักษาความเร็วรอบค่าเดิมเอาไว้ได้ในเวลาอันรวดเร็ว ในขณะที่โหลดมีค่าเปลี่ยนแปลงไป ซึ่งจากผลการทดลองสามารถเปลี่ยนความเร็วจาก - 1000 rpm ไปยัง + 1000 rpm ได้ ภายในเวลา 0.5 วินาที เมื่อจำกัดกระแสไว้ที่จำกัด 2.4 A และที่ความเร็ว + 1000 rpm แม้จะเพิ่มโหลดจาก 0% ไปยัง 67% ของนิกิตมอเตอร์ ก็ยังคงสามารถรักษาความเร็วค่าเดิมคืนมาได้ภายในระยะเวลา 0.4 วินาที

มีข้อสังเกตว่าระบบที่ได้ออกแบบนี้ไม่จำเป็นต้องมีวงจรตรวจจับการทำงานในแต่ละควอดแรนต์ หรือวงจรที่ต้องคอยตรวจจับกระแสผ่านศูนย์เลย

ข้อจำกัดของระบบควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงชนิดนี้คือความสูญเสียกำลังงานในทรานซิสเตอร์กำลัง จะมีค่าแปรผันตามความถี่ของการสวิตช์ แต่ข้อดีของระบบนี้ก็คือ ถ้าเราใช้ความถี่ของการสวิตช์เพิ่มขึ้น อินดักเตอร์ที่ใช้กรองกระแสจะมีขนาดเล็กลงและเมื่อมอเตอร์ได้รับโหลดเปลี่ยนแปลงไปโดยทันทีนั้น ระยะเวลาที่ใช้ในการปรับความเร็วรอบของมอเตอร์ เพื่อให้กลับสู่ความเร็วรอบเดิมนั้น มีค่าน้อยลงด้วย แต่อย่างไรก็ดีวงจรถับเบรกจะมีขนาดใหญ่ขึ้น และวงจรแคลมป์ศักดาไฟฟ้าก็จะมีขนาดเพิ่มขึ้นเช่นกัน การหาวิธีที่จะนำพลังงานที่ถูกเก็บในคาปาซิเตอร์ของวงจรมันไปใช้งานนั้นน่าจะเป็นหัวข้อวิจัยที่น่าสนใจมาก หัวข้อหนึ่ง [17]

กิติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ รศ.ดร.โยธิน เปรมปราณีรัชต์ เป็นอย่างสูงที่ได้ให้คำปรึกษาแนะนำ ตลอดจนช่วยเหลือในด้านต่าง ๆ เกี่ยวกับการทำวิทยานิพนธ์มาโดยตลอด ขอขอบคุณ อาจารย์ นนทวัฒน์ จุลเดชะ ที่กรุณาถ่ายทอดความรู้พื้นฐานในการทำวิทยานิพนธ์นี้ ขอขอบคุณ อาจารย์ วิวัฒน์ กิรานนท์ ที่ได้คำปรึกษาในการเขียนวิทยานิพนธ์ ขอขอบคุณ รศ. วิริยะ พิเศษจจำเวริญ ที่เอื้อเฟื้อเอกสารอ้างอิง ขอขอบคุณ ห้องสมุดคณะวิศวกรรมศาสตร์ ลาดกระบัง ที่เป็นแหล่งสนับสนุนทางด้านตำราและเอกสารอ้างอิง ขอขอบคุณรุ่นพี่ทุกคนที่คอยว่ากล่าวตักเตือน และขอขอบคุณรุ่นน้องทุกคนโดยเฉพาะรุ่น 21 และรุ่น 23 ที่ได้ทำโปรเจกกับข้าพเจ้า ได้คอยให้กำลังใจและสนับสนุนทางด้านอุปกรณ์และข้อมูลมาตลอด ขอขอบคุณคุณจรินทร์ บุญสิทธิ์ ที่ช่วยอดทนพิมพ์ต้นฉบับวิทยานิพนธ์นี้ ประการสำคัญที่สุดที่ขาดไม่ได้คือ ขอขอบพระคุณคุณพ่อและคุณแม่ที่ได้ให้ทุนในการศึกษาและเป็นกำลังใจในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ให้สำเร็จลงด้วยดี



เอกสารอ้างอิง

- [1] W.Leonhard, "Adjustable-speed ac drives," Proc.IEEE, vol.76, pp.455-469, April. 1988
- [2] นนทวัฒน์ จุลเดชะ, วรศักดิ์ จิตรภักดี, ระบบควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง ชนิดกระตุ้นแยกด้วยสตาติคคอนเวอร์เตอร์, การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า 8 สถาบันอุดมศึกษา ครั้งที่ 8, หน้า 2.36 - 2.45, พ.ศ. 2528
- [3] S.B. Dewan, A.R. Straughen & G.R. Slemon, Power Semiconductor Drives. pp 1-30, Wiley-Interscience, USA, 1984
- [4] X. Ma, "High-performance frequency changers," IEEE Trans.Ind. Appl., vol. IA-22, no.2, pp.267-280, 1986
- [5] J.Rodriguez, "High performance dc motor drive using a PWM rectifier with power transistors," Proc. Inst. Elec. Eng.,Vol 1134, pt. B, no.1, pp. 9-13, Jan.1987
- [6] L. Malesani & P.Tenti, " Single-stage poly-phase to single-phase conversion using multilevel PWM technique," in Proc. EPE 85, Brussels, pp 1.123-1.218
- [7] G. Chryssis, High-frequency switching power supplies : Theory and design. pp 18-22, McGraw-Hill, USA, 1984
- [8] P.D. Ziogas, SI. Khan & M.H. Rashid, "Analysis and design of forced commutated cycloconverter structures with improved transfer characteristics," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IE-33, pp 271-280
- [9] J-P. Hautier & G. Manesse, "Functional dercription and working out conditions of direct static converters," in Proc. EPE 85, Brussels, pp 1.97-1.102
- [10] Y. Cheron & H. Foch, "An improved direct frequency changer using power transistors," in Proc. EPE 85, Brussels, pp 1.123-1.127

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอกลดให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [11] W. McMurray, "Power electronics circuit topology" Proc.IEEE, vol.76, pp 431, April. 1988
- [12] F. Fröhr & F. Orttenburger, Introduction to electronic control engineering. Heyden & Son, London, 1982
- [13] Lander,C.W., Power electronics, pp 54-55, pp 77-78, McGraw-Hill, 1981
- [14] W. Leonhard, Introduction to control engineering and linear control systems. Chapter 17, Springer-Verlag, 1976
- [15] K. Bystron, Leistungselektronik. pp 204-206, Carl Hanser Verlag Munchen Wien, 1979
- [16] John Van de Vegte, Feedback control systems. pp 166-167, Prentice-Hall, Inc., 1986
- [17] J.C. Bendien,G.Fregien, and J.D. van Wyk, "Recovery circuit for snubber energy in power electronic applications with high switching frequencies," IEEE Trans. Power Elec., vol.3. no.1. pp. 26-30,1988

ภาคผนวก ก

พิกัดของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงที่ใช้ทำการทดลอง

ขนาดกำลัง	0.37 kW
ความเร็วรอบ	2000 rpm
ศักดาไฟฟ้าที่ป้อนเข้าวงจรอามาเจอร์	180 V
ศักดาไฟฟ้าที่ป้อนเข้าสนามกระตุ้น	210 V
กระแสไฟฟ้าที่ไหลเข้าวงจรอามาเจอร์	2.4 A

หมายเหตุ : พิกัดของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงที่ใช้ก็มีพิกัดเช่นเดียวกันกับของมอเตอร์

พิกัดของอุปกรณ์วัดกระแส

ศักดาไฟฟ้าที่เอาท์พุท 10 V

กระแสที่ไหลผ่าน 5 A

พิกัดของทาโคเจนเนอเรเตอร์

ศักดาไฟฟ้าที่ขั้ว 7 V

ความเร็วรอบ 1000 rpm

ภาคผนวก ข

ทฤษฎีการออกแบบตัวควบคุม [12]

