สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2544

การศึกษาการปรับความเร็วรอบมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ 1 เฟส

A study of Characteristics variable speed control for 1 phase induction motor

โดย

นายธวัฒชัย ก้อมชัยภูมิ

นายบุญเลิศ พลเดช

นายสำราญ ใจอ้าย

นายสุรินทร์ นาหัวนิล

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 45950
วัน, เดือน, ปี 26 ก.พ. 2546

.b.....
.i.....

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ. ดร. วิจิตร กิณเรศ

อ. สุรินทร์ คำฝอย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2544

ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

คณะ วิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การศึกษาการปรับความเร็วรอบมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ 1 เฟส

ผู้จัดทำ

1. นายธวัฒชัย ก้อมชัยภูมิ
2. นายบุญเลิศ พลเดช
3. นายสำราญ ใจอ้าย
4. นายสุรินทร์ นาหัวนิล

.....อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ. ดร. วิจิตร กิณเรศ

.....อาจารย์ที่ปรึกษา

อ. สุรินทร์ คำฝอย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การศึกษาการปรับความเร็วรอบมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ 1 เฟส

นาย ธวัฒชัย ก้อมชัยภูมิ
นาย บุญเลิศ พลเดช
นาย สำราญ ใจอ้าย
นาย สุรินทร์ นาหัวนิล
ผศ. ดร.วิจิตร กิณเรศ อาจารย์ที่ปรึกษา
อ. สุรินทร์ คำฝอย อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2544

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการศึกษาคุณสมบัติการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 1 เฟสขนาด1/2 แรงม้าชนิดคาปาซิเตอร์รัน กรณีแหล่งจ่ายเป็นสัญญาณไซน์ และสัญญาณ PWM ที่ความถี่ต่างๆเพื่อวิเคราะห์และเปรียบเทียบคุณสมบัติของมอเตอร์ โดยที่แหล่งจ่ายสัญญาณไซน์ได้จากเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัส ส่วนของสัญญาณ PWM ได้จากตัวอินเวอร์เตอร์ ในกรณีที่แหล่งจ่ายเป็นสัญญาณไซน์จะควบคุมให้ค่า v/f ที่ความถี่ต่างๆมีค่าคงที่ที่ภาระโหลดต่างๆในส่วนของสัญญาณ PWM ได้จากตัวอินเวอร์เตอร์ซึ่งเป็นอินเวอร์เตอร์แบบครึ่งบริดจ์และเทคนิคที่ใช้ในการควบคุมมีอยู่สองแบบด้วยกันโดยแบบแรกจะควบคุมให้ค่า v/f ที่ความถี่ต่างๆมีค่าคงที่ที่ภาระโหลดต่างๆและควบคุมให้มุมต่างเฟสของกระแสขดช่วยและขดหลักมีมุมเป็นมุม 90 องศา โดยให้กระแสของขดช่วยนำหน้าขดหลักเป็นมุม 90 องศา แบบที่สองนั้นจะควบคุมให้ค่า v/f ของขดหลักที่ความถี่ต่างๆมีค่าคงที่ที่ภาระโหลดต่างๆและควบคุมขนาดของกระแสมูลฐานของขดช่วยมีขนาดเท่ากับกระแสของขดช่วยเมื่อแหล่งจ่ายเป็นสัญญาณไซน์ขณะไม่มีภาระโหลดที่ความถี่ต่างๆให้มีค่าคงที่และควบคุมให้มุมเฟสของกระแสขดช่วยนำหน้ากระแสของขดหลักเป็นมุม 90 องศา ซึ่งเทคนิคที่สองนี้เป็นเทคนิคที่นำเสนอในปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ ซึ่งจะทำให้ค่าแรงบิดกระเพื่อมมีค่าลดลง เป็นผลให้ประสิทธิภาพของมอเตอร์ดีขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A study of Characteristics variable speed control for 1 phase induction motor

Thawaitchai Komchaiyapom
Boonlert Pondech
Samran Jai-ai
Surin Nahuanin
Asst Prof Dr. Vijit Kinnarase Advisor
Surin Khamfoi Advisor
2001

Abstract

This project is focusing on characteristics of variable speed control of 1 phase induction motor. The type of an induction motor, 1/2 HP, is capacitor run. The sinusoidal and PWM inverter source are considered. The PWM inverter source can be changed PWM parameter such as fundamental frequency, phase angle and voltage fundamental. The frequency and voltage of sinusoidal are adjusted by a synchronous generator. The both of source are kept voltage per frequency constant. The PWM inverter technique has two strategies. The first technique is only phase angle control. The second technique is phase angle control and voltage control of main and auxiliary winding. A phase angle between main and auxiliary is controlled at 90 degree. A phase angle of main winding is lagging an auxiliary winding by 90 degree. The second technique can be reduced torque pulsation. Consequently, test results, the second technique have more efficiency than sinusoidal source and the first technique.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
สารบัญ	I
สารบัญภาพ	III
สารบัญตาราง	VII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของโครงงาน	1
1.2 วัตถุประสงค์	2
1.3 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	2
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	3
2.1 กล่าวนำ	3
2.2 ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับเฟสเดียว	3
2.2.1 มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว	3
2.2.2 ชนิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว	20
2.3 ทฤษฎีพื้นฐานอินเวอร์เตอร์	23
2.3.1 ประเภทอินเวอร์เตอร์	23
2.3.2 อินเวอร์เตอร์แบบป้อนแรงดัน	23
2.3.3 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับการทำงานของอินเวอร์เตอร์	24
2.3.4 วิธีการในการควบคุมแรงดันและความถี่ของอินเวอร์เตอร์	25
2.3.5 การม็อดดูเลทตามความกว้างของพัลส์	26
2.3.6 อินเวอร์เตอร์เฟสเดียว	31
บทที่ 3 โครงสร้างและส่วนประกอบของโครงงาน	36
3.1 ชุดอินเวอร์เตอร์	36
3.1.1 Intelligent Power Module	37
3.1.2 วงจรขับเกท วงจรป้องกันภายนอกและวงจรรวมสัญญาณการป้องกัน	39
3.1.3 วงจรเรียงกระแสแบบทวีแรงดัน	43
3.2 ชุดควบคุม	44
3.2.1วงจรสร้างสัญญาณแรงดันรูปคลื่นไซน์	45
3.2.2 วงจรสร้างสัญญาณแรงดันรูปคลื่นสามเหลี่ยม	47

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.3 วงจรเลื่อนเฟส 48
3.2.4 วงจรขยายสัญญาณไซน์และปรับระดับแรงดันดีซี 49
3.2.5 วงจรเปรียบเทียบ 49
3.2.6 วงจรเดดไทม์ 51
บทที่ 4 การทดสอบและการวิเคราะห์เปรียบเทียบ 53
4.1 การทดสอบหาค่าพารามิเตอร์ของวงจรสมมูลย์แบบประมาณโดยใช้หลักการ Double Revolving FieldTheory 53
4.1.1 การทดสอบสภาวะไม่มีโหลด 53
4.1.2 การทดสอบหาค่า Friction and windage loss 55
4.1.3 การทดสอบยึดโรเตอร์ 57
4.1.4 การทดสอบหาค่าความต้านทานของขดลวด 58
4.2 การทดสอบหาคุณลักษณะของมอเตอร์เหนี่ยวนำ1 เฟส Permanent Capicitor-Start Motor ใช้ แหล่งจ่ายเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่ค่าความถี่ต่าง ๆกัน 62
4.3 การทดสอบขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยอินเวอร์เตอร์โดยต่อการควบคุมสัญญาณ Control ให้แรงดันมูลฐาน(V1:Voltage fundamental)คงที่และรูปสัญญาณกระแสขดหลักและขดช่วยต่างเฟส 90 องศา ภายในสภาวะโหลดต่าง ๆ 68
4.4 การทดสอบขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยอินเวอร์เตอร์โดยต่อการควบคุมสัญญาณ Control ให้แรงดันมูลฐาน(V1:Voltage fundamental)และกระแสมูลฐาน (I1:Current Fundamental)ของขดช่วยคงที่และรูปสัญญาณกระแสขดหลักและขดช่วยต่างเฟส 90 องศา ภายในสภาวะโหลด ต่าง ๆ 76
4.5 สรุปผลการทดสอบ 91
4.5.1 แรงบิดเอาท์พุท 91
4.5.2 กำลังสูญเสียทั้งหมด 91
4.5.3 ประสิทธิภาพ 92
บทที่ 5 สรุปผลและแนวทางการพัฒนา 93
5.1 สรุปผล 93
5.2 ปัญหาและแนวทางการพัฒนาต่อไป 94
ภาคผนวก
กิตติกรรมประกาศ
เอกสารอ้างอิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ

ภาพที่		หน้า
2.1	โครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว	4
2.2	การสั่น (หรือการกระเพื่อม) ของสนามแม่เหล็ก และสนามแม่เหล็กหมุน	6
2.3	ภาพตัดของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว	6
2.4	คุณลักษณะ แรงบิด-ความเร็ว เนื่องจากเส้นแรงแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้าและถอยหลัง	7
2.5	วงจรสมมูลย์ของโรเตอร์	7
2.6	คุณลักษณะ แรงบิด-ความเร็ว ค่าจริงของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว จากการเปลี่ยนแปลงของรูปคลื่นเส้นแรงแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้า และถอยหลัง	7
2.7	รูปคลื่นแรงดัน กระแส และกำลังไฟฟ้าของเครื่องจักรกลเหนี่ยวนำเฟสเดียว	9
2.8	สนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้าและถอยหลัง	10
2.9	วงจรสมมูลย์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวที่พิจารณาตามพิกัด d-q	11
2.10	วงจรสมมูลย์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว	15
2.11	คุณลักษณะ แรงบิด-ความเร็ว	17
2.12	มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว ชนิดขดลวดแยก	20
2.13	มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวชนิดเริ่มหมุนด้วยตัวเก็บประจุ	21
2.14	มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวชนิดหมุนด้วยตัวเก็บประจุ	21
2.15	มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว ชนิดเริ่มต้นหมุนและหมุนด้วยตัวเก็บประจุ	22
2.16	มอเตอร์เหนี่ยวนำแบบบังขั้ว	23
2.17	บล็อกไดอะแกรมพื้นฐานทางอินเวอร์เตอร์	24
2.18	ลักษณะของเอาท์พุทเมื่อมีโหลดแบบอินดักทีฟ	25
2.19	กราฟ v_o และ i_o แสดงการทำงานของอินเวอร์เตอร์ใน 1 ไซเคิล	25
2.20	แสดงวงจรของอินเวอร์เตอร์	25
2.21	แสดงสัญญาณ PWM ที่เกิดจากการใช้ double –sided triangle wave	29
2.22	แสดงค่าฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นที่ค่า m_f ต่างๆที่เกิดจากการใช้ double –sided triangle wave	30
2.23	แสดงวงจรฮาล์ฟบริดจ์ คอนเวอร์เตอร์(half bridge inverter)	31
2.24	แสดงสัญญาณที่ได้จากวงจรอินเวอร์เตอร์	32
2.25	วงจรฟูลบริดจ์ อินเวอร์เตอร์ (full bridge inverter)	33

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
2.26 แสดงรูปคลื่นสัญญาณของ bipolar	34
3.1 แสดงบล็อคไดอะแกรมการทำงานโดยรวมของอินเวอร์เตอร์	36
3.2 แสดงตำแหน่งการวางขาของ IPM	37
3.3 แสดงวงจรกำลังภายในของ IPM	39
3.4 แสดงวงจรขับเกทโดยใช้ Opto Couple	40
3.5 แสดงวงจรการตรวจจับสัญญาณกระแสเกินภายนอก	41
3.6 แสดงวงจรป้องกันโดยรวมของชุดอินเวอร์เตอร์	42
3.7 วงจรเรียงกระแสแบบทวีแรงดัน	43
3.8 บล็อคไดอะแกรมแสดงการทำงานและส่วนประกอบของชุดควบคุม	44
3.9 แสดงวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์โดยใช้อีพรอม	46
3.10 แสดงวงจรสร้างสัญญาณแรงดันรูปคลื่นสามเหลี่ยม	47
3.11 วงจรเลื่อนเฟส	48
3.12 แสดงวงจรขยายสัญญาณไซน์	49
3.13 วงจรเปรียบเทียบ	49
3.14 รูปสัญญาณเอาท์พุทที่ได้หลังจากการเปรียบเทียบ	50
3.15 แสดงการต่อวงจรเดดไทม์	51
3.16 แสดงสัญญาณเอาท์พุทหลังผ่านวงจรเดดไทม์	52
4.1 วงจรการทดสอบสภาวะไม่มีโหลด	54
4.2 วงจรการทดสอบหาค่า Friction and windage loss	56
4.3 วงจรการทดสอบยึดโรเตอร์(Blocked-Rotor Test)	57
4.4 วงจรการทดสอบหาค่าความต้านทานของขดลวด	58
4.5 วงจรสมมูลย์ของขดช่วย	61
4.6 วงจรสมมูลย์ของขดหลัก	61
4.7 วงจรการทดสอบมอเตอร์เหนี่ยวนำขณะรับภาระทางกล	64
4.8 ลักษณะสัญญาณจากแหล่งจ่ายเครื่องกำเนิดไฟฟ้า	64
4.9 วงจรการทดสอบมอเตอร์เหนี่ยวนำขณะรับภาระทางกล	70

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
4.10 แสดงสัญญาณควบคุมอินเวอร์เตอร์เพื่อควบคุมอินพุทของแหล่งจ่าย PWM ที่จ่ายให้มอเตอร์	70
4.11 แสดงสัญญาณควบคุมที่ปรับให้กระแสของขดช่วยมีมุมต่างเฟสกระแสของขดหลัก 90 องศาที่ความถี่ 45Hz. ภาระโหลด 4.5 kg.	71
4.12 แสดงสัญญาณกระแสของขดช่วยมีมุมต่างเฟสกระแสของขดหลัก 90 องศาของมอเตอร์	71
4.13 วงจรการทดสอบมอเตอร์เหนี่ยวนำขณะรับภาระทางกล	78
4.14 แสดงสัญญาณควบคุมที่ปรับให้กระแสของขดช่วยมีมุมต่างเฟสกระแสของขดหลัก 90 องศาและกระแสมูลฐานมีค่าคงที่ที่ความถี่ 45Hz. ภาระโหลด 4.5 kg.	78
4.15 แสดงสัญญาณกระแสของขดช่วยมีมุมต่างเฟสกระแสของขดหลัก 90 องศาของมอเตอร์	79
4.16 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและความเร็วรอบเมื่อควบคุมแหล่งจ่ายในลักษณะต่าง ๆ ที่ความถี่ 50Hz	84
4.17 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและความเร็วรอบเมื่อควบคุมแหล่งจ่ายในลักษณะต่าง ๆ ที่ความถี่ 45Hz	84
4.18 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและความเร็วรอบเมื่อควบคุมแหล่งจ่ายในลักษณะต่าง ๆ ที่ความถี่ 40Hz	85
4.19 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและความเร็วรอบเมื่อควบคุมแหล่งจ่ายในลักษณะต่าง ๆ ที่ความถี่ 35Hz	85
4.20 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพมอเตอร์และความเร็วรอบเมื่อควบคุมแหล่งจ่ายในลักษณะต่าง ๆที่50Hz	86
4.21 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพมอเตอร์และความเร็วรอบเมื่อควบคุมแหล่งจ่ายในลักษณะต่าง ๆ ที่45Hz	86
4.22 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพมอเตอร์และความเร็วรอบเมื่อควบคุมแหล่งจ่ายในลักษณะต่าง ๆที่40Hz	87
4.23 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพมอเตอร์และความเร็วรอบเมื่อควบคุมแหล่งจ่ายในลักษณะต่าง ๆ ที่35Hz	87
4.24 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพของระบบและความเร็วรอบเมื่อควบคุมแหล่งจ่ายในลักษณะต่าง ๆที่50Hz	88

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
4.25 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพของระบบและความเร็วรอบเมื่อควบคุมแหล่งจ่ายในลักษณะต่าง ๆ ที่45Hz	88
4.26 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพของระบบและความเร็วรอบเมื่อควบคุมแหล่งจ่ายในลักษณะต่าง ๆที่40Hz	89
4.27 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพของระบบและความเร็วรอบเมื่อควบคุมแหล่งจ่ายในลักษณะต่าง ๆ ที่35Hz	89
4.28 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและความเร็วรอบที่ความถี่ต่างๆ	90

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 แสดงแรงดันเอาท์พุทของ 1-ϕ inverte	34
4.1 ตารางผลการทดสอบสภาวะไม่มีโหลด(No Load Test)	54
4.2 ผลการทดสอบหาค่า Friction and windage loss	56
4.3 ผลการทดสอบยึดโรเตอร์(Blocked-Rotor Test)	57
4.4 ตารางผลการทดสอบหาค่าความต้านทานของขดลวดหลัก	58
4.5 ตารางผลการทดสอบหาค่าความต้านทานของขดลวดช่วย	59
4.6 ผลการทดสอบมอเตอร์ขณะรับภาระทางกลใช้แหล่งจ่ายสัญญาณไซน์ที่รักษาระดับแรงดันให้คงที่ที่ค่าต่าง ๆ	67
4.7 ผลการทดสอบมอเตอร์ขณะรับภาระทางกลใช้แหล่งจ่ายสัญญาณPWMที่รักษาระดับแรงดันให้คงที่ที่ค่าต่าง ๆ	74
4.8 ผลการทดสอบมอเตอร์ขณะรับภาระทางกลใช้แหล่งจ่ายสัญญาณPWMที่รักษาระดับแรงดันมูลฐานและกระแสมูลฐานให้คงที่ที่ค่าต่าง ๆ	82

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1
บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของโครงงาน

ในการใช้งานมอเตอร์เหนี่ยวนำ 1 เฟสซึ่งใช้กันอย่างแพร่หลายทั้งทางด้านอุตสาหกรรมทั้งอุตสาหกรรมขนาดเล็ก,ขนาดกลางและขนาดใหญ่รวมถึงการใช้งานตามบ้านเรือนและสำนักงานโดยปกติมอเตอร์เหล่านี้ถูกใช้งานที่ความเร็วคงที่ซึ่งหากต้องการเปลี่ยนความเร็วรอบของมอเตอร์นั้นจะมีหลายวิธีด้วยกันทั้งแบบเทคนิคทางกลและเทคนิคทางไฟฟ้า ในทางกลก็เช่น การใช้เฟืองทดรอบ , tap winding หรือ pole switching ซึ่งแต่ละวิธีเหล่านี้ไม่สามารถที่จะควบคุมความเร็วได้ต่อเนื่องเพราะว่าแรงดันและความถี่ทางด้านอินพุทมีการเปลี่ยนแปลงตามสภาวะโหลดต่างๆดังนั้นจึงมีการคิดวิธีการใช้อินเวอร์เตอร์แบบต่างๆขึ้นมาซึ่งจะมีหลายเทคนิคหลายวิธีด้วยกัน

ในปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการศึกษาและเปรียบเทียบคุณสมบัติการทำงานของมอเตอร์เมื่อแหล่งจ่ายเป็นสัญญาณไซน์และแหล่งจ่ายที่เป็นสัญญาณ PWM ซึ่งเป็นอินเวอร์เตอร์ที่สร้างสัญญาณ PWM แบบบ SPWM ซึ่งในโครงงานนี้เทคนิคที่ใช้ในการควบคุมมีอยู่สองวิธีด้วยกันโดยแบบแรกนั้นจะเป็นการควบคุมมุมของกระแสขดช่วยนำหน้ากระแสขดหลักเป็นมุม 90 องศา และควบคุมให้ค่า v/f ที่ความถี่ต่างๆมีค่าคงที่ที่ภาระโหลดต่างๆซึ่งจะต่างจากแบบที่สองโดยที่แบบที่สองจะมีการควบคุมให้ค่า v/f ของขดหลักที่ความถี่ต่างๆมีค่าคงที่ที่ภาระโหลดต่างๆ โดยที่ค่า v นั้นเป็นค่าแรงดันมูลฐานและควบคุมขนาดของกระแสมูลฐานของขดช่วยมีค่าเท่ากับค่ากระแสขดช่วยเมื่อแหล่งจ่ายเป็นสัญญาณไซน์ที่ความถี่ต่างๆให้มีค่าคงที่และควบคุมมุมเฟสของกระแสของขดช่วยให้นำหน้ากระแสขดหลักเป็นมุม 90 องศา และในส่วนของสัญญาณไซน์นั้นได้จากเครื่องกำเนิดซิงโครนัสที่สามารถปรับความถี่ได้โดยการปรับความเร็วรอบของเครื่องกำเนิดและจะนำผลที่ได้จากการทดสอบมาวิเคาระห์และเปรียบเทียบคุณสมบัติของมอเตอร์ซึ่งมีการเปรียบเทียบค่าต่างเช่น ค่าประสิทธิภาพของระบบ,ประสิทธิภาพของมอเตอร์, แรงบิดที่ความถี่และภาระโหลดเดียวกัน ซึ่งจะนำผลที่ได้จากการวิเคราะห์การทดสอบมาเลือกเทคนิคการควบคุมระหว่างการควบคุมเฉพาะมุมและการควบคุมทั้งขนาดกระแสขดช่วยและมุมเพื่อที่จะนำแนวทางดังกล่าวไปพัฒนาให้ดียิ่งขึ้นซึ่งจะทำให้มอเตอร์มีประสิทธิภาพที่ดีขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.2 วัตถุประสงค์

1.2.1 ศึกษาคุณสมบัติการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 1 เฟส ขนาด ½ แรงม้าชนิดคาปาซิเตอร์รันเมื่อแหล่งจ่ายเป็นสัญญาณไซน์

1.2.2 ศึกษาคุณสมบัติการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 1 เฟส เมื่อแหล่งจ่ายเป็นสัญญาณ PWM ที่มีการควบคุมค่า v/f ที่ความถี่ต่างๆมีค่าคงที่และควบคุมมุมของกระแสขดช่วยนำหน้าขดหลักเป็นมุม 90 องศา

1.2.3 ศึกษาคุณสมบัติการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 1 เฟสเมื่อแหล่งจ่ายเป็นสัญญาณ PWM ที่มีการควบคุมให้ค่า v/f ของขดช่วยมีค่าคงที่และควบคุมขนาดกระแสขดช่วยเท่ากับกระแสขดช่วยขณะไม่มีภาระโหลดของสัญญาณที่ความถี่ต่างๆมีค่าคงที่ และควบคุมมุมกระแสของขดช่วยนำหน้ากระแสของขดหลักเป็นมุม 90 องศา

1.3 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.3.1 สามารถสร้างชุดอินเวอร์เตอร์ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ได้

1.3.2 สามารถปรับความเร็วรอบของมอเตอร์โดยการใช้อินเวอร์เตอร์

1.3.3 รู้จักคุณสมบัติการทำงานของมอเตอร์เฟสเดียวเมื่อแหล่งจ่ายเป็นสัญญาณไซน์และ PWM สามารถนำเทคนิคที่ใช้ไปเป็นแนวทางในการพัฒนาเพื่อควบคุมการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวเพื่อให้ได้แรงบิดที่ดีขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2
ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 กล่าวนำ

สำหรับบทนี้กล่าวถึงทฤษฎีต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องในงานวิจัย เช่นหลักการพื้นฐานและคุณลักษณะสมบัติที่สำคัญของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวและอินเวอร์เตอร์ กระบวนการและตัวควบคุมแบบต่าง ๆ หลักการพื้นฐานของเทคนิคการควบคุมความถี่

2.2 ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับเฟสเดียว

มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับเฟสเดียว เป็นมอเตอร์ขนาดเล็กส่วนใหญ่ถูกสร้างขึ้นในช่วงกำลังเป็นเศษส่วนแรงม้าและต่ำกว่าเศษส่วนแรงม้า ซึ่งส่วนใหญ่ถูกนำมาใช้ในสถานที่ต่าง ๆ เช่น บ้านเรือน สถานที่ทำงานและโรงงานอุตสาหกรรมต่าง ๆ เป็นต้น และสำหรับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับเฟสเดียวนั้นมีโครงสร้างที่ไม่ยุ่งยากและง่ายต่อการบำรุงรักษา[4] โดยที่สามารถแบ่งออกเป็น 3 ชนิดใหญ่ ๆ ด้วยกัน คือ

1. มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว (Single Phase Induction Motor)
2. มอเตอร์เฟสเดียวแบบซิงโครนัส (Single Phase Synchronous Motor)
3. มอเตอร์เฟสเดียวแบบอนุกรมหรือมอเตอร์ยูนิเวอร์เซล (Single Phase Series or Universal Motor)

ในส่วนของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการศึกษาและหาข้อแตกต่างเมื่อมอเตอร์หนึ่งเฟสชนิดแยกขดลวดเกิดมีความถี่เปลี่ยนไปจากความถี่มูลฐานและทำการวิเคราะห์ค่าที่ได้จากทดสอบกับค่าที่อ้างอิงจากทฤษฎีที่ใช้ในการทดสอบมอเตอร์หนึ่งเฟสชนิดแยกขดลวด

2.2.1 มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว (Single Phase Induction Motor : SPIM)

สำหรับโครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแสดงได้ดังรูปที่ 2.1 (ก) จากโครงสร้างดังกล่าวนั้นมีผลทำให้ไม่เกิดแรงบิดเริ่มต้นหมุน ดังนั้นมอเตอร์จึงไม่สามารถเริ่มต้นหมุนได้ อย่างไรก็ตามถ้าต้องการให้มอเตอร์หมุนไปได้นั้นจำเป็นต้องมีวิธีการช่วยเพื่อให้มอเตอร์เริ่มต้นหมุนและสำหรับการพิจารณามอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว ในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำทฤษฎีสนามแม่เหล็กหมุนคู่เพื่ออ้างอิงในการวิเคราะห์และอธิบายพฤติกรรมของมอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.1.1 ทฤษฎีสนามแม่เหล็กหมุนคู่ (Double revolving field theory)

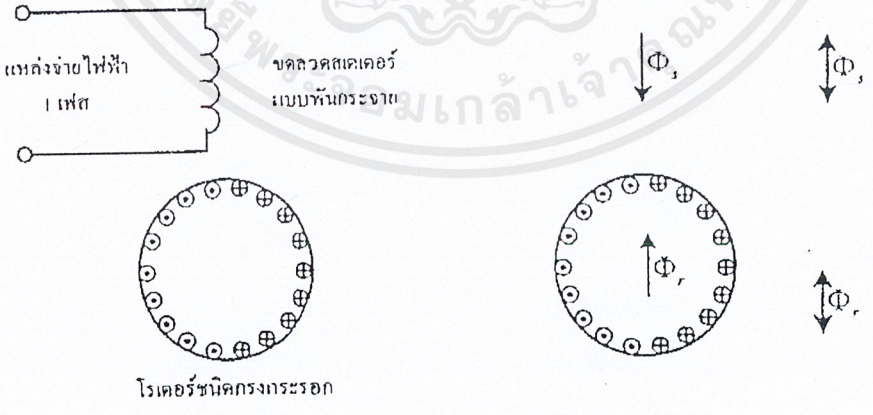
หลักการของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว สามารถวิเคราะห์โดยอาศัยทฤษฎีสนามแม่เหล็กหมุนคู่ ตามรายละเอียดที่กล่าวถึงดังต่อไปนี้

พฤติกรรมของโรเตอร์ขณะหยุดนิ่ง

การพิจารณาโรเตอร์ขณะอยู่นิ่งและขดลวดสเตเตอร์ถูกต่อเข้ากับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ ดังรูปที่2.1(ข)นั้น จะเห็นพฤติกรรมการสั่นหรือการกระเพื่อมของแรงเคลื่อนแม่เหล็ก(Pulsating magnetomotive force) และการสั่นของเส้นแรงแม่เหล็ก (Pulsating flux) ที่เกิดขึ้นตามแนวแกนขดลวดสเตเตอร์โดยกระแสที่ไหลในวงจรโรเตอร์ เกิดขึ้นจากการเหนี่ยวนำเนื่องจากเส้นแรงแม่เหล็ก (เช่นเดียวกับปฏิกิริยาหม้อแปลง) ส่งผลทำให้เกิดเส้นแรงแม่เหล็กในโรเตอร์ตามแนวแกนของเส้นแรงแม่เหล็กที่สเตเตอร์ (ตามกฎของเลนซ์) โดยที่เส้นแรงแม่เหล็กทั้งสองนั้นมีทิศทางตรงข้ามกัน ดังนั้นมุมระหว่างเส้นแรงแม่เหล็กทั้งสองมีค่าเท่ากับศูนย์ นั่นหมายความว่ามอเตอร์ไม่สามารถเริ่มต้นหมุนได้เนื่องจากไม่มีการเกิดแรงบิดเริ่มต้นหมุน (Starting torque)

พฤติกรรมขอโรเตอร์ขณะหมุน

ถ้าสมมุติให้โรเตอร์ทำการหมุน การหมุนของโรเตอร์เกิดขึ้นได้นั้นจำเป็นต้องมีวงจรช่วยเริ่มต้นหมุน ดังนั้นการเกิดแรงบิดเริ่มต้นหมุนสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวนั้น จำเป็นต้องมีการกำหนดเงื่อนไขของการเริ่มต้นหมุนดังต่อไปนี้



รูปที่ 2.1 โครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การสั่นของสนามแม่เหล็ก (แรงเคลื่อนแม่เหล็กหรือเส้นแรงแม่เหล็ก)

เมื่อพิจารณาการเกิดสนามแม่เหล็กหมุนสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวนั้น สามารถแบ่งออกเป็น 2 องค์ประกอบหลักซึ่งจะมีขนาดเท่ากัน แต่ทิศทางตรงกันข้ามและหมุนที่ความเร็วเดียวกัน คือความเร็วซิงโครนัส สนามแม่เหล็กดังกล่าวพิสูจน์ได้โดยการวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์หรือใช้กราฟมาทำการวิเคราะห์

จากรูปที่ 2.2 ถ้ากำหนดให้ OP เป็นเวคเตอร์ที่เกิดจากผลของการเคลื่อนที่สองส่วน ซึ่งมีขนาดเท่ากันโดยที่ f คือ การเคลื่อนที่ไปข้างหน้ามีทิศทางตามเข็มนาฬิกา และ b คือ การเคลื่อนที่ถอยหลังมีทิศทางทวนเข็มนาฬิกา ดังนั้นการหมุนของเวคเตอร์ทั้งสองเกิดขึ้นที่ความเร็วเดียวกันในทิศทางตรงข้ามกัน เมื่อกำหนดให้ OR คือ เวคเตอร์ที่เป็นผลรวมของเวคเตอร์สองส่วนที่มีขนาด +20P และ –20P โดยที่เวคเตอร์ทั้งสองอยู่ในแนวเดียวกัน และเป็นเวคเตอร์ที่แปรตามเวลาในฟังก์ชันไซน์ ดังนั้นถ้าการหมุนของเวคเตอร์ทั้งสองดังกล่าวนั้นหมุนด้วยความเร็วคงที่เดียวกัน ซึ่งการสั่นของสนามแม่เหล็ก (เขียนแทนด้วย เวคเตอร์ OR) ที่เกิดจากกระแสไหลผ่านขดลวดสเตเตอร์นั้น ส่งผลทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนสองทาง ดังนั้นการสั่นของเส้นแรงแม่เหล็กในสเตเตอร์ (Palsating stator flux) ϕ_s ตามแนวแกนของขดลวดสเตเตอร์เป็นผลจากเส้นแรงแม่เหล็กหมุนสองทางคือ ϕ_f และ ϕ_b ดังรูปที่ 2.2 (ข)

สำหรับสมการทางคณิตศาสตร์เพื่อพิจารณาขดลวดสเตเตอร์ที่วางแบบกระจายในรูปสัญญาณไซน์นั้น เป็นการวิเคราะห์จากสมการแรงเคลื่อนแม่เหล็กไฟฟ้า (Magnetomotive Forece: mmf) ในตำแหน่งของมุม θ ดังรูปที่ 2.3 และกำหนดเป็นสมการได้ดังนี้คือ

$$F(\theta) = Ni\cos\theta \tag{2.1}$$

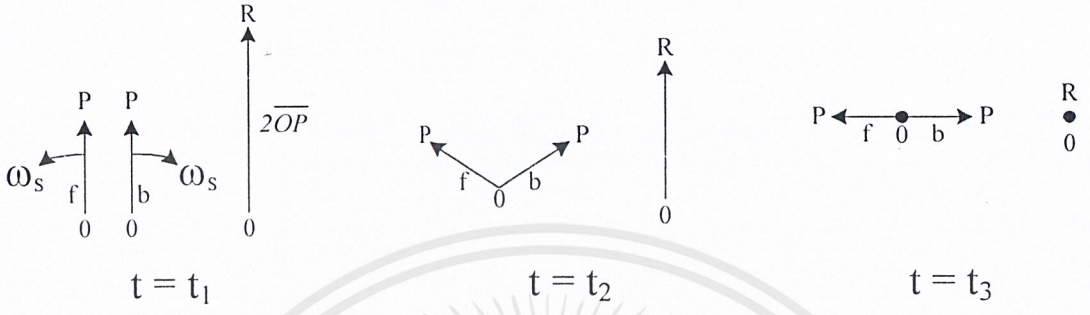
เมื่อ N คือจำนวนรอบของขดลวดสเตเตอร์ และกำหนดให้ I = Imax cos ωt ดังนั้น

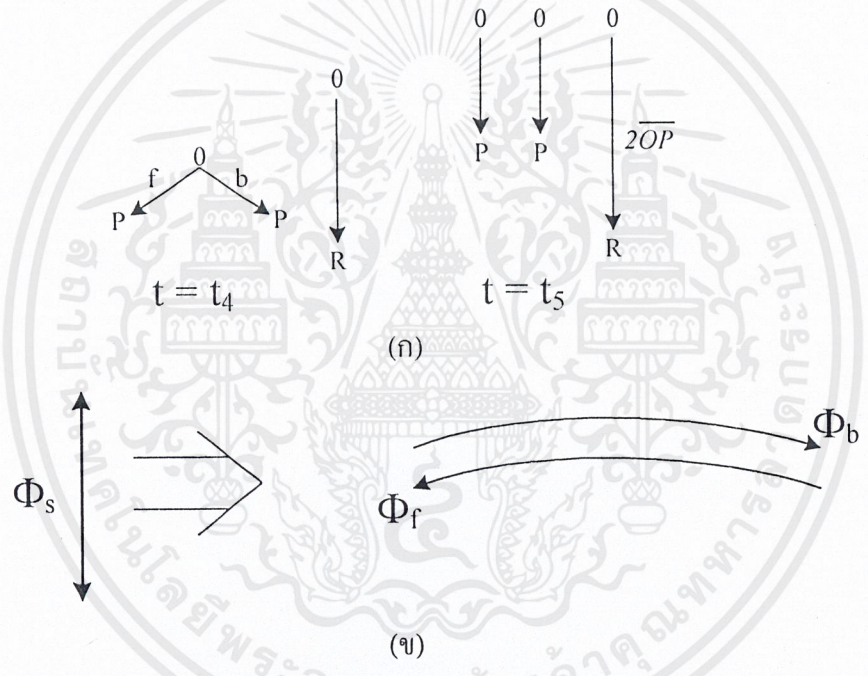
$$\begin{aligned} F(\theta,t) &= NI_{max}\cos\theta\cos\omega t \\ &= \frac{NI_{max}}{2}\cos(\omega t-\theta)+\frac{NI_{max}}{2}\cos(\omega t+\theta) \\ &= F_f + F_b \end{aligned} \tag{2.2}$$

เมื่อ F_f คือ แรงเคลื่อนแม่เหล็กหมุนตามทิศทางของมุม θ และ F_b แทนแรงเคลื่อนแม่เหล็กตามทิศทางตรงข้ามกับ F_f สำหรับแรงเคลื่อนแม่เหล็กหมุนทั้งสองนั้น มีผลที่ทำให้เกิดแรงบิดในมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว ที่มีทิศทางตรงกันข้าม และองค์ประกอบของแรงบิดทั้งสองส่วนลดลงได้ดังรูปที่ 2.4

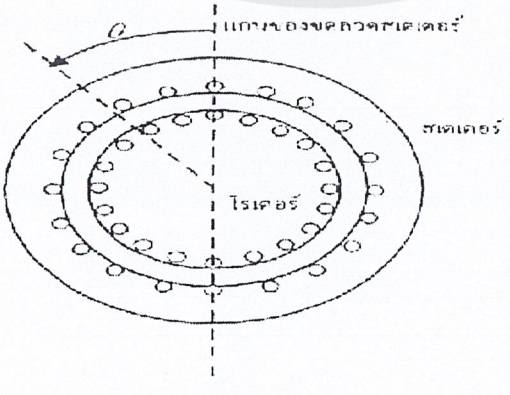
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับในขณะมอเตอร์อยู่นิ่งนั้น แรงบิดไปข้างหน้าและแรงบิดถอยหลังมีขนาดเท่ากัน ดังนั้นทำให้ผลของแรงบิดขณะเริ่มต้นหมุนมีค่าเท่ากับศูนย์แต่ในขณะที่มอเตอร์หมุนที่ค่าความเร็วต่าง ๆ กัน แรงบิดทั้งสองส่วนไม่เท่ากันส่งผลทำให้มอเตอร์หมุนไปได้ตามทิศทางของการหมุน





รูปที่ 2.2 การสั่น (หรือการกระเพื่อม) ของสนามแม่เหล็ก และสนามแม่เหล็กหมุน



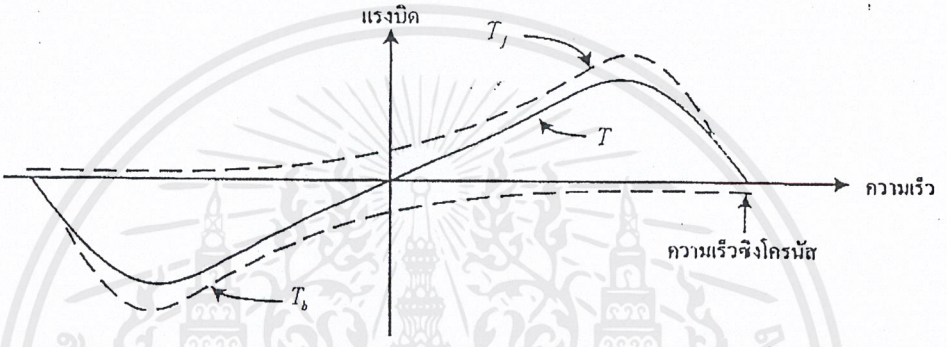
รูปที่ 2.3 ภาพตัดของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สลิป (Sip)

ถ้าสมมุติว่าโรเตอร์หมุนตามทิศทางของสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้าที่ความเร็ว n_r รอบต่อนาที และความเร็วซิงโครนัส คือ n รอบต่อนาที ดังนั้นค่าสลิปของสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้ากำหนดตามสมการ (2.3)

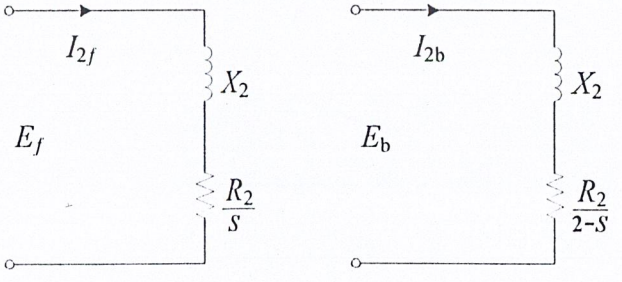
$$S_f = \frac{n - n_r}{n} = s \tag{2.3}$$



รูปที่ 2.4 คุณลักษณ์ แรงบิด-ความเร็ว เนื่องจากเส้นแรงแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้าและถอยหลัง

การหมุนของโรเตอร์ในทิศทางตรงข้ามกับสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้า เรียกว่า สนามแม่เหล็กหมุนถอยหลัง และค่าสลิปกำหนดได้ดังนี้ คือ

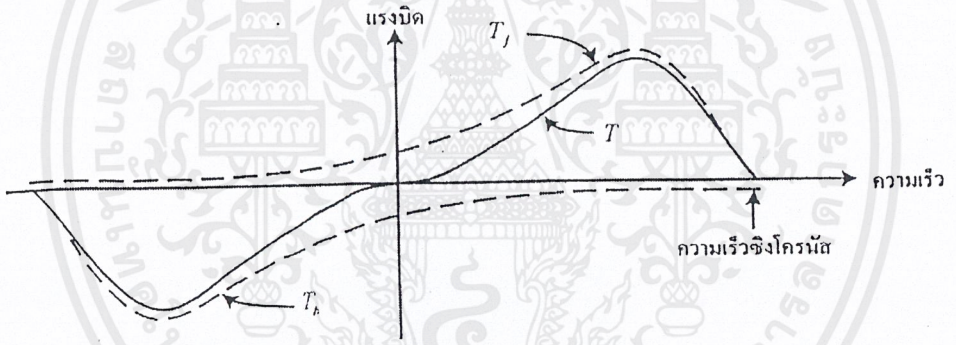
$$S_b = \frac{n - (-n_r)}{n} = 2 - s \tag{2.4}$$



รูปที่ 2.5 วงจรสมมูลย์ของโรเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับวงจรโรเตอร์เส้นแรงแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้า และเส้นแรงแม่เหล็กหมุนถอยหลัง ดังรูปที่ 2.5 นั้น ขณะโรเตอร์อยู่นิ่งอิมพีเดนซ์ที่เกิดขึ้นจากเส้นแรงแม่เหล็กหมุนทั้งสองมีค่าเท่ากัน ส่งผลทำให้กระแสเนื่องจากเส้นแรงแม่เหล็กหมุนทั้งสองเท่ากัน คือ $I_{2f} = I_{2b}$ และทำให้แรงเคลื่อนแม่เหล็กทั้งสองที่เกิดขึ้นมีขนาดเท่ากับแรงเคลื่อนแม่เหล็กที่สเตเตอร์ (ทิศทางตรงกันข้าม) ดังนั้นเส้นแรงแม่เหล็ก ϕ_f และ ϕ_b ที่เกิดขึ้นในช่องอากาศจึงมีขนาดเท่ากันด้วย โดยพฤติกรรมของแรงเคลื่อนแม่เหล็กที่เกิดขึ้นนั้น ยังมีผลทำให้เส้นแรงแม่เหล็กหมุนถอยหลังลดลงอีกด้วย จากเหตุผลดังกล่าวจึงทำให้ความเร็วของมอเตอร์และเส้นแรงแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้าเพิ่มขึ้นในขณะที่เส้นแรงแม่เหล็กหมุนถอยหลังลดลง อย่างไรก็ตามขณะที่โรเตอร์หมุนอิมพีแดนซ์ของวงจรโรเตอร์(ในรูปที่ 2.5) นั้นไม่เท่ากัน ซึ่งกระแสโรเตอร์ $I_{2b} > I_{2f}$ (ทำให้ค่าประกอบกำลังต่ำ) และขณะโรเตอร์เคลื่อนที่แรงบิดไปข้างหน้าเพิ่มจึงมีค่าขึ้น โดยที่ในทางตรงข้ามกันแรงบิดถอยหลังมีค่าลดลงทำให้คุณลักษณะแรงบิด-ความเร็ว ในรูปที่ 2.4 เปลี่ยนไปเป็นดังรูปที่ 2.6 ซึ่งมีค่าแรงบิดชั่วขณะ



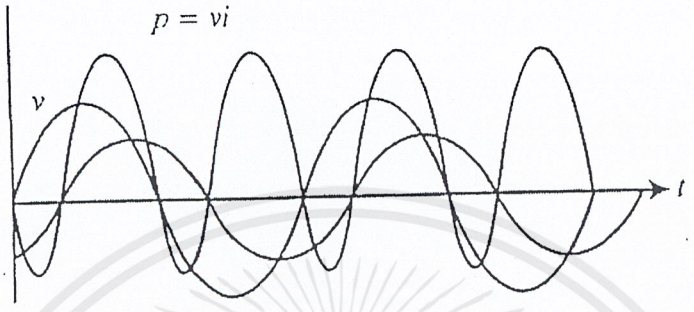
รูปที่ 2.6 คุณลักษณะ แรงบิด-ความเร็ว ค่าจริงของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว จากการเปลี่ยนแปลงของรูปคลื่นเส้นแรงแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้า และถอยหลัง

การสั่นของแรงบิด (Torue Pulsation)

การสั่นของแรงบิดในมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวนั้นเกิดขึ้นที่ค่าความถี่ของกำลังชั่วขณะมีค่าเป็นสองเท่าของความถี่ที่แหล่งจ่ายดังแสดงในรูปที่ 2.7 จากเหตุผลข้างต้นจึงกล่าวได้ว่าการสั่นของแรงบิดเกิดขึ้นขณะที่ความถี่ของสเตเตอร์เพิ่มขึ้นเป็นสองเท่าด้วยเช่นกัน และการสั่นของแรงบิดที่เกิดขึ้นนั้นเป็นผลจากการกระทำร่วมกันของ ϕ และ mmf ที่หมุนตัดผ่านในทิศทางตรงกันข้ามขณะความเร็วซิงโครนัสเพิ่มขึ้นเป็นสองเท่า เช่น การกระทำร่วมกันของ ϕ_s กับ F_b และ ϕ_b กับ F_f ของโรเตอร์ นั้นส่งผลทำให้แรงบิดมีค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คงที่ สำหรับผลจากการสั่นของแรง ยังทำให้เกิดเสียงดัง เรียกว่า humming effect และการสั่นของแรงบิดสามารถทำให้ลดน้อยลงได้โดยใช้แผ่นยางรองหรือวัสดุที่เป็นยางรอบฐานของมอเตอร์ เป็นต้น



รูปที่ 2.7 รูปคลื่นแรงดัน กระแส และกำลังไฟฟ้าของเครื่องจักรกลเหนี่ยวนำเฟสเดียว

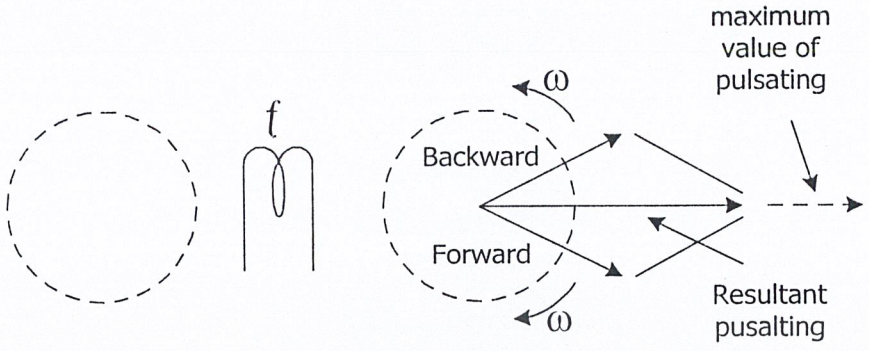
2.2.1.2 วงจรสมมุลย์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว (Equivalent Circuit of Single Phase Induction Motor)

ในส่วนนี้เป็นการพิจารณาคุณลักษณะต่างๆ ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวโดยอาศัยการวิเคราะห์จากวงจรสมมูลย์ภายใต้เงื่อนไขของการทำงานในสภาวะคงตัว ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้

การเกิดสนามแม่เหล็กหมุนสองทาง

การกระตุ้นขดลวดสเตเตอร์จากแหล่งจ่ายไฟฟ้าเฟสเดียว ทำให้เกิดการกระเพื่อมของสนามแม่เหล็กดังกล่าวมาแล้วข้างต้น ซึ่งการพิจารณาสนามแม่เหล็กหมุนที่เกิดขึ้นนั้นด้วยการแบ่งสนามแม่เหล็กหมุนออกเป็นสองส่วนที่มีทิศทางตรงข้ามกัน โดยที่แต่ละส่วนมีค่า mmf สูงสุดที่สเตเตอร์เท่ากับ $\frac{1}{2}$ ของสนามแม่เหล็กหมุนทั้งหมดที่ความเร็วเชิงมุม คือ ω และองค์ประกอบของสนามแม่เหล็กหมุนทั้งสองที่เกิดขึ้นตามแนวแกนของขดลวดแสดงได้ดังรูปที่ 2.8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.8 สนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้าและถอยหลัง

เมื่อพิจารณาขดลวดสเตเตอร์ที่ทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนสองทางเห็นได้ว่า สนามแม่เหล็กหมุนแต่ละส่วนทำให้เกิดแรงดันสมดุลย์ขึ้นในขดลวดโรเตอร์ และผลลัพธ์ของกระแสโรเตอร์คือ ผลรวมของกระแสที่ไหลในบริเวณผิวรอบขดลวดโรเตอร์ (closed rotor winding) ที่กำหนดโดยแรงดันแต่ละส่วน ถ้าแบ่งวงจรสมมูลย์ของโรเตอร์ออกเป็นสองส่วนซึ่งตั้งฉากกันและกำหนดให้กระแสที่ไหลในโรเตอร์เนื่องจากสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้าและถอยหลังคือ I_f และ I_b ตามลำดับ ดังนั้นกระแสเนื่องจากสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้าที่เหนี่ยวนำทำให้เกิดกระแสสมดุลย์คือ

I_f (ไหลในคอยล์ d) และ $-jf_f$ (ไหลในคอยล์ q)

สำหรับกระแสเนื่องจากสนามแม่เหล็กหมุนถอยหลังที่เหนี่ยวนำให้เกิดกระแสสมดุลย์ คือ

I_b (ไหลในคอยล์ d) และ $-jI_b$ (ไหลในคอยล์ q)