ในการออกแบบระบบควบคุมมีอยู่หลายวิธีที่ใช้กันอยู่ เช่น ใช้วิธีรูทโลกัส (Root locus) โบดีไดอะแกรม (Bode diagram) นิโคลส์ชาร์ต (Nichols chart) และอื่น ๆ อีก แต่วิธีออกแบบที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ค่อนข้างจะง่ายตรงไปตรงมา ซึ่งจะใช้ออกแบบตัวควบคุม (Controller) เพื่อชดเชยให้ระบบทำงานดีที่สุด (Optimum systems performance) การทำงานที่ดีที่สุดก็มีข้อแตกต่างกันหลายกรณี และมีหลายกรณีด้วยกันที่ต้องการให้ตัวแปรควบคุม (Controlled variable) จำลองแบบขนาดสัญญาณควบคุม (Command variable) ทุกอย่าง เช่น สัญญาณควบคุมเป็นสเตป ตัวแปรควบคุมควรเป็นสเตปตามด้วย ซึ่งจริง ๆ แล้วก็หมายความว่า ระยะเวลาไต่ (Rise time) โอเวอร์ชูท (Overshoot) และค่าเบี่ยงเบนที่สภาวะคงตัว (Steady-state error) มีค่าเป็นศูนย์ แต่ในทางปฏิบัติจะได้เพียงค่าประมาณเท่านั้น ในวิทยานิพนธ์นี้การออกแบบจะใช้หลักการดังนี้คือออกแบบให้ผลตอบสนองต่อความถี่ของระบบควบคุมลูบปิด (Closed loop system) มีขนาดเป็นหนึ่งตลอดในช่วงความถี่ที่เหมาะสม หลักการนี้แบ่งออกเป็นสองวิธีด้วยกันคือ โมดูลัสสออบติมิ้ม และซิมเมตริกอลออบติมิ้ม

ข.1 โมดูลัสสออบติมิ้ม

โดยพิจารณาภายในของรูปที่ 4.3 (ข) ซึ่งเลือกใช้อุปกรณ์ควบคุมชนิด PI และชดเชยค่าไทม์คอนสแตนท์ขนาดใหญ่ T_1 ด้วย T_{n1}

$$T_{n1} = T_1 \tag{ข.1.1}$$

ทรานสเฟอว์ฟังก์ชันของลูบเปิด (Open-loop transfer function) คือ

$$F_o(s) = \frac{K_{R1} K_{S1}}{s T_{n1} (1 + s \sigma_1)} \tag{ข.1.2}$$

ทรานสเฟอว์ฟังก์ชันของลูบปิด (Closed-loop transfer function) คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$F_g(s) = \frac{K_{R1} K_{S1}}{K_{R1} K_{S1} + s T_{n1} + s^2 T_{n1} \sigma_1} \quad (ข.1.3)$$

เขียนอยู่ในรูปของขนาด (Magnitude) ที่ได้จากการตอบสนองต่อความถี่

$$\left| F_g(\omega) \right|^2 = \frac{K_{R1}^2 K_{S1}^2}{K_{R1}^2 K_{S1}^2 + \omega^2 (T_{n1}^2 - 2 K_{R1} K_{S1} T_{n1} \sigma_1) + \omega^4 T_{n1}^2 \sigma_1^2} \quad (ข.1.4)$$

เพื่อให้ทำงานดีที่สุด $\left| F_g(\omega) \right| = 1$

$$\omega^2 (T_{n1}^2 - 2 K_{R1} K_{S1} T_{n1} \sigma_1) + \omega^4 T_{n1}^2 \sigma_1^2 = 0 \quad (ข.1.5)$$

หรือ

$$T_{n1}^2 - 2 K_{R1} K_{S1} T_{n1} \sigma_1 + \omega^2 T_{n1}^2 \sigma_1^2 = 0 \quad (ข.1.6)$$

สำหรับระบบขับเคลื่อนโดยทั่วไปแล้วจะมีค่าไทม์คอนสแตนท์ทางกล (Mechanical time constant) และค่าไทม์คอนสแตนท์ทางไฟฟ้า (Electrical time constant) ค่อนข้างมาก ดังนั้นระบบจะไม่มีควมไวต่อความถี่สูงของสัญญาณคำสั่งควบคุม ดังนั้นตัดทิ้งเทอม $\omega^2 T_{n1}^2 \sigma_1^2$ ออกไปก็จะได้

$$2 K_{R1} K_{S1} \sigma_1 = T_{n1} \quad (ข.1.7)$$

เมื่อ $T_{n1} = T_1$ ได้

$$K_{R1} = \frac{T_1}{2 K_{S1} \sigma_1} \quad (ข.1.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่า $T_{n1} = T_1$; $K_{R1} = T_1 / (2 K_{S1} \sigma_1)$ ลงในสมการ (ข.1.3)

$$F_{zBO}(s) = \frac{1}{1 + s^2 \sigma_1^2 + s^2 2 \sigma_1^2} \quad (ข.1.9)$$

ผลตอบสนองต่อสัญญาณสแต็ปมีค่าเวลาได้เท่ากับ 4.7σ มีโอเวอร์ชู้ตเท่ากับ 4.3%

ข.2 ซิมเมตริกอลออปติมิ้ม

พิจารณากระบวนการ (Process) ในรูปที่ 4.3 (ค) ค่าไทม์คอนสแตนท์ขนาดใหญ่ T_2 ที่ปรากฏในกระบวนการ ซึ่งในระบบขับเคลื่อนแล้วค่านี้มีค่ามากจึงประมาณเป็นค่าไทม์คอนสแตนท์ของอินทิเกรท T_0 ดังนั้นทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันของกระบวนการที่ถูกลดความคมคือ

$$F_p(s) = \frac{K_{S2}}{s T_0 (1 + s \sigma_n)} \quad (ข.2.1)$$

โดย
$$\sigma_n = \sigma_2 + 2 \sigma_1 \quad (ข.2.2)$$

สังเกตว่าสมการ (ข.2.1) มีอันดับเช่นเดียวกับสมการ (ข.1.2) ซึ่งทำให้คิดจะใช้อุปกรณ์ควบคุมชนิด P แต่การกระทำเช่นนี้จะมีการเบี่ยงเบนที่สภาวะคงตัว เกิดขึ้น อันเนื่องจากการรบกวน (Disturbance) ได้ ดังนั้นจึงใช้อุปกรณ์ควบคุมชนิด PI เพื่อหลีกเลี่ยงการเกิดเบี่ยงเบนเช่นนี้ขึ้น ทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันของลูปเปิดคือ

$$F_o(s) = \frac{K_{R2} K_{S2} (1 + s T_{n2})}{s^2 T_{n2} T_0 (1 + s \sigma_n)} \quad (ข.2.3)$$

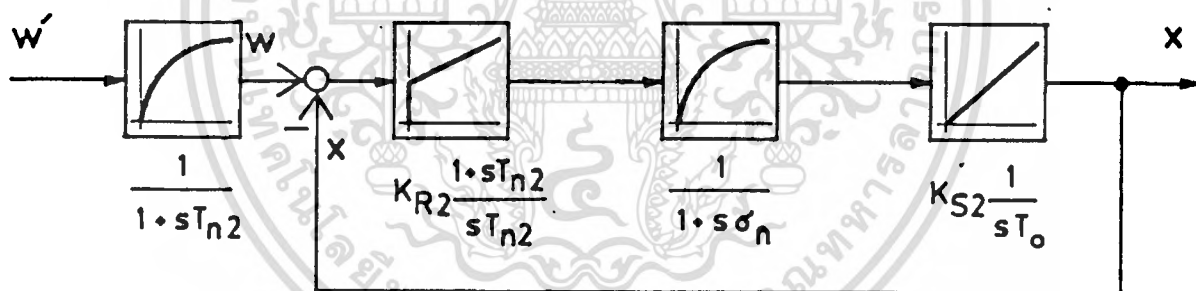
ทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันของลูปปิดคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$F_{\Sigma}(s) = \frac{K_{R2} K_{S2} (1+s T_{n2})}{K_{R2} K_{S2} + s K_{R2} K_{S2} T_{n2} + s^2 T_{n2} T_o + s^3 T_{n2} T_o} \quad (ข.2.4)$$

ในที่นี้ไม่สามารถที่จะให้ $T_{n2} = \sigma_n$ ไม่เช่นนั้นแล้วระบบจะไม่เสถียร จึงเป็นเหตุให้เทอม $(1+s T_{n2})$ ในสมการ (ข.2.4) ก่อให้เกิดโอเวอร์ชูทที่ไม่ต้องการค่อนข้างมาก จึงต้องตัดเทอมนี้ไปโดยต่อวงจรกรองสัญญาณคำสั่งควบคุมดังแสดงในบล็อก ไดอะแกรมรูปที่ ข.2.1 เมื่อมีวงจรกรองสัญญาณ ทรานส์เฟอว์ฟังก์ชันของระบบก็จะเป็น

$$F_{\Sigma}(s) = \frac{K_{R2} K_{S2}}{K_{R2} K_{S2} + s K_{R2} K_{S2} T_{n2} + s^2 T_{n2} T_o + s^3 T_{n2} T_o} \quad (ข.2.5)$$



รูปที่ ข.2.1 แสดงบล็อก ไดอะแกรมการออกแบบโดยใช้วิธี ไมครูล์สออปติมิ้ม

ส่วนที่เป็นขนาดคือ

$$|F_{\Sigma}(w)| = \left[\frac{1}{a_1 w^6 + a_2 w^4 + a_3 w^2 + 1} \right]^{1/2} \quad (ข.2.6)$$

โดยที่

$$a_1 = \frac{T_{n2}^2 T_o^2 \sigma_n^2}{K_{R2}^2 K_{S2}^2} \quad (ข.2.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อวัตถุประสงค์เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$a_2 = \frac{T_{n2}^2 T_o^2}{K_{R2}^2 K_{S2}^2} - \frac{2 T_{n2}^2 T_o \sigma_n}{K_{R2} K_{S2}} \quad (2.2.8)$$

และ

$$a_3 = \frac{T_{n2}^2 - 2 T_{n2} T_o}{K_{R2} K_{S2}} \quad (2.2.9)$$

เพื่อให้ $F_{\Sigma}(\omega) = 1$ ก็โดยตัดเทอมที่ความถี่สูงทั้งไปและบังคับให้สัมประสิทธิ์ของ ω^4 และ ω^2 ในสมการ (2.2.6) เป็นศูนย์ ดังนั้นจะได้

$$K_{R2} = \frac{T_o}{2 \sigma_n K_{S2}} \quad (2.2.10)$$

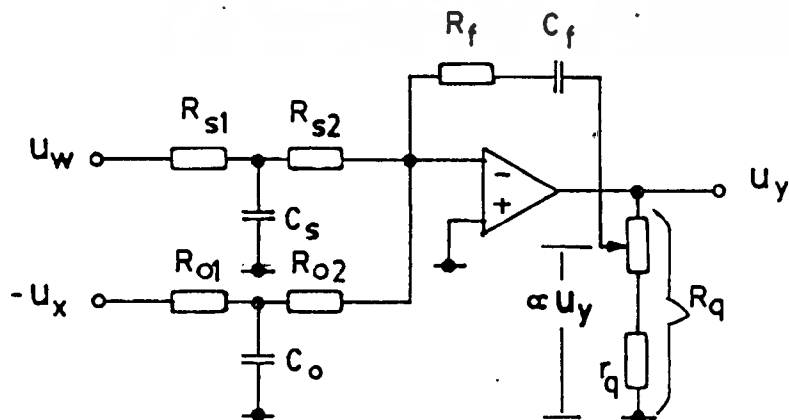
$$T_{n2} = 4 \sigma_n \quad (2.2.11)$$

ซึ่ง ทราานส์เฟอ์ฟังก์ชันของระบบจะลดลงมาเป็น

$$F_{\Sigma}(s) = \frac{1}{8 \sigma_n^3 s^3 + 8 \sigma_n^2 s^2 + 4 \sigma_n s + 1} \quad (2.2.12)$$

ผลตอบสนองต่อสัญญาณสเทปมีค่าเวลาได้ 7.6σ มีโอเวอร์ชูทเท่ากับ 8.1%

2.3 วงจรควบคุมชนิด PI



จากรูปที่ ๓.3.1 สามารถเขียนได้ดังนี้

$$- U_Y(s) = \left[U_w(s) \cdot \frac{1}{1+st_{sw}} \cdot \frac{R_f}{\alpha R_s} - U_x(s) \cdot \frac{1}{1+st_{sx}} \cdot \frac{R_f}{\alpha R_o} \right] \frac{1+sT_n}{sT_n} \quad (๓.3.1)$$

โดยที่

$$t_{sw} = \frac{C_s \cdot R_{s1} \cdot R_{s2}}{R_{s1} + R_{s2}} \quad (๓.3.2)$$

$$t_{sx} = \frac{C_o \cdot R_{o1} \cdot R_{o2}}{R_{o1} + R_{o2}} \quad (๓.3.3)$$

$$T_n = R_f \cdot C_f \quad (๓.3.4)$$

$$R_s = R_{s1} + R_{s2} \quad (๓.3.5)$$

$$R_o = R_{o1} + R_{o2} \quad (๓.3.6)$$

และ $R_f \gg R_s \quad (๓.3.7)$

จากสมการ (๓.3.5) และ (๓.3.6) เมื่อให้ $R_s = R_o$ จะได้

$$- U_Y(s) = \left[\frac{U_w(s)}{1+st_{sw}} - \frac{U_x(s)}{1+st_{sx}} \right] \frac{K_R \cdot 1+sT_n}{sT_n} \quad (๓.3.8)$$

โดยที่

$$K_R = R_f / \alpha R_s \quad (๓.3.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ค

รายละเอียดของทรานซิสเตอร์กำลัง BUX 48A



MULTIEPITAXIAL MESA NPN

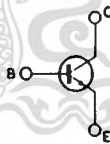


HIGH VOLTAGE POWER SWITCH

The BUX48, BUX48A, BUV48 and BUV48A are multiepitaxial mesa NPN in TO-3 and SOT-93 (TO-218) case, particularly intended for switching applications directly from mains.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS		BUX48	BUX48A	BUV48	BUV48A
V_{CES}	Collector-emitter voltage ($V_{RE} = 0$)	850V	1000V	850V	1000V
V_{CER}	Collector-emitter voltage ($R_{BE} = 10\Omega$)	850V	1000V	850V	1000V
V_{CEO}	Collector-emitter voltage ($I_B = 0$)	400V	450V	400V	450V
V_{EBO}	Emitter-base voltage ($I_C = 0$)		7V		
I_C	Collector current		15A		
I_{CM}	Collector peak current ($t_p \leq 5ms$)		30A		
I_{CP}	Collector peak current non rep. ($t_p \leq 20\mu s$)		55A		
I_B	Base current		4A		
I_{BM}	Base peak current ($t_p \leq 5ms$)		20A		
P_{tot}	Total power dissipation at $T_{case} \leq 25^\circ C$	175W		150W	
T_{stg}	Storage temperature	-65 to 200°C		-65 to 175°C	
T_j	Junction temperature	200°C		175°C	

INTERNAL SCHEMATIC DIAGRAM

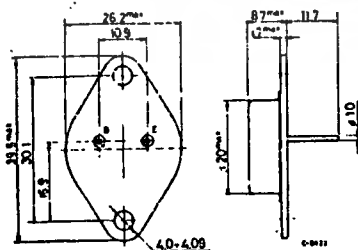


MECHANICAL DATA

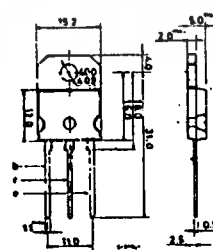
Dimensions in mm

Collector connected to case

Collector connected tab.



TO-3



(sim. to TO-218) SOT-93



THERMAL DATA

$R_{th\ j-case}$	Thermal resistance junction-case	max	1	$^{\circ}C/W$
------------------	----------------------------------	-----	---	---------------

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_{case} = 25^{\circ}C$ unless otherwise specified)

Parameter	Test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I_{CES} Collector cutoff current ($V_{BE} = 0$)	$V_{CE} = \text{rated } V_{CES}$ same, $T_{case} = 125^{\circ}C$			200 2	μA mA
I_{CER} Collector cutoff current ($R_{BE} = 10\Omega$)	$V_{CE} = \text{rated } V_{CER}$ same, $T_{case} = 125^{\circ}C$			500 4	μA mA
I_{EBO} Emitter cutoff current ($I_C = 0$)	$V_{EB} = 5V$			1	mA
$V_{CE(sus)}$ Collector-emitter sustaining voltage ($I_B = 0$)	$I_C = 200mA$ $L = 25mH$ for BUX48, BUV48 for BUX48A, BUV48A	400 450			V V
V_{EBO} Emitter-base voltage ($I_C = 0$)	$I_E = 50mA$	7		30	V
$V_{CE(sat)}$ Collector-emitter saturation voltage	for BUX48, BUV48 $I_C = 10A$ $I_B = 2A$ $I_C = 15A$ $I_B = 4A$ $I_C = 15A$ $I_B = 3A$ for BUX48A, BUV48A $I_C = 8A$ $I_B = 1.6A$ $I_C = 12A$ $I_B = 2.4A$			1.5 3.5 5 1.5 5	V V V V V
$V_{BE(sat)}$ Base-emitter saturation voltage	for BUX48, BUV48 $I_C = 10A$ $I_B = 2A$ for BUX48A, BUV48A $I_C = 8A$ $I_B = 1.6A$			1.6 1.6	V V

* Pulsed: pulse duration = 300 μs , duty cycle $\leq 2\%$

BUV48 BUV48A
BUX48 BUX48A

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Continued)

Parameter	Test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
-----------	-----------------	------	------	------	------

RESISTIVE SWITCHING TIMES (See fig. 2)