ดังนั้นผลลัพธ์ของกระแสที่ไหลในคอยล์ d และ q คือ

$$I_d = I_f + I_b \tag{2.5}$$

$$I_q = j(I_f - I_b)$$

ดังนั้น

$$I_f = \frac{1}{2}\left(I_d + jI_q\right)$$

$$I_b = \frac{1}{2}\left(I_d + JI_q\right) \tag{2.6}$$

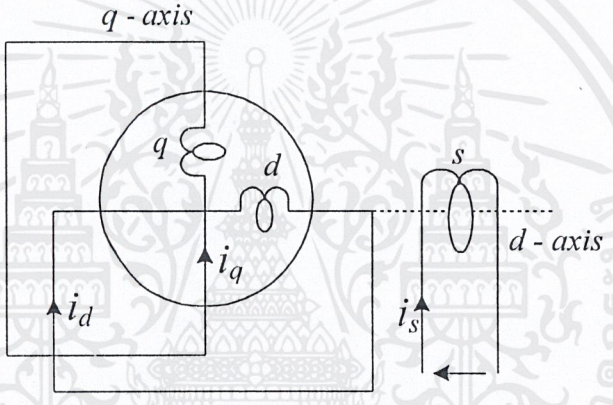
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการในรูปเฟสเซอร์และวงจรสมมูลย์

เมื่อพิจารณาวงจรสมมูลย์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว เขียนในรูปของพิกัด d-g แสดงดังรูปที่ 2.9 นั้น สามารถนำเขียนเป็นสมการแรงดันได้ดังนี้ คือ

$$\begin{bmatrix} vs \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (R_s + L_s p)Mp0 \\ Mp(R_d + L_d p)\omega_r L_d \\ \omega_r M\omega_r L_d (R_d + L_d p) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} \tag{2.7}$$

ค่าพารามิเตอร์ d-q เป็นค่าที่ถือว่าสม่ำเสมอในช่องอากาศ (uniform air – gap)



รูปที่ 2.9 วงจรสมมูลย์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวที่พิจารณาตามพิกัด d-q

สำหรับการทำงานภายใต้สภาวะคงตัว สมการในรูปเฟสเซอร์หาได้โดยแทน $j\omega$ สำหรับค่าที่อนุพันธ์ดังสมการข้างต้น

$$\begin{bmatrix} V_s \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (R_s + j\omega L_S) \\ j\omega M(R_d + j\omega L_d) - \omega_r L_d \\ \omega_r M\omega_r L_d (R_d + j\omega L_d) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ I_d \\ I_q \end{bmatrix} \tag{2.8}$$

แทนค่า Id และ Iq จากสมการ (2.5) ลงในสมการ (2.8) ดังนั้นจัดรูปสมการใหม่ได้ดังนี้ คือ

$$V_s = (R_s + j\omega L_s) + j\omega M(I_f + I_b) \tag{2.9}$$

$$0 = j\omega M I_S + (R_d + j\omega L_d)(I_f + I_b) - j\omega_r L_d (I_f - I_b) \tag{2.10}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$0 = \omega_r M I_s + \omega_r L_d (I_f + I_b) + j(R_d + j\omega L_d)(I_f - I_b) \quad (2.11)$$

จัดรูปสมการ (2.10) และ (2.11) ใหม่โดยใช้ความสัมพันธ์ระหว่าง ω กับ ω_r ดังนี้ คือ

$$\omega_r = (I - s)\omega \quad (2.12)$$

$$0 = j\omega M I_S + Rd(I_f + I_b) + j\omega L_d [sI_f + (2 - s)I_b] \quad (2.13)$$

$$0 = j\omega M(1 - s)I_s - R_d(I_f - I_b) - j\omega L_d [sI_f - (2 - s0 I_b] \quad (2.14)$$

นำสมการ (2.12) บวกกับ (2.13) และหารด้วย (2-s) ดังนั้นเขียนเป็นสมการใหม่ได้ดังนี้ คือ

$$0 = j\omega M I_s + \left[\frac{Rd}{(2 - s)} + j\omega L_d\right] 2I_b \quad (2.15)$$

ดังนั้นนำสมการ (2.9), (2.14) และ (2.15) มาเขียนใหม่ได้ดังนี้ คือ

$$V_s = [R_s + j\omega(L_s - M)]I_s + \frac{j\omega M}{2}(I_s + 2I_f) + \frac{j\omega M}{2}(I_s + 2I_b)$$

$$0 = \frac{j\omega M}{2}(I_s + 2I_f) + \left[\frac{R_d}{2_s} + \frac{j\omega(L_d - M)}{2}\right] 2I_f \quad (2.16)$$

$$0 = \frac{j\omega M}{2}(I_s + 2I_b)\left[\frac{R_d}{2(2 - s)} + \frac{j\omega(L_d - M)}{2}\right] 2I_b$$

วงจรสมมูลย์ของเครื่องจักรกลที่แสดงดังรูปที่ 2.10 นั้น ค่าพารามิเตอร์ที่สเตเตอร์และโรเตอร์เขียนแทนด้วยเลข 1 และ 2 โดยที่กำหนดให้อัตราส่วนจำนวนรอบของสเตเตอร์ต่อโรเตอร์เขียนแทนด้วย N ดังนั้นค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ สามารถกำหนดได้ดังนี้ คือ

ความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์ คือ R_1

รีแอคแตนซ์การทำแม่เหล็กที่ถ่ายโอนไปทางด้านสเตเตอร์ คือ $X_{ml} = \omega NM$

รีแอคแตนซ์รั่วของขดลวดสเตเตอร์คือ $X_1 = (\omega Ls - X_{ml})$

รีแอคแตนซ์ของโรเตอร์ที่ถ่ายโอนไปทางด้านสเตเตอร์คือ $X'_2 = \omega N^2 L_d - X_{ml}$

ความต้านทานของโรเตอร์ที่ถ่ายโอนไปทางด้านสเตเตอร์คือ $R'2 = N^2 R_d$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันที่จ่ายให้สเตเตอร์ คือ $V_1 = V_s$

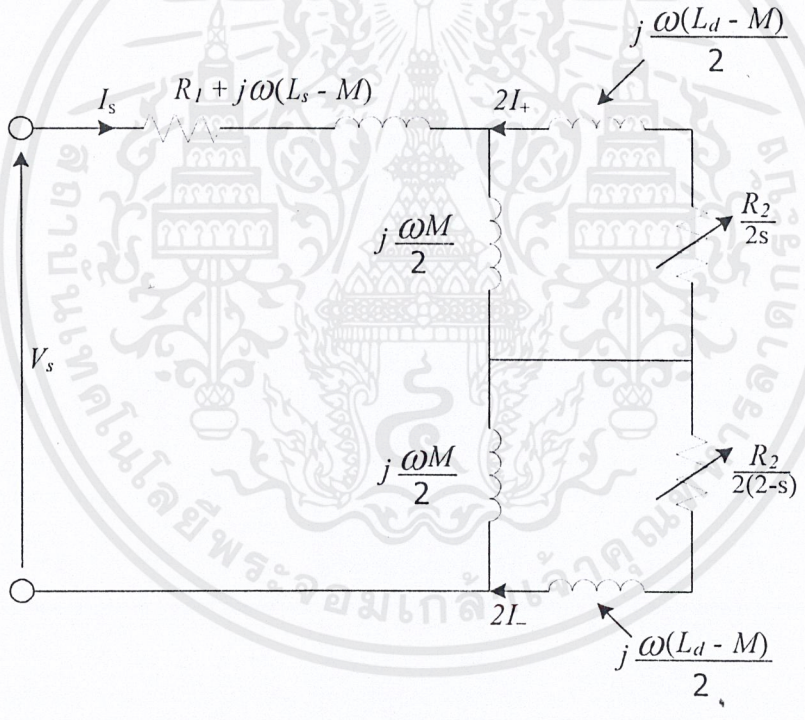
กระแสที่จ่ายให้สเตเตอร์ คือ $I_1 = I_s$

แรงดันเหนี่ยวนำในขดลวดสเตเตอร์ คือ E

ในส่วนของวงจรสมมูลย์ที่แสดงดังรูปที่ 2.10 (ข) และ (ค) เป็นวงจรสมมูลย์ที่ได้จากการถ่ายโอนค่าตามข้อกำหนดข้างต้น ส่วนรูปที่ 2.10 (ง) เป็นวงจรสมมูลย์ที่เขียนให้อยู่ในรูปอย่างง่ายและสำหรับกระแสโรเตอร์ที่ถ่ายโอนไปทางด้านสเตเตอร์กำหนดใหม่ได้ดังนี้ คือ

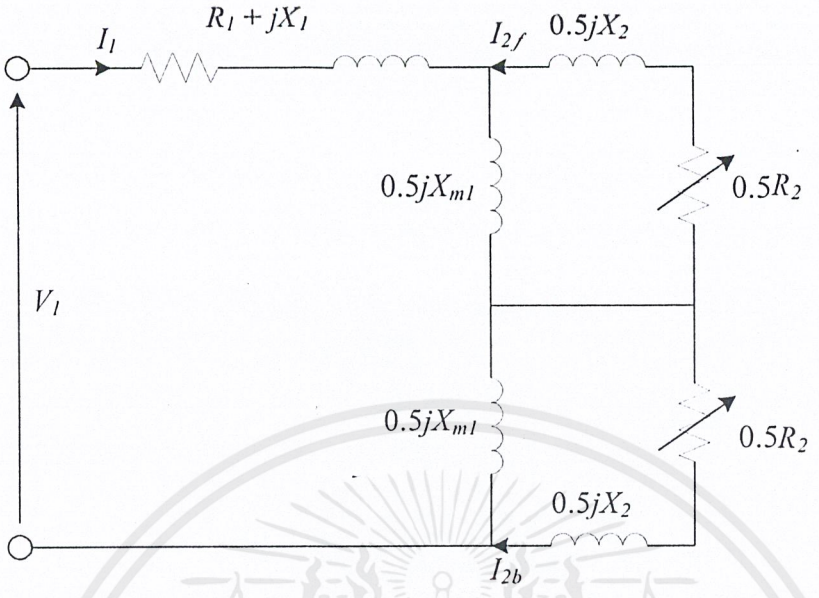
องค์ประกอบของกระแสเนื่องจากสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้า $I_{2f} = -2I_f\ I\ N$

องค์ประกอบของกระแสเนื่องจากสนามแม่เหล็กหมุนถอยหลัง $I_{2b} = -2I_b\ I\ N$

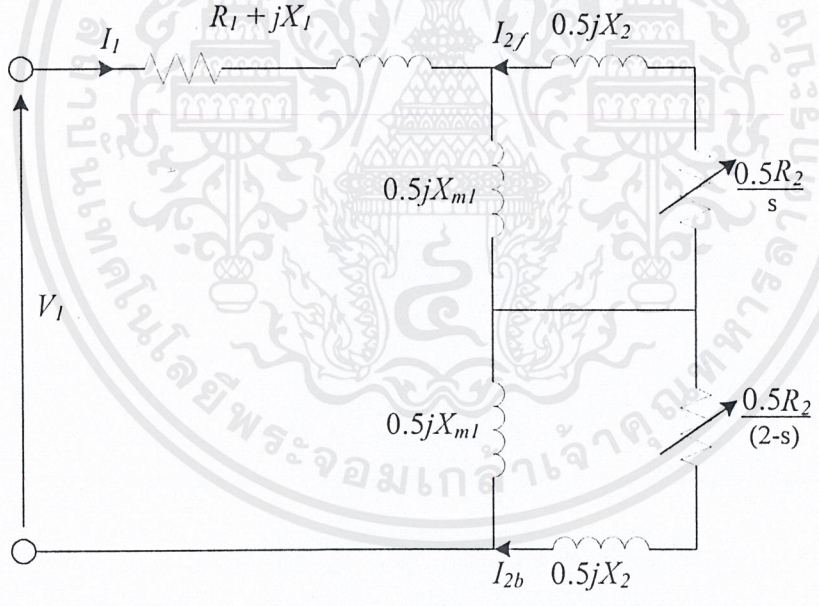


(ก) วงจรสมมูลย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

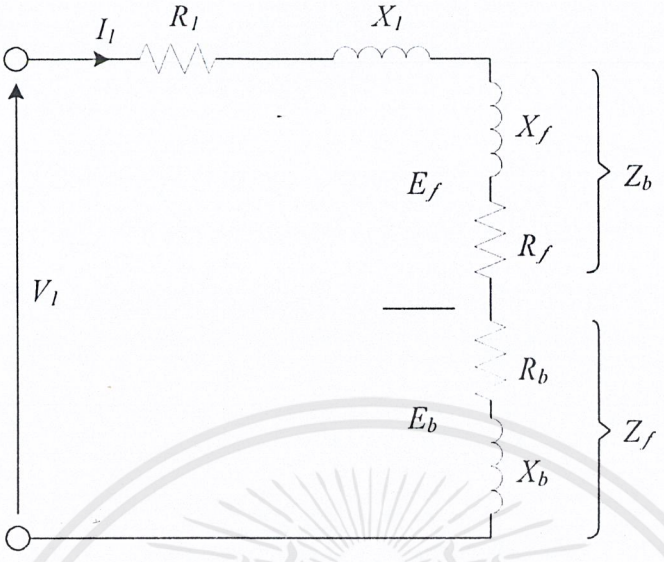


(ข) วงจรสมมูลย์ขณะมอเตอร์อยู่นิ่ง (S=1)



(ค) วงจรสมมูลย์ขณะโรเตอร์หมุน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ง) วงจรสมมูลย์ขณะโรเตอร์หมุนที่เขียนในรูปอย่างง่าย

รูปที่ 2.10 วงจรสมมูลย์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว

คุณลักษณะของแรงบิด-สลิป

แรงบิดทางไฟฟ้า (electromagnetic torque) ที่มอเตอร์สร้างขึ้นนั้นสามารถเขียนในรูปสมการทางคณิตศาสตร์ดังนี้คือ

$$T = \mathrm{Re}\{(pole - pairs)[I_t^*][G][I]\} \tag{2.17}$$

แทนค่า $[I_t^*]$, [G] และ [I] จากสมการ (2.8) ลงในสมการ (2.17) ดังนั้นสมการแรงบิดเขียนใหม่ได้ดังนี้คือ

$$T = \mathrm{Re}\left\{(plle - pairs)[I_s^* I_d^* I_q^*]\begin{bmatrix}000\\00 - L_d\\ML_d\,0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}I_s\\I_d\\I_q\end{bmatrix}\right\}$$

$$= \mathrm{Re}[(pole - pairs)(-L_d I_d^* I_q + MI_q^* I_s + L_d I_q^* I_d)] \tag{2.18}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $L_d(-I_d^*I_q + I_q^*I_d)$ คือ เทอมจินตภาพสามารถตัดทิ้งได้ ดังนั้นสมการแรงบิดคือ

$$T = \mathrm{Re}[(pole - pairs)MI_q^*I_s] \tag{2.19}$$

แทนค่า I_q^* จากสมการ (2.5) ลงในสมการ (2.19) ดังนั้น

$$T = \mathrm{Re}[(pole - pairs)(jMI_s)(I_f^* - I_b^*)] \tag{2.20}$$

นำค่า I_b^* และ I_f^* คูณสมการ (2.14) และ (2.15) ตามลำดับ ดังนั้นเขียนเป็นสมการใหม่ได้ดังนี้ คือ

$$0 = j\omega MI_sI_b^* + \left[\frac{R_d}{(2-s)} + J\omega L_d\right]2I_bI_b^* \tag{2.21}$$

$$0 = j\omega MI_sI_f^* + \left[\frac{R_d}{s} + J\omega L_d\right]2I_fI_f^* \tag{2.22}$$

ดังนั้นสมการของเทอมส่วนจริง คือ

$$\mathrm{Re}(-jMI_sI_f^*) = \mathrm{Re}\left[\frac{R_d}{s\omega}2I_f^2 + jL_d2I_f^*\right] = \frac{2R_d}{s\omega}I_f^2 \tag{2.23}$$

$$\mathrm{Re}(+jMI_sI_f^*) = \mathrm{Re}\left[\frac{R_d}{(2-s)\omega}2I_b^2 + jL_d2I_b^*\right] = \frac{-2R_d}{(2-s)\omega}I_b^2 \tag{2.24}$$

และแทนค่าสมการ (2.23) และ (2.24) ลงในสมการ (2.20) ดังนั้นสมการแรงบิด คือ

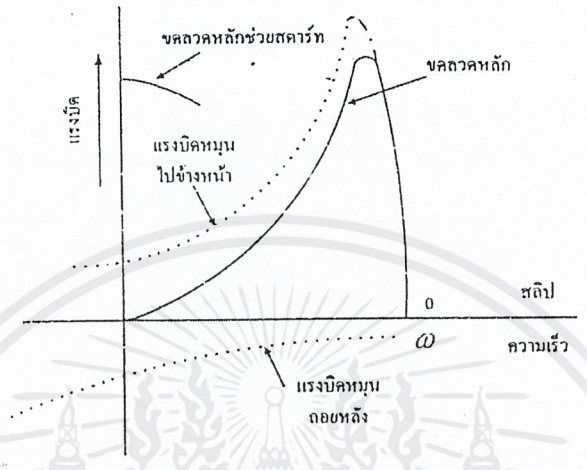
$$T = (pole - pairs)2\left(\frac{R^d}{s\omega}I_f^2 - \frac{R_d}{(2-s)\omega}I_b^2\right) \tag{2.25}$$

จากสมการ (2.25) เห็นได้ว่าแรงบิดที่มอเตอร์สร้างขึ้นนั้นเกิดจากองค์ประกอบสองส่วนด้วยกัน คือ องค์ประกอบของกระแสเนื่องจากสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้าและถอยหลัง ที่สัมพันธ์กับค่า สลิป s และ (2-s) ตามลำดับ และจากสมการดังกล่าวนี้ ถ้าพิจารณาผลลัพธ์ของคุณลักษณะแรงบิด-สลิป ที่เกิดจาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ผลรวมเนื่องจากองค์ประกอบทั้งสองส่วนและไม่คิดผลของแรงบิดขณะมอเตอร์เริ่มหมุนนั้น สามารถแสดงความสัมพันธ์ได้ดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 คุณลักษณะ แรงบิด-ความเร็ว

จากทฤษฎีสนามแม่เหล็กหมุนคู่ วงจรสมมูลย์สามารถแยกได้เป็นสองส่วนดังรูปที่ 2.10 (ง) โดยส่วนที่แยกออกมานั้นแทนด้วยผลของสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้าและสนามแม่เหล็กหมุนถอยหลัง นั่นคือ

$$E_f = 4.44 f N \phi_f \tag{2.26}$$

$$E_f = 4.44 f N \phi_b \tag{2.27}$$

สำหรับขณะโรเตอร์อยู่นิ่งนั้น $\phi_f = \phi_b$ และ $E_f = E_b$ ดังนั้นผลรวมของแรงดันคือ V_1 เมื่อ ϕ คือ เส้นแรงในช่องอากาศ

เมื่อพิจารณาการหมุนของมอเตอร์แต่ละช่วงความเร็วในทิศทางของสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้าที่สลิปเริ่มต้นเท่ากับ s การเหนี่ยวนำเนื่องจากกระแสในโรเตอร์โดยสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้ามีความถี่เท่ากับ sf และกำหนดให้ f คือความถี่ที่สเตเตอร์ ดังนั้นผลของ F_r ที่สเตเตอร์และโรเตอร์ทำให้เกิด ϕ_f ในช่องอากาศ ซึ่งเหนี่ยวนำทำให้เกิดแรงดัน E_f สำหรับอิมพีแดนซ์ ของวงจรโรเตอร์ที่ปรากฏอยู่ในส่วนวงจรสเตเตอร์มีค่า $0.5 R_2/s + j0.5X_2$ ดังรูปที่ 2.10 (ค)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

45950

การพิจารณาสนามแม่เหล็กหมุนถอยหลังซึ่งทำให้เกิดกระแสเหนี่ยวนำในโรเตอร์ที่ความถี่สลิปเท่ากับ (2-s) f ลักษณะการเกิดสนามแม่เหล็กหมุนดังกล่าวนั้นสอดคล้องกับในตอนแรก โดยที่แรงเคลื่อนแม่เหล็กหมุนของโรเตอร์ในช่องอากาศที่ความเร็วซิงโครนัสและมีทิศทางตรงข้ามกับ F_f ผลของ F_b ที่สเตเตอร์ และโรเตอร์ทำให้เกิดเส้นแรงแม่เหล็กหมุนในช่องอากาศถอยหลังซึ่งเป็นผลทำให้เกิดแรงดันขึ้นที่ E_b และสำหรับในส่วนของวงจรโรเตอร์อิมพีแดนซ์มีค่าถอยหลังซึ่งเป็นผลทำให้เกิดแรงดันขึ้นที่ E_b และสำหรับในส่วนของวงจรโรเตอร์อิมพิแดนซ์มีค่าเท่ากับ $0.5R_2/(2/(2-s)+j0.5X'_2$ ดังแสดงในรูปที่ 2.10 (ค) สำหรับที่สลิปค่าต่ำ ๆ รูปคลื่นของกระแสโรเตอร์มีองค์ประกอบของความถี่สูง [(2-s)f $\cong$2f] ซึ่งกำหนดได้โดยสนามแม่เหล็กหมุนถอยหลัง สำหรับองค์ประกอบของความถี่ต่ำกำหนดได้โดยสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้า (s_f)

เมื่อพิจารณาเงื่อนไขขณะมอเตอร์หมุนจากวงจรสมมูลย์กำหนดโดย $Z_f > Z_b$, $E_f > E_b$ ดังนั้น ϕ_f ในช่องอากาศมีค่ามากกว่า ϕ_b และวงจรสมมูลย์ดังกล่าวมานั้นสามารถกำหนดสมรรถนะของมอเตอร์ได้โดยการคำนวณหาค่ากระแสสเตเตอร์ กำลังอินพุท แรงบิดที่สร้างขึ้นและประสิทธิภาพ เป็นต้น โดยใช้วงจรสมมูลย์ในรูปที่ 2.10 (ค) และเพื่อให้ง่ายต่อการคำนวณจึงใช้วงจรสมมูลย์ดังรูปที่ 2.10 (ง) คำนวณค่าต่าง ๆ แทน โดยค่าพารามิเตอร์แต่ละส่วนกำหนดได้ดังนี้ คือ

$$Z_f = R_f + jX_f = \frac{j0.5X_{ml}(j0.5X'_2+0.5R'_2/s)}{0.5R'_2/S + j0.5(X_{ml}+X'_2)} \tag{2.29}$$

$$Z_b = R_b + jX_b = \frac{j0.5X_{ml}[j0.5X'_2+0.5R'_2/(2-S)]}{0.5R'/(2-S) + j0.5(X_{ml}+X'_2)} \tag{2.30}$$

และกำลังในช่องอากาศที่กำหนดโดยสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้าและถอยหลัง คือ

$$P_{gf} = I_l^2 R_f \tag{2.31}$$

$$P_{gb} = I_l^2 R_b \tag{2.32}$$

สำหรับแรงบิดกำหนดได้ดังนี้คือ

$$T_f = \frac{P_{gf}}{\omega} \tag{2.33}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$T_b = \frac{P_{gb}}{\omega} \tag{2.34}$$

และผลรวมของแรงบิด คือ

$$T = T_f - T_b = \frac{I_1^2}{\omega}(R_f - R_b) \tag{2.35}$$

สำหรับกำลังทางกลที่เกิดขึ้นกำหนดได้ดังนี้คือ

$$P_{mech} = T\omega_r = T\omega(1-s) \tag{2.36}$$

$$= I_1^2(R_f - R_b)(1-s) \tag{2.37}$$

$$= (P_{gf} - P_{gb})(1-s) \tag{2.38}$$

และกำลังด้านเอาท์พุท คือ

$$P_{out} = P_{mech} - P_{rot} \tag{2.39}$$

โดยที่ P_{rot} ประกอบด้วยการสูญเสียเนื่องจากแรงเสียดทานและแรงลมบวกกับการสูญเสียที่แกน รวมเป็นการสูญเสียเนื่องจากการหมุน สนามแม่เหล็กหมุนในช่องอากาศทั้งสองทำให้เกิดกระแสเหนี่ยวนำในวงจรโรเตอร์ที่ความถี่ต่าง ๆ กัน ดังนั้นการสูญเสียเนื่องจากทองแดงใน โรเตอร์ (I^2R) คือ ผลรวมเชิงตัวเลขของการสูญเสียที่เกิดขึ้นเนื่องจากสนามแม่เหล็กแต่ละส่วนโดยที่การสูญเสียเนื่องจากทองแดงในโรเตอร์ที่เกิดจากสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้าและถอยหลังกำหนดได้ดังนี้

$$P_{2f} = sP_{gf} \tag{2.40}$$

$$P_{2b} = (2-s)P_{gb} \tag{2.41}$$

และผลรวมของการสูญเสียเนื่องจากทองแดงในโรเตอร์ คือ

$$P_2 = sP_{gf} + (2-s)P_{gb} \tag{2.42}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลรวมของกำลังในช่องอากาศ เนื่องจากองค์ประกอบของสนามแม่เหล็กหมุนในช่องอากาศทั้งสองสามารถกำหนดได้ดังนี้ คือ

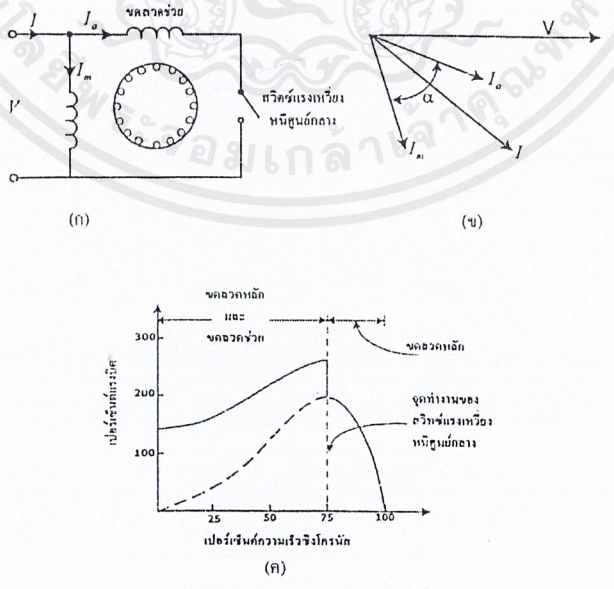
$$P_g = P_{gf} + P_{gb} \tag{2.43}$$

2.2.2 ชนิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว

มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวมีด้วยกันหลายชนิดซึ่งเรียกชื่อแตกต่างกันไป ในแต่ละชนิดสามารถอธิบายได้จากหลักการที่ทำให้เกิดการต่างเฟสระหว่างกระแสที่ไหลในขดลวดหลัก และลดลวดช่วย แต่ในบางครั้งเราเรียกชื่อรวมกันว่า มอเตอร์ชนิดเหนี่ยวนำเฟสเดียว โดยแบ่งออกเป็นชนิดต่าง ๆ ได้ดังนี้ คือ

2.2.2.1 มอเตอร์แบบแยกเฟส (split-Phase Motor)

โครงสร้างของมอเตอร์ชนิดแยกเฟส แสดงไว้ในรูปที่ 2.12 (ก) ขดลวดช่วยมีอัตราส่วนค่าความต้านทานต่อรีแอคแตนซ์สูงกว่าขดลวดหลัก โดยที่กระแสซึ่งไหลผ่านขดลวดทั้งสองมีเฟสต่างกันดังรูปที่ 2.12 (ข) การทำให้อัตราส่วนของค่าความต้านทานต่อรีแอคแตนซ์ของขดลวดช่วยมีค่าสูงนั้นเพื่อใช้ในระหว่างการเริ่มต้นหมุนของมอเตอร์เท่านั้น หลังจากนั้นเมื่อมอเตอร์หมุนไปแล้วจนกระทั่งมีความเร็วที่ 75 เปอร์เซ็นต์ของความเร็วซิงโครนัส ขดลวดช่วยถูกตัดออกด้วยสวิทซ์แรงเหวี่ยง (Centrifugal Switch) สำหรับคุณลักษณะ แรงบิด-ความเร็ว แสดงไว้ดังรูปที่ 2.12 (ค) มอเตอร์ชนิดนี้มีแรงบิดเริ่มต้นหมุนต่ำจนถึงปานกลาง

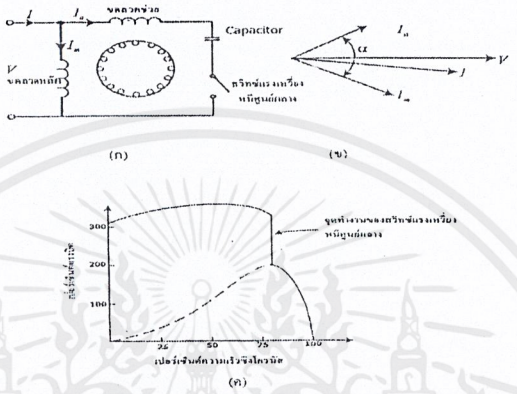


รูปที่ 2.12 มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว ชนิดขดลวดแยก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.2.2 มอเตอร์ชนิดเริ่มต้นหมุนด้วยตัวเก็บประจุ (Capacitor – Start Motor)

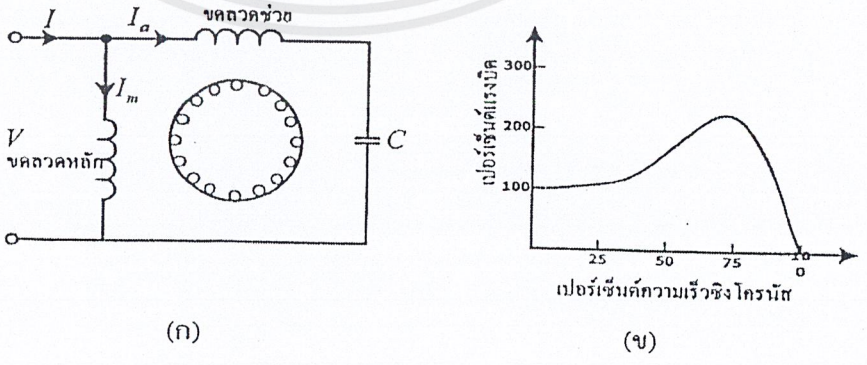
มอเตอร์ชนิดนี้มีแรงบิดเริ่มต้นหมุนสูงมาก เนื่องจากได้ต่อตัวเก็บประจุอนุกรมเข้ากับขดลวดช่วย ดังรูปที่ 2.13 (ก) นั้นคือเป็นการเพิ่มมุมเฟสระหว่างกระแสที่ไหลในขดลวดทั้งสองดังรูปที่ 2.13 (ข) สำหรับคุณลักษณะ แรงบิด – ความเร็ว 75 เปอร์เซ็นต์ของความเร็วซิงโครนัส สวิทซ์แรงเหวี่ยงจะตัดขดลวดช่วยออก



รูปที่ 2.13 มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวชนิดเริ่มหมุนด้วยตัวเก็บประจุ

2.2.2.3 มอเตอร์ชนิดหมุนด้วยตัวเก็บประจุ (Capacitor-Rum Motor)

มอเตอร์ชนิดนี้มีโครงสร้างดังรูปที่ 2.14 (ก) โดยที่ตัวเก็บประจุถูกต่ออนุกรมกับขดลวดช่วย และไม่ถูกตัดออกหลังจากที่มอเตอร์หมุนไปแล้ว ซึ่งโครงสร้างและลักษณะวงจรแบบนี้สามารถลดต้นทุนให้ต่ำลงได้ เนื่องจากไม่จำเป็นต้องมีสวิทซ์แรงเหวี่ยงที่สำคัญโครงสร้างลักษณะเช่นนี้ ทำให้สามารถปรับปรุงตัวประกอบกำลัง การสั่น และประสิทธิภาพของมอเตอร์ให้ดีขึ้นเนื่องจากมอเตอร์ทำงาน (หมุน) เป็นแบบมอเตอร์สองเฟส ซึ่งทำให้มอเตอร์หมุนได้เรียบขึ้นสำหรับคุณลักษณะของ แรงบิด-ความเร็ว แสดงไว้ในรูปที่ 2.14 (ข)

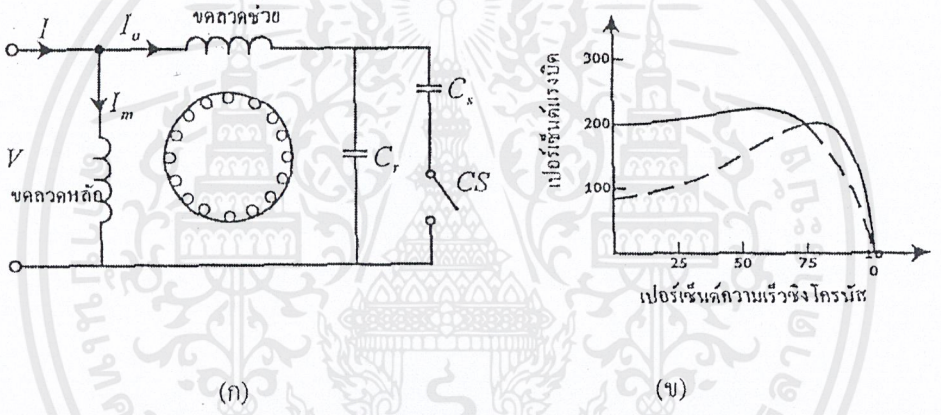


รูปที่ 2.14 มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวชนิดหมุนด้วยตัวเก็บประจุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.2.4 มอเตอร์ชนิดเริ่มหมุนและหมุนด้วยตัวเก็บประจุ (Capacitor-Start Capacitor-Rum Motors)

โครงสร้างของมอเตอร์ชนิดนี้จะมีตัวเก็บประจุสองตัวประกอบอยู่ในวงจร โดยที่ตัวแรกจะใช้เพื่อการเริ่มต้นหมุนส่วนอีกตัวหนึ่งใช้ขณะมอเตอร์หมุน ดังรูปที่ 2.15 (ก) ตามทฤษฎีนั้น จุดที่เหมาะสมสำหรับการเริ่มต้นหมุน และสมรรถนะของมอเตอร์ขณะหมุนสามารถกำหนดได้โดยตัวเก็บประจุทั้งสองตัวเก็บประจุเริ่มต้นหมุน C_S มีขนาดใหญ่และเป็นชนิด ac electrolytic ส่วนตัวเก็บประจุขณะมอเตอร์หมุน C_r ถูกต่ออนุกรมอย่างถาวรกับขดลวดเริ่มต้นหมุนซึ่งมีขนาดเล็กเป็นชนิด paper oil สำหรับคุณลักษณะของแรงบิด-ความเร็วแสดงในรูปที่ 2.15 (ข) มอเตอร์ชนิดดังกล่าวนี้มีราคาแพง เมื่อเปรียบเทียบกับชนิดอื่น ๆ อย่างไรก็ตามถือได้ว่าเป็นมอเตอร์ที่มีสมรรถนะที่ดีที่สุดชนิดหนึ่งของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว

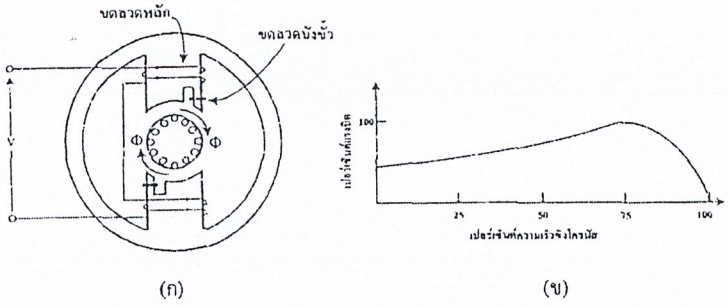


รูปที่ 2.15 มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว ชนิดเริ่มต้นหมุนและหมุนด้วยตัวเก็บประจุ

2.2.2.5 มอเตอร์แบบบังขั้ว (Shaded-pole Motor)

มอเตอร์ชนิดนี้โครงสร้างของขั้วแม่เหล็ก (Pole) ที่สเตเตอร์แบบบังขั้วดังรูปที่ 2.16 (ก) โดยที่ขั้วยื่นดังกล่าวนั้นจะถูกแบ่งออกเป็นสองส่วน และมีส่วนหนึ่งที่ถูกปิดล้อมด้วยวงแหวนทองแดงเรียกว่า Shading coil สำหรับขดลวดหลักพันอยู่บนขั้วยื่นของมอเตอร์ ซึ่งมีผลทำให้เกิดกระแสเหนี่ยวนำบน Shading coil เนื่องจากเส้นแรงแม่เหล็กในส่วนขั้วบัง (Shaded) ล้าหลังส่วนที่ไม่ได้ถูกปิดล้อม ลักษณะเช่นนี้ทำให้เกิดเส้นแรงแม่เหล็กในส่วนขั้วบังมีค่าสูงสุด หลังจากเส้นแรงในส่วนที่ไม่ถูกปิดล้อมมีค่าถึงจุดสูงสุดก่อน สำหรับวงจรสมมูลย์เมื่อพิจารณาเส้นแรงแม่เหล็กในส่วนที่ไม่ได้ถูกปิดล้อมจะต่างเฟสกับส่วนขั้วบัง ซึ่งจะเห็นได้ว่าสนามแม่เหล็กหมุนเคลื่อนที่จากส่วนที่ไม่ถูกปิดล้อมไปยังส่วนขั้วบังยังผลให้เกิดแรงบิดเริ่มต้นหมุน และคุณลักษณะ แรงบิด-ความเร็ว แสดงไว้ดังรูปที่ 2.16 (ข) มอเตอร์แบบบังขั้วส่วนใหญ่ถูกสร้างขึ้นในช่วงประมาณ 1/20 แรงม้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) (ข)

รูปที่ 2.16 มอเตอร์เหนี่ยวนำแบบบังขั้ว

2.3 ทฤษฎีพื้นฐานอินเวอร์เตอร์

อินเวอร์เตอร์ หรือการแปลงไฟตรงเป็นไฟสลับ (DC to AC converter) เป็นอุปกรณ์ที่ใช้ในการแปลงแรงดันอินพุทไฟตรงเป็นไฟสลับ ที่สามารถปรับความถี่และขนาดได้ตามความต้องการ

2.3.1 ประเภทของอินเวอร์เตอร์

แบ่งตามลักษณะของจำนวนเฟสของเอาท์พุทได้ 2 ประเภท คือ

1. อินเวอร์เตอร์เฟสเดียว (Single Phase Inverter) เป็นอินเวอร์เตอร์ที่เอาท์พุทเป็นไฟกระแสสลับเฟสเดียว

2. อินเวอร์เตอร์ 3 เฟส (Three Phase Inverter) เป็นอินเวอร์เตอร์ที่เอาท์พุทเป็นไฟกระแสสลับ 3 เฟส

แบ่งตามลักษณะการใช้งานได้ 2 ประเภท คือ

1. อินเวอร์เตอร์แบบป้อนแรงดัน (Voltage Source Inverter : VSIs) เป็นอินเวอร์เตอร์ที่อินพุทที่จ่ายให้เป็นแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรง (DC Voltage Source)

2. อินเวอร์เตอร์แบบป้อนกระแส (Current Source Inverter : VSIs) เป็นอินเวอร์เตอร์ที่อินพุทที่จ่ายให้เป็นแหล่งจ่ายกระแสไฟตรง (DC Current Source) ซึ่งอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้ส่วนใหญ่จะใช้กับงานที่ต้องการกำลังสูงๆ

2.3.2 อินเวอร์เตอร์แบบป้อนแรงดัน (Voltage Source Inverter : VSIs)

อินเวอร์เตอร์แบบป้อนแรงดัน ยังสามารถแบ่งได้อีก 3 ชนิด ตามลักษณะของสัญญาณที่ใช้ป้ออุปกรณ์สวิตช์ ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

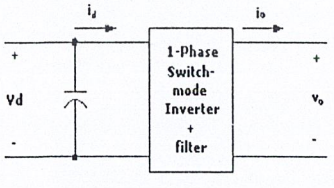
1. อินเวอร์เตอร์แบบม็อดดูเลทตามความกว้างของพัลส์ (Pulse Width Modulated Inverter) เป็นอินเวอร์เตอร์ที่สามารถปรับขนาดและความถี่ของเอาท์พุท ได้ที่อินเวอร์เตอร์เลยโดยแรงดันอินพุทจะมีค่าคงที่ สัญญาณที่นำไปสวิตช์ตัวอุปกรณ์จะเกิดจากวิธีที่เรียกว่า PWM มีวิธีการในการสร้างสัญญาณโดยวิธีนี้หลายวิธีซึ่งจะกล่าวต่อไป

2. อินเวอร์เตอร์แบบคลื่นสี่เหลี่ยม (Square Wave Inverter)เป็นอินเวอร์เตอร์ที่ขนาดแรงดันเอาท์-พุทถูกควบคุมโดยการปรับแรงดันอินพุท ส่วนการปรับความถี่จะปรับที่ตัวอินเวอร์เตอร์ได้อย่างเดียว และ สัญญาณที่นำมาสวิตช์จะเป็นสี่เหลี่ยมเป็นผลทำให้สัญญาณเอาท์พุทมี ลักษณะเป็นสี่เหลี่ยมด้วย

3. อินเวอร์เตอร์แบบเฟสเดียวที่มีโวลท์เตจแคนเซลชั่น (Single Phase Inverter Cancellation) เป็นอินเวอร์เตอร์ที่ไม่สามารถปรับความถี่และขนาดของสัญญาณเอาท์พุทที่ตัวอินเวอร์เตอร์แต่เราจะสามารถใช้เทคนิคที่เรียกว่าโวลท์เตจแคนเซลเลชั่นมาช่วยได้

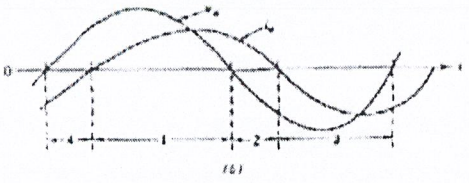
2.3.3 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับการทำงานของอินเวอร์เตอร์

เราสามารถอธิบายการทำงานพื้นฐานของอินเวอร์เตอร์ได้ โดยพิจารณาอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวที่มีบล็อกไดอะแกรม ดังรูปที่ 2.17 จากรูปสมมุติได้ว่าแรงดันเอาท์พุท(V_o)จะถูกกรองจนกระทั่งสัญญาณมีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์และถ้าเราเอาอินเวอร์เตอร์ไปต่อกับโหลดที่มีลักษณะเป็นอินดักทีพ(Inductive load) กระแสเอาท์พุท ดังรูปที่2.18 แสดงให้เห็นว่าช่วงหมายเลข 1 และ 3 v_o และ i_o เป็นบวกทั้งคู่แสดงว่ามีการไหลของกำลังงาน ($p_o = v_o i_o$) จากด้านไฟตรงไปด้านไฟสลับของอินเวอร์เตอร์ ในทางตรงข้ามกันในช่างที่ 2 และ 4 v_o และ i_o จะเครื่องหมายตรงกันข้าม แสดงว่ามีการไหลของกำลังงานจากด้านไฟสลับ ไปทางด้านไฟตรง ซึ่งเป็นลักษณะของการทำงานเป็นเร็คติไฟร์ (rectifier) ดังนั้น อินเวอร์เตอร์ในรูปที่2.17 จะสามารถทำงานได้ 4 ลักษณะตามกราฟ v_o และ i_o ในรูป 2.19ในแต่ละไซเคิลของเอาท์พุทไฟสลับ

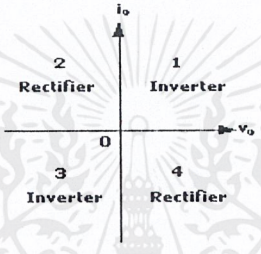


รูปที่ 2.17บล็อกไดอะแกรมพื้นฐานทางอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

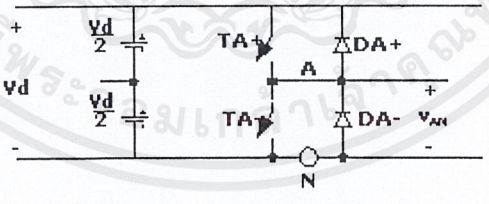


รูปที่ 2.18 ลักษณะของเอาท์พุทเมื่อมีโหลดแบบอินดักทีฟ



รูปที่ 2.19 กราฟ v_o และ i_o แสดงการทำงานของอินเวอร์เตอร์ใน 1 ไซเคิล

วงจรที่ใช้ในการอธิบายหลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์ทุกวงจร จะมีพื้นฐานมาจากรูปที่ 2.20 ซึ่งจะมีวงจรพื้นฐานง่ายๆ ของอินเวอร์เตอร์จะมีลักษณะเป็นวงจรฮาฟเวฟอินเวอร์เตอร์นั่นเอง



รูปที่ 2.20 แสดงวงจรของอินเวอร์เตอร์

2.3.4 วิธีการในการควบคุมแรงดันและความถี่ของอินเวอร์เตอร์

วิธีการการควบคุมสามารถแบ่งได้คร่าวๆ 3 แบบ คือ

1. การม็อดดูเลทตามความกว้างของพัลส์ (Pulse Width Modulation : PWM)
2. การควบคุมโดยใช้สัญญาณสี่เหลี่ยม (Square Wave Operation)
3. การควบคุมโดยใช้หลักการอื่นๆ เข้ามาช่วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีการในการควบคุมแรงดันและความถี่ของอินเวอร์เตอร์มีอยู่หลายแบบ แต่วิธีที่นิยมที่สุดในปัจจุบันและมีประสิทธิภาพดี คือ วิธีควบคุมโดยการใช้สัญญาณที่ได้จากการม็อดดูเลทตามความกว้างของพัลส์ ซึ่งเป็นวิธีที่ใช้ในโครงงานนี้ด้วย ดังนั้นจะขอกล่าวในรายละเอียดของวิธีการนี้

2.3.5 การม็อดดูเลทตามความกว้างของพัลส์

เทคนิคของ PWM จะเริ่มจากการผลิตที่มีแอมปลิจูดคงที่ (อาจเป็นสามเหลี่ยมหรือฟันเลื่อยก็ได้) และนำไปเปรียบเทียบกับรูปคลื่นแบบต่างๆ ขึ้นอยู่กับรูปแบบในการทำ PWM รูปแบบในการม็อดดูเลทตามความกว้างของพัลส์แบ่งได้ 3 แบบ คือ

1. การม็อดดูเลทตามความกว้างของพัลส์แบบเดี่ยว (Single pulse modulation)
2. การม็อดดูเลทตามความกว้างของพัลส์แบบหลายพัลส์ (Multiple pulse modulation)
3. การม็อดดูเลทตามความกว้างของพัลส์แบบไซน์ (Sinusoidal pulse modulation)

2.3.5.1 การม็อดดูเลทตามความกว้างของพัลส์แบบเดี่ยว (Single pulse modulation)

เป็นการควบคุมความกว้างของพัลส์ที่สัญญาณที่นำไปสวิตช์ไทริสเตอร์มีจำนวน 1 พัลส์ในครึ่งไซเคิลทำให้รูปคลื่นแรงดันมีจำนวน 1 ลูกคลื่นในครึ่งไซเคิลเช่นกัน

การควบคุมความกว้างของพัลส์สามารถทำได้โดย

- คงที่ขอบเขตบน (leading edge) แต่แปรเปลี่ยนขอบเขตล่าง (trailing edge) ของพัลส์
- คงที่ขอบเขตล่าง (trailing edge) แต่แปรเปลี่ยนขอบเขตบน (leading edge) ของพัลส์
- แปรเปลี่ยนทั้งขอบเขตล่างและบนโดยคงที่ความสมมาตรของรูปพัลส์เอาไว้

ลักษณะการม็อดดูเลทตามความกว้างของพัลส์แบบเดี่ยว พัลส์จะมีเส้นสมมาตรอยู่ที่ $\frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}, \frac{5\pi}{2}$,....และสามารถหาอนุกรมฟูเรียร์ของ รูปคลื่นแรงดันออกมาได้ ดังนี้

$$V(\omega t) = \frac{4V}{\pi}\left(\frac{\sin\delta}{2\sin\omega s} - \frac{1}{3}\frac{\sin 3\delta}{2\sin 3\omega s} + \frac{1}{5}\frac{\sin 5\delta}{2\sin 5\omega s} - + \ldots\right) \qquad (2.44)$$

δ เป็นความกว้างของพัลส์และมีค่าสูงสุด $= \pi$

สำหรับฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ n ค่าสูงสุดของความกว้างของพัลส์ได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\delta = 2\pi/n \qquad (2.45)$$

จะเห็นว่าฮาร์โมนิกส์ลำดับต่างๆ มาเกี่ยวข้องด้วย ทำให้ค่าแรงดันมูลฐานมีค่าลดลงเรื่อยๆ และค่า rms ของรูปคลื่นพัลส์เดี่ยวหาได้จาก

$$V_{rms} = \left[\frac{2}{2\pi} \int_{\left(\frac{\pi-\alpha}{2}\right)}^{\left(\frac{\pi+\alpha}{2}\right)} V^2 d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} \qquad (2.46)$$

สำหรับฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ n จะมีค่าสูงสุดของรูปคลื่นแรงดัน V_n เท่ากับ

$$Vn = \frac{4V}{n\pi} \sin\frac{n\pi}{2} \qquad (2.47)$$

ค่าความผิดเพี้ยนของสัญญาณ (Distortion Factor : DF) จะมีค่าเท่ากับ

$$DF = \frac{\left(V_t / \sqrt{2}\right)}{V_{rms}} = \frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{\pi\delta}} \sin\frac{\delta}{2} \qquad (2.48)$$