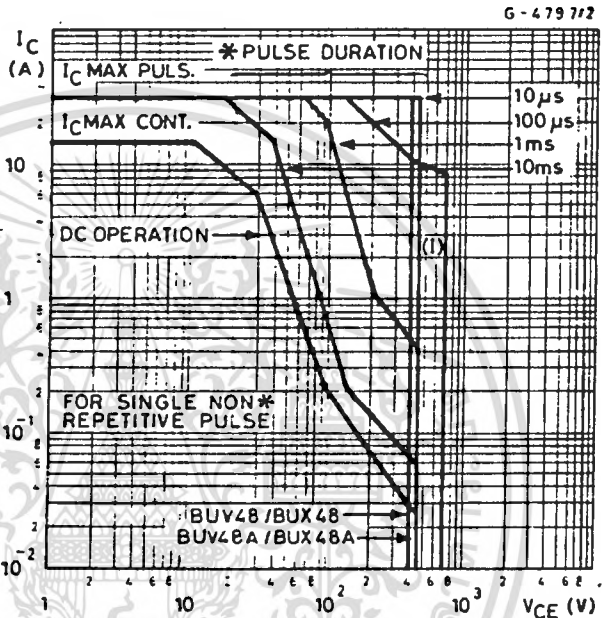
t_{on}	Turn-on time	for BUX48, BUV48 $V_{CC} = 150V$ $I_C = 10A$ $I_{B1} = 2A$ for BUX48A, BUV48A $V_{CC} = 150V$ $I_C = 8A$ $I_{B1} = 1.6A$			1 μs 1 μs
t_s	Storage time	for BUX48, BUV48 $V_{CC} = 150V$ $I_C = 10A$ $I_{B1} = -I_{B2} = 2A$ for BUX48A, BUV48A $V_{CC} = 150V$ $I_C = 8A$ $I_{B1} = -I_{B2} = 1.6A$			3 μs 3 μs
t_f	fall time	for BUX48, BUV48 $V_{CC} = 150V$ $I_C = 10A$ $I_{B1} = -I_{B2} = 2A$ for BUX48A, BUV48A $V_{CC} = 150V$ $I_C = 8A$ $I_{B1} = -I_{B2} = 1.6A$			0.8 μs 0.8 μs

INDUCTIVE SWITCHING TIMES (See fig. 1)

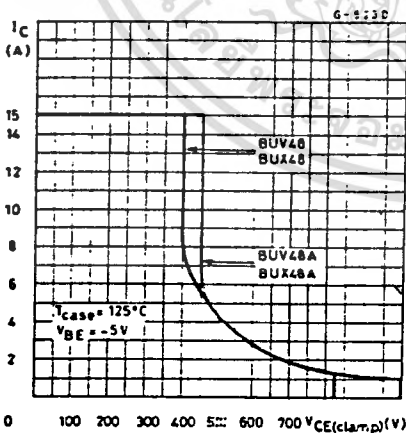
t_s	Storage time	for BUX48, BUV48 $V_{CC} = 300V$, $I_C = 10A$, $L_B = 3\mu H$ $V_{BE} = -5V$, $I_{B1} = 2A$ same $T_{case} = 100^\circ C$ for BUX48A, BUV48A $V_{CC} = 300V$, $I_C = 8A$, $L_B = 3\mu H$ $V_{BE} = -5V$, $I_{B1} = 1.6A$ same, $T_{case} = 100^\circ C$	2.7		5 μs 5 μs
t_f	Fall time	for BUX48, BUV48 $V_{CC} = 300V$, $I_C = 10A$, $L_B = 3\mu H$ $V_{BE} = -5V$, $I_{B1} = 2A$ same, $T_{case} = 100^\circ C$ for BUX48A, BUV48A $V_{CC} = 300V$, $I_C = 8A$, $L_B = 3\mu H$ $V_{BE} = -5V$, $I_{B1} = 1.6A$ same, $T_{case} = 100^\circ C$	0.16	0.4	0.4 μs 0.4 μs

BUV4S BUV48A
BUX4E BUX48A

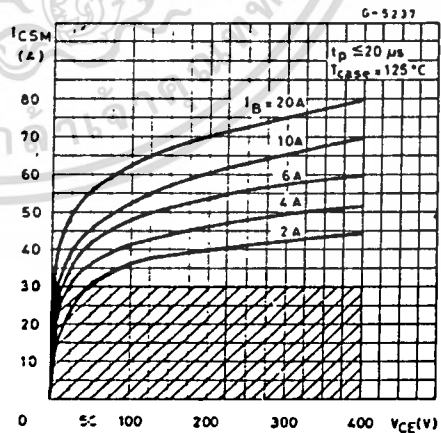
Safe operating areas



Clamped reverse bias safe operating areas

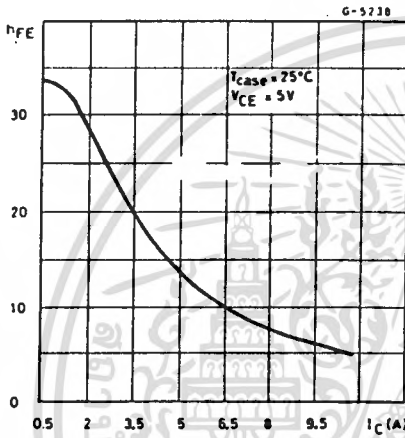


Forward biased accidental overload area (See fig. 3)

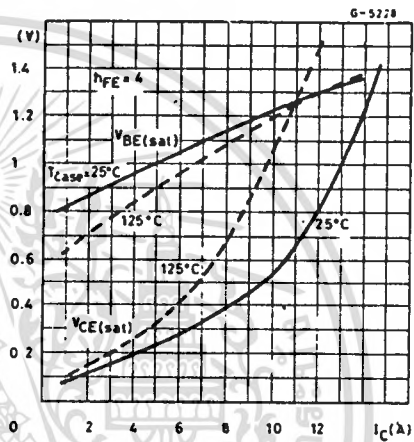


BUV48 BUV48A
BUX48 BUX48A

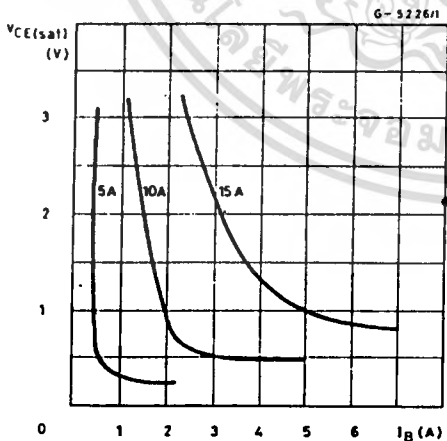
DC current gain



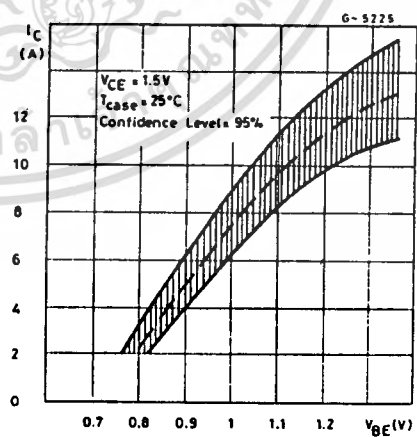
Saturation voltages



Collector-emitter saturation voltage



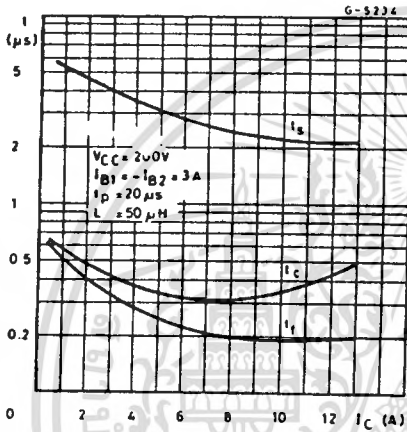
Collector current spread vs. base emitter voltage



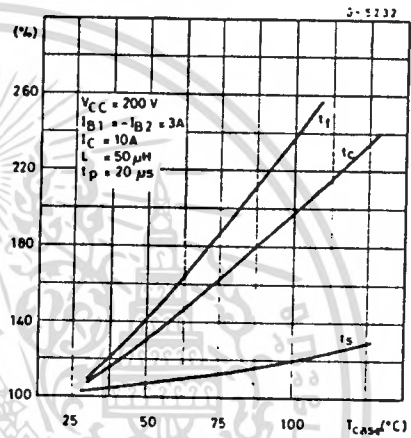
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BUV48 BUV48A
BUX48 BUX48A

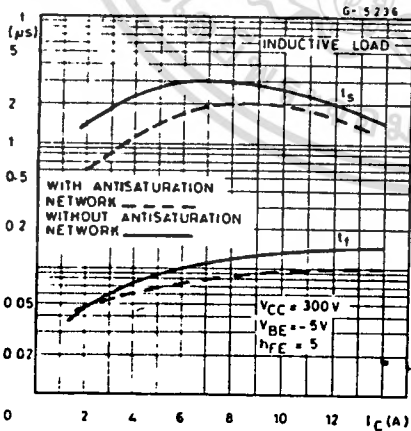
Switching times vs. collector current with I_B constant



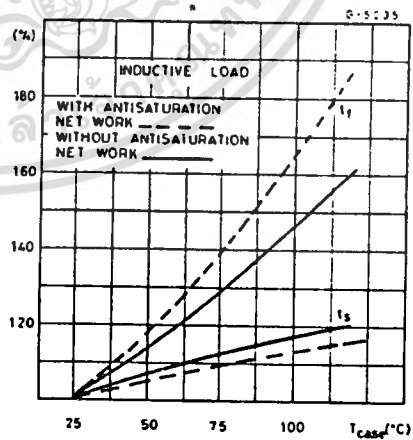
Switching times percentage variation vs. case temperature



Switching times with and without antisaturation network (See fig. 1)



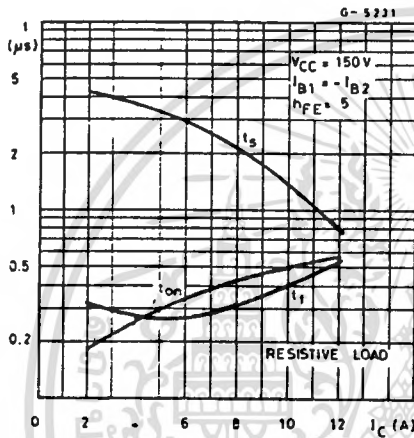
Switching times percentage variation vs. case temperature



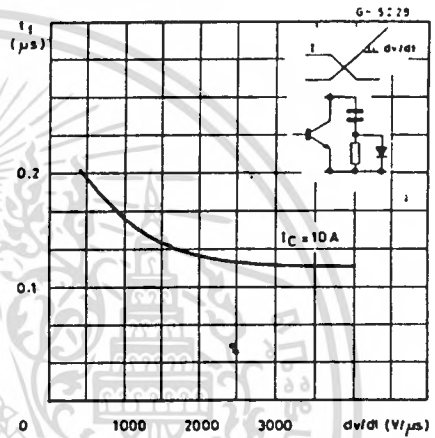
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BUV48 BUV48A
BUX48 BUX48A

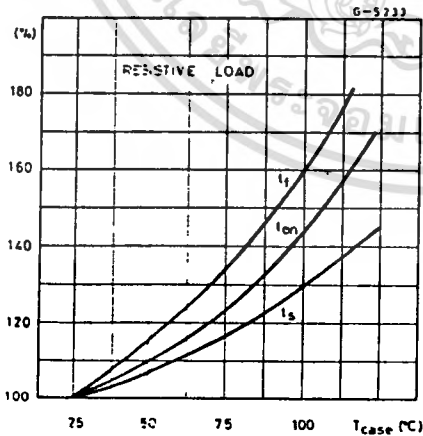
Switching times vs. collector current
(See fig. 2)



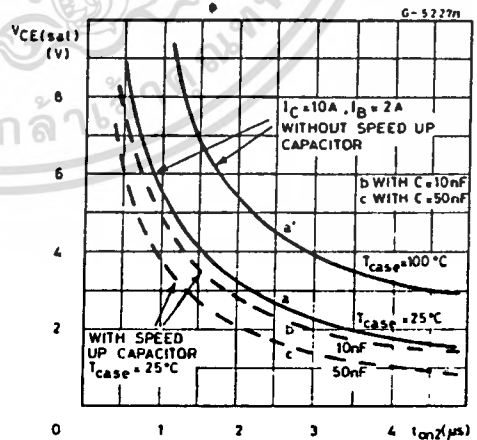
Fall time vs. voltage slope (See fig. 2)



Switching times percentage variation
vs. case temperature



Dynamic collector-emitter saturation
voltage (See fig. 4)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ง

ผลงานวิจัยในระหว่างการศึกษาปริญญาโท ที่ได้รับการเผยแพร่
ในการประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า 8 สถาบันอุดมศึกษา ครั้งที่ 8 พ.ศ. 2528

ณ. สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า พระนครเหนือ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงชนิดกระตุ้นแยกด้วยสแตติกคอนเวอร์เตอร์
SPEED CONTROL OF SEPARATELY EXCITED DC MOTOR BY STATIC CONVERTOR

นนทวัฒน์ จุลเดช วศ. ม.

วรศักดิ์ จิตรภักดิ์ วศ. บ.

อาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า
วิทยาเขตเจ้าพระยา ลาดกระบัง

บทคัดย่อ

บทความฉบับนี้อธิบายถึง การออกแบบ การสร้าง และการทดลองของระบบควบคุมความ-
เร็วรอบมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงชนิดกระตุ้นแยก (Separately Excited DC Motor) โดยใช้วง-
จรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง (Power Electronic Circuit) ทำหน้าที่จ่ายกำลังให้มอเตอร์ ระบบควบคุม
ที่ใช้เป็นระบบควบคุมชนิดคาสเคด (Cascade Control System) โดยมีระบบควบคุมกระแสไฟฟ้า
ตรงไหลเข้าวงจรอาร์มาเจอร์ (Armature Circuit) เป็นลูปควบคุมภายใน (Subordinate
Control Loop) และมีระบบควบคุมความเร็วรอบเป็นลูปควบคุมภายนอกอีกชั้นหนึ่ง ส่วนวงจรควบคุม
(Controller Circuit) ใช้วงจรควบคุมอนาล็อกชนิด PI (Proportional plus Integral
Analog Controller Circuit) จากผลการทดลองระบบที่สร้างขึ้นโดยให้มอเตอร์หมุนด้วยความเร็ว
รอบ 1,000 รอบต่อนาที แล้วเพิ่มโหลดให้กับมอเตอร์ในทันทีทันใด (Step-load) จากไม่มีโหลดไปยัง
โหลดเต็มตัวของมอเตอร์ ระบบนี้สามารถทำให้มอเตอร์หมุนกลับสู่ความเร็วรอบเดิมได้ภายใน 2 วินาที

ABSTRACT

This paper describes the design, development and experimental analysis of the speed control of a separately excited DC motor, using a power electronic circuit which controls the power of the motor.

This control system is a cascade control system having direct current of armature circuit as the subordinate control loop and speed control as the external control loop. The controller unit uses proportional plus integral analog control.

The result of tests on the built system show that if the motor rotates at a speed of 1,000 revolutions per minute, and an increased load is immediately applied to the motor, its status changing from unloaded to fully loaded condition, the system causes the motor to return to its former speed within 2 seconds.

1. สัญลักษณ์

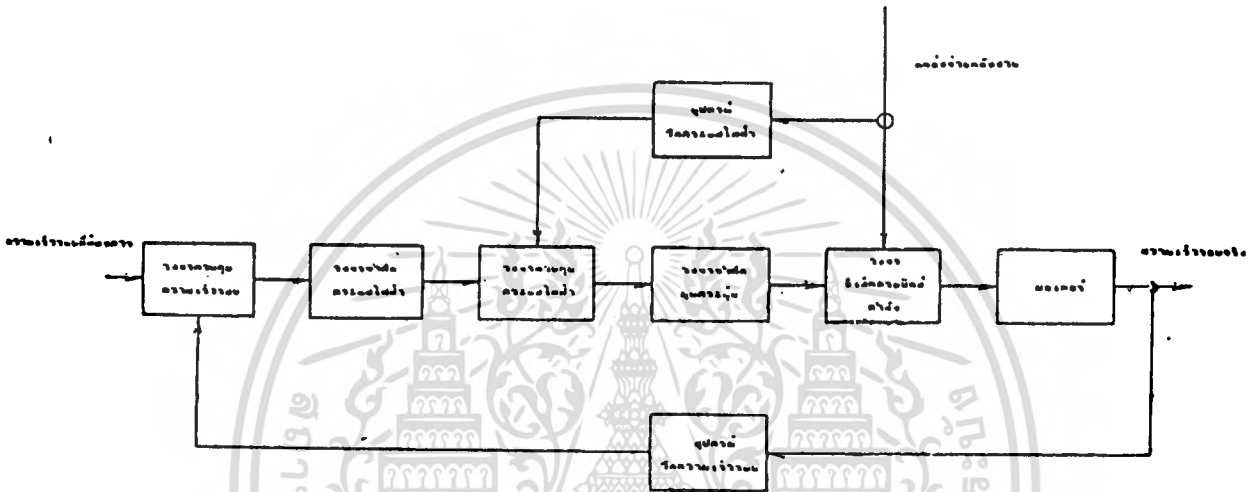
A_{R1}	: อัตราขยายของวงจรควบคุมความเร็วรอบ
A_{R2}	: อัตราขยายของวงจรควบคุมกระแสไฟฟ้า
A_{S1}	: อัตราขยายของวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง
A_{S2}	: $1/R_{a1}$
A_{sm}	: อัตราขยายของระบบควบคุมกระแสไฟฟ้า
E_a	: ศักดาไฟฟ้าย้อนกลับของมอเตอร์
I_a	: กระแสไฟฟ้าไหลเข้ามอเตอร์
I_R	: กระแสไฟฟ้าคำสั่ง
K_{ac}	: อัตราขยายของระบบรีทกระแสไฟฟ้า
K_T	: อัตราขยายของระบบรีดความเร็วรอบ
L_d	: อินдукเตอร์ซึ่งต่ออนุกรมกับมอเตอร์
N	: ความเร็วรอบมอเตอร์
N_R	: ความเร็วรอบคำสั่ง
R_{a1}	: ความต้านทานรวมระหว่างมอเตอร์และความต้านทานของ L_d
T_{a1}	: ค่าเวลาคงที่รวมของมอเตอร์และ L_d
T_D	: ค่าคงที่ที่เพิ่มเทอร์โมสตัท
T_{em}	: ค่าเวลาคงที่ของระบบควบคุมกระแสไฟฟ้า
T_L	: ค่าคงที่ในหนึ่งการ
T_m	: ค่าเวลาคงที่เชิงกลของมอเตอร์
T_{n1}	: ค่าเวลารีเซ็ตของวงจรควบคุมความเร็วรอบ
T_{n2}	: ค่าเวลารีเซ็ตของวงจรควบคุมกระแสไฟฟ้า
T_{sm1} , T_{sm2}	: ค่าเวลาคงที่ของวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่าน
T_t	: ค่าเวลาคงที่ของวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง
U_a	: ศักดาไฟฟ้าที่ออกมาจากวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง
V_c	: ศักดาไฟฟ้าคำสั่ง
α	: มุมกระตุ้น