จะเห็นได้ว่าค่าสูงสุดมีค่า = 0.8 เมื่อ $\delta = \pi$

2.3.5.2 การม็อดดูเลทตามความกว้างของพัลส์แบบหลายพัลส์(Multiple pulse modulation)

เป็นการทำให้จำนวนพัลส์ในแต่ละไซเคิลของรูปคลื่นแรงดันมีจำนวนมากกว่าเดิมและสามารถลดองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ในคลื่นแรงดันเอาท์พุท จะเห็นว่าพื้นที่ใต้กราฟในครึ่งไซเคิลของการม็อดดูเลทตามความกว้างของพัลส์แบบหลายพัลส์ (multiple pulse modulation) มีค่าเท่ากับ การม็อดดูเลทตามความกว้างของพัลส์แบบเดี่ยว เป็นผลทำให้ค่าแรงดัน rms มีค่าเท่ากัน แต่ฮาร์โมนิกส์จะแตกต่างกันออกไป ถ้าความถี่แคเรียร์(carrier) เป็น f_cและคความถี่ของการม็อดดูเลทมีค่า f โดยที่ $f_c > f$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แล้วจำนวนลูกคลื่นใน 1 ไซเคิล (N) จะมีค่าเท่ากับ

$$N = \frac{f_c}{2f} = \frac{\omega_c}{2\omega} \quad (2.49)$$

และค่า rms ของแรงดันเอาท์พุทหาได้จาก

$$Vrms = \left[\frac{2N}{2\pi} \int_{\left(\frac{\pi/2-\alpha}{2}\right)}^{\left(\frac{\pi/2+\alpha}{2}\right)} V^2 d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.50)$$

2.3.5.3 การม็อดดูเลทตามความกว้างของพัลส์แบบไซน์ (Sinusoidal – pulse modulation)

เป็นการนำสัญญาณไซน์มาทำเป็น สัญญาณม็อดดูเลท (modulating signal) แทนสัญญาณสี่เหลี่ยม ความกว้างของพัลส์จะมีค่าไม่คงที่ผ่านมาโดยจะแปรตามรูปของสัญญาณไซน์

สัญญาณม็อดดูเลท ซึ่งเป็นสัญญาณไซน์ $V_m(\omega t) = V_m \sin\omega t$ ได้นำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณพาหะ $V_c(\omega t)$ ที่มีค่าแอมปลิจูดเท่ากับ V_c จุดตัดของสัญญาณทั้งสองจะทำให้เกิดช่วงเวลาของการ on- off ก็จะเกิดการจำสัญญาณดังกล่าวนี้ไปใช้

ความกว้างของพัลส์จะขึ้นอยู่กับ อัตราส่วนของค่าสูงสุดของสัญญาณม็อดดูเลท (V_m)กับค่าสูงสุดของสัญญาณคลื่นพาหะ(V_c)หรือเรียกว่า ม็อดดูเลทชั่นอินเด็กซ์ (m_a)นั่นคือ

$$m_a = \frac{V_m}{V_c} \quad (2.51)$$

ค่าแอมปลิจูดของแรงดันเอาท์พุทจะแปรตามค่า(modulation index)โดยค่าสูงสุดของ m_a คือ 1 ถ้า $m_a > 1$ หรือ $V_m > V_c$ จะเกิดฮาร์โมนิกส์ต่ำๆ ที่ไม่ต้องการเกิดขึ้น

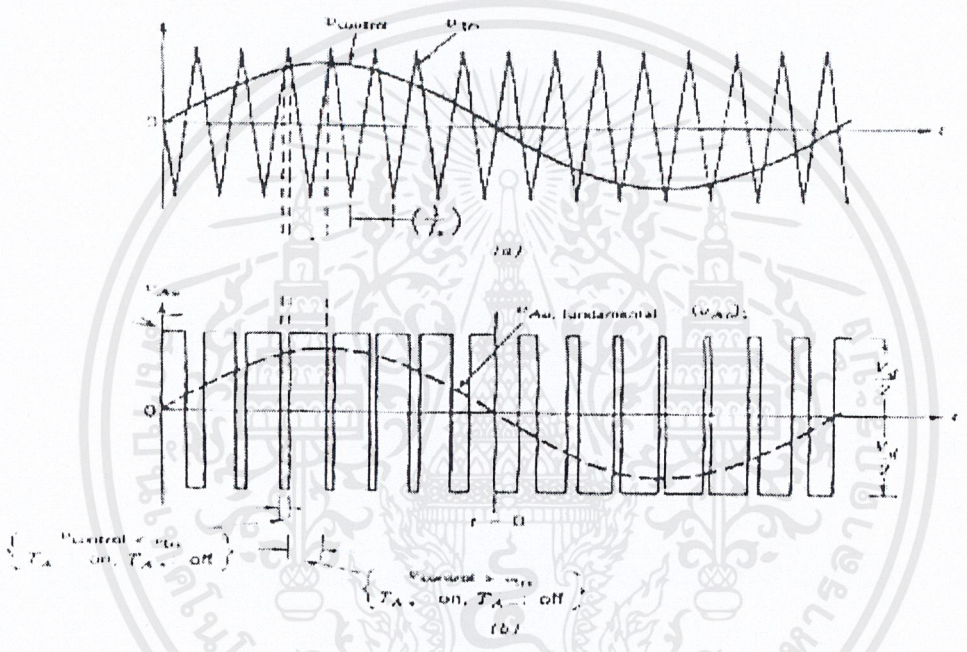
อัตราส่วน $N = \frac{f_c}{2f} = \frac{\omega_c}{2\omega}$ ยังสามารถนำไปใช้ได้และเราสามารถนำมาช่วยหาค่าฮาร์โมนิกส์ที่สูงสุดจะเกิดขึ้นที่ไหนจาก $2N \pm 1$ การเพิ่มของ N จะทำให้ฮาร์โมนิกส์ลอสเพิ่มขึ้นและจะมีผลคือ

PWM จะทำให้จำนวนฮาร์โมนิกส์เพิ่มขึ้นแต่ขนาดของฮาร์โมนิกส์เพิ่มขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

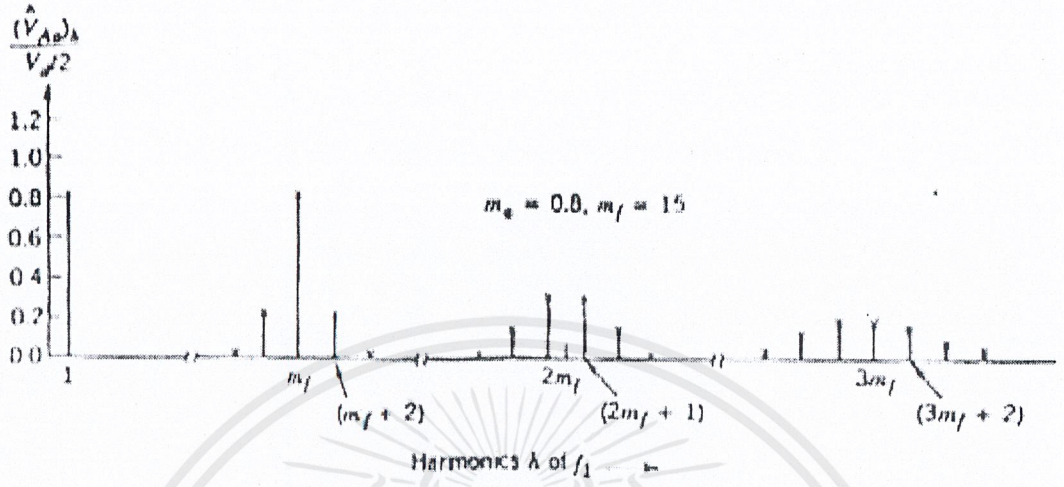
SPWM จะทำให้จำนวนฮาร์โมนิกส์เพิ่มขึ้นแต่ขนาดของฮาร์โมนิกส์ยังคงเดิม

การใช้สัญญาณสามเหลี่ยมที่มีทั้งซีกบวกและลบมาเป็นสัญญาณพาหะ(double -sided triangle wave) เป็นการนำเอาสัญญาณสามเหลี่ยมที่มีทั้งซีกบวก และซีกลบมาเปรียบเทียบกับสัญญาณไซน์ดังรูปที่2.21 จะมีผลดีหลายอย่างทั้งช่วยลดความผิดเพี้ยนของสัญญาณและสามารถนำไปพัฒนาในวงจรอินเวอร์-เตอร์ต่างๆได้



รูปที่ 2.21 แสดงสัญญาณ PWM ที่เกิดจากการใช้ double –sided triangle wave

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.22 แสดงค่าฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นที่ค่า m_f ต่างๆที่เกิดจากการใช้ double –sided triangle wave

จากรูปที่ 2.22 ค่าม็อดดูเลทชั่นอินเด็กซ์ (modulation index) ของสัญญาณยังคงหาได้ดังเดิมคือ

$$m_a = \frac{\hat{V}_{con}}{\hat{V}_{tri}} \qquad (2.52)$$

ยังมีค่าที่จะกล่าวถึง คือ อัตราส่วนการม็อดดูเลชั่นของความถี่ (frequency modulation ratio : m_f) หาได้จาก

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \qquad (2.53)$$

ค่า m_f จะช่วยในการหาการเกิดฮาร์โมนิกส์ว่าเกิดที่ใดได้(ดังรูป 2.22) และวิธีการในการหาจุดตัดต่างๆ บนกราฟหาได้จากสมการ

$$V_m \sin\omega t = V_c \left[(1 - 4N/\pi)\omega t\right] \qquad (2.54)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

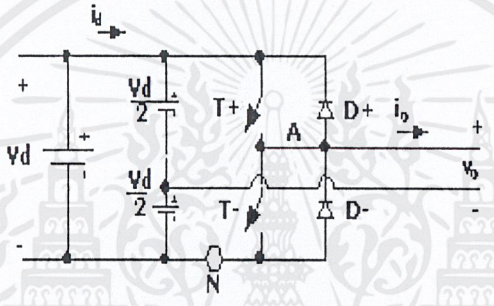
2.3.6 อินเวอร์เตอร์เฟสเดียว (Single phase inverter)

สามารถแบ่งเป็นชนิดย่อยได้ 3 ชนิด คือ

1. ฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ (half bridge inverter)
2. ฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ (full bridge inverter)
3. พุชพูลอินเวอร์เตอร์ (push pull inverter)

2.3.6.1 ฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ (half bridge inverter)

วงจรฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์เป็นวงจรที่ใช้สวิตช์ในการควบคุมเพียง 2 ตัว ดังรูปที่ 2.23



รูปที่ 2.23 แสดงวงจรฮาล์ฟบริดจ์ อินเวอร์เตอร์(half bridge inverter)

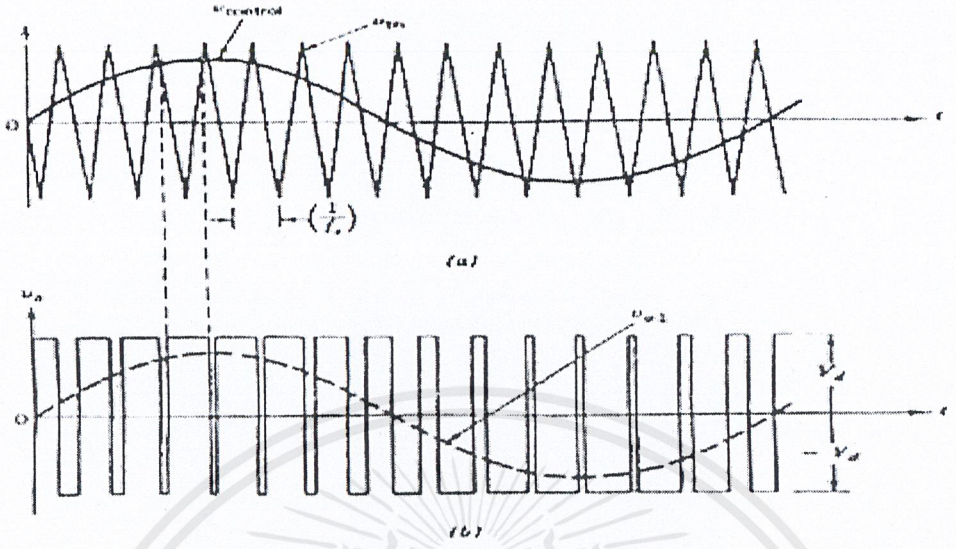
จากรูปวงจรฮาล์ฟบริดจ์ อินเวอร์เตอร์(half bridge inverter)

สวิตช์ T_+ จะเปิดเมื่อ $V_{control} > V_{in}$ และจะได้แรงดันสัญญาณเอาท์พุท $(V_{AC}) = \frac{1}{2} V_d$

สวิตช์ T_- จะเปิดเมื่อ $V_{control} < V_{in}$ และจะได้แรงดันสัญญาณเอาท์พุท $(V_{AC}) = -\frac{1}{2} V_d$

ดังรูปที่ 2.24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.24 แสดงสัญญาณที่ได้จากวงจรอินเวอร์เตอร์

จะสังเกตได้ว่าแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์ (V_T) สูงสุดจะมีค่าเท่ากับแรงดันอินพุท

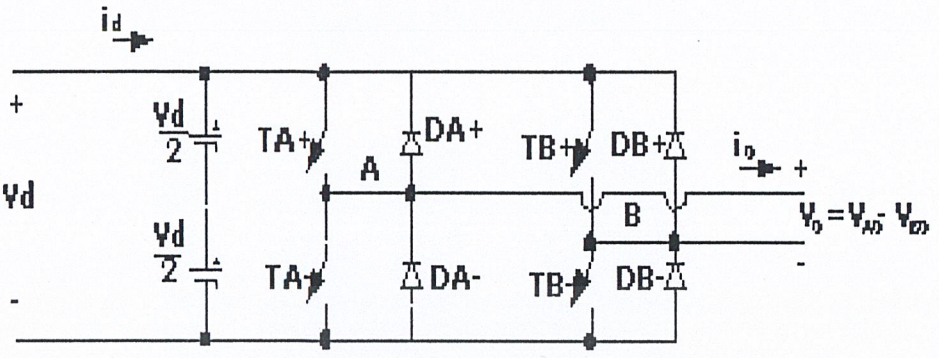
$$V_T = V_d \qquad (2.55)$$

และกระแสไหลผ่านสวิตช์สูงสุดจะมีค่า $L_T = I_{o\,(peak)}$

2.3.6.2 ฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ (full bridge inverter)

มีวงจรดังรูปที่ 2.25 อินเวอร์เตอร์ชนิดนี้จะประกอบไปด้วยสวิทช์ 4 ตัว และมี 2 สวิทช์ในแต่ละกิ่งจะ On พร้อมกันไม่ได้ อินเวอร์เตอร์ชนิดนี้จะได้เปรียบกว่าแบบแรกคือสามารถที่จะรับกำลังได้สูงๆ เพราะสวิทช์แต่ละตัวจะรับแรงดันครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุท ไม่เหมือนแบบฮาล์ฟบริดจ์(half bridge) และอุปกรณ์ที่ต่อจะมีขนาดเล็กลงด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.25 วงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ (full bridge inverter)

การใช้สัญญาณ PWM ควบคุมแบบไบโพลาร์โวลต์เตจสวิทช์ (PWM with bipolar voltage switching) เป็นการควบคุมในลักษณะการสร้างสัญญาณ PWM ขึ้นมาควบคุมสวิทช์ให้เปิดหรือปิดพร้อมกันเป็นคู่ๆ โดยสวิทช์ที่อยู่กิ่งเดียวกันจะเปิดพร้อมกันไม่ได้ ดังนั้นจากรูปที่ 2.26 เราจะได้ว่า

T_{A+} และ T_{B-} จะเปิดเมื่อ $V_{conttrol} > V_{tri}$ และ $V_{AC} = \frac{1}{2} V_d$

T_{A-} และ T_{B+} จะเปิดเมื่อ $V_{conttrol} < V_{tri}$ และ $V_{AC} = -\frac{1}{2} V_d$

สัญญาณทั้งสองจะมีลักษณะอินเวอร์สกันและจะมี dead time ด้วยและจะเห็นได้ว่า

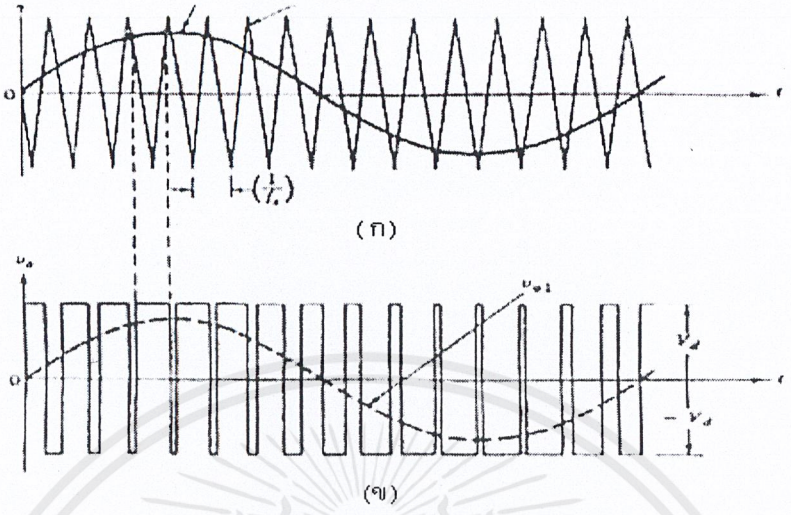
$$V_o(t) = V_{AO}(t) - V_{BO}(t) = 2 V_{AO}(t) = V_d(peak) \quad (2.56)$$

ถ้า $m_a \leq 1$; $m_a V_d$ (ค่า voltage fundamental) (2.57)

ถ้า $m_a > 1$; $V_d < V_{01} < \frac{4V_d}{\pi}$ (2.58)

รูปคลื่นสัญญาณที่เอาไปสวิตช์และรูปสัญญาณเอาท์พุท จะมีลักษณะดังรูปที่ 2.26

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.26 แสดงรูปคลื่นสัญญาณของ bipolar voltage switching
(ก) สัญญาณที่เปรียบเทียบกัน
(ข) สัญญาณเอาท์พุท

ฮาร์โมนิกส์ที่เอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์สามารถวิเคราะห์ได้จาก

$$f_h = (jm_f \pm k) f_l \qquad (2.59)$$

$$h = j(mf) \pm k \qquad (2.60)$$

$$(V_{AO})_h = \frac{(V_{AO})_1}{h} \qquad (2.61)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.1 แสดงแรงดันเอาท์พุทของ 1-ϕ inverte

แรงดันขาออก	PWM full – bridge	Square – wave
$\hat{V}_{01}$	$m_a v_d$	$v_d 4/\pi$
$V_{01(rms)}$	$0.707\, m_a v_d$	$0.707 v_d 4/\pi$
$\hat{V}_{01}$	$m_a \frac{vd}{2}$	$\frac{vd}{2} \cdot \frac{4}{\pi}$
$(\hat{V}_{AO})_h$	$\frac{\left(\hat{V}_{AO}\right)_1}{h}$	$\frac{\left(\hat{V}_{AO}\right)_1}{h}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

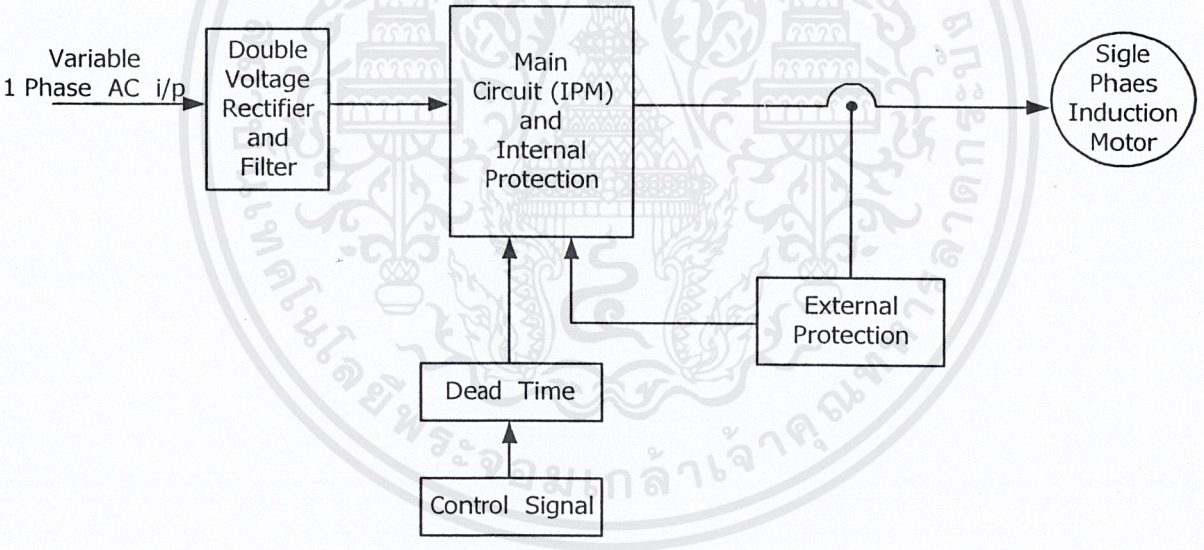
บทที่ 3
โครงสร้างและส่วนประกอบของโครงงาน

ส่วนประกอบของโครงงาน

ส่วนประกอบของโครงงานทั้งหมด สามารถแบ่งย่อยออกเป็น 2 ส่วนใหญ่ๆ ได้แก่ ชุดอินเวอร์เตอร์ และชุดควบคุม และสามารถที่จะแยกอธิบายถึงโครงสร้างและส่วนประกอบทั้งสองส่วนอย่างละเอียดได้ดังนี้

3.1 ชุดอินเวอร์เตอร์ (Inverter)

โครงงานนี้จะใช้ IPM (Intelligent Power Module) ซึ่งเป็น IGBTs Module แบบ 6 Pcs. In 1 Package เป็นอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่เป็นสวิทช์กำลัง - วงจรเรียงกระแสแบบทวีแรงดัน วงจรป้องกันภายในและวงจรป้องกันภายนอก โดยสามารถแสดงให้เห็นเป็นบล็อคไดอะแกรมการทำงานโดยรวมได้ดังนี้



รูปที่ 3.1 แสดงบล็อคไดอะแกรมการทำงานโดยรวมของอินเวอร์เตอร์

จากบล็อคไดอะแกรม แรงดันอินพุทที่จ่ายให้ชุดอินเวอร์เตอร์จะเป็นแรงดันไฟฟ้าหนึ่งเฟสที่ปรับค่าได้โดยการใช้หม้อแปลงไฟฟ้าแบบออโต หรือ Variac จ่ายเข้าวงจรเรียงกระแสเพื่อแปลงเป็นกระแสตรงแบบทวีแรงดัน (Casscade) ด้วย Power Diode ร่วมกับ Capacitor ที่ทำหน้าที่เป็นตัวกรองริบเปิ้ลด้วย เพื่อที่จะให้ได้แรงดันเชื่อมโยงกระแสตรง (DC Link) สูงสุดประมาณ 720 V. จ่ายให้ชุดสวิทช์กำลัง เนื่องจากสวิทช์ทำงานแบบครึ่งบริดจ์ เพื่อทำงานเป็นอินเวอร์เตอร์จ่ายแรงดันให้กับมอเตอร์ โดยที่การทำงานของ

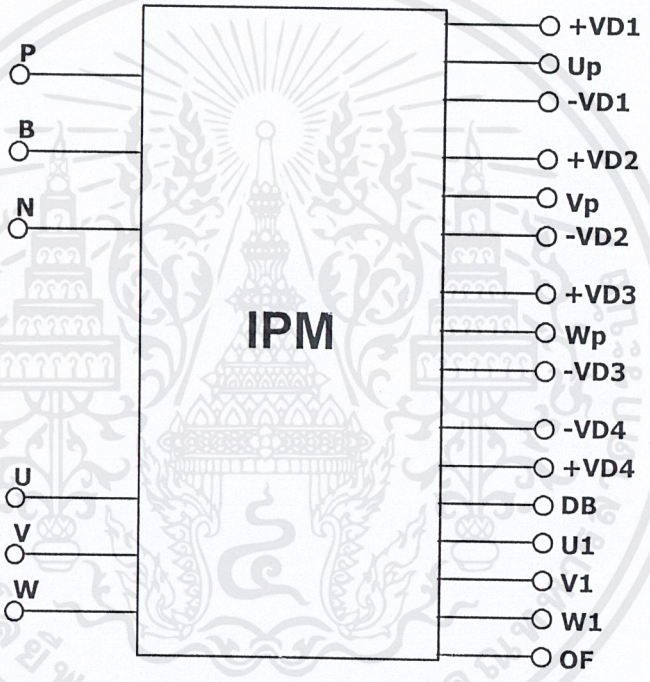
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สวิทซ์ขึ้นอยู่กับวงจรควบคุม และเทคนิคการควบคุมที่ได้จากชุด วงจรควบคุม จากหลักการข้างต้นสามารถอธิบายโดยละเอียดในส่วนประกอบต่างๆได้ดังนี้

3.1.1 Intelligent Power Module (IPM) ภายในวงจรประกอบด้วย

- ชุดสวิทซ์กำลังพร้อมไดโอด 6 ชุด
- ชุดขับนำเกทของ IGBT 6 ชุด
- ชุดวงจรป้องกัน

มีรายละเอียดทางกายภาพและวงจรภายในดังนี้



รูปที่ 3.2 แสดงตำแหน่งการวางขาของ IPM

จากรูปแสดงตำแหน่งของขา (Pin Assignment) ของ IPM ที่เราใช้ในโครงงานนี้ ขาต่างๆ ของ Module แบ่งเป็นส่วนกำลังและส่วนควบคุมดังนี้

ส่วนกำลัง

- P (Positive) : เป็นขาที่ใช้จ่ายแรงดันไฟบวกที่ได้จากวงจรเรคติไฟร์ ที่รับมาจากดีซีลิงค์
- B (Break) : เป็นขาที่ใช้สำหรับต่ออุปกรณ์สำหรับคายพลังงานที่เก็บไว้ในตัวคาปาซิเตอร์ กรณี IPM ทริป เช่นต่อไปยัง Resistor Breaking เป็นต้น
- N (Negative) : เป็นขาที่ใช้ต่อกับไฟลบที่ได้จากวงจรเรคติไฟร์ ที่รับมาจากดีซีลิงค์
- U : เป็นขา Output Power สำหรับสำหรับจ่ายแรงดันในเฟส U

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

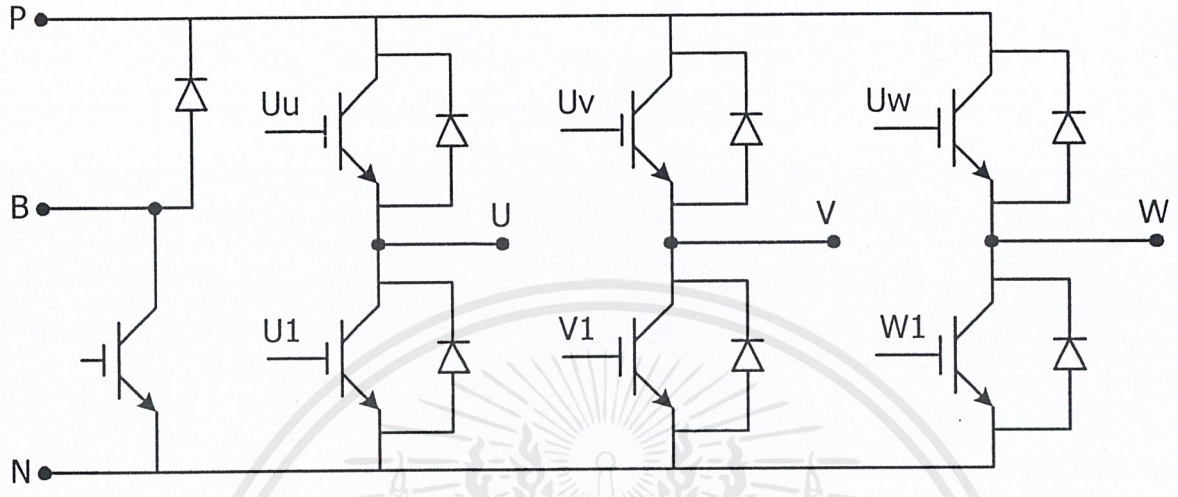
- V : เป็นขา Output Power สำหรับสำหรับจ่ายแรงดันในเฟส V
- W : เป็นขา Output Power สำหรับสำหรับจ่ายแรงดันในเฟส W

ส่วนควบคุม

- VD1+,VD2+,VD3+,VD4+ : เป็นขาสำหรับจ่ายแรงดันบวกให้วงจรขับเกทและวงจรควบคุมภายในปกติจะเท่ากับบวก 15V
- VD1-,VD2-,VD3-,VD4- : เป็นขาสำหรับจ่ายแรงดันลบหรือกราวด์ให้วงจรขับเกทและวงจรควบคุมอื่น
- Up : เป็นขาสำหรับป้อนสัญญาณให้กับวงจรขับเกทภายในของสวิตช์ Uu
- Vp : เป็นขาสำหรับป้อนสัญญาณให้กับวงจรขับเกทภายในของสวิตช์ Uv
- Wp : เป็นขาสำหรับป้อนสัญญาณให้กับวงจรขับเกทภายในของสวิตช์ Uw
- DB : เป็นขาสำหรับรับสัญญาณแจ้งให้วงจรเบรคภายในทำงาน
- U1 : เป็นขาสำหรับป้อนสัญญาณให้กับวงจรขับเกทภายในของสวิตช์ U1
- V1 : เป็นขาสำหรับป้อนสัญญาณให้กับวงจรขับเกทภายในของสวิตช์ V1
- W1 : เป็นขาสำหรับป้อนสัญญาณให้กับวงจรขับเกทภายในของสวิตช์ W1
- Fo : เป็นขาสำหรับรับสัญญาณแจ้งการเกิดฟอลท์ภายในให้แก่วงจรป้องกันภายนอกเพื่อหยุดวงจรขับเกทภายใน สำหรับสวิตช์กิ่งล่าง(U1,V1,W1)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรกำลังแสดงสวิตช์กำลังไดโอดหมุนเปล่า(Free weeling diode) และวงจรเบรคภายใน IPM



รูปที่ 3.3 แสดงวงจรกำลังภายในของ IPM

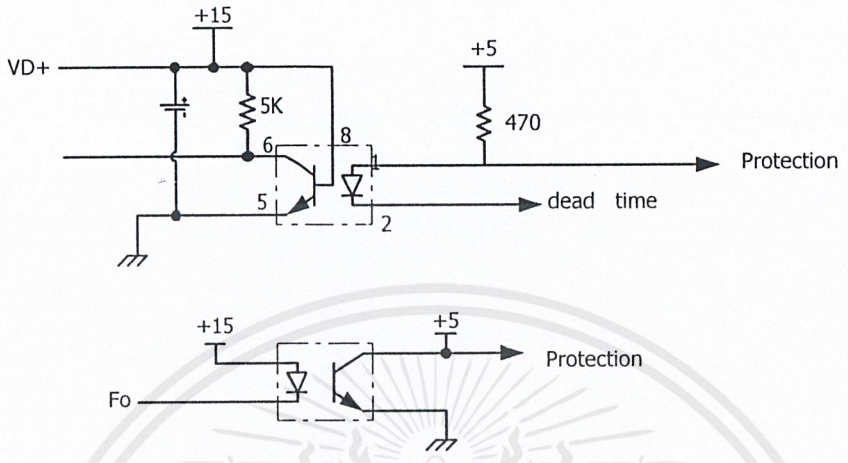
ภายใน IPM จะประกอบด้วยสวิตซ์กำลัง 7 ตัว 6 ตัวสำหรับทำหน้าที่เป็นสวิตช์จ่ายแรงดันให้กับโหลดภายนอก อีก 1 ตัวสำหรับ Protection เมื่อเกิดการทริป นั่นคือ สวิตช์ตัวที่ 7 จะปิดวงจรเพื่อที่จะคายพลังงานออกไปยังโหลดที่ใช้คายพลังงานภายนอกออกไปทางขา B โดยสวิตช์ทั้ง 6 ตัวจะมีไดโอดต่อคร่อมไว้เป็น Snubber เพื่อป้องกันความเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับสวิตช์หากโหลดจ่ายพลังงานคืนกลับในทิศทางตรงข้ามกับทิศทางการนำกระแสปกติ

3.1.2 วงจรขับเกท วงจรป้องกันภายนอกและวงจรรวมสัญญาณการป้องกัน

ชุดอินเวอร์เตอร์ที่เราสร้างขึ้นนอกจากจะมีการป้องกันภายในตัว IPM แล้ว ยังมีวงจรป้องกันภายนอกทำงานร่วมกัน ในลักษณะ Double Protection อีกด้วย ซึ่งหากเกิดข้อผิดพลาดขึ้นไม่ว่าจะเกิดกระแสเกินหรือลัดวงจร วงจรเหล่านี้ก็จะส่งสัญญาณไปยังขา PBE ของ Flip-Flop ทำให้วงจรขับหยุดการป้อนสัญญาณขับเกทให้ IPM ทำให้ไม่เกิดความเสียหายแก่ระบบหรือมอเตอร์ ดังจะอธิบายโดยละเอียดต่อไป วงจรป้องกันภายนอกทั้งหมดมีดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.2.1 วงจรขับเกทโดยใช้ Opto Couple

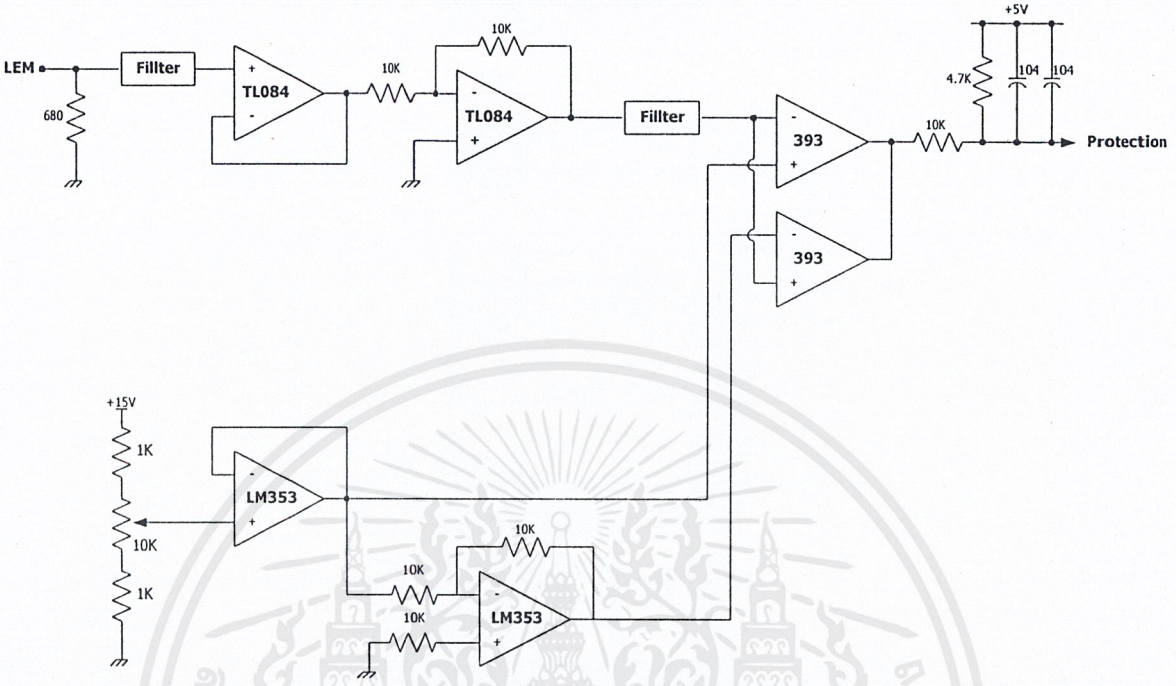


รูปที่ 3.4 แสดงวงจรขับเกทโดยใช้ Opto Couple

จากรูปวงจรดังกล่าวเป็นวงจรขับเกทที่มีการแยกโดดทางไฟฟ้าโดยใช้ Opto Couple ทำหน้าที่ในการ Isolate ระหว่างสัญญาณภาคควบคุมและภาคกำลัง โดยนอกจากเป็นการขับเกทแล้วยังเป็นส่วนหนึ่งของวงจรป้องกันด้วย มีการทำงานดังนี้ ปกติขา 2 ของ Opto TPL550 จะรับสัญญาณ PWM จากวงจร Daedtime แต่จะไม่ทำงานหากไม่มีแรงดัน +5 V ที่ขา 1 ซึ่งได้จาก Output ของวงจรรวมการป้องกันทั้งหมด ในสภาวะปกติ Transistor เบอร์ 327 ในรูปที่ 3.6 จะ On ทำให้ไดโอดในตัว Opto ทำงานส่งสัญญาณให้เอาท์พุทของ Opto ทำงานมีสัญญาณไปป้อนที่ขา Up ให้สวิตช์ทำงานตามปกติ (Vp,Wp,U1,V1,W1 ก็เช่นกัน) แต่ในสภาวะผิดปกติ Transistor จะถูกสั่งให้ Off โดยสัญญาณจากเอาท์-พุทของฟลิบฟลอปในรูปที่ 3.6 ทำให้แรงดันที่ขา 2 ของ TPL550 มีค่าเป็น “ 0 “ ส่งผลทำให้ที่เอาท์พุทของ Opto (ขา 6) ไม่มีสัญญาณขับเกทสวิตช์ก็จะหยุดทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.2.2 วงจรป้องกันกระแสเกินจากภายนอก (LEM Protection)



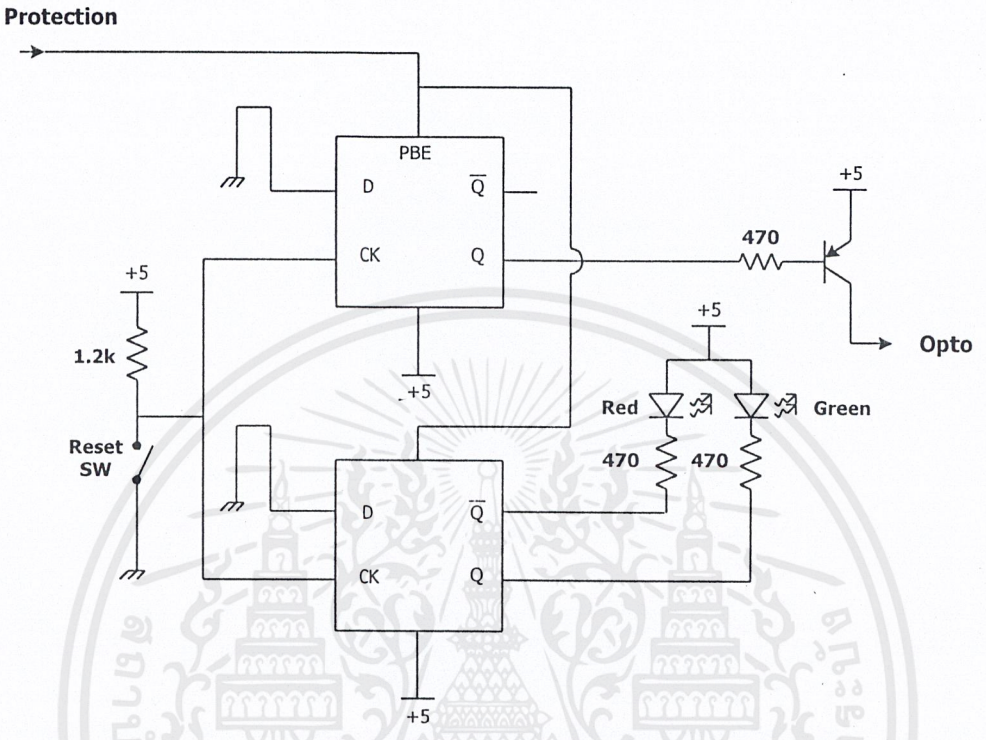
รูปที่ 3.5 แสดงวงจรการตรวจจับสัญญาณกระแสเกินภายนอก

วงจรนี้จะใช้ LEM เป็นตัวตรวจจับสัญญาณกระแสเกินที่สามารถปรับตั้งค่าได้เนื่องจาก IPM ส่วนใหญ่จะถูกกำหนดค่ากระแสเกินที่วงจรป้องกันต้องทำงานไว้สูง ในกรณีที่ IPM ทำงานจ่ายโหลดต่ำกว่าพิกัดทำให้เมื่อกระแสเกินวงจรป้องกันภายในอาจจะไม่รับรู้ก็ได้ เป็นการ Double Protection เช่น IPM ที่เราใช้อยู่นี้วงจรป้องกันกระแสเกินภายในจะถูกเซ็ทไว้ประมาณ 20 A. ถ้าหากนำไปขับมอเตอร์ขนาดเล็กๆ หากเกิดกระแสเกินกว่าจะถึง 20A จน IPM รับรู้ และสั่งตัดวงจร ตัวมอเตอร์เองอาจจะไหม้แล้วก็เป็นได้

จากรูปเมื่อรับสัญญาณกระแสที่เกินค่าที่เซ็ทไว้ (โดยปรับที่ค่า VR10k) ตัวคอมพาราเตอร์จะทำหน้าที่เปรียบเทียบแรงดันว่าเกินค่าที่ตั้งไว้หรือไม่ ถ้าหากค่าเกินกว่าไม่ว่าจะเป็นด้านบวกหรือด้านลบเอาท์พุทของ IC393 ก็จะมีแรงดันออกมา ไปแจ้งให้วงจร Protection รวมในรูปที่ 3.6 ให้ทำการตัดสัญญาณขับเกทออกทำให้ไม่เกิดอันตรายต่อ IPM และมอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.2.3 วงจรรวมสัญญาณการป้องกัน



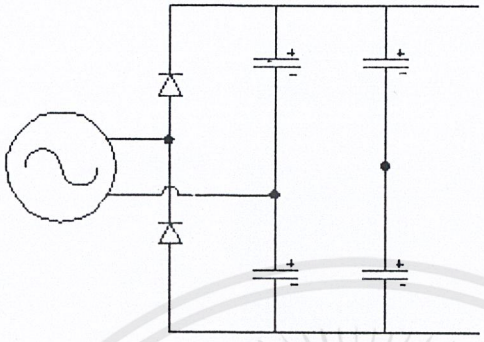
รูปที่ 3.6 แสดงวงจรป้องกันโดยรวมของชุดอินเวอร์เตอร์

จากรูปด้านบนในสภาวะปกติที่ขาเอาท์พุทของ Flip Flop เบอร์ 74LS74 จะมีสภาวะ Logic เป็น " 0 " Transistor ซึ่งเป็นชนิด PNP ก็จะได้รับไบอัสตรงนำกระแสปิดวงจรทำให้วงจรขับเกทในรูปที่ 3.4 ทำงานตามหลักการดังที่ได้อธิบายมาแล้ว คือ เมื่อได้รับสัญญาณการเกิดผิดปกติ ไม่ว่าจะจาก Fo ของ IPM จาก LEM ภายนอก หรือ จากขา DB หรือในส่วนของการป้องกันอื่นๆ ที่ได้ออกแบบให้ครอบคลุมไว้ จะทำให้ Flip Flop ได้รับสัญญาณ " 0 " ที่ขา PBE ส่งผลให้ Flip Flop ทำงานเปลี่ยนสถานะของเอาท์พุท (Q) จาก " 0 " เป็น " 1 " ทำให้ Transistor หยุดทำงาน ตัดสัญญาณวงจรในรูปที่ 3.4 ออกทำให้ไม่มีการส่งสัญญาณให้กับชุดขับเกทของ IGBT ทำให้วงจรไม่ได้รับความเสียหาย ซึ่งขอบเขตการป้องกันที่ได้ออกแบบไว้ประกอบด้วย

1. Protection Internal and External Over Current
2. Protection Internal and External Short Circuit
3. Protection Over Temparature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.3 วงจรเรียงกระแสแบบทวีแรงดัน (Double Voltage Rectifier)



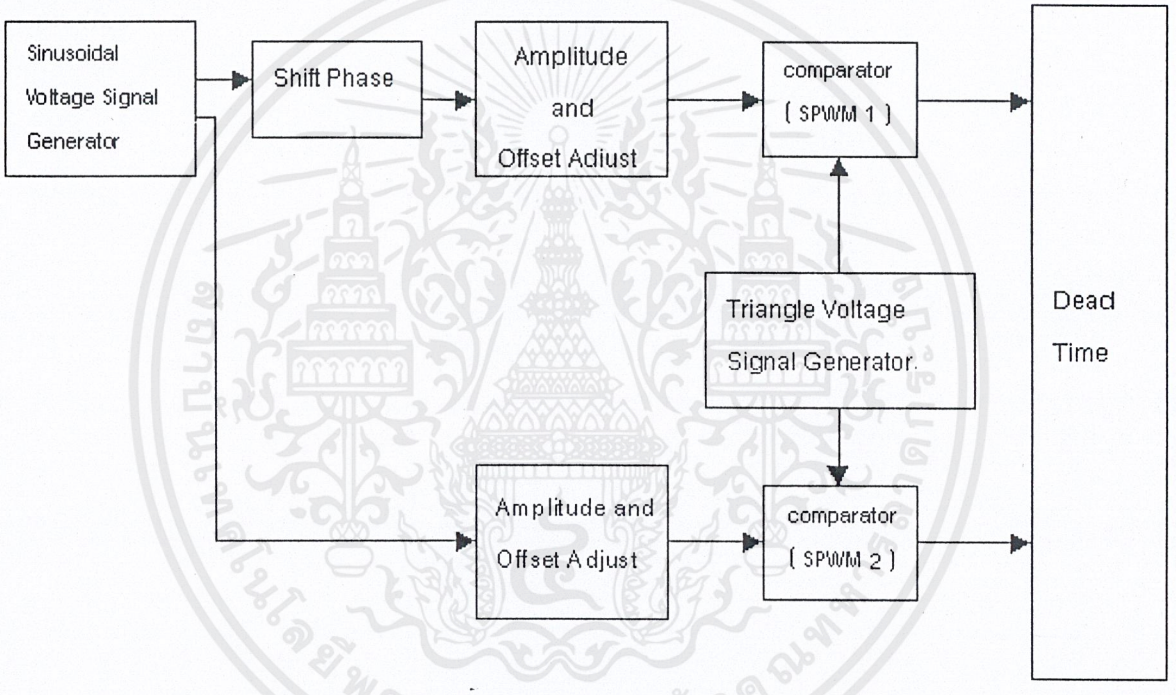
รูปที่ 3.7 วงจรเรียงกระแสแบบทวีแรงดัน

จากรูป เป็นวงจรเรียงกระแสแบบทวีแรงดัน เพื่อให้แรงดันเอาท์พุทที่ออกมามีค่าเป็น 2 เท่าของแรงดัน ที่ป้อนเข้ามา เมื่อไฟซีกบวกเข้ามาแรงดันส่วนหนึ่งจะจ่ายออกไปยังเอาท์พุท ขณะเดียวกันก็ทำการชาร์จประจุคาปาซิเตอร์ไปด้วย เมื่อซีกลบเข้ามาแรงดันที่จ่ายไปยังเอาท์พุทก็จะเป็นแรงดันที่ได้จากการเรคติไฟร์รวมกับแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์ ทำให้แรงดันเอาท์พุทออกมาเป็นสองเท่าของแรงดันที่ป้อนเข้าไป และเมื่อซีกบวกเข้ามาอีกครั้งแรงดันที่จ่ายออกไปก็จะเป็นแรงดันที่ได้จากการเร็คติไฟร์รวมกับแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์ทำให้แรงดันที่ได้จากการเร็คติไฟร์รวมกับแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์ทำให้แรงดันเอาท์พุทเป็น 2 เท่าตลอดการทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 ชุดควบคุม(Control)

เพื่อให้อินเวอร์เตอร์สามารถได้ตามเทคนิคที่เรานำเสนอ ชุดควบคุมของเราจึงประกอบด้วย วงจรสร้างสัญญาณแรงดันรูปคลื่นไซน์(Sinusoidal Voltage Signal Generater)วงจรสร้างสัญญาณแรงดันรูปคลื่นสามเหลี่ยม(Triangle Voltage Signal Genrator) วงจรเลื่อนเฟส(Shift Phase) วงจรขยายสัญญาณและปรับระดับแรงดันดีซี(Amplitude and Offset Adjust) วงจรคอมพาราเตอร์เพื่อสร้างสัญญาณการม็อดดูเลเตอร์ความกว้างของพัลซ์แบบไซน์(Sinesoidal Pulse Width Modulation : SPWM) โดยที่สามารถแสดงได้เป็น Block Diagram ได้ดังนี้