2. บทนำ

ในอดีตรบบควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงชนิดกระตุ้นแยก อาจจะถูกสร้างขึ้นมาได้หลายวิธีและหลายรูปแบบ [1] เช่น ระบบควบคุมความเร็วรอบโดยวิธีปรับปริมาณแรงสนามแม่เหล็กภายในมอเตอร์ หรือระบบควบคุมความเร็วรอบซึ่งมีชื่อเรียกว่า ระบบ Ward-Leonard แต่ระบบควบคุมความเร็วรอบทั้งสองแบบมีข้อจำกัดคือ ในระบบแรก การควบคุมความเร็วรอบจะมีผลทำให้กำลังบิด (Torque) ของมอเตอร์เปลี่ยนแปลง ส่วนระบบหลังมีข้อจำกัดคือ การตอบสนองต่อการทำงานช้า มีขนาดใหญ่และราคาแพง ปัจจุบันเมื่ออุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (Power Electronic Element) ได้รับการพัฒนามากขึ้น ทำให้เกิดการพัฒนาวงจรอิเล็กทรอนิกส์ไมวาร์ตเมนต์ต่างๆขึ้น อีกทั้งยังมีเทคนิคแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำลัง เพื่อนำไปใช้ควบคุมกำลังขนาดใหญ่ และ เมื่อนำวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังมาสร้างเป็นระบบควบคุมมอเตอร์ ก็จะทำให้การทำงานของระบบนี้สามารถตอบสนองต่อการทำงานได้เร็วกว่า ขนาดเล็กและราคาถูกลงกว่า

2. บล็อกไดอะแกรมของระบบ



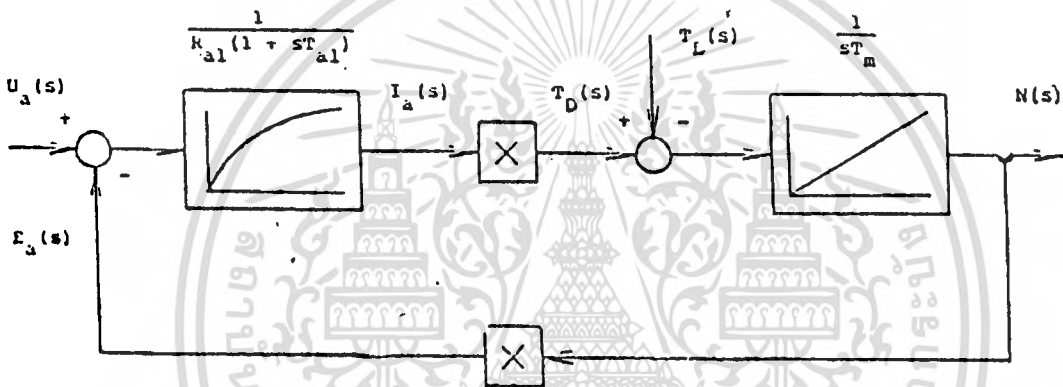
รูปที่ 1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบ

รูปที่ 1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบที่สร้างขึ้น ระบบนี้ประกอบด้วยระบบควบคุมสองลูป ลูปควบคุมกระแสไฟฟ้าไหลเข้าวงจรอาร์มาเจอร์เป็นลูปควบคุมภายใน มอเตอร์จะถูกป้อนกำลังในลูปนี้จากวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ซึ่งวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังนี้ถูกกระตุ้นด้วยวงจรมอเตอร์ สัญญาณกระตุ้น วงจรควบคุมที่ใช้ควบคุมการทำงานของลูปนี้เป็นวงจรมอเตอร์ขนาดอนาล็อกชนิด PI สัญญาณควบคุมที่ออกจากวงจรมอเตอร์นี้จะผ่านวงจรมอเตอร์ก่อน เพื่อป้องกันอันตรายซึ่งจะเกิดที่วงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง นอกจากนี้เพื่อที่จะทำให้การออกแบบระบบทำได้ง่าย จึงพิจารณาในกรณีที่กระแสไฟฟ้าไหลเข้ามอเตอร์ไหลอย่างต่อเนื่อง ดังนั้นในลูปนี้ได้สร้างอินทิเกรตต่ออนุกรมกับมอเตอร์ เพื่อให้กระแสไฟฟ้าไหลเข้ามอเตอร์อย่างต่อเนื่อง [2] เนื่องจากหม้อแปลงกระแสไฟฟ้าชนิดไฟฟ้ากระแสตรง (DC Current Transformer) ชนิดที่มีความเที่ยงตรงสูง ซึ่งจะนำไปใช้วัดกระแสไฟฟ้าไหลเข้ามอเตอร์โดยตรงมีราคาแพง ดังนั้นในบทความนี้จึงใช้หม้อแปลงกระแสไฟฟ้าชนิดไฟฟ้ากระแสสลับ (AC Current Transformer) วัดกระแสไฟฟ้าสลับเข้าวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังแทน ฉะนั้นลูปควบคุมกระแสไฟฟ้าเป็นลูปภายในคือ เพื่อควบคุมมิให้กระแสไฟฟ้าไหลเข้ามอเตอร์เกินที่คิด การทำงานของระบบไม่ถูกรบกวนจากการเปลี่ยนแปลงของแหล่งจ่ายพลังงาน [1] และทำให้การตอบสนองต่อการทำงานของระบบเร็วขึ้น [3] ลูปควบคุมอีกลูปหนึ่งซึ่งเป็นลูปควบคุมภายนอกไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คือ ควบคุมความเร็วรอบ ลูฟมีใช้วงจรควบคุมขนาดอกชนิด PI เช่นกัน โดยสัญญาณควบคุมที่ออก จากวงจรมีค่าที่คำนวณจากระแสไฟฟ้า ก่อนที่จะไปควบคุมลูฟควบคุมกระแสไฟฟ้า การวัด ความเร็วรอบของลูฟมีใช้ท่าโคเจนเนอเรเตอร์ชนิดไฟฟ้กระแสตรง (DC Tacho-generator) วัด ความเร็วรอบ วงจรควบคุมของทั้งสองลูฟจะถูปรับแต่งเพื่อให้ระบบทำงานได้ดีที่สุด (Optimization) ด้วยวิธี ซิมเมตริกอล ออปติมัม (Symmetrical Optimum)

4. ทราบเพอร์ฟังก์ชันของอุปกรณ์ในระบบ

4.1 มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงชนิดกระตุ้นแยก



รูปที่ 2 แสดงบล็อกไดอแกรมของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงชนิดกระตุ้นแยก

รายละเอียดของค่าพิกิตต่าง ๆ ของมอเตอร์ซึ่งใช้ในการทดลองมีดังนี้คือ 220 V, 3 KW และ 1500 RPM มอเตอร์นี้ต่อกับเซนเนอเรเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงขนาด 3 KW เพื่อใช้เป็นโหลด รูปที่ 2 แสดงบล็อกไดอแกรมของมอเตอร์ ค่าของตัวแปรต่าง ๆ ในรูปนี้ซึ่งได้จากการทดลองมีค่า ดังนี้คือ $T_{a1} = 330 \text{ ms}$, $T_m = 1 \text{ s}$ และ $(1/R_a) = 0.71 \text{ S}$

4.2 วงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

วงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังซึ่งใช้ในการทดลองเป็นวงจรดีคระแสไฟฟ้แบบควบคุมได้เต็ม ที่ชนิดสามเฟส (Fully-controlled Three-phase Rectifier) [2] ซึ่งวงจรมีได้รับพลังงาน จากระบบไฟฟ้านามเฟส 220 V อัตราขยายของวงจรเมื่อระบบทำงานที่มุมกระตุ้น $\alpha = 90^\circ$ คือ 5.18 V/° [1]-[2], [4], [6] หากเหตุที่เลือกจุดทำงานที่จุดนี้เพราะว่าจุดนี้เป็นจุดทำงานซึ่งจะ ทำให้ระบบเกิดการไม่เสถียร (Stability) ได้ง่ายที่สุด อัตราขยายของวงจรกระตุ้นคือ 18 P/V ค่าเวลาคงที่ (Time Constant) ของวงจรมีคือ 3.3 ms [5]-[6] ดังนั้นสามารถเขียนทราบ- เลอร์ฟังก์ชันของวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังได้คือ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกหนึ่งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{U_a(s)}{V_c(s)} = \frac{A_{S1}}{1 + sT_t} = \frac{93.29}{1 + 3.3 \times 10^{-3} s} \dots(1)$$

4.3 อุปกรณ์วัดกระแสไฟฟ้าและวัดความเร็วรอบ

อุปกรณ์วัดกระแสไฟฟ้าใช้หม้อแปลงกระแสไฟฟ้าชนิด 3 จุด วัดกระแสไฟฟ้าชนิดในแค-
ลอะเฟสก่อนเข้าวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง และทางทุติยภูมิของหม้อแปลงทั้ง 3 จุดต่อผ่านวงจรคห-
กระแสไฟฟ้าเพื่อ เปลี่ยนเป็นไฟฟ้ากระแสตรง และปริมาณกระแสไฟฟ้าที่ถูกเปลี่ยนเป็นสัญญาณศักดา-
ไฟฟ้าโดยความต้านทาน อัตราขยายของระบบการวัดนี้คือ $K_{ac} = 0.625 \text{ V/A [๘]}$ อุปกรณ์
วัดความเร็วรอบใช้ทาโคเจนเนอเรเตอร์ชนิดไฟฟ้ากระแสตรงจึงมีอัตราขยายคือ $K_T =$
 $7 \times 10^{-3} \text{ V/RPM [๘]}$

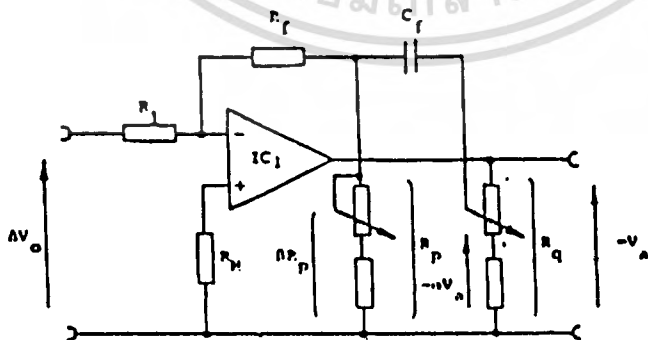
4.4 วงจรควบคุม

เนื่องจากอุณหภูมิตั้งสองอุณหภูมิต้องการการทำงานซึ่งไม่มีข้อผิดพลาด (Error) ที่สถานะ
คงตัว (Steady State) และการตอบสนองต่อการทำงานเร็ว ดังนั้นวงจรควบคุมที่ใช้จึงเป็นชนิด
PI ดังแสดงในรูปที่ ๓ ซึ่งมีทรานเฟอร์ฟังก์ชันคือ [๓], [๔]

$$T.F. = \frac{A_R}{sT_n} \frac{1 + sT_n}{sT_n} \dots(2)$$

$$A_R = \frac{R_f}{R_1} \frac{1}{\alpha} \dots(3)$$

$$T_n = \frac{R_f \beta R_p}{R_f + \beta R_p} C_f \dots(4)$$

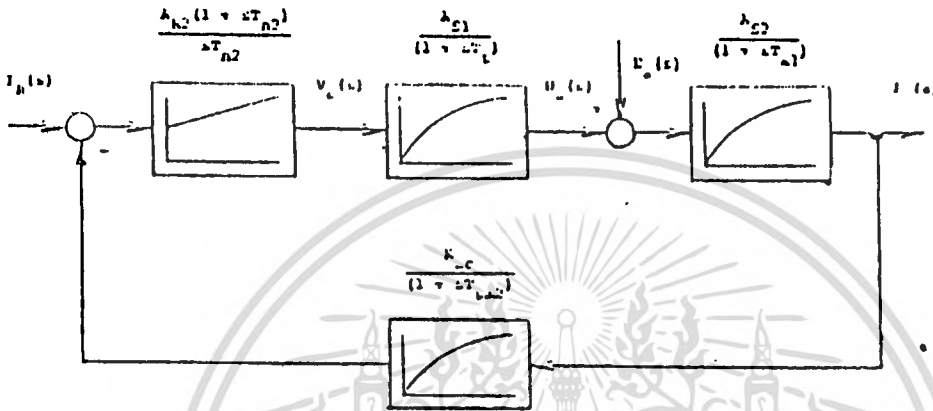


รูปที่ ๓ แสดงวงจรควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6. การออกแบบวงจรควบคุม

5.1 การออกแบบวงจรควบคุมระบบควบคุมกระแสไฟฟ้า



รูปที่ 4 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมกระแสไฟฟ้า

รูปที่ 4 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมกระแสไฟฟ้า ซึ่งจากรูปนี้สามารถเขียนสมการของทรานส์เฟอริงฟังก์ชันของระบบนี้คือ

$$F_2 = \frac{1 + sT_{n2}}{1 + sT_{n2} \left(1 + \frac{1}{A_{R2} A_{S1} A_{S2}} \right) + s^2 T_{n2} \left(\frac{T_{a1} + T_{e2}}{A_{R2} A_{S1} A_{S2}} \right) + s^3 T_{n2} \left(\frac{T_{a1} T_{e2}}{A_{R2} A_{S1} A_{S2}} \right)} \quad \dots(5)$$

$$T_{e2} = T_{sm2} + T_c \quad \dots(6)$$

การออกแบบวงจรควบคุมใช้วิธีการออกแบบโพลวงจรควบคุมสามารถทำให้ระบบทำงานดีที่สุดในวิธีซิมเมตริกอล จอปติมีม [s], [e] ทำให้ได้ค่าตัวแปรของวงจรควบคุมคือ

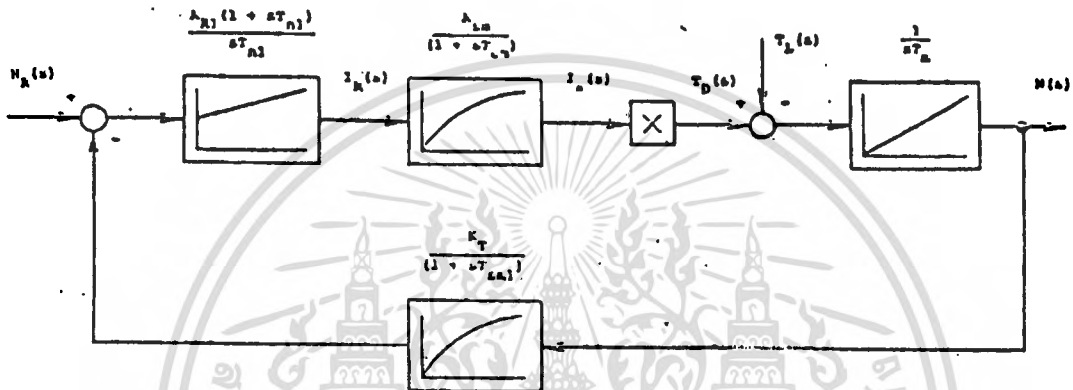
$$\lambda_{R2} = 0.75 \quad \dots(7)$$

$$T_{n2} = 20.2 \text{ ms} \quad \dots(8)$$

จากค่าตัวแปรนี้จะถูกนำไปออกแบบวงจรควบคุมต่อไป ศึกษาเท่านั้น ไม่นิยามให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.2 การออกแบบวงจรควบคุมระบบควบคุมความเร็วรอบ