รูปที่ 3.8 บล็อคไดอะแกรมแสดงการทำงานและส่วนประกอบของชุดควบคุม

จากบล็อกไดอะแกรม วงจรสร้างแรงดันไซน์ทำหน้าที่สร้างสัญญาณ $V_{control}$ เพื่อจะนำไปจ่ายวงจร Comparator โดยผ่านวงจรเลื่อนเฟส (Shift phase) แบบเลื่อนเฟสสัญญาณให้นำหน้า (Lead) ที่ทำหน้าที่เลื่อนเฟสสัญญาณเอาท์พุทให้มีมุมต่างเฟสจากสัญญาณอินพุทหรือสัญญาณอ้างอิงเดิม(0-180 องศา สำหรับวงจรเลื่อนเฟส 1 ขุด เมื่อนำไปต่ออนุกรมกัน 2 ชุดก็จะทำให้สามารถเลื่อนเฟสของเอาท์พุทให้ต่างเฟสจากอินพุทได้ 0-360 องศา) จ่ายไปยังวงจรขยายสัญญาณและวงจรปรับระดับสัญญาณดีซี (DC Offset) สุดท้ายก็จะเข้าวงจร Comparator เพื่อนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณแคเรียร์ ซึ่งเป็นสัญญาณสามหลี่ยมที่ได้จากชุดวง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จรสร้างสัญญาณแรงดันสามเหลี่ยม โดยใช้ IC เบอร์ ICL8038 แต่สำหรับวงจรสร้างสัญญาณชุดล่างจะไม่ผ่านวงจรเลื่อนเฟสเนื่องจากเราคงที่เป็นสัญญาณอ้างอิง สัญญาณที่ออกจากชุด Comparator จะเป็นรูปคลื่นแบบ SPWM ผ่านเข้าวงจรเดทไทม์ เพื่อทำหน้าที่ประวิงเวลาของสัญญาณที่จะจ่ายให้กับชุดขับเกท เพื่อป้องกันการทำงานพร้อมกันระหว่างสวิทซ์ชุดบนและชุดล่าง ชุดควบคุมทั้งหมดสามารถสามารถแยกอธิบายให้เห็นถึงวงจรและหลักการทำงานของแต่ละวงจรได้ดังนี้

3.2.1 วงจรสร้างสัญญาณแรงดันรูปรูปคลื่นไซน์(Sinusoidal Voltage Signal Generater : EPROM)

ในการจ่ายโหลด หรือทำงานแบบ Stand Alone ซึ่งจะไม่ทำการต่อกับการไฟฟ้า ดังนั้นแหล่งจ่ายไซน์ที่ได้ต้องมาจากการเจเนอร์เรตจากตัวมันเอง ในที่นี้ใช้วงจร สร้างคลื่นไซน์ หนึ่งเฟส โดยอัดข้อมูลเข้าไปใน EPROM โดยใช้หลักการ look up table โดยแต่ละข้อมูลจะเป็นเลขดิจิตอลที่แทนค่าแอมปลิจูดของคลื่นไซน์ที่แทนค่าที่มุมต่างๆ ค่าความละเอียดของคลื่นไซน์ขึ้นอยู่กับจำนวนข้อมูลที่เก็บไว้ ดังนั้นถ้าสมมุติว่ามีการเก็บข้อมูลรูปไซน์หนึ่งไซเคิลจำนวน 2 หรือ 256 ข้อมูล ดังนั้นข้อมูลแต่ละตำแหน่งจะอยู่ห่างกัน 1.406 องศา ข้อมูลที่เก็บในหน่วยความจำนี้เก็บอยู่ในรูปของเลขฐานสิบหก ซึ่งสามารถคำนวณค่าของข้อมูลเหล่านี้จากสมการ

$$V_M \sin\omega t = \frac{V_{ref} RO}{R_{14}}\left(\frac{A_1}{2}+\frac{A_2}{4}+\frac{A_3}{8}+\frac{A_4}{16}+\frac{A_5}{32}+\frac{A_6}{64}+\frac{A_7}{128}+\frac{A_8}{256}\right)-\frac{V_{ref} R_o}{R_8} \qquad (3.1)$$

เมื่อ V_M = แรงดันสูงสุดของคลื่นไซน์

V_{ref} = แรงดันไฟกระแสตรงซึ่งเป็นแรงดันอ้างอิง

A_1-A_8 = ข้อมูลที่คำนวณได้เมื่อแปลงเป็นเลขฐานสอง

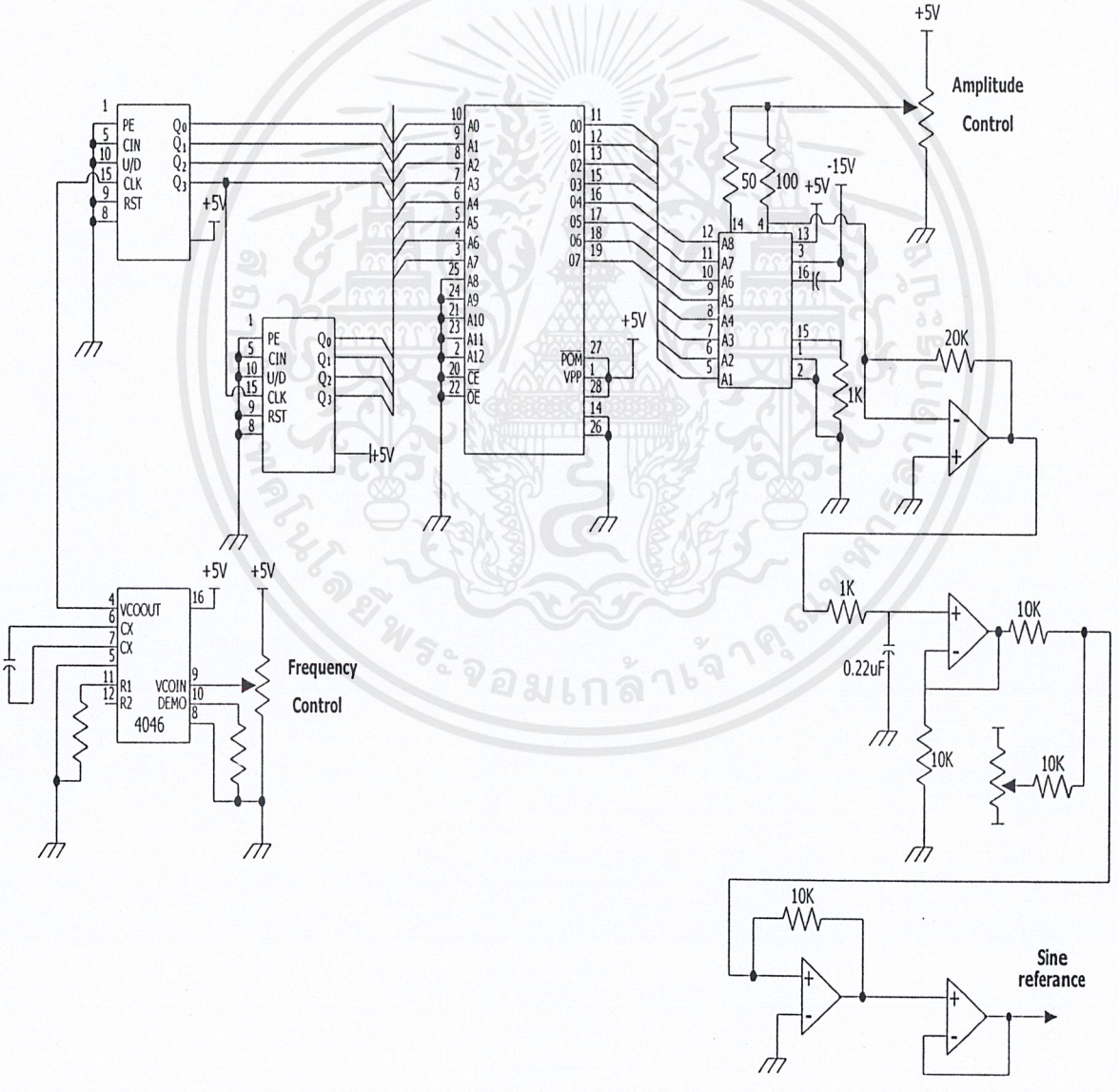
R_0,R_8,R_{14} = ค่าความต้านทานโดยที่ $R_8=2R_{14}$

ค่าของข้อมูลทั้ง 256 ข้อมูลนี้จะถูกแสดงในตารางการสร้างข้อมูลของสัญญาณไซน์โดยที่เก็บไว้ในหน่วยความจำ แล้วใช้การอ้างแอดเดรสเพื่อเรียกข้อมูลออกมาใช้งาน เป็นวิธีของการเปิดตาราง(look up table) การอ้างแอดเดรสจะใช้ไอซีเบอร์ 4516 ซึ่งเป็น 8 bit up/down counter เป็นตัวนับสัญญาณนาฬิกาและใช้ไอซีเบอร์ 4046 เป็น VCO เป็นตัวสร้างสัญญาณนาฬิกานี้ ในการนับนี้จะนับขึ้นจาก 0 – 255 หรือนับลง 255 – 0 ซึ่งเป็นการนับรูปคลื่นไซน์ครบหนึ่งไซเคิล ตัวนับจะมีการรีเซ็ทแล้วกลับมาเริ่มนับใหม่เพื่อสร้างคลื่นไซน์ในไซเคิลถัดไป ในการออกแบบสัญญาณไซน์มีความถี่ 0 – 100 Hz. ความถี่ของสัญญาณนาฬิกาจึงมีค่าระหว่าง 0 – 25.6 kHz. โดยประมาณ ซึ่งเราจะออกแบบให้ได้ 50 Hz.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่เอาท์พุทของ EPROM จะเป็นสัญญาณดิจิตอลจึงต้องเปลี่ยนเป็นสัญญาณอนาลอกของรูปคลื่นไซน์ โดยใช้ไอซีเบอร์ 1408 ที่สามารถควบคุม voltage command เพื่อให้ปรับเปลี่ยนเป็นสัญญาณอนาลอกของรูปไซน์ได้และสัญญาณอนาลอกรูปไซน์ที่จะต้องผ่านวงจร current to voltage converter เพื่อเปลี่ยนสัญญาณอนาลอกที่อยู่ในรูปของกระแสให้เป็นแรงดันที่เป็นคลื่นไซน์สามารถนำไปใช้งานได้

ดังนั้นสัญญาณไซน์ที่สร้างจากวงจรนี้สามารถปรับเปลี่ยนความถี่ได้โดยการปรับเปลี่ยนแรงดันไฟตรงที่แทน Frequency command ที่ VCO ในขณะเดียวกันแอมปลิจูดของสัญญาณก็สามารถปรับเปลี่ยนได้ โดยการเปลี่ยนแรงดันกระแสตรงที่ V_{ref} ของ DAC ซึ่งก็คือ voltage command (Vr) ลักษณะของสัญญาณไซน์ที่สร้างขึ้นนี้จึงเป็น VVVF ซึ่งวงจรแสดงได้ดังรูปที่ 3.9

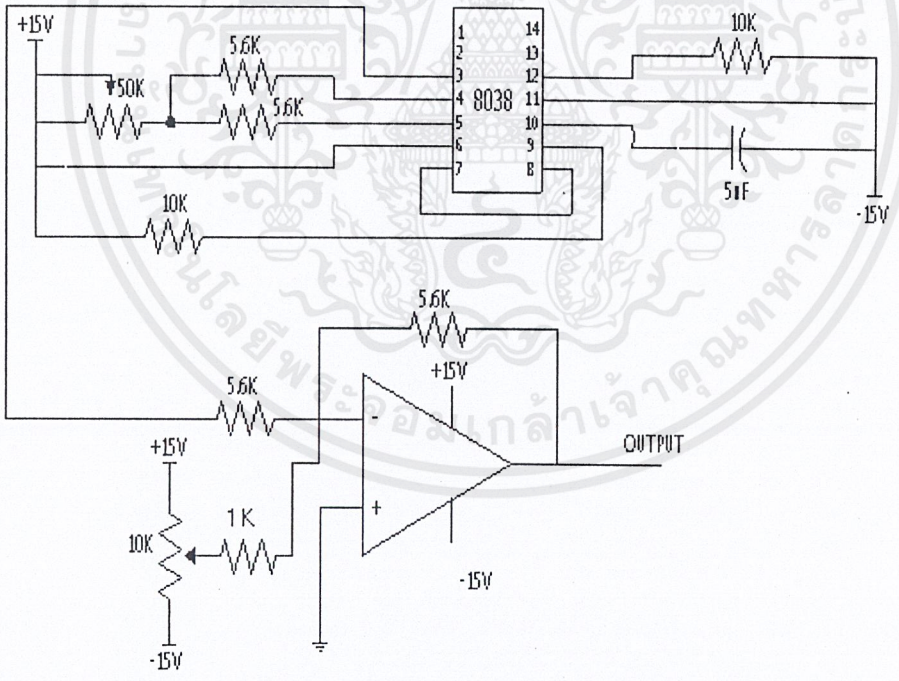


รูปที่ 3.9 แสดงวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์โดยใช้อีพรอม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.2 วงจรสร้างสัญญาณแรงดันรูปคลื่นสามเหลี่ยม(Triangle Voltage Signal Genrator)

ในการสร้างสัญญาณสามเหลี่ยมจะใช้ ICL 8038 (ไอซีสำเร็จ) เป็นตัวสร้างสัญญาณซึ่งไอซีตัวนี้สามารถสร้างสัญญาณได้ทั้งสัญญาณสามเหลี่ยม สี่เหลี่ยมและไซน์ โดยที่เราสามารถปรับความถี่ได้ตามต้องการโดยเลือกค่าความต้านทานที่ขา 4,5 และค่าตัวเก็บประจุที่ขา 10 ของไอซี และยังสามารถปรับความชันของขาขึ้นและขาลงของสามเหลี่ยมได้จากการปรับค่าความต้านทานที่ขา 4,5 ของไอซีโดยสามารถที่จะดูวิธีการคำนวณจากภาคผนวก โดยใช้ค่าความต้านทานปรับค่าได้ในการปรับความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยม ซึ่งความถี่ของสามเหลี่ยมที่ใช้นั้นมีค่าเท่ากับ 5 kHz. เมื่อมีการปรับค่าความถี่แล้วจะนำเอาท์พุทสัญญาณสามเหลี่ยมที่ขา 3 ของออปแอมป์มาผ่านวงจรปรับระดับสัญญาณ (DC Offset) โดยใช้ออปแอมป์ (Op-Amp) เบอร์ 351 เพื่อให้ได้ค่าสัญญาณสูงสุดของครึ่งไซเคิลบวกและครึ่งไซเคิลลบมีค่าเท่ากันซึ่งสามารถทำได้โดยการปรับค่าความต้านทานและหลังจากนั้นจะนำเอาเอาท์พุทมาผ่านวงจรขยายสัญญาณเพื่อปรับขนาดของสัญญาณสามเหลี่ยมให้มากขึ้นโดยการปรับค่าความต้านทานซึ่งวงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยมแสดงไว้ในรูปที่ 3.10

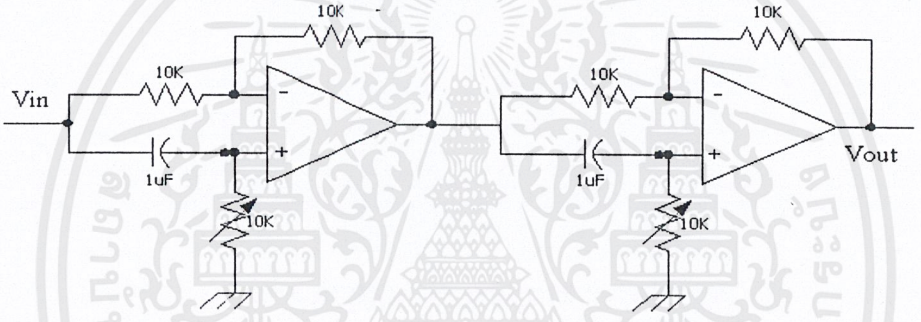


รูปที่ 3.10 แสดงวงจรสร้างสัญญาณแรงดันรูปคลื่นสามเหลี่ยม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.3 วงจรเลื่อนเฟส(Shift Phase)

ในการเลื่อนเฟสจะต่อวงจรเป็นแบบเลื่อนเฟสสัญญาณให้นำหน้า(Lead) ต่ออนุกรมกันสองชุดซึ่งแต่ละชุดจะสามารถปรับค่ามุมได้ตั้งแต่ 0 องศา ถึง 180 องศาดังนั้นการต่ออนุกรมกันสามารถปรับค่ามุมได้ตั้งแต่ 0 องศา ถึง 360 องศา โดยในชุดที่หนึ่งจะปรับค่ามุมตั้งแต่ 0 องศา ถึง 180 องศาส่วนชุดที่สองจะปรับมุมตั้งแต่มุม 180 องศา ถึง 360 องศา ในการปรับค่ามุมนั้นจะสามารถทำได้โดยการปรับค่าความต้านทานของแต่ละชุดซึ่งสามารถคำนวณหาค่ามุมได้ดังนี้ $\theta = 2\tan^{-1}\left(\frac{1}{2\pi fRC}\right)$ ซึ่งการต่อวงจรเลื่อนเฟสนั้นแสดงไว้ในรูปที่ 3.11

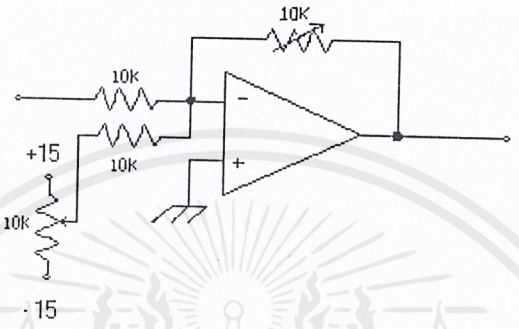


รูปที่ 3.11 วงจรเลื่อนเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.4 วงจรขยายสัญญาณไซน์และปรับระดับแรงดันดีซี(Amplitude and Offset Adjust)

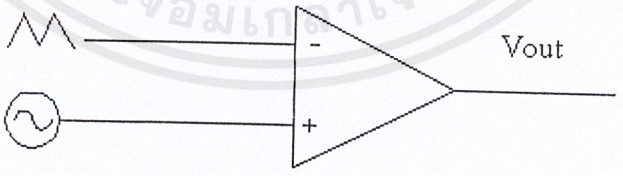
วงจรขยายสัญญาณเป็นวงจรขยายสัญญาณแบบอินเวอร์โดยใช้ LM 351 ที่สามารถปรับขนาดสัญญาณได้โดยการปรับค่าความต้านทานที่ปรับค่าได้เพื่อปรับอัตราขยายเพื่อให้ได้เอาท์พุทมีขนาดตามที่ต้องการซึ่งวงจรขยายสัญญาณแสดงไว้ดังรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.12 แสดงวงจรขยายสัญญาณไซน์

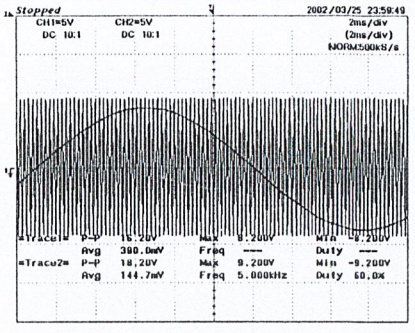
3.2.5 วงจรเปรียบเทียบ(Comparator)

วงจรคอมพาราเตอร์เป็นวงจรสร้างสัญญาณ PWM ที่ได้จากการการนำสัญญาณไซน์และสัญญาณสามเหลี่ยมมาเปรียบเทียบกันสัญญาณสามเหลี่ยมมาจากไอซีสร้างสามเหลี่ยม ICL 8038 ที่ผ่านวงจรขยายสัญญาณแล้ว ส่วนสัญญาณไซน์ได้จากอีพรอมวงจรคอมพาราเตอร์นั้นจะเป็นการคอมพาราเตอร์แบบ SPWM ซึ่งการต่อวงจรเปรียบเทียบยบแสดงไว้ในรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.13 แสดงวงจรคอมพาราเตอร์

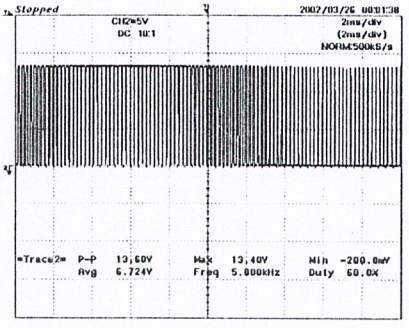
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



CH1=5v/div,2ms/div

CH2=5v/div,2ms/div

(ก)



CH1=5v/div,2ms/div

(ข)

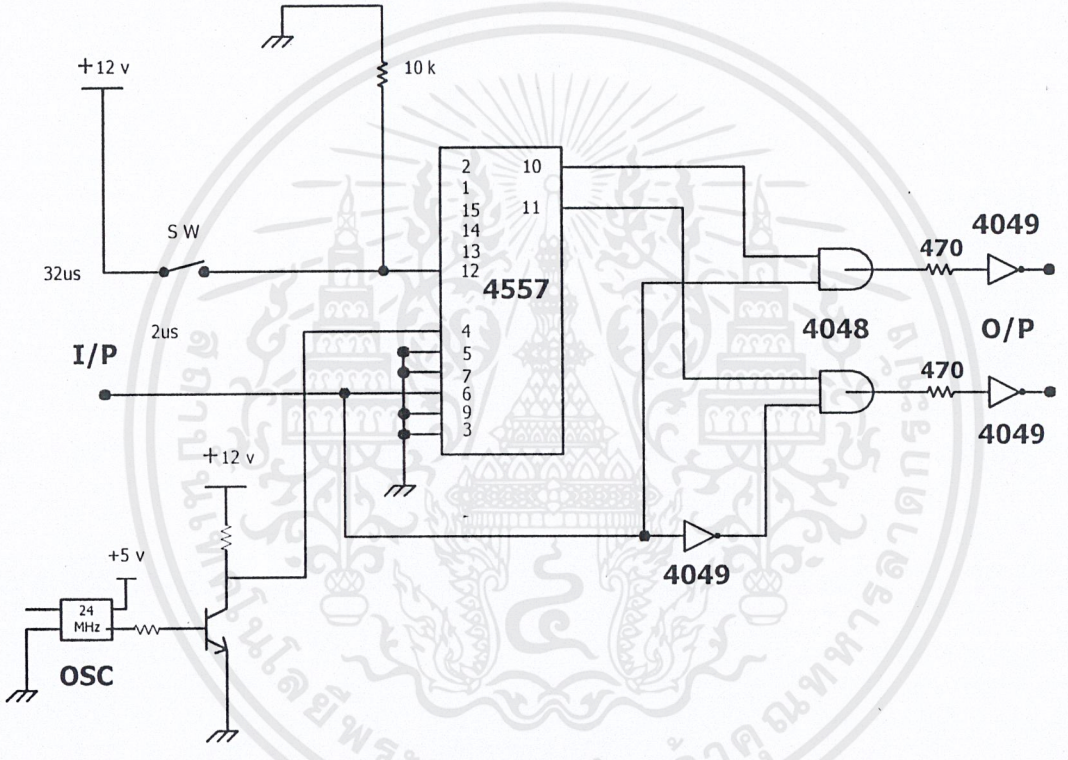
รูปที่ 3.14(ก) แสดงรูปสัญญาณที่นำมาเปรียบเทียบ (ข) รูปสัญญาณเอาท์พุทที่ได้หลังจากการเปรียบเทียบ

จากรูปที่3.14(ก) จะเห็นว่าเรานำสัญญาณควบคุมที่เกิดจากการเปรียบเทียบกันระหว่างรูปคลื่นไซน์ที่ 8.2 V ความถี่ 50Hz กับสามเหลี่ยมที่ 9.2 V ความถี่ 5 kHz มาสร้างเป็นรงดันขาออกจะได้สัญญาณเป็นสัญญาณ PWM ดังรูปที่3.14(ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.6 วงจรเดดไทม์ (Dead Time)

ในส่วนของวงจรเดดไทม์จะรับสัญญาณ PWM ที่ได้จากวงจรคอมพาราเตอร์ซึ่งเป็น PWM แบบ SPWM มาผ่านชุด เดดไทม์ก่อนที่จะนำสัญญาณไปควบคุมวงจรขับเกทของ IPM ซึ่งในการตั้งค่าเวลาจะตั้งไว้ที่ 4μsec ดังจะได้อธิบายต่อไป การต่อวงจร dead time แสดงไว้ในรูปที่ 3.15

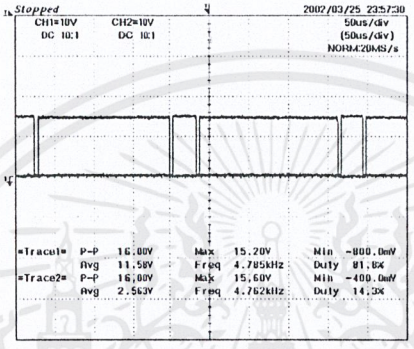


รูปที่ 3.15 แสดงวงจร Dead Time

จากอินพุทของวงจรเป็นรูปสัญญาณ PWM ที่ได้จากวงจรควบคุมก่อนจะนำไปเป็นสัญญาณขับ-เกทให้กับ IGBT ต้องผ่านวงจร Dead Time ก่อนเพื่อประวิงเวลาป้องกันสวิตช์กำลังทำงานพร้อมกันโดยสามารถ เลือกค่าเวลาที่ต้องการประวิงได้เท่ากับ 2" μsec ซึ่งมีค่าสูงสุดเท่ากับ 32 μsec โดยการเลือกที่ Switch แล้วจ่ายเข้า IC เบอร์ 4557 เพื่อเลื่อนเฟสของสัญญาณ ซึ่งค่าที่ออกมาจะมีคาบเวลาที่ห่างกันออกไปตามค่าที่เราเลือก จากนั้นนำสัญญาณที่ได้มาเข้าแอนเกท ซึ่งอินพุทของแอนเกทอีกหนึ่งตัวรับจากสัญญาณอินพุทโดยตรง เพื่อเปรียบเทียบกันให้ได้สัญญาณที่มีคาบเวลาห่างออกไป เช่นในโครงงานนี้เราเลือกใช้เท่ากับ 4 μsec เป็นต้น แอนเกทอีกชุดหนึ่งสัญญาณสัญญาณอินพุทขาหนึ่งจะได้จากอินพุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของ Dead Time ที่ผ่านการอินเวอร์สสัญญาณแล้ว เพื่อที่จะใช้จ่ายให้กับสวิตช์ชุดล่าง จากนั้น สัญญาณเอาท์พุทที่ได้จากแอนเกททั้งสองก็จะถูกอินเวอร์ส์อีกครั้งเพื่อให้สัญญาณเอาท์พุทมีเฟสของสัญญาณตรงกันกับอินพุทที่ป้อนเข้ามา คือ เป็นบวกสำหรับกิ่งบนและเป็นลบสำหรับกิ่งล่าง มีลักษณะรูปคลื่นสัญญาณเอาท์พุทดังรูปที่ 3.16



CH1=10v/div,50μs/div

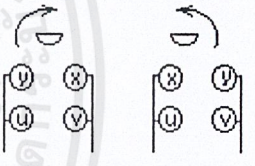
CH2=10v/div,50μs/div

รูปที่ 3.16 แสดงสัญญาณเอาท์พุทหลังผ่านวงจรเดดไทม์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่4
การทดสอบและการวิเคราะห์เปรียบเทียบ

การทดสอบนี้เป็นหาค่าคุณลักษณะของมอเตอร์เมื่อมีการใช้แหล่งจ่ายสัญญาณไซน์และแหล่งจ่าย PWM ที่มี การควบคุมที่ต่าง ๆ กัน ใช้ชุดอินเวอร์เตอร์ IPM Module เป็นชุดขับเคลื่อนมอเตอร์ มอเตอร์ที่ใช้ในการทดสอบ เป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำ 1 เฟส Permanent Capicitor-Start Motor มีรายละเอียดของ Nameplate ดังนี้

TEI PERMANT-SPLIT CARACITOR MOTOR TYPE-FORM SCF-DBK SPECIAL DESIGN FOR FAN DRIVE		
OUTPUT ½ HP. 4 POLES SINGLE PHASE 50 Hz VOLT 220 AMP 2.5 R.P.M. 1440	SPEC JIS C4004 INS.CLASS E. RATING CONT. BRG. L.S. 6206 CAP 15μF 350 VAC S/N 01120001	CONNECTION FROM LOAD SIDE 
บ.ไทย โตชิบาอุตสาหกรรมจำกัด 181/1 หมู่ 2 ถ. ติวานนท์ ต. ท่าทราย อ. เมือง จ.นนทบุรี 11000		

4.1 การทดสอบหาค่าพารามิเตอร์ของวงจรสมมูลย์แบบประมาณโดยใช้หลักการ Double Revolving Field Theory

การทดสอบเพื่อหาพารามิเตอร์ของมอเตอร์ ใช้วิธีการทดสอบพื้นฐานตามมาตรฐานการทดสอบทั่วไป เพื่อที่จะทำให้เราทราบพารามิเตอร์เบื้องต้นของมอเตอร์ที่เรานำมาศึกษา โดยมีรายละเอียดและผลการทดสอบดังนี้

4.1.1 การทดสอบสภาวะไม่มีโหลด(No Load Test)

เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ

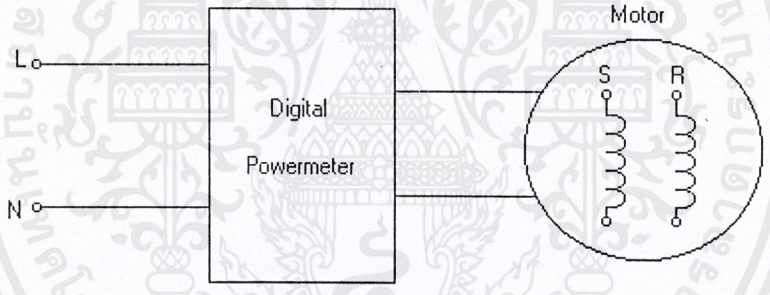
- มอเตอร์เหนี่ยวนำ 1 เฟส Permanent Capicitor-Start Motor ½ HP 1 ตัว
  TOSHIBA
- แหล่งจ่ายปรับค่าได้ (Voltage regulator) 1 เฟส 0-260 V 1 เครื่อง
- Digital Power Meter 3 เฟส YOKOGAWA WT 1030 1 เครื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ฟิวส์ 10 A 1 ตัว
- Tachometer DIGICON DT-250TP 1 ตัว
- แผงต่อวงจร 1 ชุด
- สายต่อวงจร 50 เส้น

ลำดับการทดสอบ

- ต่อวงจรการทดสอบดังรูปที่ 4.1. (ปลดคาปาซิเตอร์ของมอเตอร์ออกจากขดช่วย)
- ค่อยๆจ่ายไฟกระแสสลับให้กับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่อยู่ในสภาวะไม่มีโหลดให้ได้กระแสของขดหลักเท่ากับกระแสพิกัดของมอเตอร์
- วัดและบันทึกค่าแรงดัน(V_o) กระแสไฟฟ้า (I_o) กำลังไฟฟ้า (P_o) ของขดหลัก(R),ขดช่วย(S)ของมอเตอร์และผลรวมของทั้งสองขด และความเร็วรอบ(N_r)



รูปที่ 4.1 วงจรการทดสอบสภาวะไม่มีโหลด(No Load Test)

ตารางที่ 4.1 ตารางผลการทดสอบสภาวะไม่มีโหลด(No Load Test)

ค่าที่วัด	ขดช่วย	ขดหลัก	ผลรวม
V_o (V)	73.713	73.72	73.78
I_o (A)	1.876	2.5	4.251
P_o (W)	90.23	171.57	262.3
S_o (VA)	138.27	184.3	313.6
PF.	0.626	0.931	0.836

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำลังไฟฟ้าที่ป้อนให้กับมอเตอร์จะเป็นกำลังไฟฟ้าสูญเสียใน

- กำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกนเหล็ก(Core Loss)
- กำลังไฟฟ้าสูญเสียในขดลวดเนื่องจากกระแสกระตุ้น(Stator copper loss)
- กำลังสูญเสียทางกล (Machanical loss)

ซึ่งเรียกการสูญเสียทั้งหมดว่าเป็นการสูญเสียคงที่ (Fix loss)

4.1.2 การทดสอบหาค่า Friction and windage loss

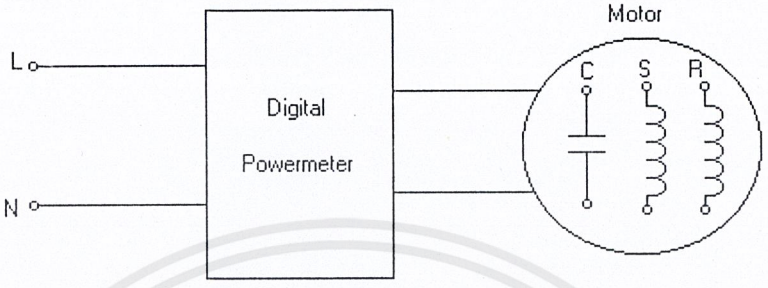
เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ

- มอเตอร์เหนี่ยวนำ 1 เฟส Permanent Capicitor-Start Motor ½ HP TOSHIBA	1	ตัว
- แหล่งจ่ายปรับค่าได้ (Voltage regulator) 1 เฟส 0-260 V	1	เครื่อง
- Digital Power Meter 3 เฟส YOKOGAWA WT 1030	1	เครื่อง
- ฟิวส์ 10 A	1	ตัว
- Tachometer DIGICON DT-250TP	1	ตัว
- แผงต่อวงจร	1	ชุด
- สายต่อวงจร	50	เส้น

ขั้นตอนและวิธีการทดสอบ

- ต่อวงจรการทดสอบดังรูปที่ 4.2 (ต่อคาปาซิเตอร์ของมอเตอร์เข้ากับขดช่วยเหมือนวงจรปกติ)
- ค่อยๆจ่ายไฟกระแสสลับให้กับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่อยู่ในสภาวะไม่มีโหลดให้แรงดันเท่ากับแรงดันพิกัดของมอเตอร์
- วัดและบันทึกค่าแรงดัน(V_o) กระแสไฟฟ้า (I_o) กำลังไฟฟ้า (P_o) ของขดหลัก(R),ขดช่วย(S)ของมอเตอร์และผลรวมของทั้งสองขด
- ลดแรงดันลงเรื่อย ๆ ประมาณ Step ละ 20 V บันทึกค่าดังเดิมจนมอเตอร์หยุดหมุน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 วงจรการทดสอบหาค่า Friction and windage loss

ตารางที่ 4.2 ผลการทดสอบหาค่า Friction and windage loss

ขด ช่วย	V(V)	220.86	219.97	190.71	160.21	130.30	100.75	70.26	47.06
	I(A)	1.753	1.747	1.523	1.284	1.044	0.806	0.559	0.32
	P(W)	272.8	271.3	211.4	152.5	101.8	60.9	24.4	9.8
ขด หลัก	V(V)	220.93	220.05	190.78	160.27	130.34	100.81	70.25	41.08
	I(A)	2.127	2.098	1.498	1.083	0.811	0.604	0.413	0.239
	P(W)	-88.5	-90.6	-87.9	-68.9	-41.1	-26.7	-11.2	-1.7
รวม	V(V)	220.96	220.07	190.8	160.28	130.35	100.79	70.29	41.09
	I(A)	1.191	1.164	0.753	0.549	0.43	0.341	0.259	0.197
	P(W)	184.5	180.1	123.6	83.1	55.7	34.3	18.2	8.0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

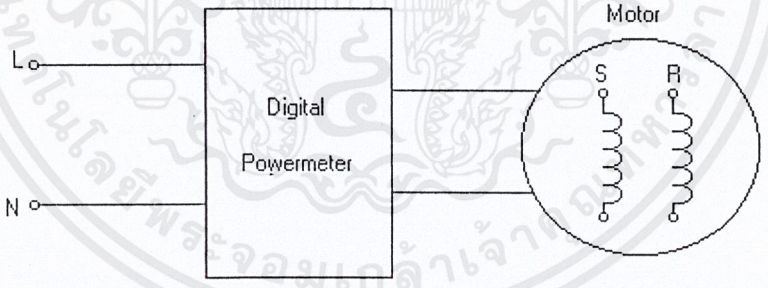
4.1.3 การทดสอบยึดโรเตอร์(Blocked-Rotor Test)

เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ

- มอเตอร์เหนี่ยวนำ 1 เฟส Permanent Capicitor-Start Motor ½ HP. 1 ตัว
  TOSHIBA
- แหล่งจ่ายปรับค่าได้ (Voltage regulator) 1 เฟส 0-260 V 1 เครื่อง
- Digital Power Meter 3 เฟส YOKOGAWA WT 1030 1 เครื่อง
- ฟิวส์ 10 A 1 ตัว
- แผงต่อวงจร 1 ชุด
- สายต่อวงจร 50 เส้น

ขั้นตอนและวิธีการทดสอบ

- ต่อวงจรการทดสอบตามรูปที่ 4.3
- ทำการจับยึดให้โรเตอร์หยุดนิ่ง แล้วค่อย ๆ ปรับแรงดันจากแหล่งจ่ายไฟฟ้าจนอ่านค่ากระแสไฟฟ้าที่พิกัดของมอเตอร์เหนี่ยวนำหรือใกล้เคียงที่สุด
- วัดและบันทึกค่าแรงดัน(V_b) กระแสไฟฟ้า (I_b) กำลังไฟฟ้า (P_b) ของขดหลัก(R),ขดช่วย(S) ของมอเตอร์และผลรวมของทั้งสองขด



รูปที่ 4.3 วงจรการทดสอบยึดโรเตอร์(Blocked-Rotor Test)

ตารางที่ 4.3 ผลการทดสอบยึดโรเตอร์(Blocked-Rotor Test)

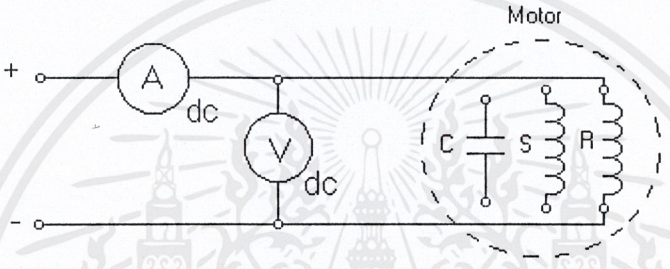
ค่าที่วัด	ขดช่วย	ขดหลัก	ผลรวม
V_b (V)	38.09	38.1	38.133
I_b (A)	1.167	1.336	2.503
P_b (W)	79.8	41.43	79.13
S_b (VA)	96	44.467	95.4
PF.	0.831	0.814	0.829

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.4 การทดสอบหาค่าความต้านทานของขดลวด(Resistance of Winding : V-I Method)

ขั้นตอนและวิธีการทดสอบ

- ต่อวงจรการทดสอบขดหลักดังรูปที่ 4.4
- ค่อย ๆจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้ค่ากระแสประมาณ 2.5 Adc
- อ่านและบันทึกค่าแรงดันและกระแสไฟฟ้า
- ต่อวงจรการทดสอบขดช่วยและทำการทดสอบเหมือนขดหลัก(ค่ากระแสตรงให้ค่ากระแสประมาณ 2 Adc)



รูปที่ 4.4 วงจรการทดสอบหาค่าความต้านทานของขดลวด

ผลการทดสอบในตารางที่ 4.4 และ 4.5 เป็นผลจากการทดสอบเฉลี่ย 3 ครั้ง สามารถคำนวณหาค่าได้ตามสมการ

จากสมการ

$$R1 = R_{DC} = \frac{V_{DC}}{I_{DC}} \qquad (4.1)$$

จากผลการทดสอบของขดหลักครั้งที่ 1

$$R1 = \frac{5.423}{0.448}$$

$$R1 = 12.114 \quad \Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.4 ตารางผลการทดสอบหาค่าความต้านทานของขดลวดหลัก

ค่าที่วัด	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5
Vdc(V)	5.423	10.89	15.247	20.58	31.056
Idc(A)	0.448	0.902	1.512	1.53	2.527
R_1 (Ω)	12.114	12.073	13.24	13.45	13.289

ตารางที่ 4.5 ตารางผลการทดสอบหาค่าความต้านทานของขดลวดช่วย

ค่าที่วัด	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4
Vdc(V)	8.55	14.26	21.38	30.78
Idc(A)	0.57	0.958	1.441	2.05
R_2 (Ω)	14.91	14.88	14.84	14.99

การคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ของวงจรสมมูลย์มอเตอร์

จากรูปที่ 2.10(ค) สามารถคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆของมอเตอร์ได้ โดยได้แสดงการคำนวณของขดหลักไว้ดังนี้

จากสมการ

$$P_{BL} = I_{BL}^{\ 2}(R_1 + R_2^{\ '}) \tag{4.2}$$

$$R_2^{\ '} = (P_{BL} / I_{BL})^2 - R_1 \tag{4.3}$$

$$= (41.43/1.366) - 12.29$$

$$= 10.84 \qquad \Omega$$

จากสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Z_{BL} = V_{BL} / I_{BL} \qquad (4.4)$$

$$= 38.1/1.336$$

$$= 28.517 \qquad \Omega$$

จากสมการ

$$X_1 + X_2' = \sqrt{\frac{Z_{BL}}{R_1 + R_2'}} \qquad (4.5)$$

$$= \sqrt{\frac{28.517}{(12.29+10.84)}}$$

Assume ให้ $X_1 = X_2' = \frac{18.618}{2}$

$$= 8.309 \qquad \Omega$$

ความต้านทานของขดหลัก

$$R_1 = \frac{12.114 + 12.073 + 13.24 + 13.289}{4}$$

$$= 12.6 \qquad \Omega$$

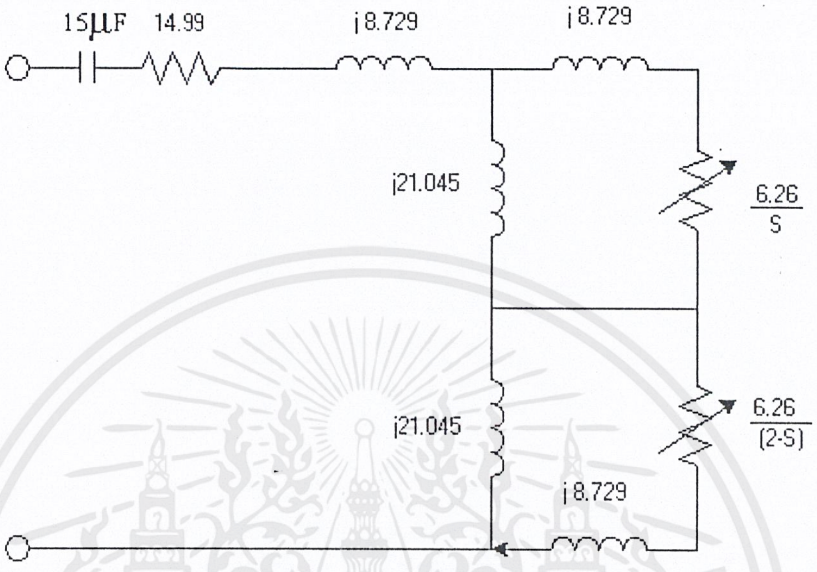
ความต้านทานของขดช่วย

$$R_2 = \frac{14.91 + 14.88 + 14.84 + 14.99}{4}$$

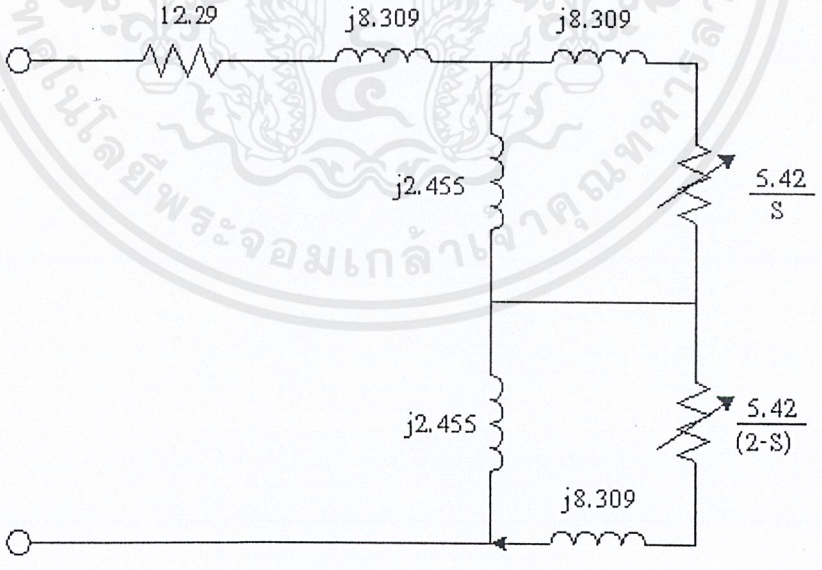
$$= 14.9 \qquad \Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการทดสอบสามารถเขียนเป็นวงจรสมมูลย์ได้คือ



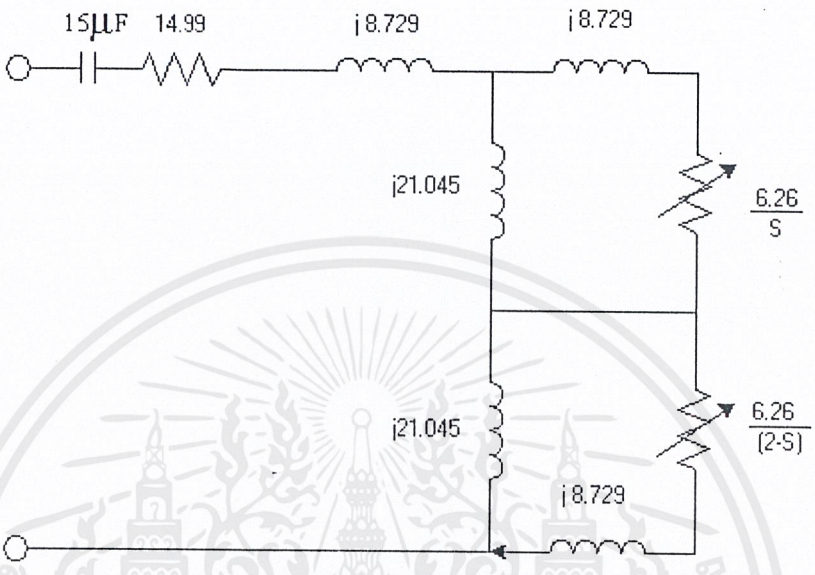
รูปที่ 4.5 วงจรสมมูลย์ของขดช่วย



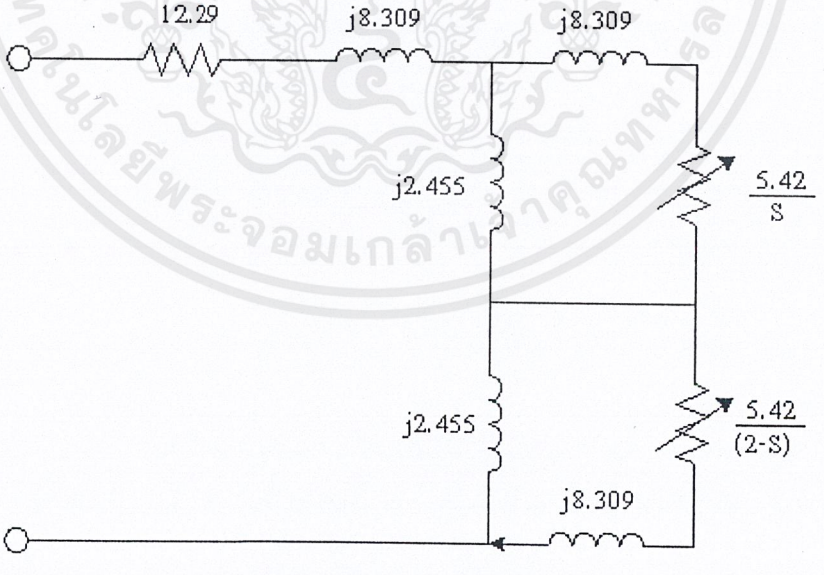
รูปที่ 4.6 วงจรสมมูลย์ของขดหลัก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการทดสอบสามารถเขียนเป็นวงจรสมมูลย์ได้คือ



รูปที่ 4.5 วงจรสมมูลย์ของขดช่วย



รูปที่ 4.6 วงจรสมมูลย์ของขดหลัก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 การทดสอบหาคุณลักษณะของมอเตอร์เหนี่ยวนำ1 เฟส Permanent Capicitor-Start Motor ใช้แหล่งจ่ายเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่ค่าความถี่ต่าง ๆกัน

ค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการทดสอบนั้นสามารถนำมาช่วยในการทำความเข้าใจและช่วยในการวิเคราะห์ผลการทดลองในขณะที่มอเตอร์ทำงานที่สภาวะต่าง ๆ ได้ เมื่อทดสอบมอเตอร์ใช้แหล่งจ่ายสัญญาณไซน์จากเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจะช่วยทำให้เข้าใจคุณลักษณะทางการทำงานต่าง ๆ ของมอเตอร์ เช่น กระแสอินพุท ,กำลังอินพุท ,กำลังสูญเสียทั้งหมด ,แรงบิด และประสิทธิภาพ เพื่อนำค่าที่ได้มาเปรียบเทียบกับการทดสอบมอเตอร์ที่ใช้แหล่งจ่าย PWM ที่มีการควบคุมที่ต่าง ๆ กัน เป็นแหล่งจ่ายพลังงาน ซึ่งจำลองให้โหลดของมอเตอร์เหนี่ยวนำ เริ่มจากสภาวะไม่มีโหลดจนถึงสภาวะที่มอเตอร์เหนี่ยวนำมีความเร็วรอบต่ำหรือจนถึงสภาวะที่แรงบิดมีค่าสูงสุด(Breakdown torque)

เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ

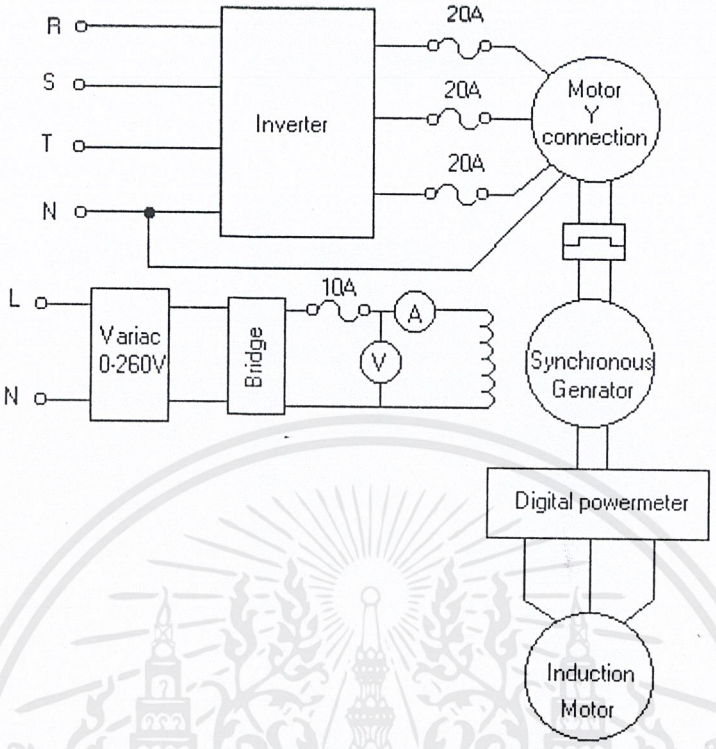
-	Inverter Drive 3 เฟส	1	เครื่อง
-	แหล่งจ่ายไฟฟ้าปรับค่าได้ 1เฟส (Voltage regulator) 0-260 V	1	ชุด
-	วงจร Bridge Rectifier	1	ชุด
-	Digital Power Meter 3 เฟส YOKOGAWA WT 1030	1	เครื่อง
-	Digital Multimeter HEWLETT PACKARD	1	เครื่อง
-	Tachometer DIGICON DT-250TP	1	ตัว
-	DC Ampmeter YEW	1	ตัว
-	DC Voltmeter YEW	1	ตัว
-	CRAIN SCALE UWE CCS-150K	1	เครื่อง
-	Fuse 25 A	3	ชุด
-	Fuse 10 A	1	ชุด
-	แผงต่อวงจร	1	ชุด
-	สายต่อวงจร	50	เส้น
-	โหลดลูกตุ้มเหล็กขนาด 1 kg.	4	ตัว
-	โหลดลูกตุ้มเหล็กขนาด 0.5 kg.	1	ตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

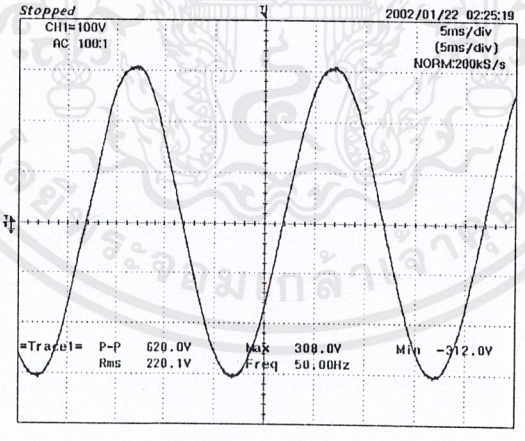
ขั้นตอนและวิธีการทดสอบ

- ต่อวงจรดังรูปที่ 4.7 ทำการสตาร์ทมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยค่อย ๆปรับแหล่งจ่ายไฟฟ้าที่ความเร็วรอบ1500รอบ(ความถี่ 50 Hz.)และให้มีขนาดแรงดันจนถึงพิกัดแรงดัน(220 V)ในสภาวะไม่มีโหลดจนความเร็วคงที่
- วัดและบันทึกค่าแรงดันไฟฟ้า , กระแสไฟฟ้า และกำลังไฟฟ้าอินพุท
- วัดและบันทึกค่ากำลังไฟฟ้าเอาท์พุททั้งขดหลักและขดช่วย และความเร็วรอบรอบ
- ปรับเพิ่มภาระโหลดของมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยเริ่มที่สภาวะโหลดประมาณ 10 % ของโหลดจนถึงเต็มพิกัดของโหลด 100 % หรือจนกระทั่งถึงค่าพิกัดกระแสของมอเตอร์(โดยเพิ่มประมาณครั้งละ 10 %) หรือไกล้เคียง ต้องรักษาระดับแรงดันให้คงที่ทุกค่าโหลด
- วัดและบันทึกค่าแรงดันไฟฟ้า , กระแสไฟฟ้า และกำลังไฟฟ้าอินพุท
- วัดและบันทึกค่ากำลังไฟฟ้าเอาท์พุททั้งขดหลักและขดช่วย ความเร็วรอบรอบและค่าน้ำหนักที่ CRAIN SCALE อ่านได้ (W_2)
- ทดสอบมอเตอร์ที่แหล่งจ่ายไฟฟ้าความถี่ 45Hz. ,40Hz. และ35Hz. โดยคงที่ค่า V/f คือทำการสตาร์ทมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยค่อยๆ ปรับแหล่งจ่ายไฟฟ้าที่ความเร็วรอบ 1350 รอบ, 1200 รอบ และ 1050 รอบ(ความถี่ 45 Hz.,40 Hz. และ35 Hz. ตามลำดับ)และให้มีขนาดแรงดันจนถึงพิกัดแรงดัน(198 V,176V และ 154V ตามลำดับ) เหมือนการทดสอบที่ 50 Hz.
- วัดและบันทึกค่าแรงดันไฟฟ้า , กระแสไฟฟ้า ,กำลังไฟฟ้าอินพุท ,ค่ากำลังไฟฟ้าเอาท์พุททั้งขดหลักและขดช่วย ความเร็วรอบรอบ และ W_2 ที่สภาวะไม่มีโหลดและสภาวะเพิ่มภาระโหลดของมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยเริ่มที่สภาวะโหลดประมาณ 10 % ของโหลดจนถึงเต็มพิกัดของโหลด 100 % หรือจนกระทั่งถึงค่าพิกัดกระแสของมอเตอร์(โดยเพิ่มประมาณครั้งละ 10 %) หรือไกล้-เคียง ต้องรักษาระดับแรงดันให้คงที่ทุกค่าโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 วงจรการทดสอบมอเตอร์เหนี่ยวนำขณะรับภาระทางกล



CH1=100v/div,5ms/div ; Prop 1:100

รูปที่ 4.8 ลักษณะสัญญาณจากแหล่งจ่ายเครื่องกำเนิดไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การวิเคราะห์และเปรียบเทียบผลการทดสอบ

จากผลการทดสอบในตารางที่ 4.6 เป็นผลลัพธ์เป็นค่าเฉลี่ยจากการผลทดสอบ 3 ครั้ง ที่ได้จากคำนวณหาค่าต่าง ๆ ได้ดังนี้

จากตัวอย่างการคำนวณจาก Step Load ที่ 5 จากสมการ

$$P_{T1} = P_S + P_R \tag{4.6}$$

$$P_{T1} = 306 + 235$$

$$= 541 \quad \text{W}$$

จากสมการ

$$T_O = 9.81x(w1 - w2)x\frac{D}{2} = 9.81x\Delta wx\frac{D}{2} \tag{4.7}$$

$$= 9.81x3.35x0.0493$$

$$= 2.104 \quad \text{N-m}$$

จากสมการ

$$P_O = T_O X\omega r = T_O x(\frac{2\pi xNr}{60}) \tag{4.8}$$

$$= \frac{2.104x2\pi x1387.3}{60}$$

$$= 305.64 \quad \text{W}$$

จากสมการ

$$P_{loss1} = P_{T1} - P_O \tag{4.9}$$

$$P_{loss1} = 541 - 305.64 \quad \text{W}$$

$$= 235.36 \quad \text{W}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ

$$\eta_1 = \frac{P_O}{P_{T1}} x100 \qquad (4.10)$$

$$\eta_1 = \frac{305.64x100}{541}$$

$$= 56.49 \qquad \%$$

ความหมายของสัญลักษณ์ที่ทดสอบในตารางการทดสอบและการคำนวณ

V_R : แรงดันตกคร่อมขดลวดหลัก

V_S : แรงดันตกคร่อมขดลวดช่วย

V_T : แรงดันทั้งหมดที่จ่ายให้กับมอเตอร์

I_R : กระแสที่ไหลผ่านขดลวดหลัก

I_S : กระแสที่ไหลผ่านขดลวดช่วย

I_T : กระแสที่จ่ายให้กับมอเตอร์ทั้งหมด

P_R : กำลังไฟฟ้าของขดลวดหลัก

P_S : กำลังไฟฟ้าของขดลวดช่วย

P_T : กำลังไฟฟ้าทั้งหมดที่จ่ายให้กับมอเตอร์ได้จากการอ่านจากเครื่องมือวัด

P_{TI} : กำลังไฟฟ้าทั้งหมดที่จ่ายให้กับมอเตอร์ที่ได้จากการคำนวณตามสมการที่ (4.6)

N_r : ความเร็วรอบของมอเตอร์

T_O : แรงบิดเอาท์พุทของมอเตอร์ได้จากการคำนวณตามสมการที่ (4.7)

P_O : กำลังไฟฟ้าเอาท์พุทของมอเตอร์ได้จากการคำนวณตามสมการที่ (4.8)

P_{loss} : กำลังไฟฟ้าที่สูญเสียในมอเตอร์ได้จากการคำนวณตามสมการที่ (4.9)

η_{Motor}:ประสิทธิภาพของมอเตอร์ได้จากการคำนวณตามสมการที่ (4.10)

W_1 : น้ำหนักของโหลดลูกตุ้มเหล็ก

W_2 : น้ำหนักที่ CRAIN SCALE อ่านได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.6 (ต่อ)ผลการทดสอบมอเตอร์ขณะรับภาระทางกลใช้แหล่งจ่ายสัญญาณไซน์ที่รักษาระดับแรงดันให้คงที่ที่ค่าต่าง ๆ

Freq. (Hz)	% Load (%)	Power(W)				N_r (rpm.)	T_O (N-m)	P_O (W)	P_{loss} Motor (W)	η Motor (%)
		P_R	P_S	P_T	P_{T1}					
50	0	-91	272	180.3	181.30	1493.0	0	0	181.00	0
	19.55	2.3	265	260.6	264.90	1468.0	0.460	70.63	193.58	26.67
	39.11	76	259	332.3	334.50	1452.0	0.926	140.75	194.20	42.08
	54.66	161	249	414.0	410.00	1427.5	1.403	209.66	200.27	51.14
	87.99	306	235	540.0	541.00	1387.3	2.104	305.64	235.34	56.49
45	0	-36	187	150.0	150.60	1344.0	0	0	151.00	0
	19.55	46.7	185	228.3	231.97	1320.0	0.460	63.51	168.11	27.44
	39.11	119	179	294.0	297.20	1295.1	0.919	124.64	173.36	41.94
	54.66	199	172	367.0	370.70	1269.5	1.403	186.46	184.48	50.30
	87.99	340	159	499.0	499.00	1218.5	2.089	266.70	232.44	53.45
40	0	5.33	127	128.7	132.33	1193.1	0	0	132.33	0
	19.55	82	122	200.9	204.33	1165.9	0.460	56.10	147.84	27.46
	39.11	147	119	263.0	265.67	1145.4	0.943	113.12	152.89	42.58
	54.66	223	113	333.7	335.34	1113.8	1.403	163.59	172.36	48.78
	78.21	334	103	436.5	437.00	1082.3	1.8944	214.7	222.34	49.12
35	0	36	79.7	114.0	115.67	1043.2	0	0	115.67	0
	19.55	102	76.33	178.0	178.66	1014.2	0.459	48.80	129.58	27.31
	39.11	163	73.67	235.3	236.67	986.37	0.933	96.41	140.30	40.74
	54.66	240	68.5	307.0	308.50	951.06	1.394	138.92	169.67	45.05

ค่าความเร็วรอบ(N_r)และกำลังไฟฟ้าอินพุท(Power)ในตารางที่ 4.6 (ต่อ)เป็นค่าที่นำมาจากตารางที่ 4.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 การทดสอบขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยอินเวอร์เตอร์โดยต่อการควบคุมสัญญาณ Control ให้แรงดันมูลฐาน (V1:Voltage fundamental)คงที่และรูปสัญญาณกระแสขดหลักและขดช่วยต่างเฟส 90 องศา ภายในสภาวะโหลด ต่าง ๆ

การทดสอบมอเตอร์เพื่อทราบถึงคุณลักษณะทางการทำงานต่าง ๆ ของมอเตอร์ เช่น กระแสอินพุท , กำลังอินพุท ,กำลังสูญเสียทั้งหมด ,แรงบิด และประสิทธิภาพ เมื่อเปลี่ยนแหล่งจ่ายจากเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเป็นแหล่งจ่าย PWM ที่มีการควบคุมให้แรงดันมูลฐาน (V1:Voltage fundamental)ที่ความถี่ต่าง ๆ ให้มีค่าคงที่และรูปสัญญาณกระแสขดหลักและขดช่วยต่างเฟส 90 องศา ภายในสภาวะโหลดต่าง ๆ เพื่อสามารถนำคุณลักษณะทางการทำงานของมอเตอร์ไปวิเคราะห์และเปรียบเทียบกับแหล่งจ่ายเครื่องกำเนิดไฟฟ้าโดยการเปรียบเทียบที่แรงดันมูลฐานที่จ่ายให้กับมอเตอร์มีค่าเท่ากัน

เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ

-	Digital Power Meter 1 เฟส YOKOGAWA WT200	1	เครื่อง
-	Digital Power Meter 3 เฟส YOKOGAWA WT 1030	1	เครื่อง
-	ชุดตรวจจับสัญญาณกระแส	1	ชุด
-	Digital Osciloscop YOKOGAWA DC1520	1	เครื่อง
-	แหล่งจ่ายปรับค่าได้ (Voltage regulator) 1 เฟส 0-260 V	1	เครื่อง
-	Digital Multimeter HEWLETT PACKARD	1	เครื่อง
-	Tachometer DIGICON DT-250TP	1	ตัว
-	CRAIN SCALE UWE CCS-150K	1	เครื่อง
-	แผงต่อวงจร	1	ชุด
-	สายต่อวงจร	50	เส้น
-	โหลดลูกตุ้มเหล็กขนาด 1 kg.	4	ตัว
-	โหลดลูกตุ้มเหล็กขนาด 0.5 kg.	1	ตัว

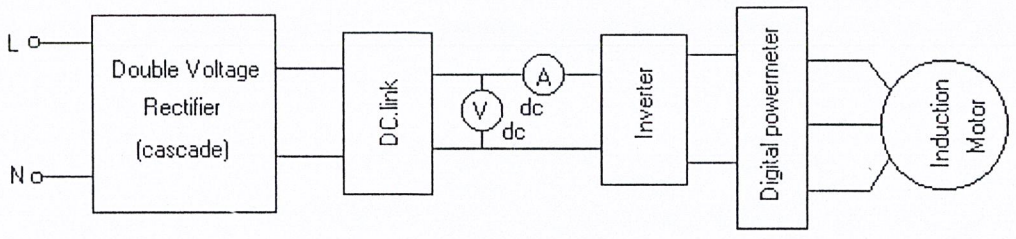
ลำดับการทดลอง

- ต่อวงจรดังรูปที่ 4.9 ทำการสตาร์ทมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยค่อย ๆปรับแหล่งจ่ายไฟฟ้าให้ค่าแรงดันมูลฐานอินพุทของมอเตอร์มีค่าคงที่ที่ความถี่ต่าง ๆ ($V_{rms} \approx \frac{m_a V_{dc}}{\sqrt{2}}$) สัญญาณควบคุมที่ใช้ทั้งสองขดเป็นสัญญาณ PWM ที่มีอัตราม็อดเท่ากันแต่รูปสัญญาณต่างเฟสกันเพื่อควบคุมให้รูปสัญญาณกระแสขดหลักและขดช่วยต่างเฟส 90 องศา(ใช้วงจรเลื่อนเฟส)

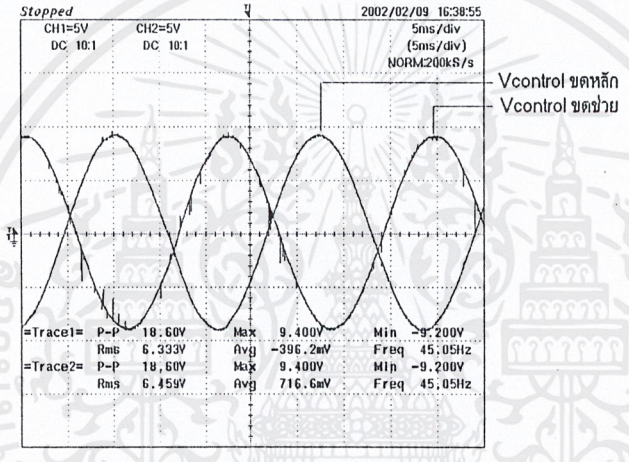
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- วัดและบันทึกค่าแรงดันไฟฟ้า , กระแสไฟฟ้า,ค่ากำลังไฟฟ้าเอาท์พุททั้งขดหลักและขดช่วย, กำลังไฟฟ้าอินพุท , กระแสอินพุทของอินเวอร์เตอร์ ,แรงดันเชื่อมโยงกระแสตรงและความเร็วรอบรอบ
- ปรับเพิ่มภาระโหลดของมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยเริ่มที่สภาวะโหลดประมาณ 10 % ของโหลดจนถึงเต็มพิกัดของโหลด 100 % หรือถึงค่ากระแสพิกัด(เพิ่มประมาณครั้งละ 10 %) หรือใกล้เคียง โดยรักษาระดับแรงดันมูลฐานให้คงที่ทุกค่าโหลดและรูปสัญญาณกระแสขดหลักและขดช่วยต่างเฟส 90 องศา
- วัดและบันทึกค่าแรงดันไฟฟ้า , กระแสไฟฟ้า , ค่ากำลังไฟฟ้าเอาท์พุททั้งขดหลักและขดช่วย, กระแสอินพุทของอินเวอร์เตอร์ , กำลังไฟฟ้าอินพุท ,แรงดันเชื่อมโยงกระแสตรง, ความเร็วรอบรอบ และค่าที่ CRAIN SCALE อ่านได้ (W_2)
- ทดสอบมอเตอร์ที่แหล่งจ่ายไฟฟ้าความถี่ 45 Hz. ,40 Hz. และ 35 Hz. คงที่ค่า V/f ทำการสตาร์ทมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยค่อยๆ ปรับแหล่งจ่ายไฟฟ้าให้ค่าแรงดันมูลฐานอินพุทของมอเตอร์มีค่าคงที่ที่ความถี่ต่าง ๆ ($V_{rms} \approx \frac{m_a V_{dc}}{\sqrt{2}}$ ระดับแรงดันประมาณ V_{rms}=198,176,154 V ตามลำดับ)และรูปสัญญาณกระแสขดหลักและขดช่วยต่างเฟส 90 องศา เหมือนการทดสอบความถี่ที่ 50 Hz.
- วัดและบันทึกค่าแรงดันไฟฟ้า , กระแสไฟฟ้า , ค่ากำลังไฟฟ้าเอาท์พุททั้งขดหลักและขดช่วย, กระแสอินพุทของอินเวอร์เตอร์ , กำลังไฟฟ้าอินพุท ,แรงดันเชื่อมโยงกระแสตรง, ความเร็วรอบรอบ และ W_2 ที่สภาวะไม่มีโหลดและสภาวะเพิ่มภาระโหลดของมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยเริ่มที่สภาวะโหลดประมาณ 10 % ของโหลดจนถึงเต็มพิกัดของโหลด 100 %หรือจนกระทั่งกระแสของมอเตอร์ถึงค่าพิกัด (เพิ่มประมาณครั้งละ 10 %) หรือใกล้เคียง ของแต่ละความถี่โดยรักษาระดับแรงดันมูลฐานให้คงที่ทุกค่าโหลดและรูปสัญญาณกระแสขดหลักและขดช่วยต่างเฟส 90 องศา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



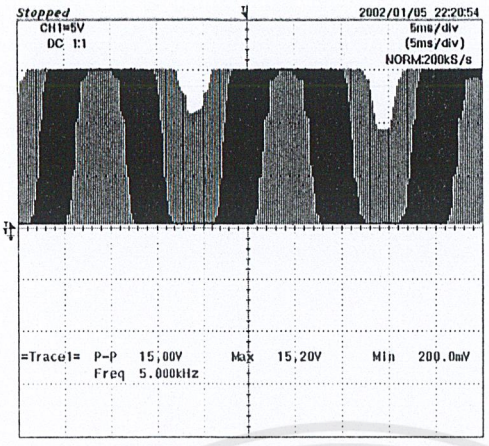
รูปที่ 4.9 วงจรการทดสอบมอเตอร์เหนี่ยวนำขณะรับภาระทางกล



CH1=5v/div,5ms/div CH2=5v/div,5ms/div

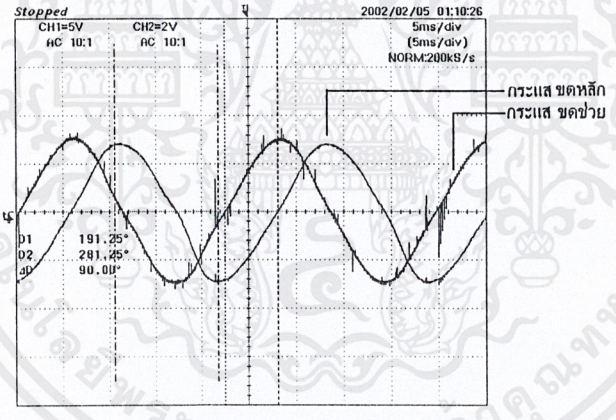
4.10 แสดงสัญญาณควบคุมที่ปรับให้กระแสของขดช่วยมีมุมต่างเฟสกระแสของขดหลัก 90 องศาที่ความถี่ 45Hz. 87.99 % Load (ภาระโหลด 4.5 kg).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



CH1=5v/div,5ms/div

รูปที่ 4.11 แสดงสัญญาณควบคุมอินเวอร์เตอร์เพื่อควบคุมอินพุทของแหล่งจ่าย PWM ที่จ่ายให้มอเตอร์



CH1=5v/div,5ms/div

CH2=2v/div,5ms/div

รูปที่ 4.12 แสดงสัญญาณกระแสของขดช่วยมีมุมต่างเฟสกระแสของขดหลัก 90 องศาของมอเตอร์ผ่าน Filter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การวิเคราะห์และเปรียบเทียบผลการทดสอบ

จากผลการทดสอบในตารางที่ 4.7 เป็นผลลัพธ์ที่ได้จากคำนวณหาค่าต่าง ๆ ได้ดังนี้

จากตัวอย่างการคำนวณจาก Step Load ที่ 5 จากสมการ

$$P_{T1} = P_S + P_R \tag{4.11}$$

$$P_{T1} = 390 + 179 \quad \text{W}$$

$$= 569 \quad \text{W}$$

จากสมการ

$$P_{T2} = V_{dc} x I_{dc} \tag{4.12}$$

$$P_{T2} = 650x0.89 \quad \text{W}$$

$$= 578.5 \quad \text{W}$$

จากสมการ

$$T_O = 9.81x(w1 - w2)x\frac{D}{2} = 9.81x\Delta wx\frac{D}{2} \tag{4.13}$$

$$= 9.81x0.2x0.0493$$

$$= 2.080 \quad \text{N-m}$$

จากสมการ

$$P_O = T_O X\omega r = T_O x(\frac{2\pi xNr}{60}) \tag{4.14}$$

$$= \frac{2.080x2\pi x11344}{60}$$

$$= 292.69 \quad \text{W}$$

จากสมการ

$$P_{loss1} = P_{T1} - P_O \tag{4.15}$$

$$P_{loss1} = 569 - 292.69 \quad \text{W}$$

$$= 276.31 \quad \text{W}$$

$$P_{loss2} = P_{T2} - P_O \tag{4.16}$$

$$P_{loss2} = 578.5 - 292.6 \quad \text{W}$$

$$= 285.81 \quad \text{W}$$

จากสมการ

$$\eta_1 = \frac{P_O}{P_{T1}} x100 \tag{4.17}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\eta_1 = \frac{292.69x100}{569}$$

$$= 51.44 \quad \%$$

$$\eta_2 = \frac{P_o}{P_2} x100 \qquad (4.18)$$

$$\eta_2 = \frac{292.69x100}{578.5}$$

$$= 50.6 \quad \%$$

ความหมายของสัญลักษณ์ที่ทดสอบในตารางการทดสอบและการคำนวณ

V_R : แรงดันตกคร่อมขดลวดหลัก

V_S : แรงดันตกคร่อมขดลวดช่วย

V_{DC} : แรงดันเชื่อมโยงกระแสตรง

I_R : กระแสที่ไหลผ่านขดลวดหลัก

I_S : กระแสที่ไหลผ่านขดลวดช่วย

I_T : กระแสที่ไหลผ่านอินเวอร์เตอร์

P_R : กำลังไฟฟ้าของขดลวดหลัก

P_S : กำลังไฟฟ้าของขดลวดช่วย

P_{T1} : กำลังไฟฟ้าทั้งหมดที่จ่ายให้กับมอเตอร์ที่ได้จากการคำนวณตามสมการที่ (4.11)

P_{T2} : กำลังไฟฟ้าทั้งหมดที่จ่ายให้ กับอินเวอร์เตอร์ตามสมการที่ (4.12)

N_r : ความเร็วรอบของมอเตอร์

T_O : แรงบิดเอาท์พุทของมอเตอร์ได้จากการคำนวณตามสมการที่ (4.13)

P_O : กำลังไฟฟ้าเอาท์พุทของมอเตอร์ได้จากการคำนวณตามสมการที่ (4.14)

P_{loss1}: กำลังไฟฟ้าที่สูญเสียในมอเตอร์ได้จากการคำนวณตามสมการที่ (4.15)

P_{loss2}: กำลังไฟฟ้าที่สูญเสียในอินเวอร์เตอร์ได้จากการคำนวณตามสมการที่ (4.16)

η_1 : ประสิทธิภาพของมอเตอร์ได้จากการคำนวณตามสมการที่ (4.17)

η_2 : ประสิทะภาพของอินเวอร์เตอร์ได้จากการคำนวณตามสมการที่ (4.18)

W_1 : น้ำหนักของโหลดลูกตุ้มเหล็ก

W_2 : น้ำหนักที่ CRAIN SCALE อ่านได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.7 ผลการทดสอบมอเตอร์ขณะรับภาระทางกลใช้แหล่งจ่ายสัญญาณPWMที่รักษาระดับแรงดันให้คงที่ที่ค่าต่าง ๆ

Freq. (Hz)	% Load (%)	Voltage(V)			Current(A)			Power(W)				N_r (rpm.)
		V_R	V_S	V_{DC}	I_R	I_S	I_{DC}	P_R	P_S	P_{T1}	P_{T2}	
50	0	285.5	286.5	650	0.386	1.686	0.18	16	94	110	117.0	1494.0
	19.55	332.8	333.5	650	0.766	1.716	0.36	62	170	232	234.0	1465.6
	39.11	333.6	333.5	650	1.088	1.505	0.46	118	182	300	299.0	1428.5
	54.66	330.4	329.7	650	1.484	1.647	0.65	184	223	407	422.5	1396.5
	87.99	329.4	328.1	650	2.470	1.100	0.89	390	179	569	578.5	1344.0
45	0	298.4	298.7	584	0.883	1.537	0.18	28	73	101	105.1	1345.0
	19.55	297.8	297.7	584	1.006	1.341	0.33	74	113	187	192.7	1310.0
	39.11	299.9	299.1	584	1.360	1.101	0.45	137	124	261	262.8	1279.5
	54.66	297.8	295.8	584	1.760	1.220	0.64	211	159	370	373.8	1264.5
	87.99	297.2	295.0	584	2.825	0.918	0.91	398	124	522	531.4	1220.0
40	0	266	265.4	520	1.139	1.200	0.15	33	47	80	78.0	1198.5
	19.55	265.4	264.6	520	1.220	1.015	0.35	84	77	161	182.0	1160.5
	39.11	265.7	267.4	520	1.580	0.840	0.50	159	81	240	260.0	1114.5
	54.66	265.4	263.1	520	2.078	0.853	0.66	238	101	339	343.2	1093.0
35	0	232.7	231.7	455	1.349	0.894	0.15	35	30	65	68.3	1045.0
	19.55	232.6	232.9	455	1.390	0.751	0.32	92	49	141	145.6	1007.5
	39.11	232.3	230.1	455	1.842	0.783	0.52	155	68	223	236.6	986.3
	54.66	231.1	229.1	455	2.195	0.651	0.68	233	64	297	309.4	940.0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.7 (ต่อ)ผลการทดสอบมอเตอร์ขณะรับภาระทางกลใช้แหล่งจ่ายสัญญาณPWMที่รักษาระดับแรงดันให้คงที่ที่ค่าต่าง ๆ

Freq. (Hz)	% Load (%)	Power(W)		N_r (rpm.)	T_O (N-m)	P_O (W)	P_{loss1} [INV]	P_{loss2} [Motor]	η_2 (%) [INV]	η_1(%) [Motor]
		P_{T1}	P_{T2}							
50	0	110	117.0	1494.0	0	0	117.00	110.00	0	0
	19.55	232	234.0	1465.6	0.411	63.09	170.91	168.91	26.96	27.19
	39.11	300	299.0	1428.5	0.798	119.37	179.63	180.62	39.92	39.79
	54.66	407	422.5	1396.5	1.378	201.57	220.93	205.43	47.71	49.53
	87.99	569	578.5	1344.0	2.080	292.69	285.81	276.31	50.60	51.44
45	0	101	105.1	1345.0	0	0	105.12	101.00	0	0
	19.55	187	192.7	1310.0	0.436	59.71	133.01	127.29	30.98	31.93
	39.11	261	262.8	1279.5	0.895	119.88	142.92	141.12	45.62	45.93
	54.66	370	373.8	1264.5	1.379	182.52	191.24	187.48	48.83	49.33
	87.99	522	531.4	1220.0	2.041	260.75	270.70	261.26	49.06	49.95
40	0	80	78.0	1198.5	0	0	78.00	80.00	0	0
	19.55	161	182.0	1160.5	0.436	52.90	129.10	108.10	29.06	32.86
	39.11	240	260.0	1114.5	0.871	101.60	158.40	138.40	39.08	42.33
	54.66	339	343.2	1093.0	1.379	157.77	185.44	181.24	46.97	46.54
35	0	65	68.3	1045.0	0	0	68.25	65.00	0	0
	19.55	141	145.6	1007.5	0.436	45.92	99.68	95.08	31.54	32.57
	39.11	223	236.6	986.3	0.919	94.91	141.69	128.09	40.11	42.56
	54.66	297	309.4	940.0	1.323	130.92	178.48	166.08	42.31	44.08

ค่าความเร็วรอบ(N_r)และกำลังไฟฟ้าอินพุท(Power) ในตารางที่ 4.7 (ต่อ)เป็นค่าที่นำมาจากตารางที่ 4.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 การทดสอบขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยอินเวอร์เตอร์โดยต่อการควบคุมสัญญาณ Control ให้แรงดันมูลฐาน (V1:Voltage fundamental)และกระแสมูลฐาน (I1:Current Fundamental)คงที่และรูปสัญญาณกระแสขดหลักและขดช่วยต่างเฟส 90 องศา ภายในสภาวะโหลดต่าง ๆ

การทดสอบมอเตอร์เพื่อทราบถึงคุณลักษณะทางการทำงานต่าง ๆ ของมอเตอร์ เช่น กระแสอินพุท , กำลังอินพุท ,กำลังสูญเสียทั้งหมด ,แรงบิด และประสิทธิภาพ เมื่อเปลี่ยนแหล่งจ่ายไฟฟ้าเป็นแหล่งจ่าย PWM ที่มีการควบคุมให้แรงดันมูลฐาน (V1:Voltage fundamental) และกระแสมูลฐานของขดช่วย (I1:Current Fundamental)ที่ความถี่ต่าง ๆให้มีค่าคงที่ภายในสภาวะโหลดต่าง ๆ และรูปสัญญาณกระแสของขดช่วยต่างเฟสกับสัญญาณกระแสของขดหลัก 90 องศา เพื่อสามารถนำคุณลักษณะทางการทำงานของมอเตอร์ไปวิเคราะห์และเปรียบเทียบกับแหล่งจ่ายเครื่องกำเนิดไฟฟ้าและแหล่งจ่าย PWM ควบคุมแรงดันมูลฐาน (V1:Voltage fundamental)ให้คงที่

เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ

-	Digital Power Meter 1 เฟส YOKOGAWA WT200	1	เครื่อง
-	Digital Power Meter 3 เฟส YOKOGAWA WT 1030	1	เครื่อง
-	ชุดตรวจจับสัญญาณกระแส	1	ชุด
-	Digital Osciloscop YOKOGOWA DC1520	1	เครื่อง
-	แหล่งจ่ายปรับค่าได้ (Voltage regulator) 1 เฟส 0-260 V	1	เครื่อง
-	Digital Multimeter HEWLETT PACKARD	1	เครื่อง
-	Tachometer DIGICON DT-250TP	1	ตัว
-	CRAIN SCALE UWE CCS-150K	1	เครื่อง
-	แผงต่อวงจร	1	ชุด
-	สายต่อวงจร	50	เส้น
-	โหลดลูกตุ้มเหล็กขนาด 1 kg.	4	ตัว
-	โหลดลูกตุ้มเหล็กขนาด 0.5 kg.	1	ตัว

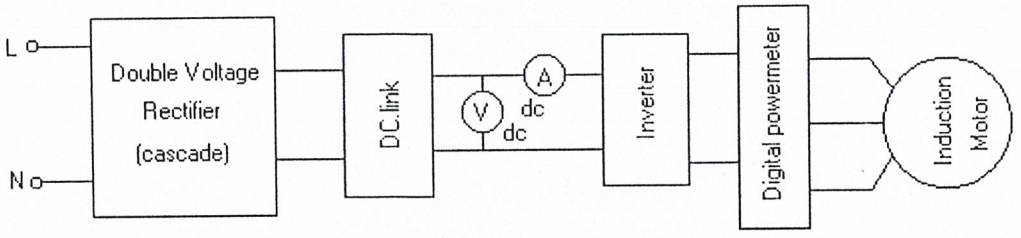
ลำดับการทดสอบ

- ต่อวงจรดังรูปที่ 4.13 ทำการสตาร์ทมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยค่อย ๆปรับแหล่งจ่าย PWM ให้ค่าแรงดันมูลฐาน ($V_{rms} \approx \frac{m_a V_{dc}}{\sqrt{2}}$) และกระแสมูลฐานอินพุทของมอเตอร์มีค่าคงที่ที่ความถี่ต่าง ๆ (ปรับสัญญาณควบคุมของขดช่วยให้มีอัตรามอดรูปสัญญาณต่างกับของสัญญาณควบคุมของขดหลักที่คงที่ไว้) และรูปสัญญาณกระแสของขดช่วยต่างเฟสกับสัญญาณกระแสของขดหลัก 90 องศา (ปรับการเลื่อนเฟสของสัญญาณควบคุมของขดช่วย)

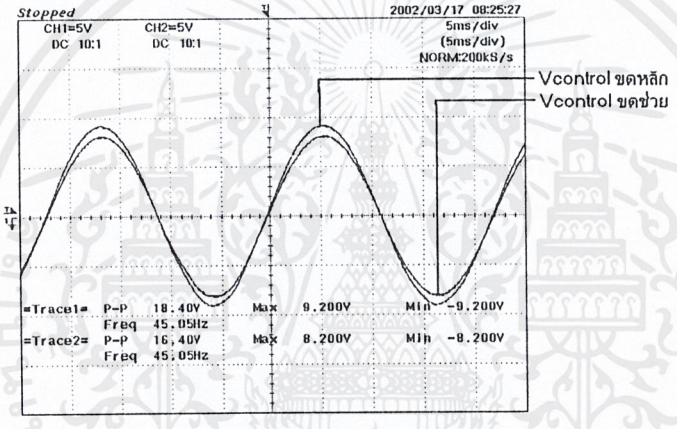
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- วัดและบันทึกค่าแรงดันไฟฟ้า , กระแสไฟฟ้า,กระแสไฟฟ้ามูลฐาน,ค่ากำลังไฟฟ้ามูลฐาน,ค่ากำลังไฟฟ้าเอาท์พุททั้งขดหลักและขดช่วย, กำลังไฟฟ้าอินพุท , กระแสอินพุทของอินเวอร์เตอร์ ,แรงดันเชื่อมโยงกระแสตรงและ ความเร็วรอบรอบ
- ปรับเพิ่มภาระโหลดของมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยเริ่มที่สภาวะโหลดประมาณ 10 % ของโหลดจนถึงเต็มพิกัดของโหลด 100 %หรือจนถึงพิกัดกระแสมอเตอร์ (โดยเพิ่มประมาณครั้งละ 10 %) หรือใกล้เคียง โดยรักษาระดับแรงดันมูลฐานให้คงที่ทุกค่าโหลด และรูปสัญญาณกระแสของขดช่วยต่างเฟสกับสัญญาณกระแสของขดหลัก 90 องศา
- วัดและบันทึกค่าแรงดันไฟฟ้า , กระแสไฟฟ้า , กระแสไฟฟ้ามูลฐาน,ค่ากำลังไฟฟ้ามูลฐาน, ค่ากำลังไฟฟ้าเอาท์พุททั้งขดหลักและขดช่วย, กระแสอินพุทของอินเวอร์เตอร์ , กำลังไฟฟ้าอินพุท แรงดันเชื่อมโยงกระแสตรง, ความเร็วรอบรอบ และค่าน้ำหนักที่ CRAIN SCALE อ่านได้(W_2)
- ทดสอบมอเตอร์ที่แหล่งจ่ายไฟฟ้าความถี่ 45 Hz. ,40 Hz. และ 35 Hz. โดยคงที่ค่า V/f ทำการสตาร์ทมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยค่อยๆ ปรับแหล่งจ่ายPWMให้ค่าแรงดันมูลฐาน($V_{rms} \approx \frac{m_a V_{dc}}{\sqrt{2}}$) และกระแสมูลฐานอินพุทของมอเตอร์มีค่าคงที่ที่ความถี่ต่าง ๆ (ปรับสัญญาณควบคุมของขดช่วยให้มีอัตรามอดรูปสัญญาณต่างกับของสัญญาณควบคุมของขดหลักที่คงที่ไว้) และรูปสัญญาณกระแสของขดช่วยต่างเฟสกับสัญญาณกระแสของขดหลัก 90 องศา (ปรับการเลื่อนเฟสของสัญญาณควบคุมของขดช่วย ทดสอบเหมือนความถี่ที่ 50 Hz.
- วัดและบันทึกค่าแรงดันไฟฟ้า , กระแสไฟฟ้า , กระแสไฟฟ้ามูลฐาน,ค่ากำลังไฟฟ้ามูลฐาน, ค่ากำลังไฟฟ้าเอาท์พุททั้งขดหลักและขดช่วย, กระแสอินพุทของอินเวอร์เตอร์ , กำลังไฟฟ้าอินพุท ,แรงดันเชื่อมโยงกระแสตรง, ความเร็วรอบรอบ และ W_2 ที่สภาวะไม่มีโหลดและสภาวะเพิ่มภาระโหลดของมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยเริ่มที่สภาวะโหลดประมาณ 10 % ของโหลดจนถึงเต็มพิกัดของโหลด 100 % หรือจนถึงกระแสพิกัดของมอเตอร์(โดยเพิ่มประมาณครั้งละ 10 %) หรือใกล้เคียง ของแต่ละความถี่โดยรักษาระดับแรงดันมูลฐานให้คงที่ทุกค่าโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.13 วงจรการทดสอบมอเตอร์เหนี่ยวนำขณะรับภาระทางกล

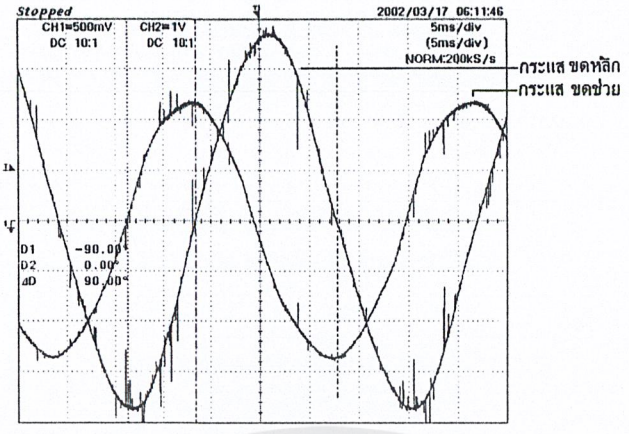


CH1=5v/div,5ms/div

CH2=5v/div,5ms/div

ที่ 4.14 แสดงสัญญาณควบคุมที่ปรับให้กระแสของขดช่วยมีมุมต่างเฟสกระแสของขดหลัก 90 องศาและกระแสมูลฐานมีค่าคงที่ที่ความถี่ 45Hz. 87.99 % Load(ภาระโหลด 4.5 kg.)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



CH1=5v/div,5ms/div

CH2=5v/div,5ms/div

รูปที่ 4.15 แสดงสัญญาณกระแสของขดช่วยมีมุมต่างเฟสกระแสของขดหลัก 90 องศาของมอเตอร์ผ่านfilter

การวิเคราะห์และเปรียบเทียบผลการทดสอบ

จากผลการทดสอบในตารางที่ 4.8 เป็นผลลัพธ์ที่ได้จากคำนวณหาค่าต่าง ๆ ได้ดังนี้

จากตัวอย่างการคำนวณจาก Step Load ที่ 5

จากสมการ

$$P_{T1} = P_S + P_R \tag{4.19}$$

$$P_{T1} = 192 + 279 \quad \text{W}$$

$$= 471 \quad \text{W}$$

จากสมการ

$$P_{T2} = V_{dc} x I_{dc} \tag{4.20}$$

$$P_{T2} = 719 x 0.69 \quad \text{W}$$

$$= 496.1 \quad \text{W}$$

จากสมการ

$$T_O = 9.81x(w1 - w2)x\frac{D}{2} = 9.81x\Delta wx\frac{D}{2} \tag{4.21}$$

$$= 9.81x4.4x0.0493$$

$$= 2.128 \quad \text{N-m}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ

$$P_O = T_O X\omega r = T_O x(\frac{2\pi xNr}{60}) \quad (4.22)$$

$$= \frac{2.128x2\pi x1422.5}{60}$$

$$= 317 \quad \text{W}$$

จากสมการ

$$P_{loss1} = P_{T1} - P_O \quad (4.23)$$

$$P_{loss1} = 471 - 317 \quad \text{W}$$

$$= 154 \quad \text{W}$$

$$P_{loss2} = P_{T2} - P_O \quad (4.24)$$

$$P_{loss2} = 496.1 - 317 \quad \text{W}$$

$$= 179.1 \quad \text{W}$$

จากสมการ

$$\eta_1 = \frac{P_O}{P_{T1}} x100 \quad (4.25)$$

$$\eta_1 = \frac{317x100}{471}$$

$$= 67.3 \quad \%$$

$$\eta_2 = \frac{P_O}{P_2} x100 \quad (4.26)$$

$$\eta_2 = \frac{317x100}{496.1}$$

$$= 63.9 \quad \%$$

ความหมายของสัญลักษณ์ที่ทดสอบในตารางการทดสอบและการคำนวณ

V_R : แรงดันตกคร่อมขดลวดหลัก

V_S : แรงดันตกคร่อมขดลวดช่วย

V_{DC} : แรงดันเชื่อมโยงกระแสตรง

I_R : กระแสที่ไหลผ่านขดลวดหลัก

I_S : กระแสที่ไหลผ่านขดลวดช่วย

I_T : กระแสที่ไหลผ่านอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

P_R : กำลังไฟฟ้าของขดลวดหลัก

P_S : กำลังไฟฟ้าของขดลวดช่วย

P_{T1} : กำลังไฟฟ้าทั้งหมดที่จ่ายให้กับมอเตอร์ที่ได้จากการคำนวณตามสมการที่ (4.19)

P_{T2} : กำลังไฟฟ้าทั้งหมดที่จ่ายให้ กับอินเวอร์เตอร์ตามสมการที่ (4.20)

N_r : ความเร็วรอบของมอเตอร์

T_O : แรงบิดเอาท์พุทของมอเตอร์ได้จากการคำนวณตามสมการที่ (4.21)

P_O : กำลังไฟฟ้าเอาท์พุทของมอเตอร์ได้จากการคำนวณตามสมการที่ (4.22)

P_{loss1}: กำลังไฟฟ้าที่สูญเสียในมอเตอร์ได้จากการคำนวณตามสมการที่ (4.23)

P_{loss2}: กำลังไฟฟ้าที่สูญเสียในอินเวอร์เตอร์ได้จากการคำนวณตามสมการที่ (4.24)

η_1 : ประสิทธิภาพของมอเตอร์ได้จากการคำนวณตามสมการที่ (4.25)

η_2 : ประสิทะภาพของอินเวอร์เตอร์ได้จากการคำนวณตามสมการที่ (4.26)

W_1 : น้ำหนักของโหลดลูกตุ้มเหล็ก

W_2 : น้ำหนักที่ CRAIN SCALE อ่านได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.8 ผลการทดสอบมอเตอร์ขณะรับภาระทางกลใช้แหล่งจ่ายสัญญาณPWMที่รักษาระดับแรงดันมูลฐาน และกระแสมูลฐานให้คงที่ที่ค่าต่าง ๆ

Fre. (Hz)	% Load (%)	Voltage (V)			Volt. [Fu.] V_R	Current (A)			Current Fundamental (A)		Power (W)			
		V_R	V_S	V_{DC}		I_R	I_S	I_{DC}	I_S	I_R	P_R	P_S	P_{T1}	P_{T2}
50	0	326.5	325	640	220.0	1.54	1.73	0.26	1.71	1.55	33	121	166.4	154
	19.55	333.2	331	654	220.6	1.58	1.74	0.42	1.71	1.52	86	182	274.7	268
	39.11	328.9	330	649	219.8	1.59	1.74	0.54	1.71	1.56	131	208	350.5	339
	54.66	330.4	332	652	219.7	1.61	1.75	0.65	1.71	1.57	169	243	423.8	412
	87.99	363.2	366	719	223.0	1.74	1.76	0.69	1.72	1.68	192	279	496.1	471
45	0	326	327	644	197.6	1.58	1.45	0.22	1.42	1.56	43	87	141.7	130
	19.55	333	331	656	198.0	1.59	1.45	0.37	1.42	1.60	98	134	242.7	232
	39.11	338	337	657	197.5	1.66	1.45	0.48	1.42	1.61	146	161	315.4	307
	54.66	334	332	656	197.7	1.66	1.45	0.58	1.42	1.64	186	190	380.5	376
	87.99	345	343	668	196.9	2.07	1.45	0.76	1.42	2.01	298	209	507.7	507
40	0	258	257	503	176.2	1.80	1.21	0.24	1.18	1.80	60	56	120.7	116
	19.55	254	251	498	176.3	1.70	1.21	0.38	1.18	1.64	106	83	189.3	189
	39.11	257	255	505	175.8	1.76	1.20	0.52	1.17	1.72	155	104	262.6	259
	54.66	289	291	572	177.0	1.89	1.21	0.58	1.18	1.84	200	131	331.8	332
	78.21	309	308	609	176.5	2.10	1.20	0.68	1.17	2.06	278	136	414.1	414
35	0	263	260	514	154.5	1.97	0.95	0.23	0.92	1.92	70	42	118.2	112
	19.55	264	261	518	155.1	1.86	0.95	0.37	0.92	1.81	119	62	191.7	181
	39.11	262	260	515	153.8	1.86	0.95	0.47	0.92	1.83	153	80	242.1	233
	54.66	271	269	532	155.1	2.06	0.945	0.58	0.92	2.01	220	87	308.6	307

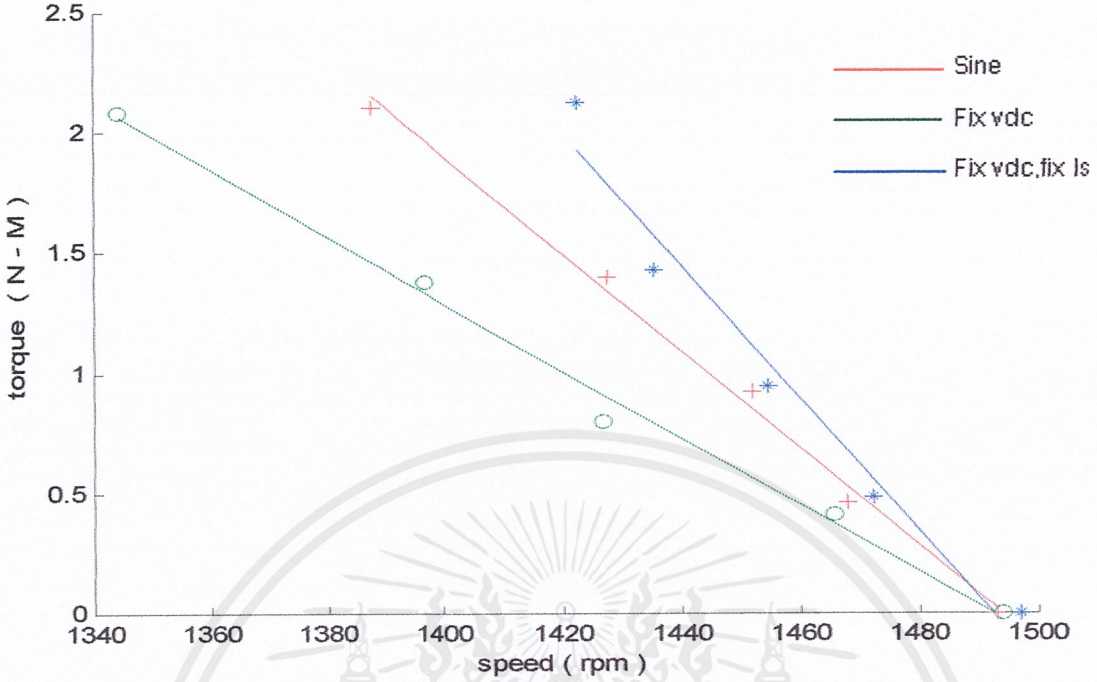
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.8 (ต่อ)ผลการทดสอบมอเตอร์ขณะรับภาระทางกลใช้แหล่งจ่ายสัญญาณPWMที่รักษาระดับแรงดันมูลฐานและกระแสมูลฐานให้คงที่ที่ค่าต่าง ๆ