ระบบควบคุมกระแสไฟฟ้าซึ่งเป็นระบบควบคุมภายในนั้นจะถูกแทนด้วยระบบหนึ่งวงจรถอดรหัสหนึ่ง ซึ่งมีขนาดของเวลาคงที่เป็นที่เท่าของค่าเวลาคงที่ของอุปกรณ์หนึ่งวงจรถอดรหัสหนึ่งขนาดเล็กน้อยในระบบควบคุมกระแสไฟฟ้า : (6) ดังนั้นรูปที่ 6 แสดงบล็อกไดอแกรมของระบบควบคุมความเร็วรอบและสามารถเขียนทรานเฟอร์ฟังก์ชันของระบบนี้ได้คือ



รูปที่ 6 แสดงบล็อกไดอแกรมของระบบควบคุมความเร็วรอบ

$$F_1 = \frac{1 + s4T_{e1}}{1 + s4T_{e1} + s^2 8T_{e1}^2 + s^3 8T_{e1}^3} \quad \dots(9)$$

$$T_{e1} = T_{sml} + T_{em} \quad \dots(10)$$

การออกแบบวงจรควบคุมใช้วิธี จิมเมตริกอล ออปติมิซึมเช่นกัน ทำให้ค่าตัวแปรของวงจรควบคุมคือ

$$\lambda_{R1} = 19.08 \quad \dots(11)$$

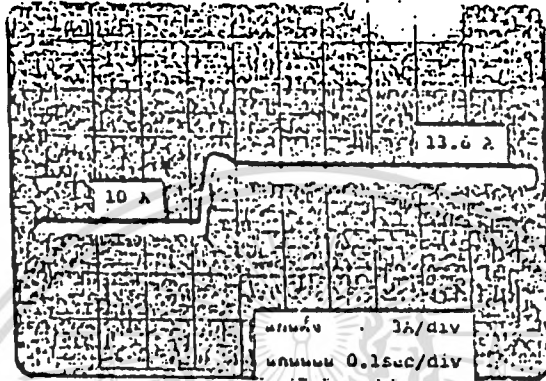
$$T_{n1} = 104.8 \text{ ms} \quad \dots(12)$$

จากค่าตัวแปรนี้จะถูกนำไปออกแบบวงจรควบคุมต่อไป

6. ผลการทดลอง

6.1 ผลการทดลองระบบควบคุมกระแสไฟฟ้า

การทำการทดลองระบบนี้ที่ทดลองโดยการลัดโรเตอร์ของมอเตอร์ของมอเตอร์แฉิวให้
คำสั่งชนิดทันทีทันใดให้กับระบบ รูปที่ 6 แสดงผลการทดลองระบบนี้

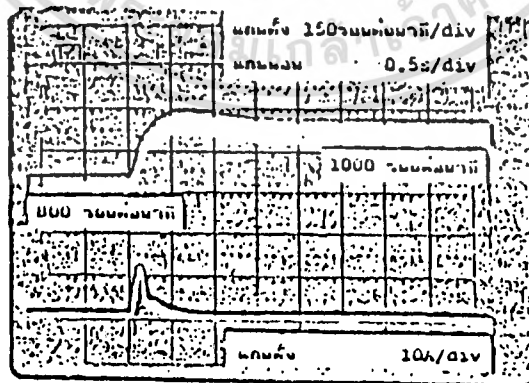


รูปที่ 6 แสดงผลการทดลองระบบควบคุมกระแสไฟฟ้าเมื่อได้รับคำสั่ง
เพิ่มกระแสไฟฟ้าจาก 1 A ไปยัง 2 A

6.2 ผลการทดลองระบบควบคุมความเร็วรอบ

6.2.1 ผลการทดลองระบบควบคุมความเร็วรอบโดยการได้รับคำสั่งในทันทีทันใด

การทดลองนี้กระทำโดยให้มอเตอร์อยู่ในสถานะไม่มีโหลด แล้วจึงเพิ่มคำสั่งให้กับระบบ
ในทันทีทันใด รูปที่ 7 แสดงผลการทดลอง

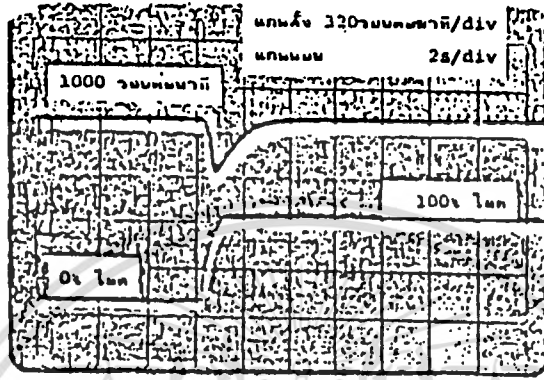


รูปที่ 7 แสดงผลการทดลองระบบควบคุมความเร็วรอบ เมื่อได้รับคำสั่ง
ให้เพิ่มความเร็วรอบ จาก 800 RPM ไปยัง 1000 RPM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.2.2 ผลการทดลองระบบควบคุมความเร็วรอบโดยการเพิ่มโหลดในทันทีทันใด

การทดลองนี้กระทำโดยให้มอเตอร์หมุนด้วยความเร็วรอบ 1000 RPM แล้วเพิ่มโหลดให้กับระบบในทันทีทันใด รูปที่ 8 แสดงผลกาทดลอง



รูปที่ 8 แสดงผลการทดลองระบบควบคุมความเร็วรอบ เมื่อเพิ่มโหลดจากไม่มีโหลดไปยังโหลดเต็มทันที

7. สรุป

ในบทความฉบับนี้ ได้แสดงการออกแบบ และสร้างระบบควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงชนิดกระตุ้นแยก โดยใช้วงจรถวลีไดโอดครอสมอสกำลังทำหน้าที่ขับมอเตอร์ และมีระบบควบคุมสองระบบทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของระบบ ซึ่งทั้งสองระบบประกอบด้วย ระบบควบคุมกระแสไฟฟ้าตรงไหลเข้าวงจรถวลีมาเจอร์เป็นระบบควบคุมภายใน และระบบควบคุมความเร็วรอบเป็นระบบควบคุมภายนอก วงจรถวลีควบคุมออกแบบโดยใช้วงจรถวลีอนุภาคชนิด PI ซึ่งมีคุณสมบัติสามารถทำให้ค่าความผิดพลาดมีค่าเป็นศูนย์ จากผลการทดลองระบบที่สร้างขึ้นสามารถสังเกตได้ว่า ถึงแม้ผลการทดลองมีข้อแตกต่างจากการคำนวณบ้างแต่ก็ไม่มากนัก ทั้งนี้เพราะว่าในการคำนวณบางจุดจะใช้วิธีการคำนวณโดยประมาณ แต่ถึงอย่างไรก็ดี เมื่อพิจารณาความต้องการหลักของระบบนี้คือระบบจะต้องสามารถรักษาความเร็วรอบที่ต้องการได้ ถึงแม้ว่าโหลดของระบบเปลี่ยนแปลงไป ซึ่งจากผลการทดลองเพิ่มโหลดให้กับระบบในทันทีทันใด 100 % ของที่กีดโหลด ระบบก็ยังทรงสามารถรักษาความเร็วรอบที่ต้องการได้ในเวลาอันรวดเร็ว ก็สามารถสรุปผลได้ว่า การทำงานของระบบนี้เป็นที่น่าพอใจ โดยเฉพาะเมื่อเปรียบการทำงานกับระบบ Ward-Leonard ระบบนี้สามารถตอบสนองต่อการทำงานเร็วกว่ามาก

อย่างไรก็ดีระบบที่สร้างขึ้นก็มีข้อจำกัดบางประการคือ L_d มีขนาดใหญ่และน้ำหนักมาก ทั้งนี้เพราะว่าต้องการให้กระแสไฟฟ้าไหลเข้าวงจรถวลีมาเจอร์ไหลอย่างคั่งเนื่อง เพื่อที่จะทำให้การออกแบบวงจรถวลีให้ง่าย แนวทางแก้ไขสามารถทำได้คือ ไม่ใช่ L_d ซึ่งจะมีผลทำให้การออกแบบวงจรถวลีจะต้องใช้วงจรถวลีชนิดที่สามารถปรับค่าตัวแปรภายในตัวเองได้ โดยปรับค่าตัวแปรไปตามคุณสมบัติของระบบ เพื่อที่จะให้ระบบจึงทำงานได้ที่ดีที่สุด นอกจากนี้ L_d จะมีผลทำให้ความเร็วรอบของมอเตอร์ลดลงไปในเวลาชั่วขณะมาก เมื่อมอเตอร์ได้รับโหลดในทันทีทันใดในไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีเหตุที่เปลี่ยนแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเว็บไซต์ที่ผู้ทรงคุณวุฒิท่านใดสนใจ