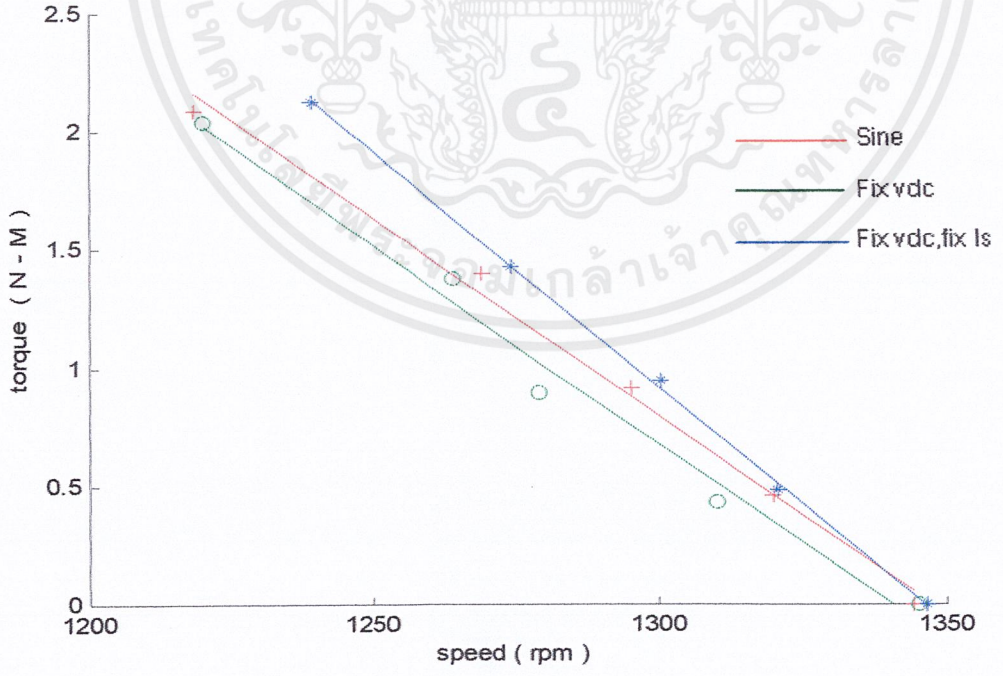
Fre. (Hz)	% Load (%)	P_O (W)				P_O [Fund.] (W)		N_r (rpm.)	T_O (N-m)	P_O (W)	P_{loss1} [Inv.]	P_{loss2} [Mo.]	η_2 (%) [Inv.]	η_1 (%) [Mo.]
		P_R	P_S	P_T (R+S)	P_T (V.I)	P_S	P_R							
50	0	33	121	166.4	154	107	29	1496.9	0	0	166.4	154	0	0
	19.55	86	182	274.7	268	174	82	1472.5	0.484	74.6	200.1	193.4	27.2	27.8
	39.11	131	208	350.5	339	193	120	1454.5	0.943	143.7	206.8	195.4	41.0	42.9
	54.66	169	243	423.8	412	235	161	1435.5	1.427	214.4	209.4	197.5	50.6	52.0
	87.99	192	279	496.1	471	261	177	1422.5	2.128	317	179.1	154.0	63.9	67.3
45	0	43	87	141.7	130	75	27	1346.5	0	0	141.7	130	0	0
	19.55	98	134	242.7	232	130	120	1320.5	0.484	66.9	175.9	165.1	27.6	29
	39.11	146	161	315.4	307	150	145	1300.5	0.943	128.4	186.8	178.6	40.7	41.8
	54.66	186	190	380.5	376	180	174	1274.5	1.427	190.4	190.0	185.6	50.1	50.6
	87.99	298	209	507.7	507	195	275	1239.0	2.128	276.1	231.6	230.9	54.4	54.46
40	0	60	56	120.7	116	48	53	1198.7	0	0	120.7	116	0	0
	19.55	106	83	189.3	189	76	97	1172.9	0.488	59.40	129.8	129.1	31.7	31.71
	39.11	155	104	262.6	259	98	146	1150.5	0.943	113.6	149.0	145.4	43.3	43.87
	54.66	200	131	331.8	332	122	196	1125.2	1.427	168.1	163.6	162.9	50.7	50.79
	78.21	278	136	414.1	414	128	269	1093.5	1.886	216.0	198.1	198.0	52.2	52.17
35	0	70	42	118.2	112	34	66	1044.5	0	0	118.2	112	0	0
	19.55	119	62	191.7	181	56	106	1023.0	0.484	51.81	139.9	129.2	27.0	28.6
	39.11	153	80	242.1	233	75	147	996.7	0.943	98.43	143.6	134.6	40.7	42.2
	54.66	220	87	308.6	307	80	214	964.5	1.403	141.7	166.9	165.3	45.9	46.15

กำลังไฟฟ้าอินพุท(P_O)ในตารางที่ 4.8 (ต่อ)เป็นค่าที่นำมาจากตารางที่ 4.8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

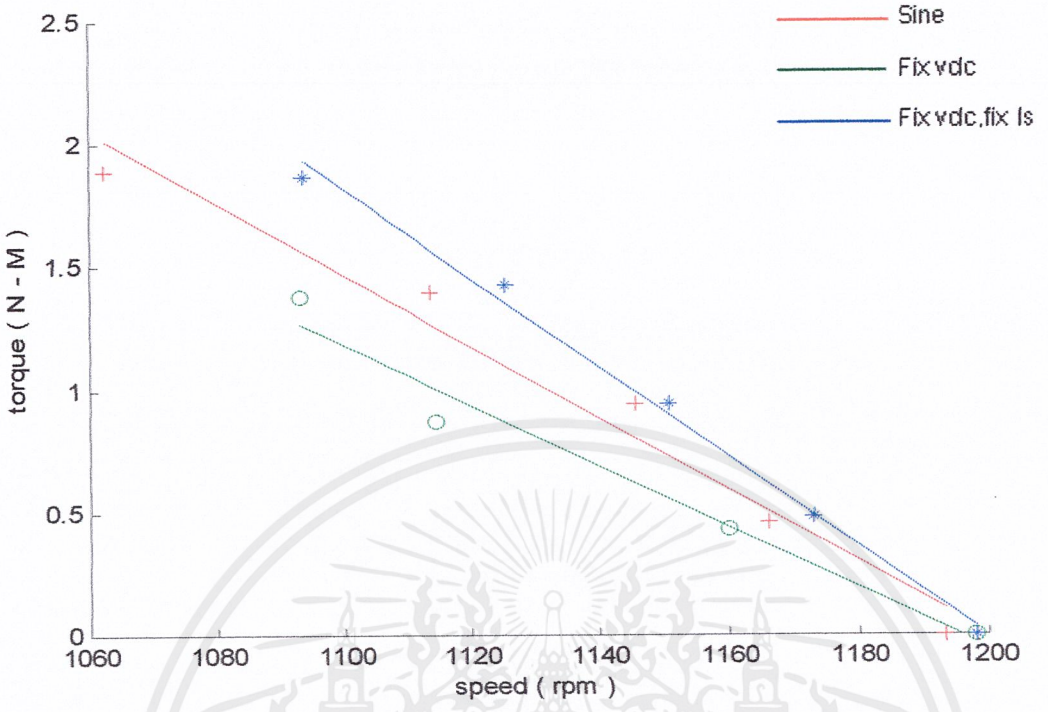


รูปที่ 4.16 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและความเร็วรอบเมื่อควบคุมแหล่งจ่ายในลักษณะต่าง ๆที่ความถี่ 50Hz

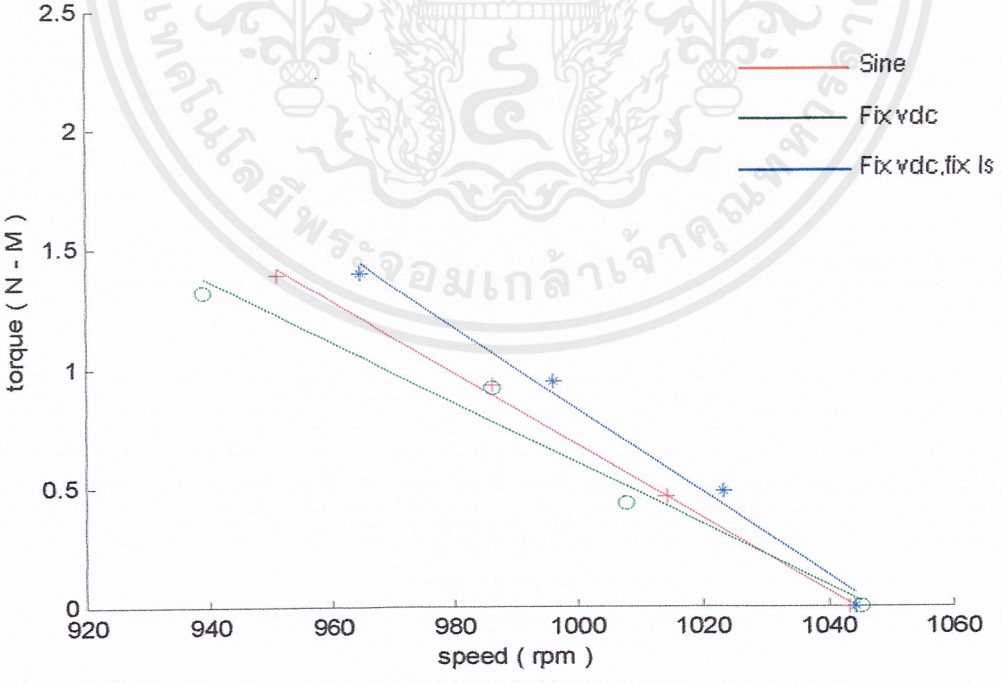


รูปที่ 4.17 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและความเร็วรอบเมื่อควบคุมแหล่งจ่ายในลักษณะต่าง ๆ ที่ความถี่ 45Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

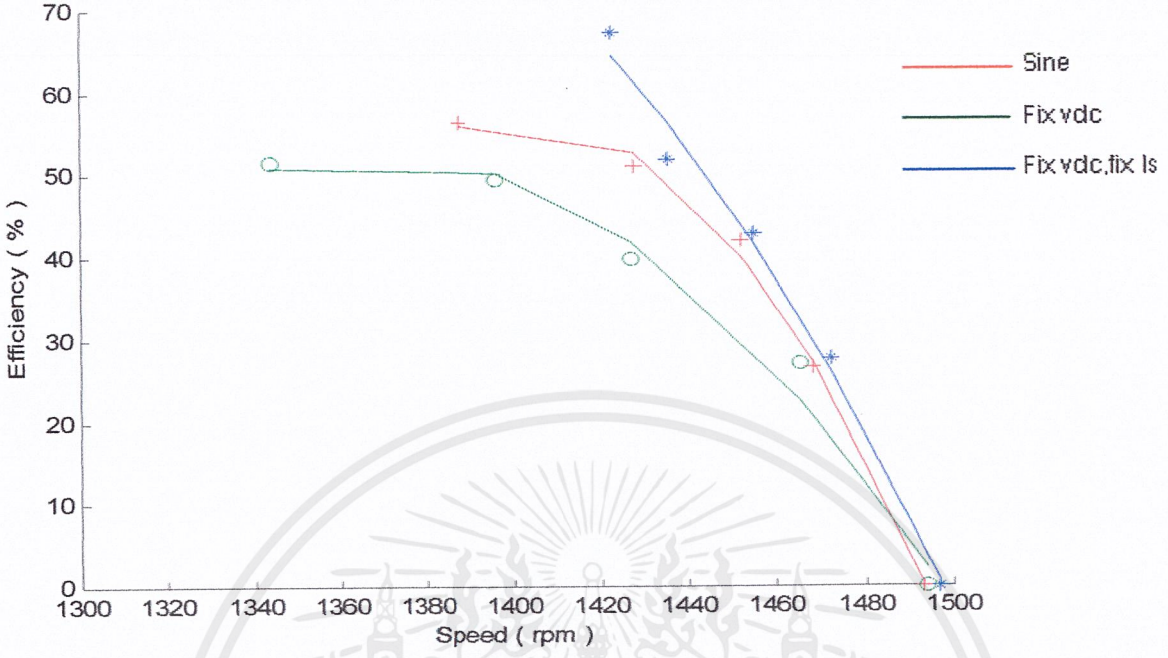


รูปที่ 4.18 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและความเร็วรอบเมื่อควบคุมแหล่งจ่ายในลักษณะต่าง ๆที่ความถี่ 40Hz

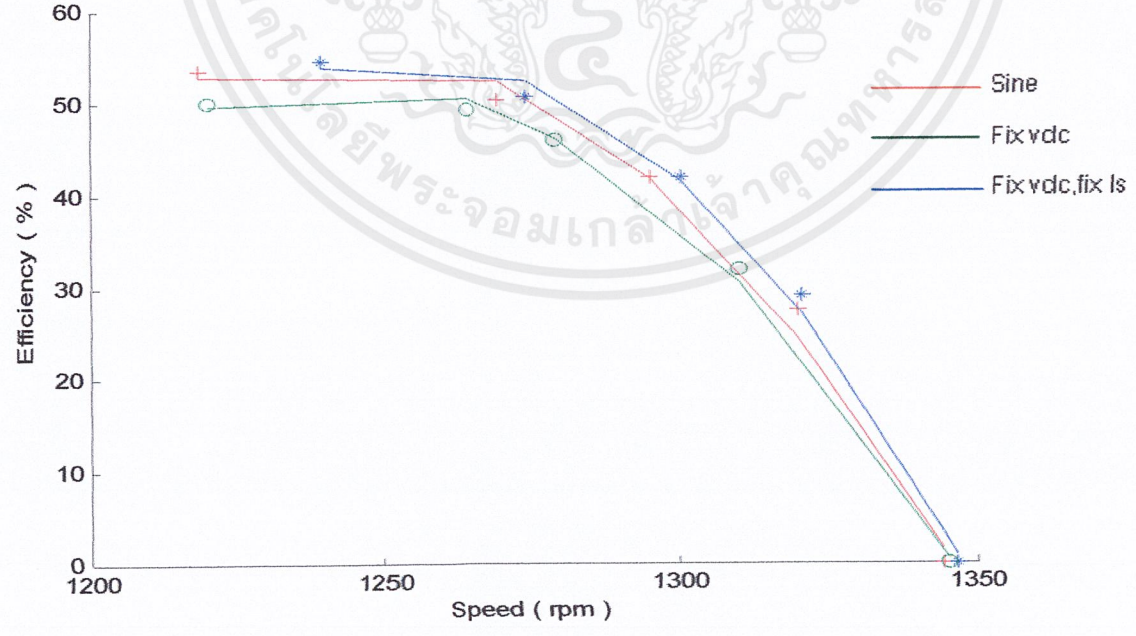


รูปที่ 4.19 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและความเร็วรอบเมื่อควบคุมแหล่งจ่ายในลักษณะต่าง ๆ ที่ความถี่ 35Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

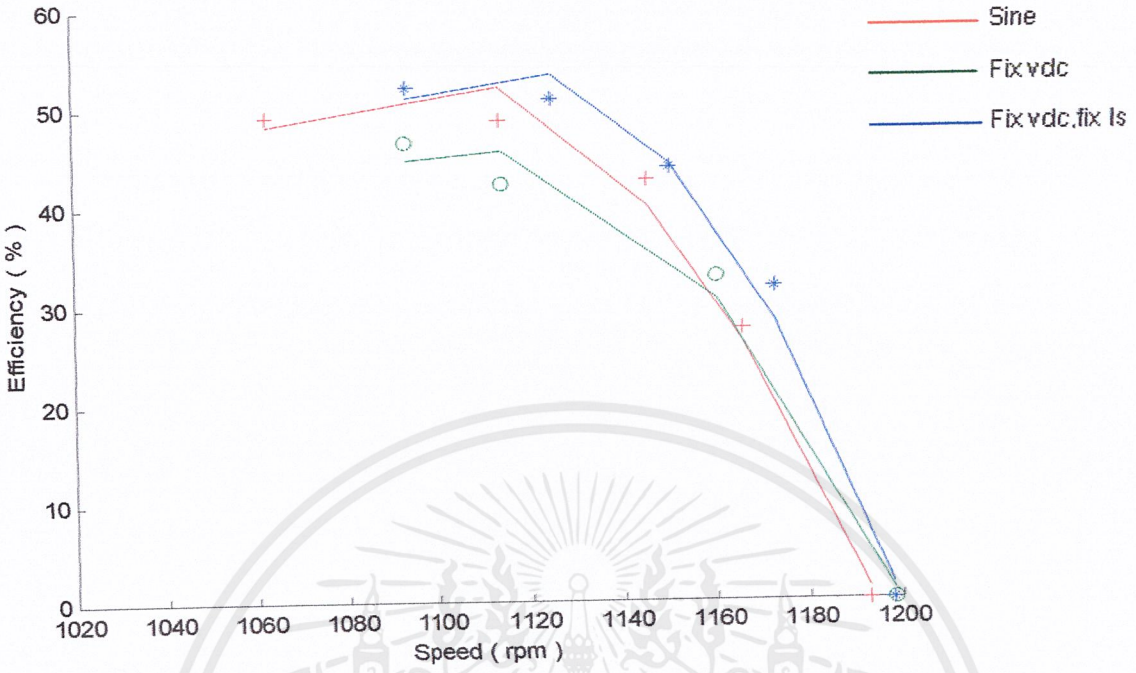


รูปที่ 4.20 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพมอเตอร์และความเร็วรอบเมื่อควบคุมแหล่งจ่ายในลักษณะต่าง ๆที่50Hz

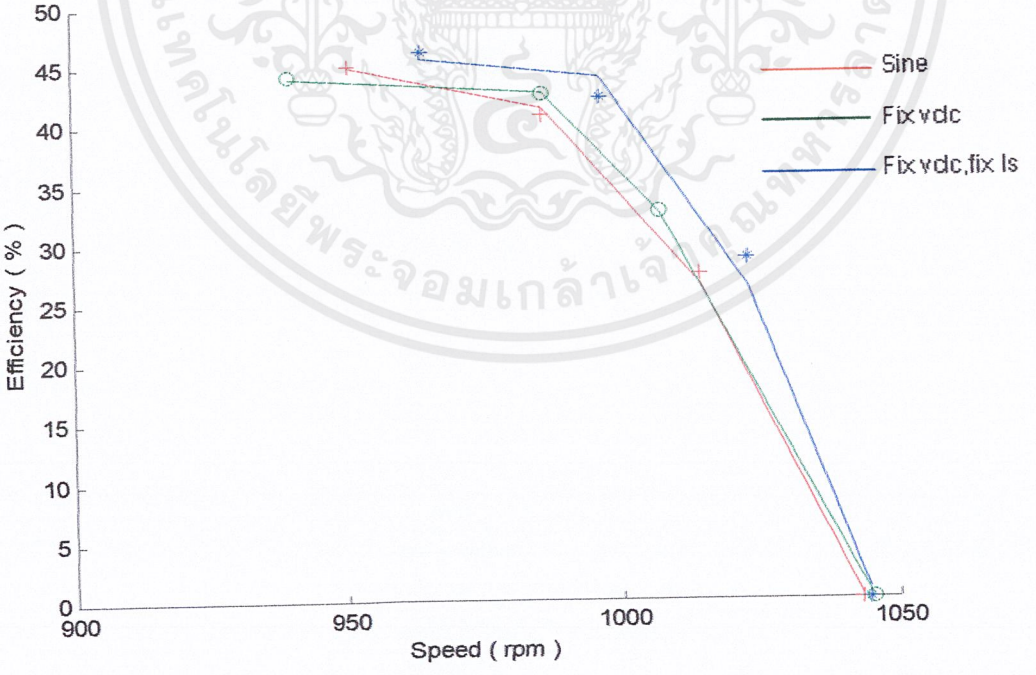


รูปที่ 4.21 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพมอเตอร์และความเร็วรอบเมื่อควบคุมแหล่งจ่ายในลักษณะต่าง ๆ ที่45Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

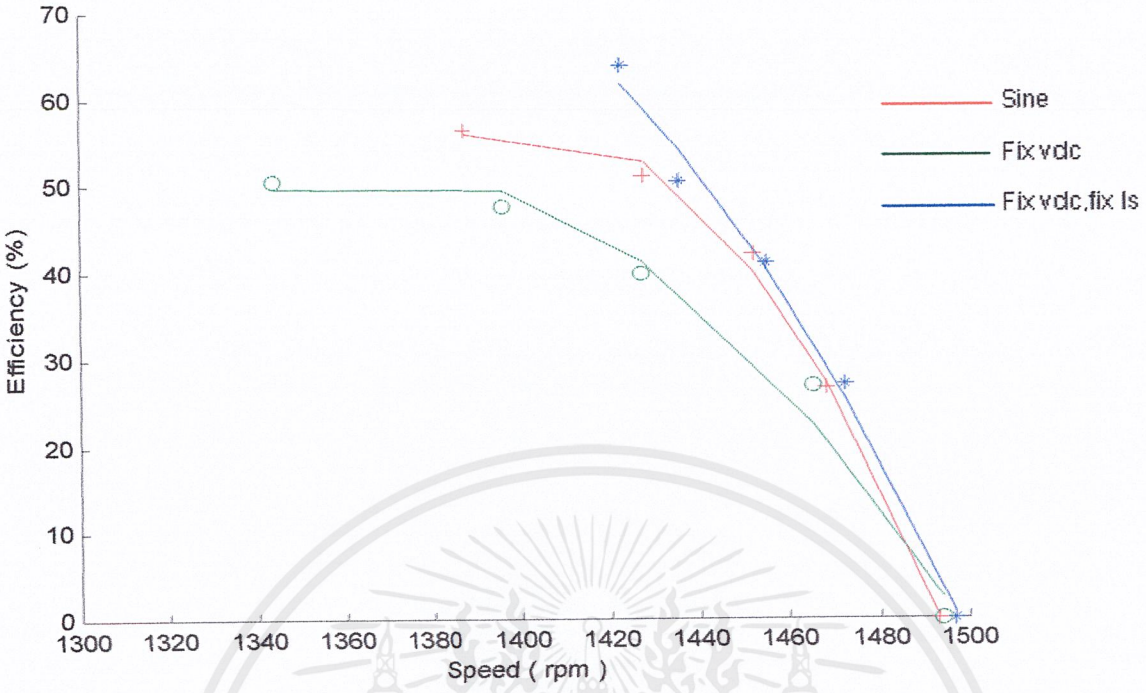


รูปที่ 4.22 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพมอเตอร์และความเร็วรอบเมื่อควบคุมแหล่งจ่ายในลักษณะต่าง ๆที่40Hz

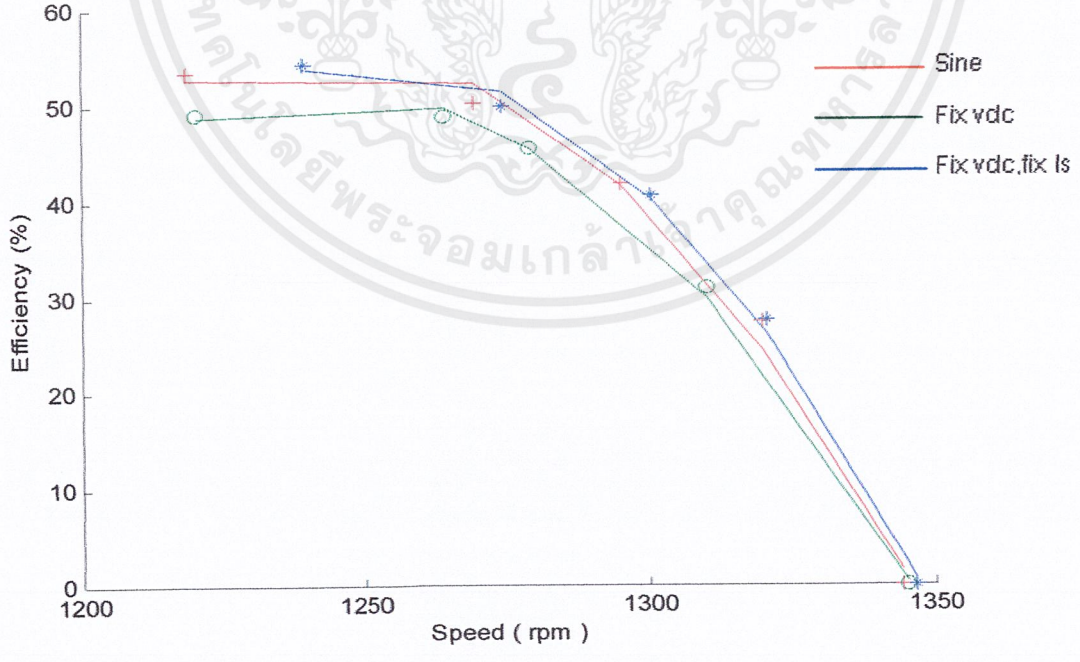


รูปที่ 4.23 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพมอเตอร์และความเร็วรอบเมื่อควบคุมแหล่งจ่ายในลักษณะต่าง ๆ ที่35Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

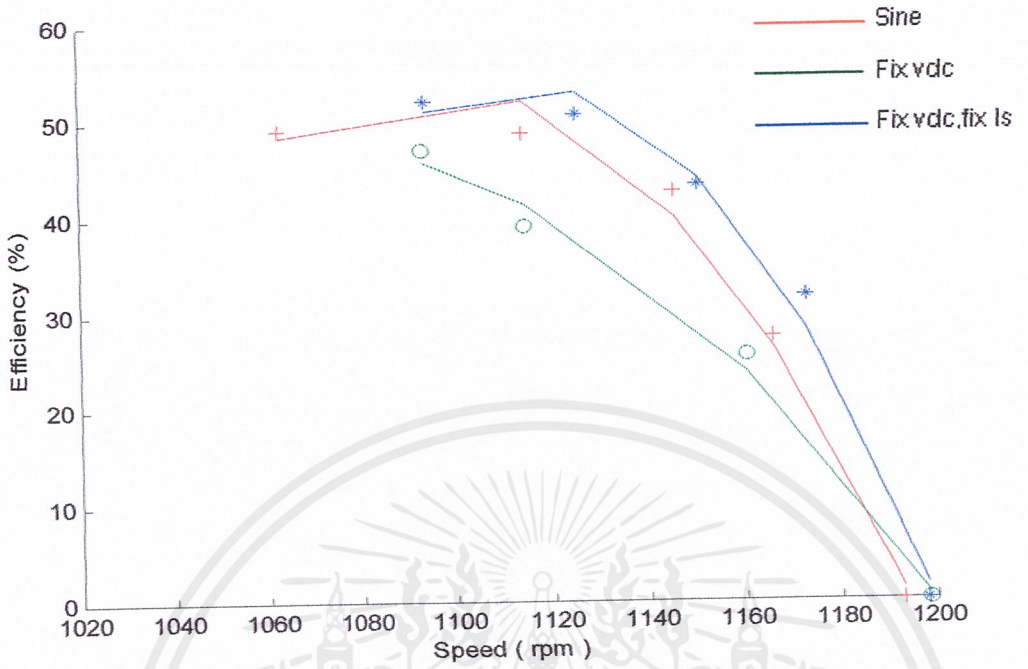


รูปที่ 4.24 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพของระบบ(อินเวอร์เตอร์กับมอเตอร์)และความเร็วรอบเมื่อควบคุมแหล่งจ่ายในลักษณะต่าง ๆที่50Hz

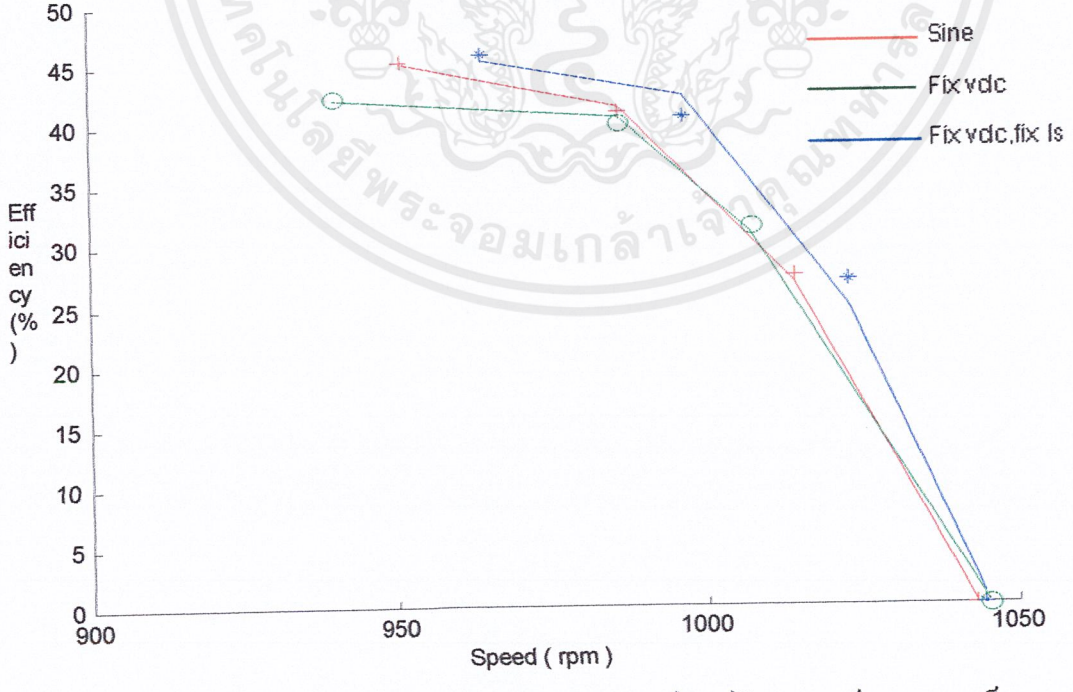


รูปที่4.25 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพของระบบ(อินเวอร์เตอร์กับมอเตอร์)และความเร็วรอบเมื่อควบคุมแหล่งจ่ายในลักษณะต่าง ๆ ที่45Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

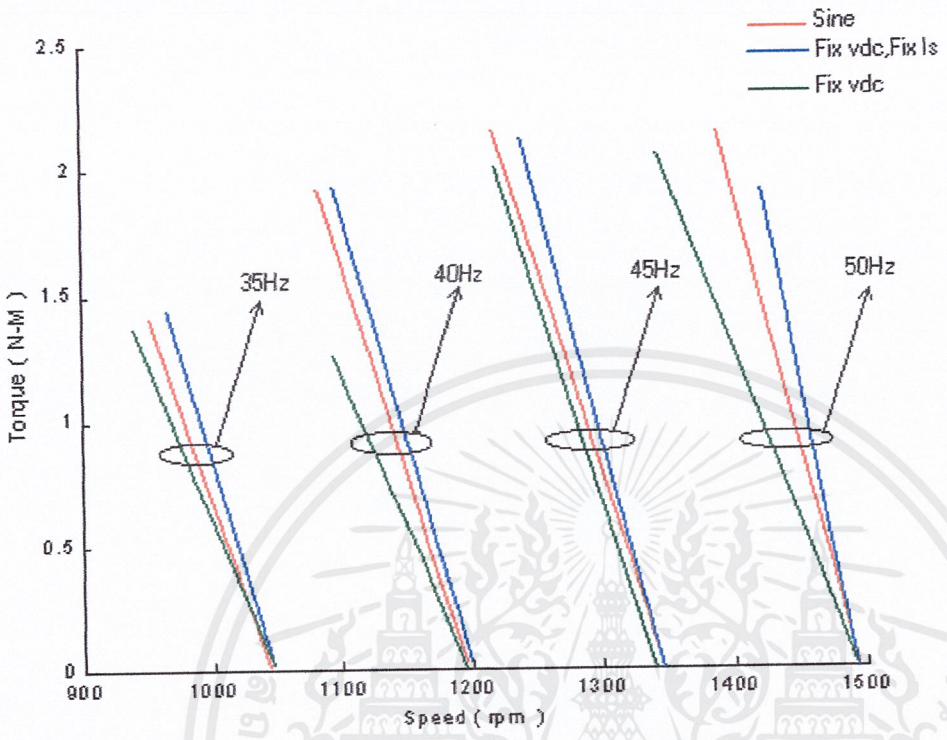


รูปที่ 4.26 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพของระบบ(อินเวอร์เตอร์กับมอเตอร์)และความเร็วรอบเมื่อควบคุมแหล่งจ่ายในลักษณะต่าง ๆที่40Hz



รูปที่4.27 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพของระบบ(อินเวอร์เตอร์กับมอเตอร์)และความเร็วรอบเมื่อควบคุมแหล่งจ่ายในลักษณะต่าง ๆ ที่35Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.28 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและความความเร็วรอบที่ความถี่ต่างๆ

จากรูปที่ 4.28 จะเห็นได้ว่าเทคนิคการควบคุมโดยใช้แหล่งจ่าย PWM ที่มีการควบคุมให้แรงดันมูลฐานคงที่และควบคุมให้กระแสของขดลวดช่วยมีมีนำหน้าขดหลัก 90 องศานั้น ค่ากระแสมูลฐานของขดช่วยที่ใช้ในการควบคุมฟลักซ์แม่เหล็กไม่ถึงที่พิกัด ทำให้ค่าแรงบิดน้อยกว่าแหล่งจ่ายไซน์จากเครื่องกำเนิดไฟฟ้า เมื่อปรับปรุงเทคนิคจากเดิมเป็นการควบคุมโดยใช้แหล่งจ่าย PWM ที่มีการควบคุมแรงดันมูลฐานและกระแสมูลฐานของขดช่วยคงที่และควบคุมให้กระแสขดช่วยมีมุมนำหน้าต่างขดหลัก 90 องศา ผลการทดสอบปรากฏว่าค่าแรงบิดที่ทุก ๆ ความถี่จะสูงขึ้นจากเดิมผลจากการควบคุมแรงดันมูลฐานและกระแสมูลฐานของขดช่วยคงที่และควบคุมให้กระแสขดช่วยมีมุมนำหน้าต่างขดหลัก 90 องศา ทำให้ฟลักซ์ที่ใช้ในการสร้างแรงบิดสูงตาม ซึ่งเป็นไปตามทฤษฎี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 สรุปผลการทดสอบ

จากผลการทดสอบและการวิเคราะห์ จะเห็นได้ว่าเทคนิคการควบคุมแบบคงที่แรงดันมูลฐานและกระแสมูลฐานของขดช่วย สามารถที่จะปรับปรุงสมรรถนะการทำงานของมอเตอร์ให้ดีขึ้น ซึ่งเห็นได้อย่างชัดเจนจากกราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและความเร็วรอบ เทคนิคการควบคุมโดยวิธีดังกล่าวจะให้แรงบิดสูงที่สุดที่โหลดใด ๆ เมื่อเปรียบเทียบกับการขับเคลื่อนมอเตอร์โดยอินเวอร์เตอร์แบบคงที่แรงดันดีซีลิงค์ เช่นเดียวกันเมื่อพิจารณาถึงประสิทธิภาพที่แรงบิดโหลดเดียวกันหรือที่ความเร็วเดียวกัน กำลังอินพุทที่จ่ายให้ระบบจะมีค่าต่ำกว่าวิธีอื่นส่งผลให้ประสิทธิภาพของระบบดีขึ้น

4.5.1 แรงบิดเอาท์พุท(Output torque)

จากผลการทดสอบเมื่อมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำรับภาระทางกลเพิ่มขึ้น จะทำให้มีกำลังไฟฟ้าเอาท์-พุทเพิ่มขึ้นมากขึ้นด้วยดังที่ได้กล่าวมาข้างต้น แรงบิดก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นมากเช่นกัน เนื่องจากแรงบิดได้มาจากกำลังไฟฟ้าเอาท์พุท โดยเมื่อมีภาระทางกลมาต่อที่เพลาของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำจะทำให้ความเร็วรอบโรเตอร์ลดลง เนื่องจากภาระทางกลมีแรงต้านการหมุนของโรเตอร์ ในขณะที่ความเร็วรอบของโรเตอร์ลดลงจะส่งผลต่อแรงบิดของมอเตอร์ ซึ่งมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำจะสร้างแรงบิดขับภาระทางกลได้ถึงค่าหนึ่ง ซึ่งเรียกว่า แรงบิดสูงสุด (Maximum torque) หลังจากนั้นถ้าเพิ่มภาระทางกลขึ้นอีกมอเตอร์จะมีความเร็วรอบลดลงจนหยุดหมุนเพราะมอเตอร์ไม่สามารถสร้างแรงบิดเพิ่มขึ้นได้อีก เมื่อพิจารณาตารางที่ 4.6,4.7และ 4.8 ประกอบกับกราฟความสัมพันธ์ แรงบิดและความเร็วรอบในรูปที่ 4.16-4.19 และจะเห็นได้ว่าการขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยอินเวอร์เตอร์ โดยการควบคุมให้แรงดันมูลฐานและกระแสมูลฐานของขดช่วยให้มีค่าคงที่จะให้แรงบิดเอาท์พุทที่สูงกว่า วิธีการอื่น ๆ ดังจะสังเกตุเห็นได้จาก สภาวะที่รับโหลดทางกลเท่ากัน ความเร็วของโรเตอร์จะมีค่าสูงกว่าวิธีการอื่น ๆ นั่นก็คือให้แรงบิดเอาท์พุทที่ดีนั่นเอง

4.5.2 กำลังสูญเสียทั้งหมด(Total power loss)

จากผลการทดสอบและจากการคำนวณเมื่อมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำรับภาระทางกลเพิ่มขึ้น จะทำให้มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำมีกำลังไฟฟ้าสูญเสียเพิ่มขึ้น โดยกำลังไฟฟ้าที่สูญเสียไปส่วนใหญ่จะอยู่ในรูปของความร้อนสะสมที่เพิ่มขึ้นเป็นสัดส่วนกับกระแสไฟฟ้ากำลังสองในตัวมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ ส่วนการสูญเสียที่แกนเหล็กและการสูญเสียเนื่องจากการหมุนจะมีค่าเปลี่ยนแปลงไม่มาก ซึ่งถือว่ามีค่าคงที่ จากกราฟที่ 4.24-4.27 จะพบว่าไม่สามารถวิเคราะห์เปรียบเทียบค่าความสูญเสียของมอเตอร์และของระบบได้อย่างชัดเจนมากนัก เนื่องจากแนวโน้มของการเพิ่มขึ้นของค่าความสูญเสียของระบบ และของมอเตอร์ มองเห็นไม่ชัดเจนแต่สามารถวิเคราะห์แยกแต่ละวิธีแล้วทำให้มองเห็นได้ว่าอัตราการเพิ่มขึ้นของค่าความสูญเสียของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มอเตอร์และของระบบจะมีค่าต่ำ(Slop ต่ำ) สำหรับวิธีการจ่ายแรงดันไซน์จากเครื่องกำเนิดและการใช้อินเวอร์เตอร์แบบคงที่แรงดันมูลฐานและกระแสของขดช่วยมูลฐานเพียงอย่างเดียว

4.5.3 ประสิทธิภาพ(% Efficiency)

จากผลการทดสอบและการคำนวณเมื่อมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำรับภาระทางกลน้อย ๆ จะทำให้กำลังไฟฟ้าเอาท์พุทของมอเตอร์มีค่าไม่มากนัก ซึ่งประสิทธิภาพของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่หาได้จากอัตราส่วนของกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทต่อกำลังไฟฟ้าอินพุทมีค่าน้อย แต่เมื่อเพิ่มภาระทางกลขึ้นเรื่อย ๆ จะทำให้กำลังไฟฟ้าเอาท์พุทของมอเตอร์มีค่ามากขึ้น ทำให้อัตราส่วนระหว่างกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทต่อกำลังไฟฟ้าอินพุทก็จะมีค่ามากขึ้นนั่นก็คือประสิทธิภาพมากขึ้นนั่นเอง โดยค่าประสิทธิภาพของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำจะมีค่าค่อนข้างคงที่ในช่วงที่มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำรับภาระทางกลใกล้เคียงกับพิกัดกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทของมอเตอร์ จากผลการทดสอบในตารางที่ 4.6 ,4.7และ 4.8 และผลการวิเคราะห์กราฟตามรูปที่ 4.20-4.23 จะเห็นได้อย่างชัดเจนว่าการขับเคลื่อนมอเตอร์โดยการควบคุมให้แรงดันมูลฐานและกระแสของมูลฐานขดช่วยคงที่ สามารถที่จะปรับปรุงประสิทธิภาพการทำงานของมอเตอร์ให้ดีขึ้นได้ ซึ่งจะดีกว่าวิธีการจ่ายแรงดันไซน์โดยเครื่องกำเนิดและการควบคุมแบบคงที่แรงดันมูลฐานเพียงอย่างเดียว เนื่องจากการที่เราควบคุมแรงดันมูลฐานให้คงที่จะทำให้ฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นคงที่และการที่เราควบคุมกระแสมูลฐานขดช่วยให้คงที่ทำให้กำลังงานส่วนใหญ่ที่สร้างขึ้นมาเกิดจากขดหลักหรือขดเมนของมอเตอร์ทำให้กำลังไฟฟ้าอินพุทมีค่าต่ำส่งผลให้ประสิทธิภาพของระบบดีขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลและแนวทางการพัฒนา

การศึกษาการปรับความเร็วรอบมอเตอร์และคุณสมบัติการทำงานของมอเตอร์ เมื่อแหล่งจ่ายเป็นสัญญาณไซน์และ PWM อินเวอร์เตอร์นั้นซึ่งชุดอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการทดสอบผู้จัดทำสร้างขึ้นมานั้นมีเทคนิคในการควบคุมอยู่ 2 แบบด้วยกัน เพื่อที่จะนำเทคนิคนี้เป็นแนวทางในการพัฒนาเพื่อการควบคุมการทำงานของมอเตอร์ต่อไป

5.1 สรุปผล

จากการศึกษาการสร้างและการทดสอบโครงงาน สามารถสรุปผลได้ดังนี้

1. ชุดอินเวอร์เตอร์ที่เราสร้างขึ้นมีความสมบูรณ์แบบสำหรับใช้งานในการขับเคลื่อนมอเตอร์ สามารถที่จะขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 1 เฟสขนาด ½ แรงม้าได้เป็นอย่างดี และมีวงจรป้องกันที่สมบูรณ์แบบไม่ว่าจะเป็นวงจรการป้องกันภายในตัว IPM เองและการป้องกันโดยรับสัญญาณจากภายนอก วงจรเบรคภายในและวงจรเบรคภายนอก ซึ่งจากที่ได้เคยทดสอบมาเมื่อเกิดข้อผิดพลาดหรือกระแสเกินเกิดขึ้นวงจรป้องกันเหล่านี้ก็สามารถทำงานได้อย่างถูกต้องแม่นยำ ทำให้ระบบมีความน่าเชื่อถือเป็นอย่างมาก
2. วงจรควบคุมที่เราออกแบบขึ้น สามารถทำงานได้ตรงตามวัตถุประสงค์การควบคุมในระดับดี ไม่ว่าจะเป็นสัญญาณไซน์จาก EPROM มีความผิดพลาดของความถี่ขณะปกติไม่เกิน + 0.5 และ – 0.5 Hz. แต่ในขณะที่ทำการขับเคลื่อนมอเตอร์จะมีการคลาดเคลื่อนไปบ้างเนื่องจากสัญญาณรบกวน และมีความสามารถปรับระดับแรงดันได้ตลอดย่าน 0 ถึง + 15 V และ – 15 V วงจรเลื่อนเฟสสัญญาณสามารถเลื่อนเฟสได้ตลอดย่าน 0-360 องศา วงจรส่วนอื่นๆก็สามารถทำงานได้เป็นที่น่าพอใจในระดับหนึ่งเช่นกัน แต่การปรับให้กระแสของขดช่วยมีขนาดเท่ากันกับกระแสมูลฐานและให้นำหน้ากระแสขดหลักไปเป็นมุม 90 องศา ทำได้ยากมาก เนื่องจากการปรับความต้านทานแต่ละตัวจะมีผลต่อกัน ทำให้ขณะที่ทำการทดสอบต้องใช้เวลาในการปรับนานมาก เป็นผลให้มอเตอร์ร้อนกินกระแสสูงกว่าปกติ จนไม่สามารถทดสอบที่โหลดพิกัดหรือสูงกว่าพิกัดได้
3. การทดสอบขับเคลื่อนมอเตอร์โดยจ่ายแรงดันไซน์ที่ได้จากเครื่องกำเนิดจะทำให้เราทราบค่ากระแสมูลฐานของขดช่วย เพื่อที่จะนำไปเป็นค่าอ้างอิงสำหรับการปรับในเทคนิคการขับเคลื่อนด้วยอินเวอร์เตอร์แบบคงที่แรงดันมูลฐานและกระแสมูลฐานของขดช่วย ซึ่งจากผลการทดสอบการควบคุมโดยเทคนิคดังกล่าวก็ให้ผลเป็นที่น่าพอใจ เนื่องจากสามารถที่จะมีแรงบิดเอาท์พุทที่สูงกว่าวิธีการอื่นๆที่แต่ละภาระโหลด เป็นการปรับปรุงให้ประสิทธิภาพของระบบและของมอเตอร์ให้ดีขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2 ปัญหาและแนวทางการพัฒนาต่อไป

เนื่องจากโครงงานนี้เป็นโครงงานที่ใหม่ ข้อมูลและผลการทดลองที่ได้จึงเป็นแนวทางและพื้นฐานที่ดีในการออกแบบและพัฒนาต่อไป แม้ว่าเทคนิควิธีการที่เราได้นำเสนอให้ผลเป็นที่น่าพอใจในระดับหนึ่ง แต่ในการปฏิบัติงานจริงแล้วจะพบปัญหาที่เกิดขึ้นมากมาย อาทิเช่น ในการควบคุมและเปรียบเทียบค่าแรงดันมูลฐานของการทดลองต่าง ๆให้มีค่าที่แน่นอนนั้น จำเป็นอย่างยิ่งที่ต้องใช้เครื่องมือทดสอบที่มีความแม่นยำและความถูกต้องสูงตาม , ขดลวดช่วยไม่ได้ถูกออกแบบไว้ให้ต่ออยู่ในวงจรตลอด ทำให้เมื่อทดสอบแล้วมีปัญหาการขับเคลื่อน สัญญาณไซน์ที่ได้จาก EPROM ยังไวต่อสัญญาณรบกวน ทำให้มีการวิ่งขึ้นลงของความถี่ขณะทำการขับเคลื่อน ,ในการทดลองเมื่อปรับความถี่ต่ำกว่า 35Hz กำลังไฟฟ้าจะถูกเปลี่ยนเป็นกำลังไฟฟ้าสูญเสียทำให้ไม่มีแรงบิดสามารถรับภาระได้ และเทคนิควิธีการที่นำเสนอยังปรับส่วนของวงจรควบคุมได้ยากมาก ดังที่ได้กล่าวไว้ข้างต้น การทำงานของสวิทช์กำลังเป็นแบบครึ่งบริดจ์ ทำให้ต้องใช้แรงดันดีซีลิงค์ที่สูง ส่งผลให้คาปาซิเตอร์ที่ใช้ในวงจรต้องทนแรงดันได้สูงทำให้มีขนาดใหญ่ ฯลฯ

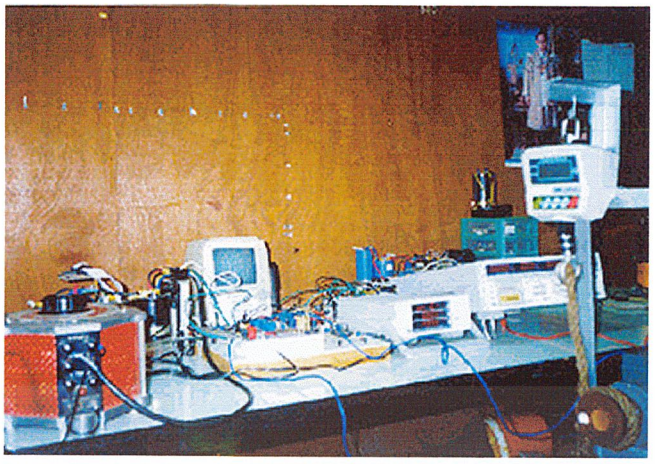
จากปัญหาที่ได้กล่าวไว้ข้างต้นหากมีการพัฒนาโครงงานนี้ต่อไปขอเสนอแนวทางการพัฒนาไว้ดังนี้

1. สัญญาณแรงดันไซน์ที่ได้จาก EPROM ยังมีความคลาดเคลื่อนของความถี่อยู่บ้าง ดังนั้นในอนาคตควรใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์สร้างสัญญาณไซน์ นอกจากนี้อาจใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ในการควบคุมขนาดและมุมของสัญญาณควบคุมแทนการปรับค่าจากวงจรทางอิเล็กทรอนิกส์
2. เป็นพื้นฐานแนวทางในการพัฒนาวิธีการควบคุมอื่นๆ เนื่องจากว่าอาจจะมีวิธีการอื่นๆที่มีวิธีการการควบคุมที่ง่ายกว่านี้ และ ให้ผลในการปรับปรุงแรงบิดและประสิทธิภาพของมอเตอร์ได้ดีกว่านี้ก็ได้
3. หากมีการพัฒนาในระดับที่สูงมากๆการออกแบบวงจรควรคำนึงถึงความง่ายของการควบคุม ความแน่นอนของการควบคุม เช่นมีการ Feedback กระแสของขดช่วยเพื่อที่จะทำการปรับอัตโนมัติสำหรับวงจรควบคุมโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ การเปลี่ยนรูปแบบการทำงานของสวิทช์กำลังเป็นแบบเต็มบริดจ์เพื่อประหยัดงบประมาณในส่วนของค่าคาปาซิเตอร์และเพิ่มความปลอดภัยจากแรงดันที่ต่ำลงด้วย เป็นต้น
4. สามารถนำความรู้และความเข้าใจเป็นแนวทางการควบคุมมอเตอร์ที่มีขนาดพิกัดกำลังใหญ่ขึ้นหรือสามารถขับเคลื่อนมอเตอร์หลาย ๆขนาดในอุตสาหกรรมการผลิตอื่น ๆ เช่น มอเตอร์คอมเพรสเซอร์ของเครื่องปรับอากาศ

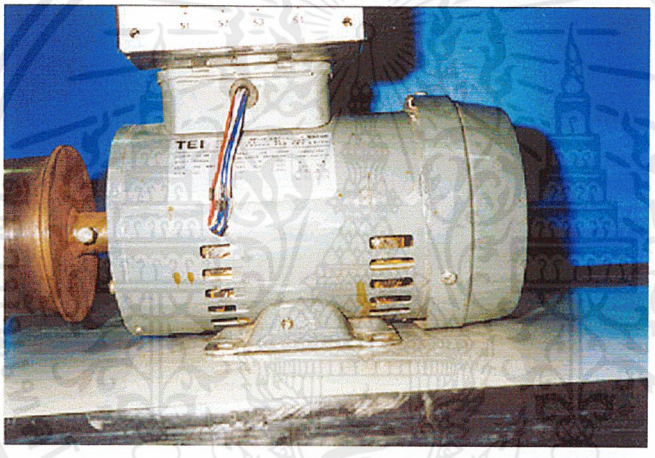
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

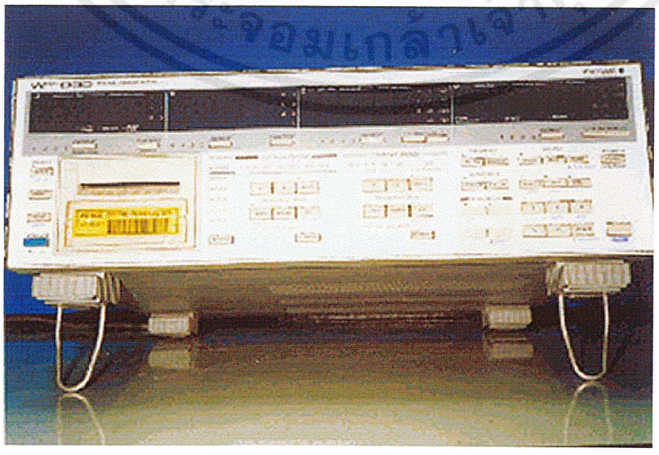
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปแสดงอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ



มอเตอร์ที่ใช้ในการทดสอบ



รูปแสดงเครื่องวัดกำลังไฟฟ้าที่ใช้ในการทดสอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องมือวัดกำลังไฟฟ้าและตาชั่งดิจิตอล

ออสซิลโลสโคปและเครื่องวัดความเร็วรอบที่ใช้ในการทดสอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อมูลที่เก็บไว้ในหน่วยความจำ EPROM เพื่อใช้ในการสร้างสัญญาณไซน์อ้างอิง

EPROM

Address	Data
0000	80 83 86 89 8C 8F 92 96 99 9C 9F A2 A5 AB AB AE B1
0011	B3 B6 B9 BC BF C1 C4 C7 C9 CC CE D1 D3 D5 D8 DA DC
0022	DE E0 E2 E4 E6 E8 EA EC ED EF F0 F2 F3 F5 F6 F7 F8
0033	F9 FA FB FC FC FD FE FE FF FF FF FF FF FF FF FF FF
0044	FF FF FE FE FD FC FC FB FA F9 F8 F7 F6 F5 F3 F2 F0
0055	EF ED EC EA E8 E6 E4 E2 E0 DE DC DA D8 D5 D3 D1 CE
0066	CC C9 C7 C4 C1 BF BC B9 B6 B3 B1 AE AB A8 A5 A2 9F
0077	9C 99 96 92 8F 8C 89 86 83 80 7C 79 76 73 70 6D 64
0088	67 63 60 5D 5A 57 54 51 4F 4C 49 46 43 40 3E 3B 38
0099	36 33 31 2E 2C 2A 27 25 23 21 2F 1D 1B 19 17 15 13
00AA	12 10 0F 0D 0C 0A 09 08 07 06 05 04 03 03 02 01 01
00BB	01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 02 03 03 04
00CC	05 06 07 08 90 0A 0C 0D 0F 10 12 13 15 17 19 1B 1B
00DD	1F 21 23 25 27 2A 2C 2E 31 33 36 35 3B 3E 40 43 46
00EE	49 4C 4F 51 54 57 5A 5D 60 63 67 64 6D 70 73 76 79
00FF	7C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

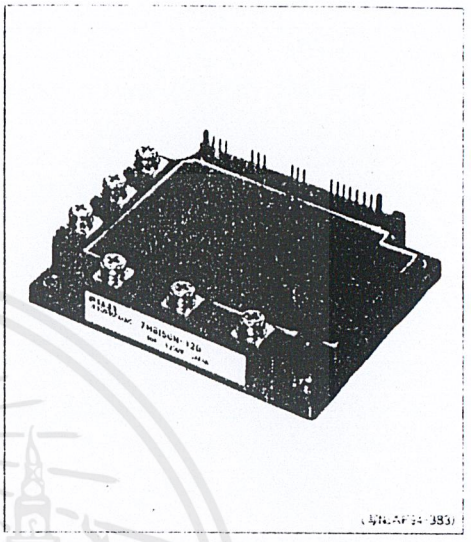
7MBI50N-120

富士パワーモジュール
POWER MODULE

IGBT モジュール　(N SERIES)

IGBT MODULE

1200V/50A/ 7 個組(7 in one-package)



■特長：Features

- ●高速スイッチング　High Speed Switching
- ●電圧駆動　Voltage Drive
- ●低インダクタンスモジュール構造
  Low Inductance Module Structure
- ●ダイナミックブレーキ回路内蔵
  Dynamic Brake Circuit

■用途：Applications

- ●モータ駆動用インバータ　Inverter for Motor Drive
- ●AC,DCサーボアンプ　AC and DC Servo Drive Amplifier
- ●無停電電源　Uninterruptible Power Supply

■定格と特性：Maximum Ratings and Characteristics

●絶対最大定格：Absolute Maximum Ratings (Tc＝25℃)

	Items		Symbols	Condition	Ratings	Units
インバータ部(IGBT) INVERTER	コレクタ・エミッタ間電圧		V_{CES}		1200	V
	ゲート・エミッタ間電圧		V_{GES}		±20	V
	コレクタ電流	DC	I_C		50	A
		1ms	$I_{C\ pulse}$		100	
		DC	$-I_C$		50	
	最大損失	One	P_C		400	W
ブレーキ部(IGBT+FWD) BRAKE	コレクタ・エミッタ間電圧		V_{CES}		1200	V
	ゲート・エミッタ間電圧		V_{GES}		±20	V
	コレクタ電流	DC	I_C		25	A
		1ms	$I_{C\ Pulse}$		50	A
	最大損失	One	P_C		200	W
	ピーク繰返し逆電圧		V_{RRM}		1200	V
	平均順電流		$I_{F\ (AV)}$		1	A
	サージ電流		I_{FSM}	10ms	50	A
接合部温度			T_j		+150	℃
保存温度			Tstg		−40～+125	℃
絶縁耐圧			V_{Iso}	AC：1min.	AC2500	V
締付けトルク			Mounting＊1		3.5	N・m
			Terminal＊1		3.5	

＊1推奨値：Recommendable value：2.5～3.5 N・m

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

● 電気的特性：Electrical Characteristics (T_j=25°C)

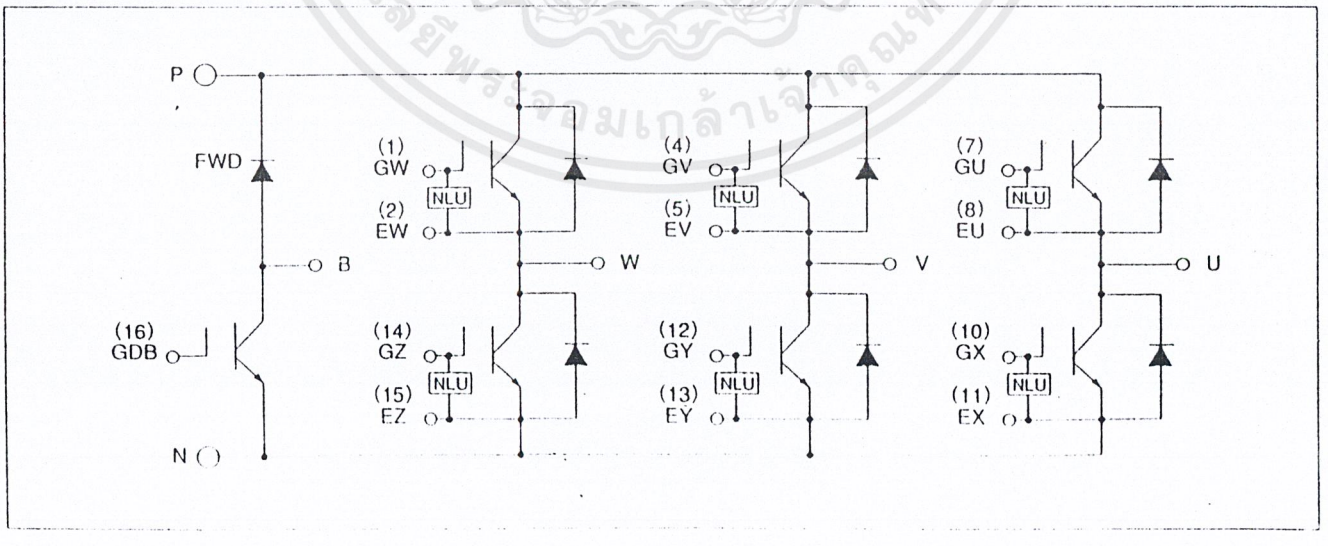
Items		Symbols	Conditions	Characteristics min.	typ.	max.	Units
インバータ部(IGBT) INVERTER	コレクタ・エミッタ間遮断電流	I_{CES}	T_j=25°C, V_{CE}=1200V, V_{GE}=0V			3.0	mA
	ゲート・エミッタ間漏れ電流	I_{GES}	V_{CE}=0V, V_{GE}=±20V			15	μA
	ゲート・エミッタ間しきい値電圧	$V_{GE\ (th)}$	V_{CE}=20V, I_C=50mA	4.5		7.5	V
	コレクタ・エミッタ間飽和電圧	$V_{CE\ (sat)}$	V_{GE}=15V, I_C=50A			3.3	V
	コレクタ・エミッタ間電圧	$-V_{CE}$	$-I_C$=50A			3.0	V
	入力容量	Cies	V_{GE}=0V, V_{CE}=10V, f=1MHz		8000		PF
	スイチッング時間	ton	V_{CC}=600V I_C=50A V_{GE}=±15V R_G=24Ω			1.2	μs
		toff				1.5	
		tf				0.5	
	逆回復時間	trr	I_F=50A, V_{GF}=−10V, −di/dt=150A/μs			350	ns
ブレーキ部 BRAKE(IGBT)	コレクタ・エミッタ間遮断電流	I_{CES}	V_{CES}=1200V, V_{GE}=0V			1.0	mA
	ゲート・エミッタ間漏れ電流	I_{GES}	V_{CE}=0V, V_{GE}=±20V			100	nA
	コレクタ・エミッタ間飽和電圧	$V_{CE\ (sat)}$	I_C=25A, V_{GE}=15V			3.3	V
	スイッチング時間	ton	V_{CC}=600V I_C=25A V_{GE}=±15V R_G=51Ω			1.2	μs
		toff				1.5	
		tf				0.5	
BRAKE(FWD)	逆電流	I_{RRM}	V_R=V_{RRM}			1	mA
	逆回復時間	trr				600	ns

● 熱的特性：Theramal Characteristics

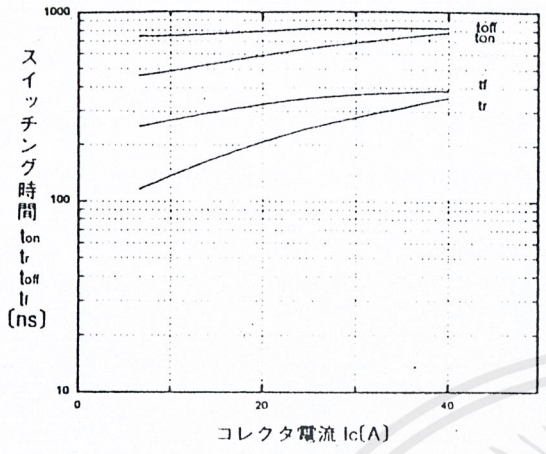
Items	Symbols	Conditions	Characteristics min.	typ.	max.	Units
熱抵抗（1chip）	Rth (j-c)	Inverter IGBT			0.31	°C/W
		Inverter FRD			0.85	
		Brake IGBT			0.63	
接触熱抵抗（ケース フィン間）※	Rth (c-f)	With Thermal Compound		0.05		

※サーマルコンパウンドを使用して放熱フィン上にモジュールを取り付けた時の接触熱抵抗値
※This is the value which is defined mounting on the additional cooling fin with thermal compound.

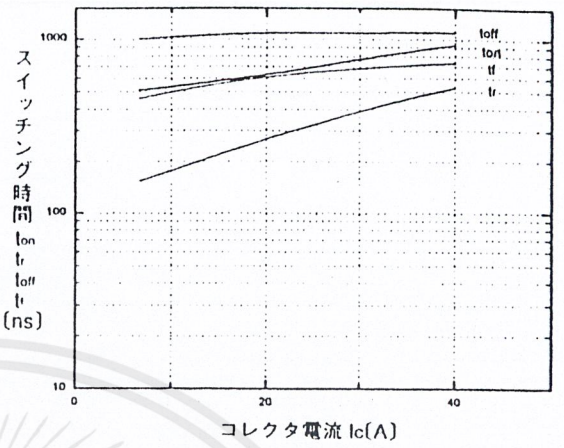
■等価回路：Equivalent Circuit Schematic



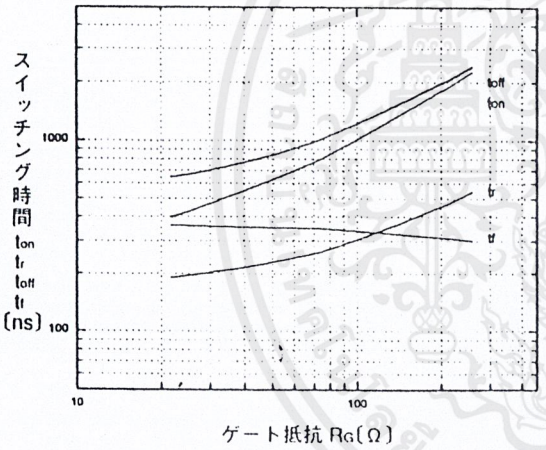
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



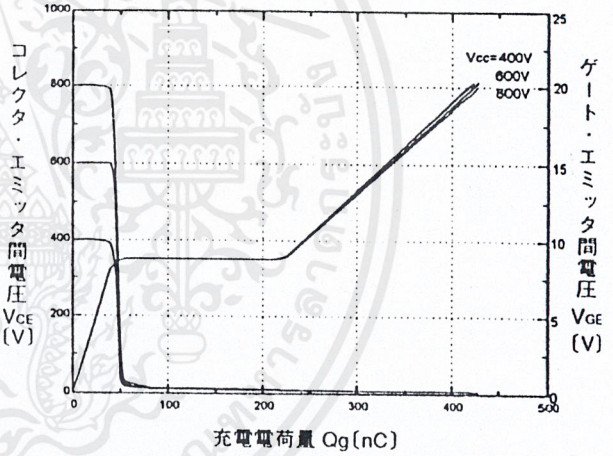
スイッチング時間－コレクタ電流特性(T_j＝25℃)〈ブレーキ部〉
Switching time vs. Collector current〈BRAKE〉



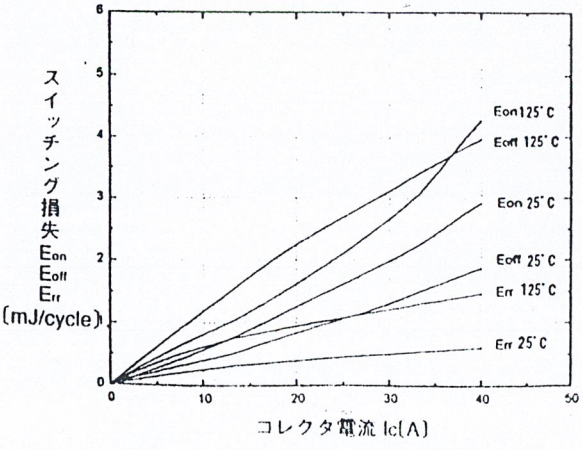
スイッチング時間－コレクタ電流特性(T_j＝125℃)〈ブレーキ部〉
Switching time vs. Collector current〈BRAKE〉



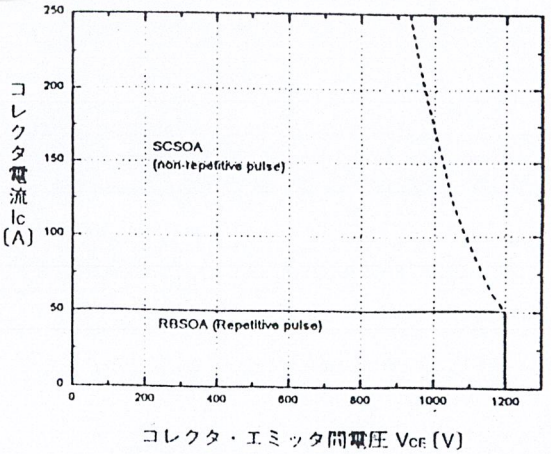
スイッチング時間－ゲート抵抗特性(T_j＝25℃)〈ブレーキ部〉
Switching time vs. Gate resistance〈BRAKE〉



ダイナミック入力特性(T_j＝25℃)〈ブレーキ部〉
Dynamic input characteristic〈BRAKE〉

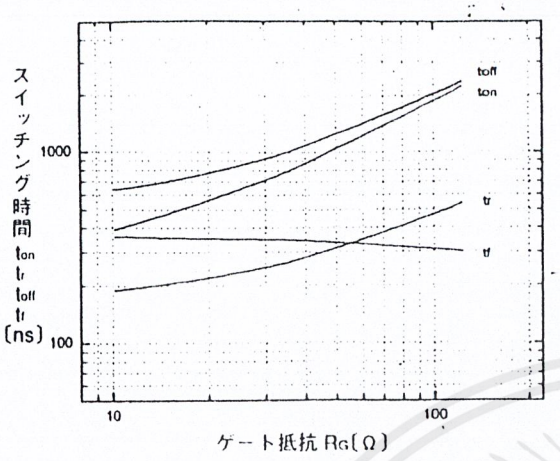


スイッチング損失－コレクタ電流特性〈ブレーキ部〉
Switching loss vs. Collector current〈BRAKE〉

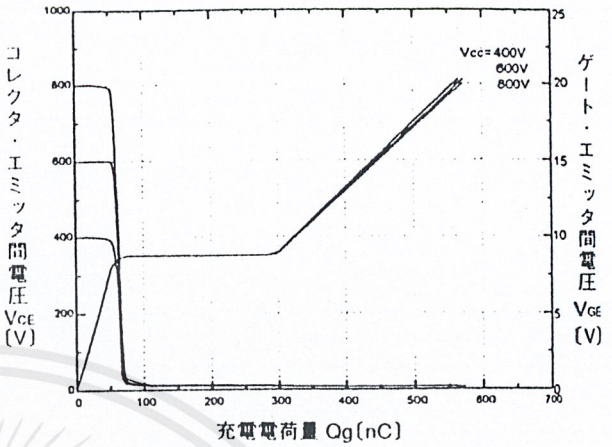


安全動作領域(逆バイアス)(T_j≦125℃)〈ブレーキ部〉
Reverse biased safe operating area〈BRAKE〉

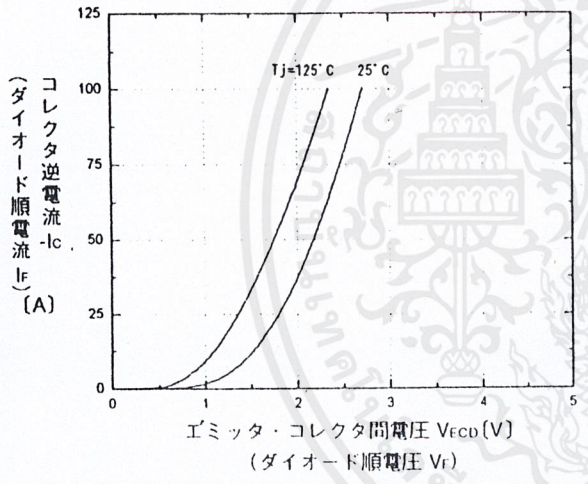
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



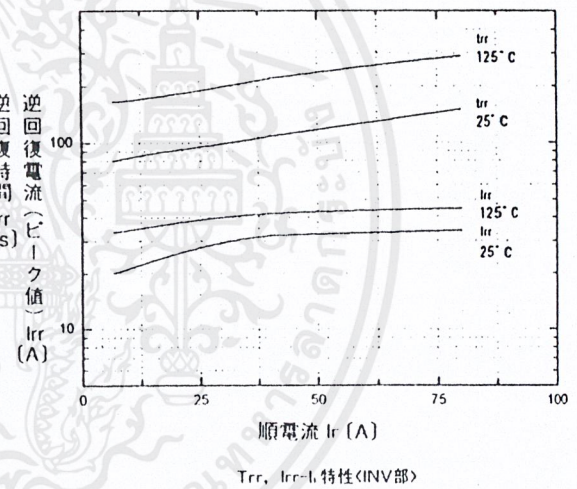
スイッチング時間ーゲート抵抗特性(T_j=25°C)〈INV部〉
Switching time vs. Gate resistance〈INV〉



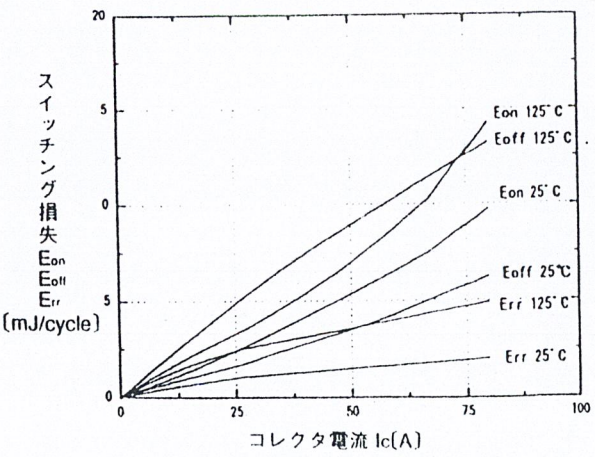
ダイナミック入力特性(T_j=25°C)〈INV部〉
Dynamic input characteristic〈INV〉



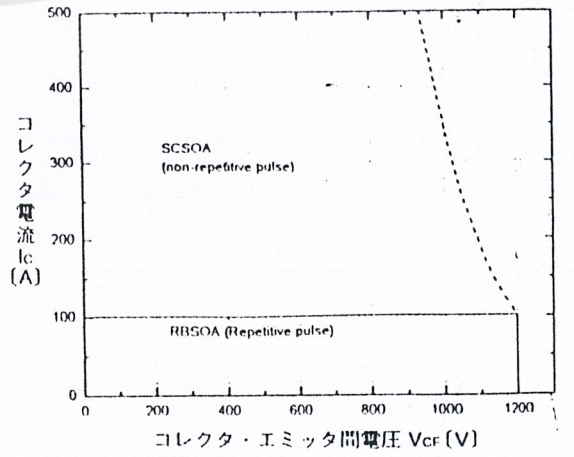
高速フリーホイルダイオード順電圧特性〈INV部〉
Forward voltage of free wheel diode〈INV〉



Trr, Irr-IF特性〈INV部〉
Trr, Irr-IF〈INV〉

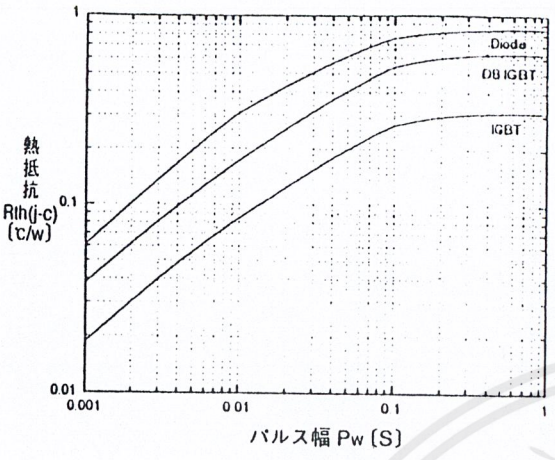


スイッチング損失ーコレクタ電流特性〈INV部〉
Switching loss vs. Collector current〈INV〉

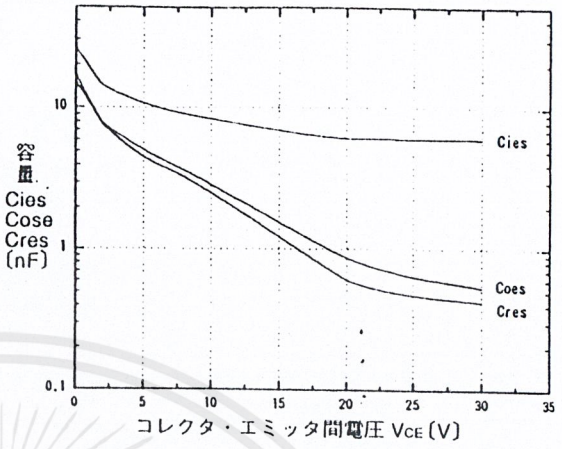


安全動作領域(逆バイアス)($T_j \leq 125°C$)〈INV部〉
Reverse biased safe operating area〈INV〉

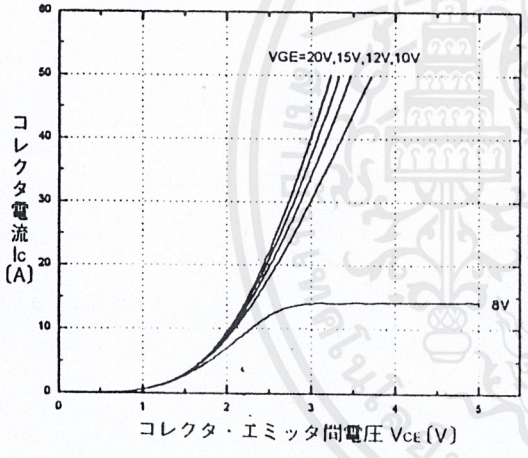
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



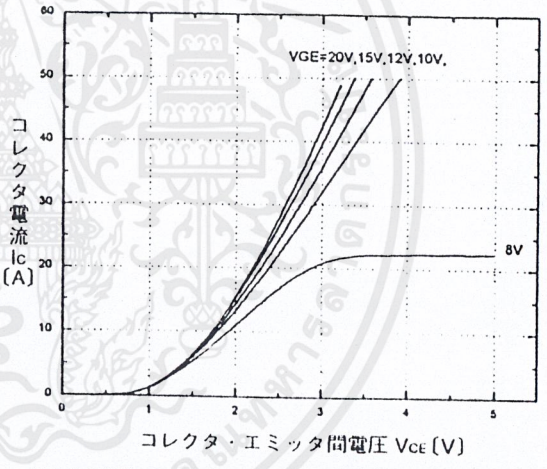
過渡熱抵抗特性
Transient thermal resistance



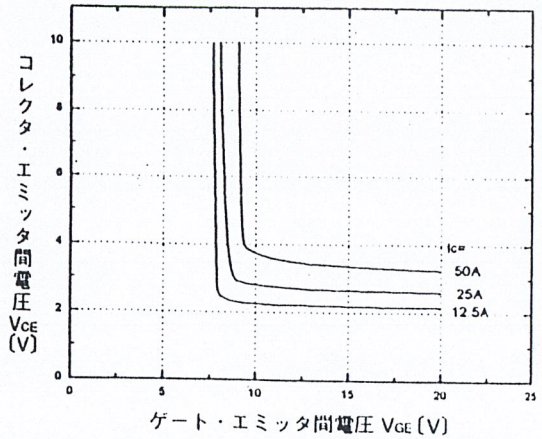
容量--コレクタ・エミッタ間電圧特性(T_j=25°C)〈INV部〉
Capacitance vs. Collector-Emitter voltage〈INV〉



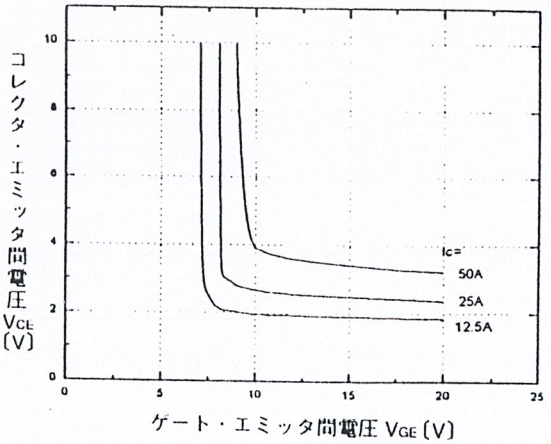
コレクタ電流ーコレクタ・エミッタ間電圧特性(T_j=25°C)〈ブレーキ部〉
Collector current vs. Collector-Emitter voltage〈BRAKE〉



コレクタ電流ーコレクタ・エミッタ間電圧特性(T_j=125°C)〈ブレーキ部〉
Collector current vs. Collector-Emitter voltage〈BRAKE〉



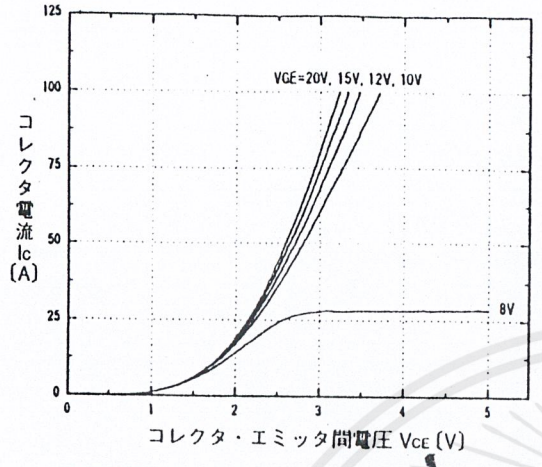
コレクタ・エミッタ間電圧ーゲート・エミッタ間電圧特性(T_j=25°C)〈ブレーキ部〉
Collector-Emitter voltage vs. Gate-Emitter voltage〈BRAKE〉



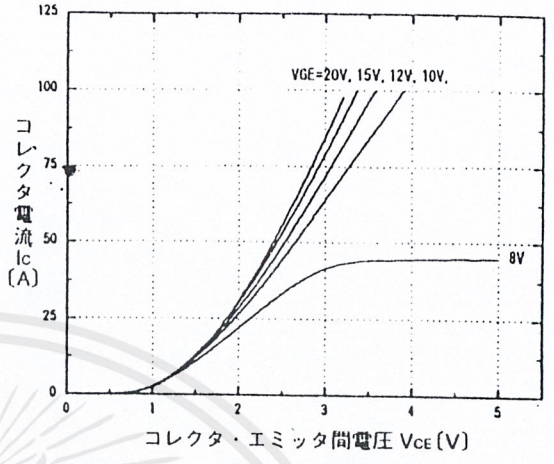
コレクタ・エミッタ間電圧ーゲート・エミッタ間電圧特性(T_j=125°C)〈ブレーキ部〉
Collector-Emitter voltage vs. Gate-Emitter voltage〈BRAKE〉

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ ห้ามมิให้นำไปเพื่อการศึกษาและประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

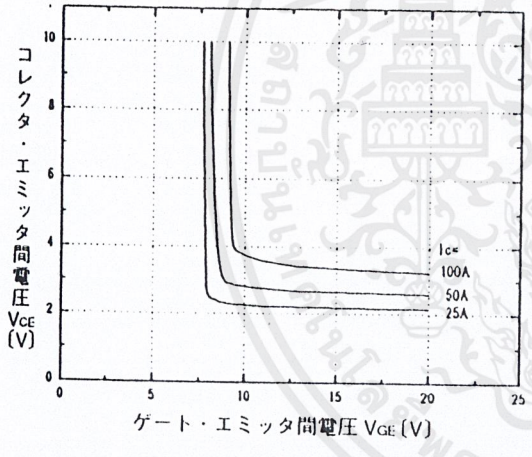
■特性曲線：Characteristics



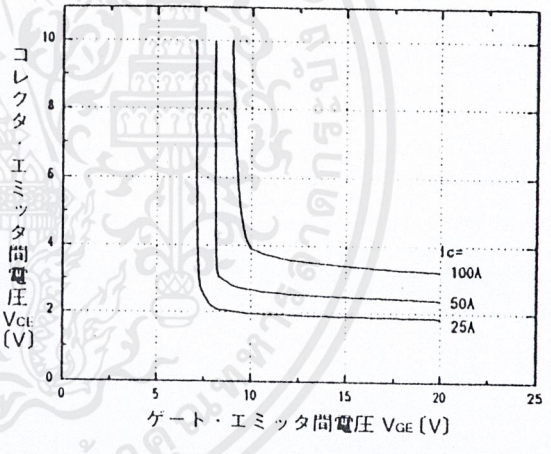
コレクタ電流－コレクタ・エミッタ間電圧特性(T_j＝25℃)〈INV部〉
Collector current vs. Collector-Emitter voltage〈INV〉



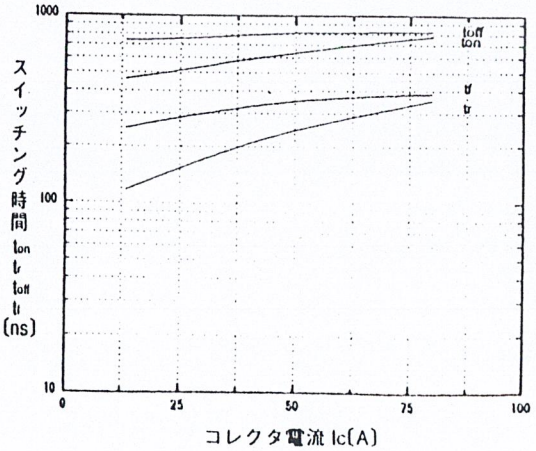
コレクタ電流－コレクタ・エミッタ間電圧特性(T_j＝125℃)〈INV部〉
Collector current vs. Collector-Emitter voltage〈INV〉



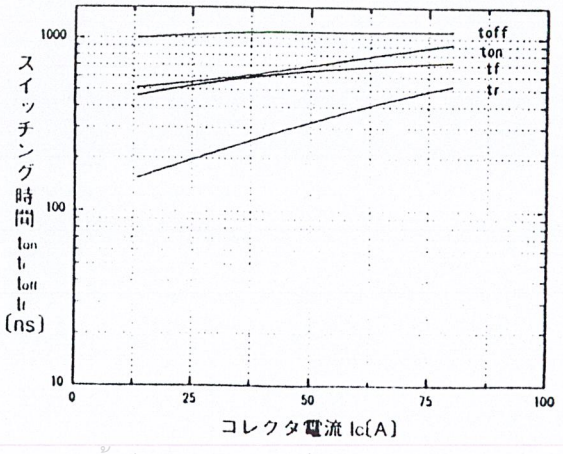
コレクタ・エミッタ間電圧－ゲート・エミッタ間電圧特性(T_j＝25℃)〈INV部〉
Collector-Emitter voltage vs. Gate-Emitter voltage〈INV〉



コレクタ・エミッタ間電圧－ゲート・エミッタ間電圧特性(T_j＝125℃)〈INV部〉
Collector-Emitter voltage vs. Gate-Emitter voltage〈INV〉

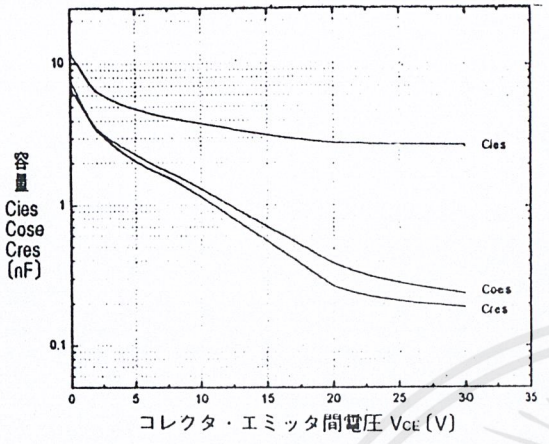


スイッチング時間－コレクタ電流特性(T_j＝25℃)〈INV部〉
Switching time vs. Collector current〈INV〉



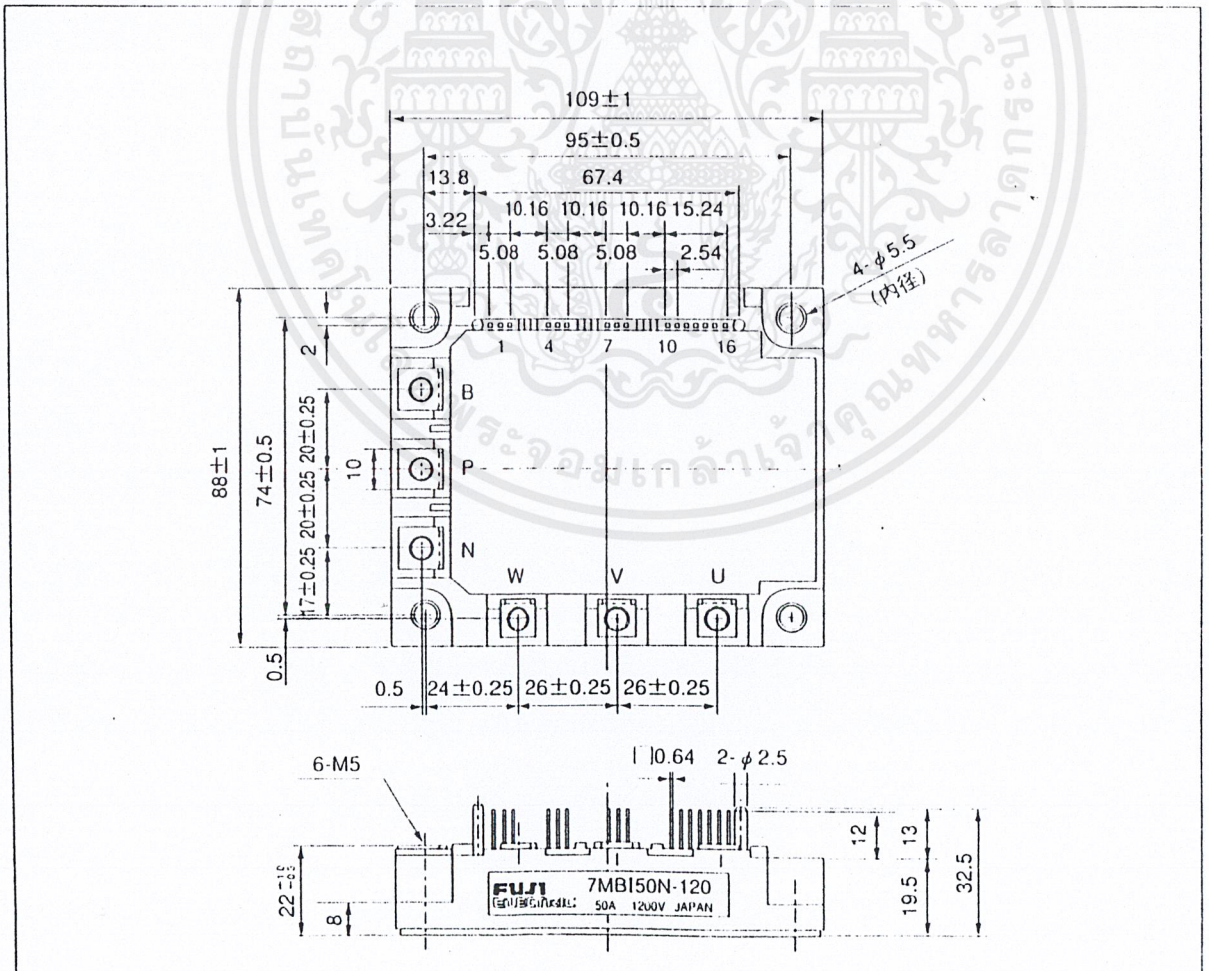
スイッチング時間－コレクタ電流特性(T_j＝125℃)〈INV部〉
Switching time vs. Collector current〈INV〉

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ในเชิงพาณิชย์ หรือในเชิงการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



容量ーコレクタ・エミッタ間電圧特性(T,=25℃)〈ブレーキ部〉
Capacitance vs. Collector-Emitter voltage〈BRAKE〉

■外形寸法：Outline Drawings



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA

LF347
LF351
LF353

FAMILY OF BIFET OPERATIONAL AMPLIFIERS
SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUITS

JFET INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

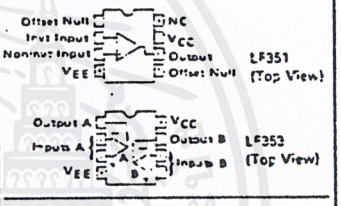
These low cost JFET input operational amplifiers combine two state-of-the-art linear technologies on a single monolithic integrated circuit. Each internally compensated operational amplifier has well matched high voltage JFET input devices for low input offset voltage. The BIFET technology provides wide bandwidths and fast slew rates with low input bias currents, input offset currents, and supply currents.

These devices are available in single, dual and quad operational amplifiers which are pin-compatible with the industry standard MC1741, MC1458, and the MC3403/LM324 bipolar devices.

- Input Offset Voltage of 5.0 mV Max (LF347B)
- Low Input Bias Current – 50 pA
- Low Input Noise Voltage – 16 nV/$\sqrt{Hz}$
- Wide Gain Bandwidth – 4.0 MHz
- High Slew Rate – 13 V/μs
- Low Supply Current – 1.8 mA per Amplifier
- High Input Impedance – 10^{12} Ω
- High Common-Mode and Supply Voltage Rejection Ratios – 100 dB

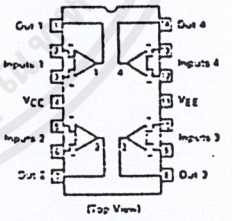
N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 626-05
(LF351, LF353 Only)

D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751-02
SO-8
(LF351, LF353 Only)



N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 646-06
(LF347 Only)

D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751A-02
SO-14



MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage	V_{CC} V_{EE}	+18 −18	V
Differential Input Voltage	V_{ID}	±30	V
Input Voltage Range (Note 1)	V_{IDR}	±15	V
Output Short Circuit Duration (Note 2)	t_S	Continuous	
Power Dissipation at T_A = +25°C	P_D	500	mW
Derate above T_A = +25°C	$1/\theta_{JA}$	10	mW/°C
Operating Ambient Temperature Range	T_A	0 to +70	°C
Operating Junction Temperature Range	T_J	115	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	−65 to +150	°C

NOTES:

1. Unless otherwise specified, the absolute maximum negative input voltage is limited to the negative power supply.

2. Any amplifier output can be shorted to ground indefinitely. However, if more than one amplifier output is shorted simultaneously, maximum junction temperature ratings may be exceeded.

ORDERING INFORMATION

Function	Device	Package
Single	LF351D	SO-8
Single	LF351N	Plastic DIP
Dual	LF353D	SO-8
Dual	LF353N	Plastic DIP
Quad	LF347D	SO-14
Quad	LF347BN	Plastic DIP
Quad	LF347N	Plastic DIP

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = +15 V, V_{EE} = −15 V, T_A = 25°C unless otherwise noted).

Characteristic	Symbol	LF347B			LF347, LF351, LF353			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage (R_S ≤ 10 k, V_{CM} = 0) T_A = +25°C 0°C ≤ T_A ≤ +70°C	V_{IO}	— —	1.0 —	5.0 6.0	— —	5.0 —	10 13	mV
Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage R_S ≤ 10 k, 0°C ≤ T_A ≤ +70°C	$\Delta V_{IO}/\Delta T$	—	10	—	—	10	—	μV/°C
Input Offset Current (V_{CM} = 0, Note 3) T_A = +25°C 0°C ≤ T_A ≤ +70°C	I_{IO}	— —	25 —	100 4.0	— —	25 —	100 4.0	pA nA
Input Bias Current (V_{CM} = 0, Note 3) T_A = +25°C 0°C ≤ T_A ≤ +70°C	I_{IB}	— —	50 —	200 8.0	— —	50 —	200 8.0	pA nA
Input Resistance	r_i	—	10^{12}	—	—	10^{12}	—	Ω
Common Mode Input Voltage Range	V_{ICR}	±11	+15 −12	—	±11	+15 −12	—	V
Large-Signal Voltage Gain (V_O = ±10 V, R_L = 2.0 k) T_A = +25°C 0°C ≤ T_A ≤ +70°C	A_{VOL}	50 25	100 —	— —	25 15	100 —	— —	V/mV
Output Voltage Swing (R_L = 10 k)	V_O	±12	±14	—	±12	±14	—	V
Common Mode Rejection Ratio (R_S ≤ 10 k)	CMRR	85	100	—	70	100	—	dB
Supply Voltage Rejection Ratio (R_S ≤ 10 k)	PSRR	80	100	—	70	100	—	dB
Supply Current LF347 LF351 LF352	I_D	— — —	7.2 — —	11 — —	— — —	7.2 1.8 3.6	11 3.4 6.5	mA
Slew Rate (A_V = +1)	SR	—	13	—	—	13	—	V/μs
Gain-Bandwidth Product	BWp	—	4.0	—	—	4.0	—	MHz
Equivalent Input Noise Voltage (R_S = 100 Ω, f = 1000 Hz)	e_n	—	16	—	—	16	—	nV/√Hz
Equivalent Input Noise Current (f = 1000 Hz)	i_n	—	0.01	—	—	0.01	—	pA/√Hz
Channel Separation (LF347, LF353) 1.0 Hz ≤ f ≤ 20 kHz (Input Referred)	—	—	−120	—	—	−120	—	dB

For Typical Characteristic Performance Curves, refer to MC34001/34002/34004 data sheet.

NOTES: (continued)

3 Input bias currents of JFET input op amps approximately double for every 10°C rise in junction temperature. To maintain junction temperatures as close to ambient as is possible, pulse techniques are utilized during test.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SCL4046B
SCL4446B

CMOS PHASE-LOCKED LOOPS

FEATURES

- Very low power consumption – 70 μW (typ) @ f_o = 10kHz, 5Vdc
- Operating frequency range (no offset) – Up to 3MHz (typ) @ 10Vdc (SCL4046B) Up to 4MHz (typ) @ 10Vdc (SCL4446B)
- Low frequency drift – 0.04%/°C (typ) @ 10Vdc
- Choice of two phase comparators:
  1. Exclusive-OR network
  2. Edge-controlled memory network with phase-pulse output for lock indication
- VCO Inhibit control for ON-OFF keying and ultra-low standby power consumption
- High VCO linearity 1% (typ)
- Source-follower output of VCO control input (Demodulator Output)
- Zener Diode to assist Supply Regulation
- Balanced Output Drive Current Specifications

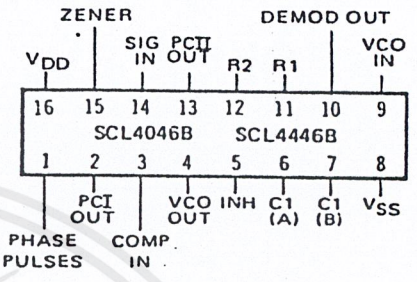
APPLICATIONS

- FM demodulator and modulator
- Frequency synthesis and multiplication
- Frequency discriminator
- Data synchronization
- Voltage-to-frequency conversion
- Tone decoding
- FSK-Modems
- Signal conditioning

DESCRIPTION

The SCL4046B and SCL4446B phase-locked loops contain two phase comparators, a voltage-controlled oscillator (VCO), source follower, and zener diode. The comparators have two common inputs. The Signal input can be used directly coupled to large voltage signals, or indirectly coupled (with a series capacitor) to small voltage signals. The self-bias circuit adjusts small voltage signals in the linear region of the amplifier. Phase comparator I (an exclusive-OR gate) provides a digital error signal PCI_{out}, and maintains 90° phase shift at the center frequency between Signal and Comparator inputs (both at 50% duty cycle). Phase comparator II (with leading edge sensing logic) provides digital error signals $PCII_{out}$ and Phase Pulses, and maintains a 0° phase shift between input signals (duty cycle is immaterial). The linear VCO produces an output signal VCO_{out} whose frequency is determined by the voltage of input VCO_{in} and the capacitor and resistors connected to pins $C1_A$, $C1_B$, R1, and R2. The source follower output, Demod Out, with an external resistor is used where the VCO_{in} signal is needed but no loading can be tolerated. The inhibit input Inh, when high, disables the VCO and source follower to minimize standby power consumption. The zener diode can be used to assist in power supply regulation.

CONNECTION DIAGRAM
(all packages)



Add suffix for package:

C	16-pin Cerdip
D	16-pin Ceramic
E	16-pin Epoxy
F	16-pin Flat
H	Chip

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

For maximum reliability:

DC Supply Voltage	$V_{DD} - V_{SS}$	3 to 15	Vd
Operating Temperature	T_A		
C, D, F, H Device		-55 to +125	°C
E Device		-40 to +85	°C

BLOCK DIAGRAM

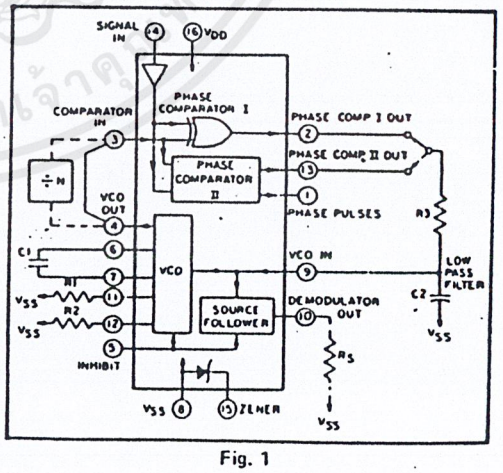


Fig. 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

VCO SECTION

The VCO requires one external capacitor (C1) and one to two external resistors (R1 or R1 and R2). Resistor R1 and capacitor C1 determine the frequency range of the VCO and resistor R2 enables the VCO to have a frequency offset if required. The high input impedance ($10^{12}\Omega$) of the VCO simplifies the design of low-pass filters by permitting the designer a wide choice of resistor-to-capacitor ratios. In order not to load the low-pass filter, a source-follower output of the VCO input voltage is provided at terminal 10 (DEMODULATOR OUTPUT). If this terminal is used, a load resistor (R_S) of 50kΩ or more should be connected from this terminal to V_{SS}. If unused, this terminal should be left open. The VCO can be connected directly or through frequency dividers to the comparator input of the phase comparators. A full CMOS logic swing is available at the output of the VCO. A logic 0 on the INHIBIT input "enables" the VCO and the source follower, while a logic 1 "turns off" both to minimize stand-by power consumption.

PHASE COMPARATORS

The phase-comparator signal input (terminal 14) can be direct-coupled provided the signal swing is within CMOS logic levels [logic "0" $\leq$ 30% (V_{DD}-V_{SS}), logic "1" $\geq$ 70% (V_{DD}-V_{SS})]. For smaller swings the signal must be capacitively coupled to the self-biasing amplifier at the signal input.

Phase comparator I is an exclusive-OR network; it operates analogously to an over-driven balanced mixer. To maximize the lock range, the signal and comparator-input frequencies must have a 50% duty cycle. With no signal or noise on the signal input, this phase comparator has an average output voltage equal to $V_{DD}/2$. The low-pass filter connected to the output of phase comparator I supplies the averaged voltage to the VCO input, and causes the VCO to oscillate at the center frequency (f_o).

The frequency range of input signals on which the PLL will lock, if it was initially out of lock, is defined as the frequency capture range ($2f_c$).

The frequency range of input signals on which the loop will stay locked if it was initially in lock is defined as the frequency lock range ($2f_L$). The capture range can not exceed the lock range.

With phase comparator I, the range of frequencies over which the PLL can acquire lock (capture range) is dependent on the low-pass-filter characteristics, and can be made as large as the lock range. Phase-comparator I enables a PLL system to remain in lock in spite of high amounts of noise in the input signal.

One characteristic of this type of phase comparator is that it may lock onto input frequencies that are close to harmonics of the VCO center-frequency. A second characteristic is that the phase angle between the signal and the comparator input varies between 0° and 180°, and is 90° at the center frequency. Figure 2 shows the (typical) triangular phase-to-output response characteristic of phase-comparator I. Typical waveforms for a CMOS phase-locked-loop employing phase comparator I in locked condition is shown in Figure 3.

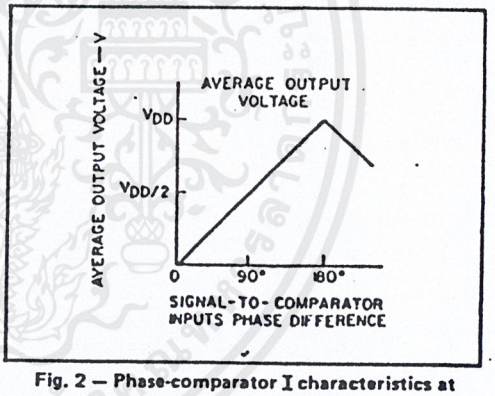


Fig. 2 — Phase-comparator I characteristics at low-pass filter output.

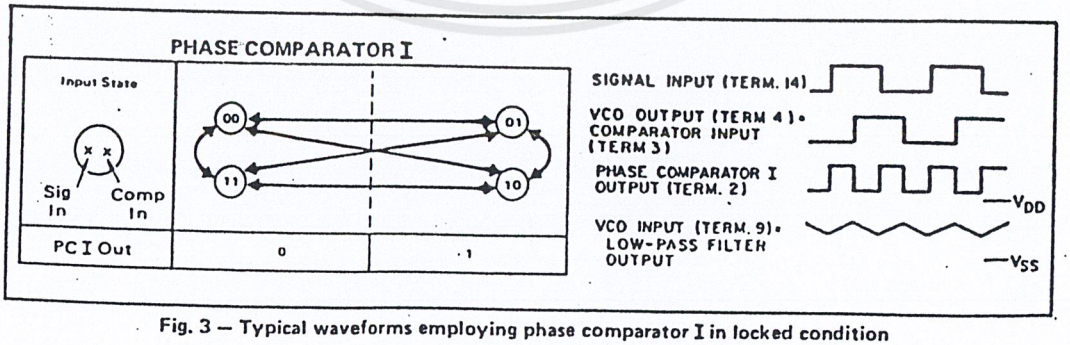


Fig. 3 — Typical waveforms employing phase comparator I in locked condition

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

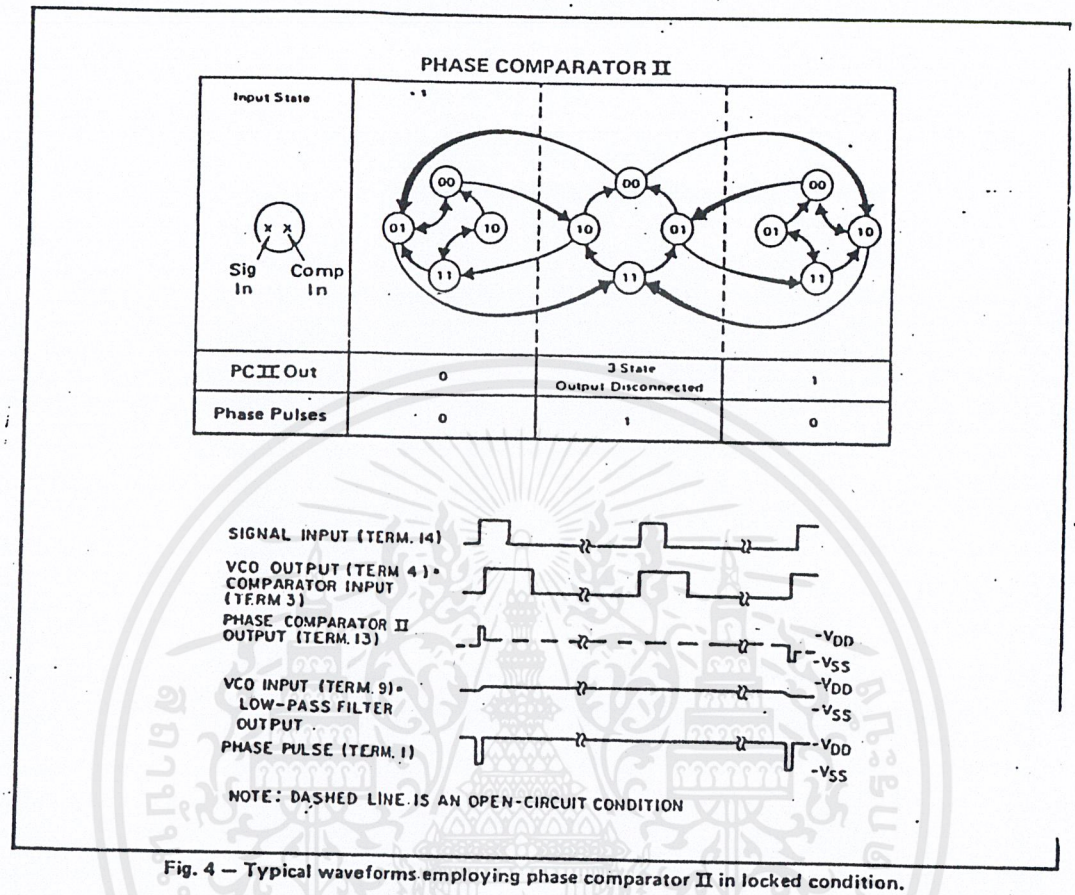


Fig. 4 — Typical waveforms employing phase comparator II in locked condition.

Phase-comparator II is an edge-controlled digital memory network. It consists of several flip-flop stages, control gating, and a three state output circuit comprising p- and n-type drivers having a common output node. When the p-MOS or n-MOS drivers are ON, they pull the output up to V_{DD} or down to V_{SS}, respectively. This type of phase comparator acts only on the positive edges of the signal and comparator inputs. The duty cycles of the signal and comparator inputs are not important since positive transitions control the PLL system utilizing this type of comparator. If the signal lags the comparator input in phase, the n-type output driver is maintained ON for a time corresponding to the phase difference. If the comparator input lags the signal in phase, the p-type output driver is maintained ON for a time corresponding to the phase difference. Subsequently, the capacitor voltage of the low-pass filter connected to this phase comparator is adjusted until the signal and comparator inputs are equal in both phase and frequency. At this stable point, both p- and n-type output drivers remain OFF. Thus, the phase comparator output becomes an open circuit and holds the voltage on the capacitor of the low-pass filter constant. Moreover, the signal at the "phase pulses" output is a high level which can be used for indicating a locked condition. Thus, for phase comparator II, no phase difference exists between signal and comparator input over the full VCO frequency range. Moreover, the power dissipation due to the low-pass filter is reduced when this type of phase comparator is used because both the p- and n-type output drivers are OFF for most of the signal input cycle.

It should be noted that the PLL lock range for this type of phase comparator is equal to the capture range, independent of the low-pass filter. With no signal present at the signal input, the VCO is adjusted to its lowest frequency for phase comparator II. Figure 4 shows typical waveforms for a CMOS PLL employing phase comparator II in a locked condition.

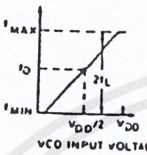
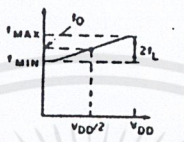
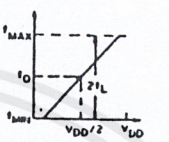
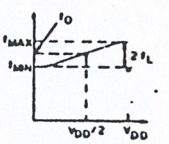
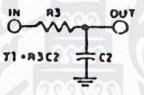
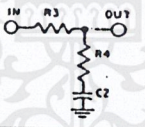
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DESIGN INFORMATION

This information is a guide for approximating the values of external components for the SCL4046B and SCL4446B in a Phase-Locked Loop system. The selected external components must be within the following ranges:

$R1, R2 \geq 2k\Omega$, $R_S \geq 10k\Omega$
$C1 \geq 15pF$

In addition to the given design information refer to Figure 5 for R1, R2, and C1 component selections.

CHARACTERISTICS	USING PHASE COMPARATOR I		USING PHASE COMPARATOR II	
	VCO WITHOUT OFFSET $R_2 = \infty$	VCO WITH OFFSET	VCO WITHOUT OFFSET $R_2 = \infty$	VCO WITH OFFSET
VCO Frequency				
For No Signal Input	VCO in PLL system will adjust to center frequency, f_O		VCO in PLL system will adjust to lowest operating frequency, f_{min}	
Frequency Lock Range, $2f_L$	$2f_L$ = full VCO frequency range $2f_L = f_{max} - f_{min}$			
Frequency Capture Range, $2f_C$	 $2f_C \approx \frac{1}{\pi}\sqrt{\frac{2\pi f_L}{T1}}$ $T1 = R3C2$		$f_C = f_L$	
Loop Filter Component Selection	 For $2f_C$, see Ref.			
Phase Angle between Signal and Comparator	90^O at center frequency (f_O), approximating 0^O and 180^O at ends of lock range ($2f_L$)		Always 0^O in lock	
Locks on Harmonics of Center Frequency	Yes		No	
Signal Input Noise Rejection	High		Low	
VCO Component Selection	– Given: f_O – Use f_O with Fig.5a to determine R1 and C1	– Given: f_O and f_L – Calculate f_{min} from the equation $f_{min} = f_O - f_L$ – Use f_{min} with Fig. 5b to determine R2 and C1 – Calculate $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ from the equation $\frac{f_{max}}{f_{min}} = \frac{f_O + f_L}{f_O - f_L}$ – Use $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ with Fig.5c to determine ratio R2/R1 to obtain R1	– Given: f_{max} – Calculate f_O from the equation $f_O = \frac{f_{max}}{2}$ – Use f_O with Fig.5a to determine R1 and C1	– Given: f_{min} & f_{max} – Use f_{min} with Fig.5b to determine R2 and C1 – Calculate $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ – Use $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ with Fig.5c to determine ratio R2/R1 to obtain R1

REF. G. S. Moschytz, "Miniaturized RC Filters Using Phase-Locked Loop", BSTJ, May, 1965.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Continued)

PARAMETER		CONDITIONS	V_{DD}	+25°C			UNIT
				Min.	Typ.	Max.	
VCO SECTION (Continued)							
TEMPERATURE-FREQUENCY STABILITY							
No Offset		R2 = ∞	5	–	0.12-0.24	–	%/°C
			10	–	0.04-0.08	–	
			15	–	0.015-0.03	–	
With Offset		R2 ≤ 10X R1	5	–	0.06-0.12	–	%/°C
			10	–	0.05-0.1	–	
			15	–	0.03-0.06	–	
INPUT RESISTANCE (VCO_{IN})	R_{IN}		5, 10, 15	–	10^6	–	MΩ
OUTPUT DUTY CYCLE		All valid input combinations and voltages		–	50	–	%
OUTPUT TRANSITION TIME	t_{TLH}, t_{THL}	C_L = 50pF	5	–	100	200	ns
			10	–	50	100	
			15	–	40	80	
PHASE COMPARATORS							
INPUT RESISTANCE							
Signal Input	R_{IN}		5	1	3	–	MΩ
			10	0.2	0.7	–	
			15	0.1	0.3	–	
Comparator Input	R_{IN}		5, 10, 15	–	10^6	–	MΩ
AC-COUPLED INPUT SENSITIVITY							
Signal Input	V_{IN}		5	–	200	400	mV
			10	–	400	800	
			15	–	700	1400	
OUTPUT TRANSITION TIME							
PCI, PCII Outputs	t_{TLH}, t_{THL}	C_L = 50pF	5	–	100	200	ns
			10	–	50	100	
			15	–	40	80	
Phase Pulses Output	t_{TLH}, t_{THL}		5	–	130	260	ns
			10	–	65	130	
			15	–	50	100	
DEMODULATOR OUTPUT							
OFFSET VOLTAGE	VCO_{IN}-V_{DEM}	R_S ≥ 50kΩ	5	–	1.4	2.2	Vdc
			10	–	1.6	2.2	
			15	–	1.8	2.2	
LINEARITY		R_S ≥ 50kΩ					
		VCO_{IN} = 2.5±0.3V	5	–	0.1	–	%
		VCO_{IN} = 5.0±2.5V	10	–	0.6	–	
		VCO_{IN} = 7.5±5.0V	15	–	0.8	–	
ZENER DIODE							
ZENER VOLTAGE	V_Z	I_Z = 50μA	–	6.3	7.0	7.7	V
DYNAMIC RESISTANCE	R_Z	I_Z = 1mA	–	–	100	–	Ω

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS [1, 3]

PARAMETER		V_{DD} (Vdc)	CONDITIONS	T_{LOW} [2]		+25°C			T_{HIGH} [2]		Units
				Min.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Max.	
QUIESCENT DEVICE CURRENT	I_{DD}	5	Inhibit = V_{DD}	–	5	–	0.05	5	–	150	µAdc
		10	Signal Input =	–	10	–	0.01	10	–	300	
		15	V_{DD}	–	20	–	0.2	20	–	600	
TOTAL POWER DISSIPATION	P_T		Inh = V_{SS}, $VCO_{IN} = \frac{V_{DD}}{2}$, f_o = 10kHz,								
		5	C_L = 15pF,	–	–	–	0.07	–	–	–	mW
		10	R1 = 1MΩ,	–	–	–	0.6	–	–	–	
		15	R2 = R_S = ∞	–	–	–	2.4	–	–	–	

NOTES: [1] Remaining Static Electrical Characteristics are listed under "SCL4000B Series Family Specifications".
[2] T_{LOW} = -55°C for C, D, F, H device.
= -40°C for E device.
T_{HIGH} = +125°C for C, D, F, H device.
= + 85°C for E device.
[3] VCO output (pin 4) and Phase Comparator Outputs (pins 2 and 13) have been designed for balanced output drive current specifications. Consult Family Specifications.

PARAMETER		CONDITIONS		V_{DD}	25°C			UNIT
					Min.	Typ.	Max.	
VCO SECTION								
MAXIMUM OPERATING FREQUENCY	f_{max}							
SCL4046B			R1 C1					
		R2 = ∞, VCO_{IN} = V_{DD}	10k 50pF	5	0.5	0.8	–	MHz
				10	1.0	1.5	–	
				15	1.3	1.9	–	
			5k 50pF	5	0.6	1.0	–	MHz
				10	1.4	2.1	–	
				15	1.8	2.7	–	
			2k 50pF	5	–	1.3	–	MHz
				10	–	2.9	–	
				15	–	3.8	–	
SCL4446B		R2 = ∞	R1 C1					
		VCO_{IN} = V_{DD}	10k 50pF	5	0.7	1.0	–	MHz
				10	1.3	2.0	–	
				15	1.9	2.8	–	
			5k 50pF	5	0.9	1.3	–	MHz
				10	1.9	2.9	–	
				15	2.6	3.9	–	
			2k 50pF	5	–	1.8	–	MHz
				10	–	3.9	–	
				15	–	5.4	–	
LINEARITY		R2 = ∞						
		VCO_{IN} = 2.5±0.3V, R1 ≥ 10kΩ		5	–	1	–	%
		VCO_{IN} = 5.0±2.5V, R1 ≥ 400kΩ		10	–	1	–	
		VCO_{IN} = 7.5±5.0V, R1 ≥ 1MΩ		15	–	1	–	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

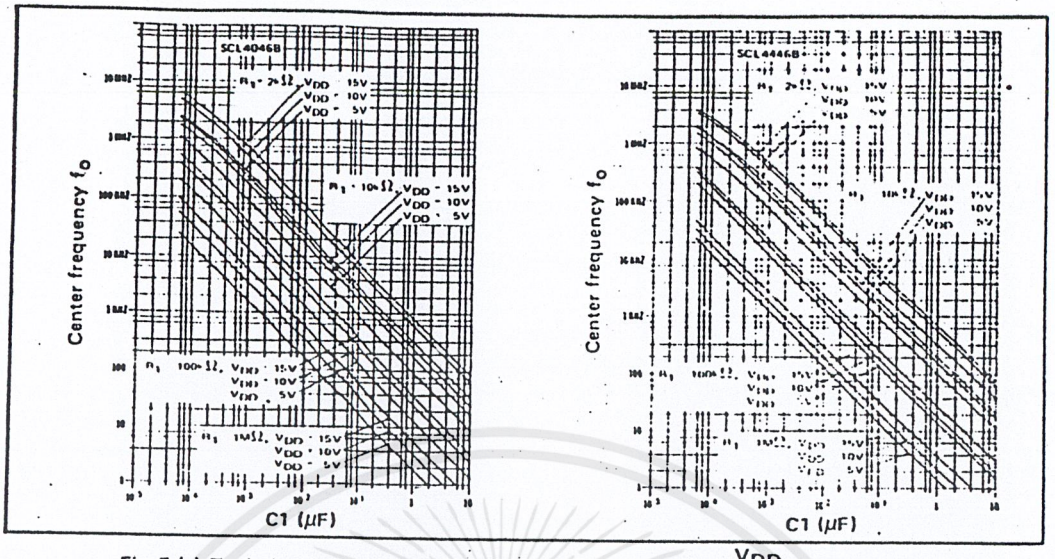


Fig. 5 (a) Typical center frequency (f_o) vs C1 (R2 = ∞, $VCO_{IN} = \frac{V_{DD}}{2}$, T_A = 25°C)

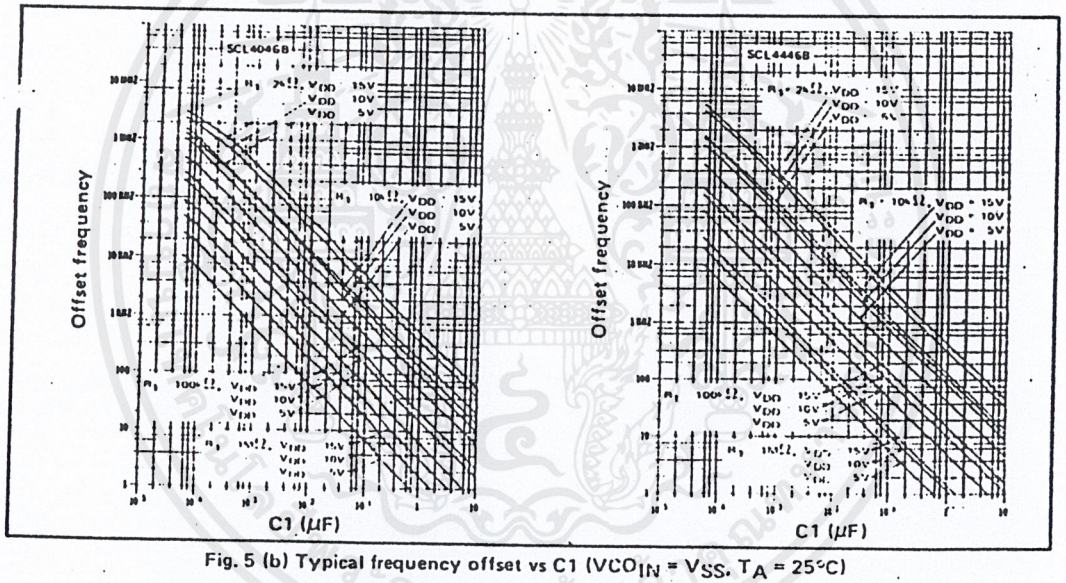


Fig. 5 (b) Typical frequency offset vs C1 (VCO_{IN} = V_{SS}, T_A = 25°C)

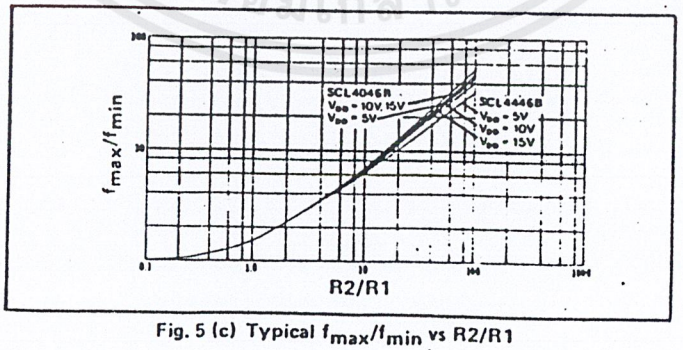


Fig. 5 (c) Typical f_{max}/f_{min} vs R2/R1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

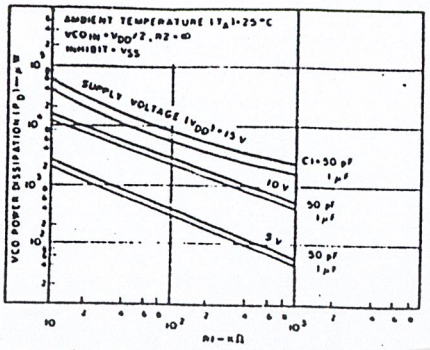


Fig. 6 (a) - Typical VCO power dissipation at center frequency vs R1.

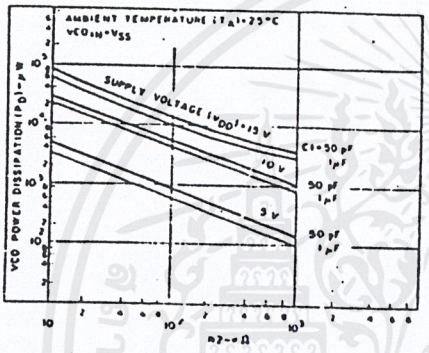


Fig. 6 (b) - Typical VCO power dissipation at f_{min} vs R2.

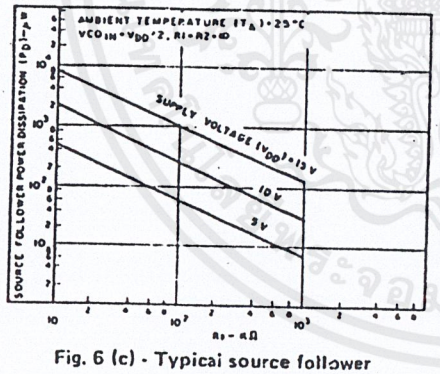


Fig. 6 (c) - Typical source follower power dissipation vs R_S.

NOTE: To obtain approximate total power dissipation of PLL system for no-signal input

P_D (Total) = P_D (f_o) + P_D (f_{MIN}) + P_D (R_S)
– Phase Comparator I

P_D (Total) = P_D (f_{MIN})
– Phase Comparator II

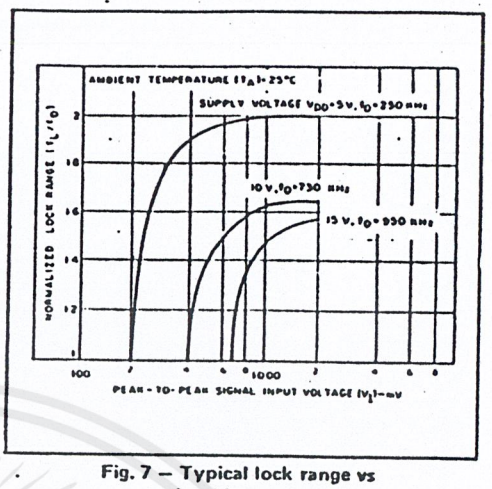


Fig. 7 – Typical lock range vs signal input amplitude

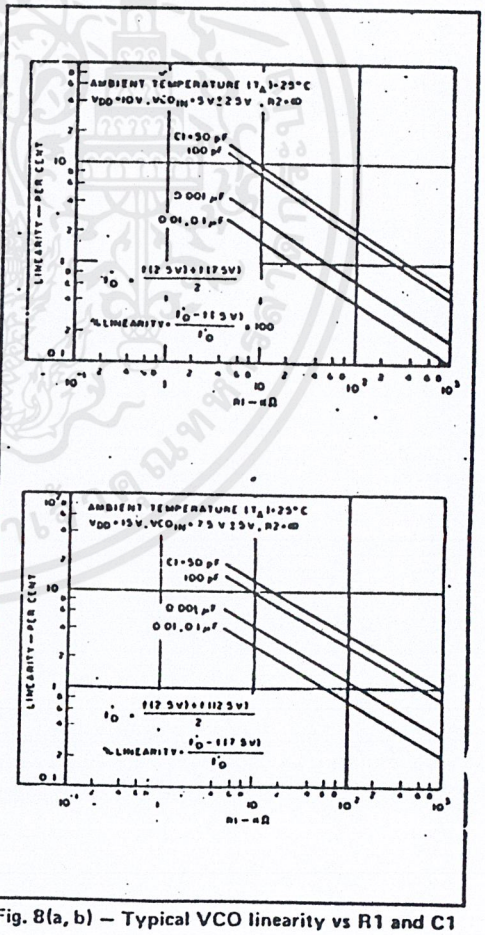


Fig. 8(a, b) – Typical VCO linearity vs R1 and C1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA

MC1408
MC1508

Specifications and Applications Information

EIGHT-BIT MULTIPLYING DIGITAL-TO-ANALOG CONVERTER

SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUIT

EIGHT-BIT MULTIPLYING DIGITAL-TO-ANALOG CONVERTER

. . . designed for use where the output current is a linear product of an eight-bit digital word and an analog input voltage.

- Eight-Bit Accuracy Available in Both Temperature Ranges
  Relative Accuracy: ±0.19% Error maximum
  (MC1408L8, MC1408P8, MC1508L8)
- Seven and Six-Bit Accuracy Available with MC1408 Designated by 7 or 6 Suffix after Package Suffix
- Fast Settling Time – 300 ns typical
- Noninverting Digital Inputs are MTTL and CMOS Compatible
- Output Voltage Swing – +0.4 V to -5.0 V
- High-Speed Multiplying Input
  Slew Rate 4.0 mA/μs
- Standard Supply Voltages: +5.0 V and -5.0 V to -15 V

L SUFFIX
CERAMIC PACKAGE
CASE 620-10

P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 648-06

FIGURE 1 – D-to-A TRANSFER CHARACTERISTICS

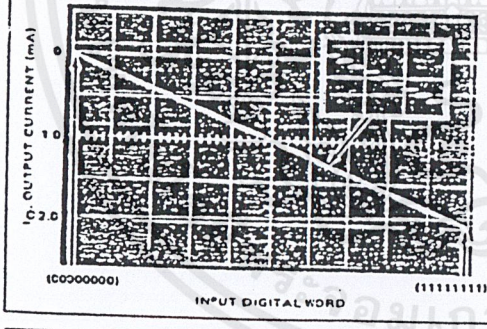
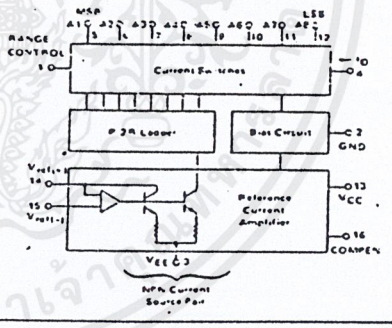


FIGURE 2 – BLOCK DIAGRAM



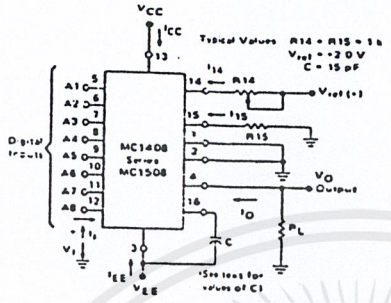
TYPICAL APPLICATIONS

- Tracking A-to-D Converters
- Successive Approximation A-to-D Converters
- 2 1/2 Digit Panel Meters and DVM's
- Waveform Synthesis
- Sample and Hold
- Peak Detector
- Programmable Gain and Attenuation
- CRT Character Generation
- Audio Digitizing and Decoding
- Programmable Power Supplies
- Analog-Digital Multiplication
- Digital-Digital Multiplication
- Analog-Digital Division
- Digital Addition and Subtraction
- Speech Compression and Expansion
- Stepping Motor Drive

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TEST CIRCUITS

FIGURE 3 – NOTATION DEFINITIONS TEST CIRCUIT



V_I and I_I apply to inputs A1 thru A8

The resistor tied to pin 15 is to temperature compensate the bias current and may not be necessary for all applications.

$$I_O = K\left\{\frac{A1}{2} + \frac{A2}{4} + \frac{A3}{8} + \frac{A4}{16} + \frac{A5}{32} + \frac{A6}{64} + \frac{A7}{128} + \frac{A8}{256}\right\}$$

where $K \geq \frac{V_{ref}}{R14}$

and A_N = "1" if A_N is at high level
A_N = "0" if A_N is at low level

FIGURE 4 – RELATIVE ACCURACY TEST CIRCUIT

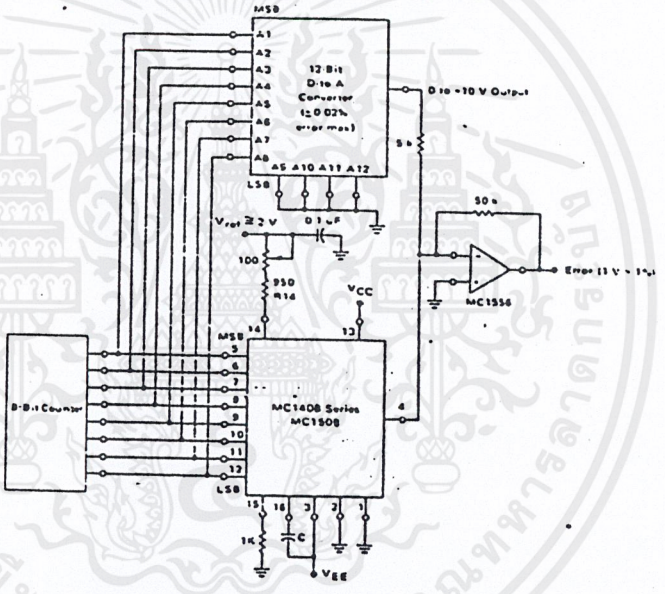
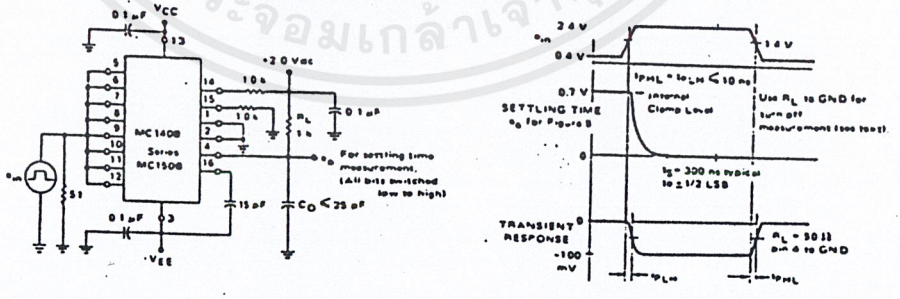


FIGURE 5 – TRANSIENT RESPONSE and SETTLING TIME



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TEST CIRCUITS (continued)

FIGURE 6 – REFERENCE CURRENT SLEW RATE MEASUREMENT

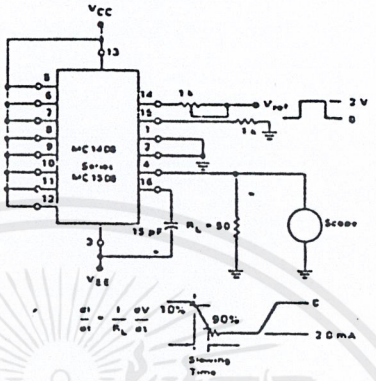


FIGURE 7 – POSITIVE V_{ref}

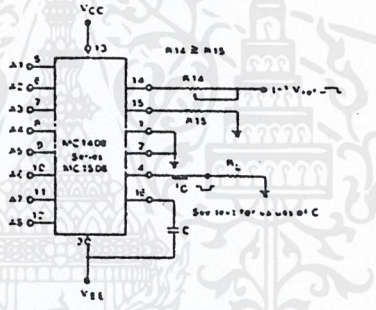
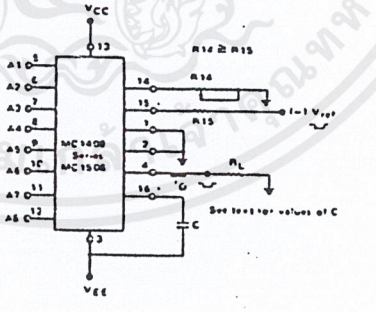
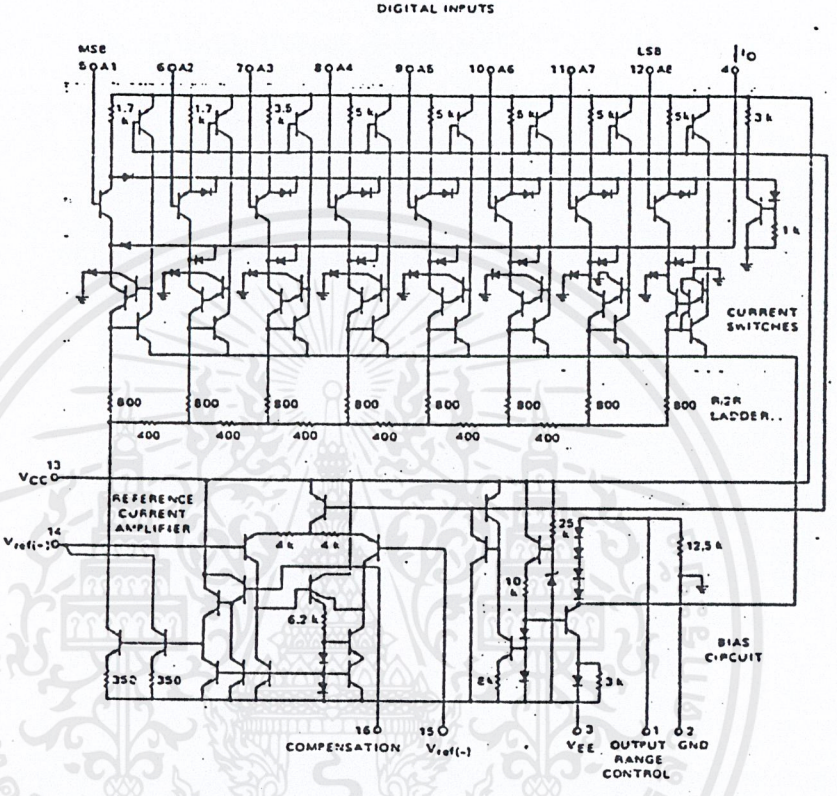


FIGURE 8 – NEGATIVE V_{ref}



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 5 – MC1408, MC1508 SERIES EQUIVALENT CIRCUIT SCHEMATIC



CIRCUIT DESCRIPTION

The MC1408 consists of a reference current amplifier, an R-2R ladder, and eight high-speed current switches. For many applications, only a reference resistor and reference voltage need be added.

The switches are noninverting in operation, therefore a high state on the input turns on the specified output current component. The switch uses current steering for high speed, and a termination amplifier consisting of an active load gain stage with unity gain feedback. The termination amplifier holds the parasitic capacitance of the ladder at a constant voltage during switching, and provides a low impedance termination of equal voltage for all legs of the ladder.

The R-2R ladder divides the reference amplifier current into binarily-related components, which are fed to the switches. Note that there is always a remainder current which is equal to the least significant bit. This current is shunted to ground, and the maximum output current is 255/256 of the reference amplifier current, or 1.992 mA for a 2.0 mA reference amplifier current if the NPN current source pair is perfectly matched.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

GENERAL INFORMATION

Reference Amplifier Drive and Compensation

The reference amplifier provides a voltage at pin 14 for converting the reference voltage to a current, and a turn-around circuit or current mirror for feeding the ladder. The reference amplifier input current, I14, must always flow into pin 14 regardless of the setup method or reference voltage polarity.

Connections for a positive reference voltage are shown in Figure 7. The reference voltage source supplies the full current I14. For bipolar reference signals, as in the multiplying mode, R15 can be tied to a negative voltage corresponding to the minimum input level. It is possible to eliminate R15 with only a small sacrifice in accuracy and temperature drift. Another method for bipolar inputs is shown in Figure 25.

The compensation capacitor value must be increased with increases in R14 to maintain proper phase margin. For R14 values of 1.0, 2.5 and 5.0 kilohms, minimum capacitor values are 15, 37, and 75 pF. The capacitor should be tied to V_{EE} as this increases negative supply rejection.

A negative reference voltage may be used if R14 is grounded and the reference voltage is applied to R15 as shown in Figure 8. A high input impedance is the main advantage of this method. Compensation involves a capacitor to V_{EE} on pin 16, using the values of the previous paragraph. The negative reference voltage must be at least 3.0-volts above the V_{EE} supply. Bipolar input signals may be handled by connecting R14 to a positive reference voltage equal to the peak positive input level at pin 15.

When a dc reference voltage is used, capacitive bypass to ground is recommended. The 5.0-V logic supply is not recommended as a reference voltage. If a well regulated 5.0-V supply which drives logic is to be used as the reference, R14 should be decoupled by connecting it to +5.0 V through another resistor and bypassing the junction of the two resistors with 0.1 μF to ground. For reference voltages greater than 5.0 V, a clamp diode is recommended between pin 14 and ground.

If pin 14 is driven by a high impedance such as a transistor current source, none of the above compensation methods apply and the amplifier must be heavily compensated, decreasing the overall bandwidth.

Output Voltage Range

The voltage on pin 4 is restricted to a range of −0.55 to +0.4 volts at +25°C, due to the current switching methods employed in the MC1408. When a current switch is turned "off", the positive voltage on the output terminal can turn "on" the output diode and increase the output current level. When a current switch is turned "on", the negative output voltage range is restricted. The base of the termination circuit Darlington transistor is one diode voltage below ground when pin 1 is grounded, so a negative voltage below the specified safe level will drive the low current device of the Darlington into saturation, decreasing the output current level.

The negative output voltage compliance of the MC1408 may be extended to −5.0 V volts by opening the circuit at pin 1. The negative supply voltage must be more negative than −10 volts. Using a full scale current of 1.992 mA and load resistor of 2.5 kilohms between pin 4 and ground will yield a voltage output of 256 levels between 0 and −4.980 volts. Floating pin 1 does not affect the converter speed or power dissipation. However, the value of the load resistor determines the switching time due to increased voltage swing. Values of R_L up to 500 ohms do not significantly affect performance, but a 2.5-kilohm load increases "worst case" settling time to 1.2 μs (when all bits are switched on). Refer to the subsequent text section on Settling Time for more details on output loading.

If a power supply value between −5.0 V and −10 V is desired, a voltage of between 0 and −5.0 V may be applied to pin 1. The value of this voltage will be the maximum allowable negative output swing.

Output Current Range

The output current maximum rating of 4.2 mA may be used only for negative supply voltages typically more negative than −8.0 volts, due to the increased voltage drop across the 350-ohm resistors in the reference current amplifier.

Accuracy

Absolute accuracy is the measure of each output current level with respect to its intended value, and is dependent upon relative accuracy and full scale current drift. Relative accuracy is the measure of each output current level as a fraction of the full scale current. The relative accuracy of the MC1408 is essentially constant with temperature due to the excellent temperature tracking of the monolithic resistor ladder. The reference current may drift with temperature, causing a change in the absolute accuracy of output current. However, the MC1408 has a very low full scale current drift with temperature.

The MC1408-MC1508 Series is guaranteed accurate to within ±1/2 LSB at +25°C at a full scale output current of 1.992 mA. This corresponds to a reference amplifier output current drive to the ladder network of 2.0 mA, with the loss of one LSB = 8.0 μA which is the ladder remainder shunted to ground. The input current to pin 14 has a guaranteed value of between 1.9 and 2.1 mA, allowing some mismatch in the NPN current source pair. The accuracy test circuit is shown in Figure 4. The 12-bit converter is calibrated for a full scale output current of 1.992 mA. This is an optional step since the MC1408 accuracy is essentially the same between 1.5 and 2.5 mA. Then the MC1408 circuits' full scale current is trimmed to the same value with R14 so that a zero value appears at the error amplifier output. The counter is activated and the error band may be displayed on an oscilloscope, detected by comparators, or stored in a peak detector.

Two 8-bit D-to-A converters may not be used to construct a 16-bit accurate D-to-A converter. 16-bit accuracy implies a total error of ±1.2 of one part in 65,536, or ±0.00076%, which is much more accurate than the ±0.19% specification provided by the MC1408-8.

Multiplying Accuracy

The MC1408 may be used in the multiplying mode with eight-bit accuracy when the reference current is varied over a range of 256:1. The major source of error is the bias current of the termination amplifier. Under "worst case" conditions, these eight amplifiers can contribute a total of 1.6 μA extra current at the output terminal. If the reference current in the multiplying mode ranges from 16 μA to 4.0 mA, the 1.6 μA contributes an error of 0.1 LSB. This is well within eight-bit accuracy referenced to 4.0 mA.

A monotonic converter is one which supplies an increase in current for each increment in the binary word. Typically, the MC1408 is monotonic for all values of reference current above 0.5 mA. The recommended range for operation with a dc reference current is 0.5 to 4.0 mA.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

GENERAL INFORMATION (Continued)

Settling Time

The "worst case" switching condition occurs when all bits are switched "on", which corresponds to a low-to-high transition for all bits. This time is typically 300 ns for settling to within ±1/2 LSB, for 8 bit accuracy, and 200 ns to 1/2 LSB for 7 and 6-bit accuracy. The turn off is typically under 100 ns. These times apply when $R_L \leq 500$ ohms and $C_O \leq 25$ pF.

The slowest single switch is the least significant bit, which turns "on" and settles in 250 ns and turns "off" in 20 ns. In applications where the D-to-A converter functions in a positive-going ramp mode, the "worst case" switching condition does not occur, and a settling time of less than 300 ns may be realized. Bit A7 turns "on" in 200 ns and "off" in 20 ns, while bit A6 turns "on" in 150 ns and "off" in 20 ns.

The test circuit of Figure 5 requires a smaller voltage swing for the current switches due to internal voltage clamping in the MC-1408. A 1.0-kilohm load resistor from pin 4 to ground gives a typical settling time of 400 ns. Thus, it is voltage swing and not the output RC time constant that determines settling time for most applications.

Extra care must be taken in board layout since this is usually the dominant factor in satisfactory test results when measuring settling time. Short leads, 100 µF supply bypassing for low frequencies, and minimum scope lead length are all mandatory.

TYPICAL CHARACTERISTICS

(V_{CC} = +5.0 V, V_{EE} = -15 V, T_A = +25°C unless otherwise noted.)

FIGURE 10 – LOGIC INPUT CURRENT versus INPUT VOLTAGE

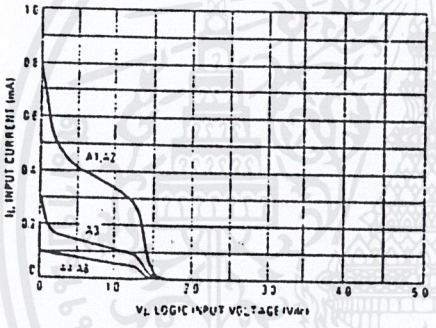


FIGURE 11 – TRANSFER CHARACTERISTIC versus TEMPERATURE
(A5 thru A8 thresholds lie within range for A1 thru A4)

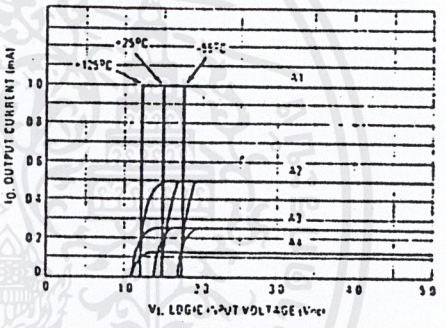


FIGURE 12 – OUTPUT CURRENT versus OUTPUT VOLTAGE
(See text for pin 1 restrictions)

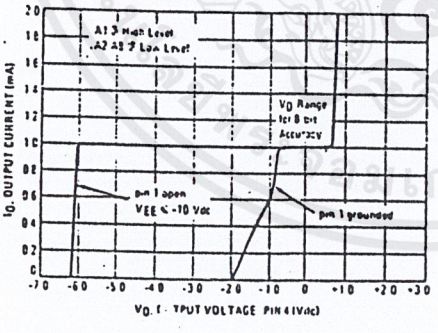
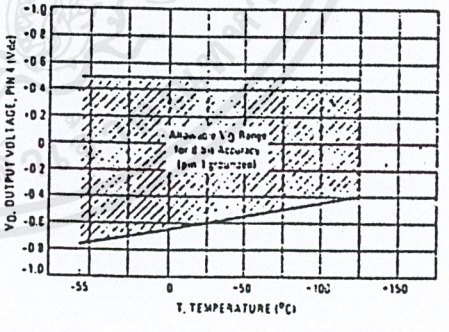


FIGURE 13 – OUTPUT VOLTAGE versus TEMPERATURE
(Negative range with pin 1 open is -5.0 Vdc over full temperature range)

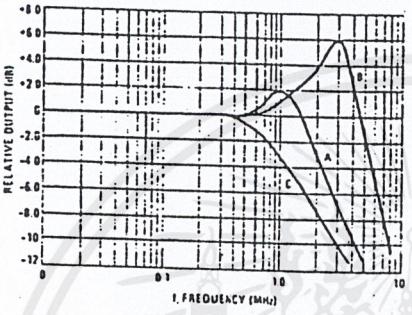


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

(V_{CC} = +5.0 V, V_{EE} = -15 V, T_A = +25°C unless otherwise noted.)

FIGURE 14 – REFERENCE INPUT FREQUENCY RESPONSE



Unless otherwise specified:
R14 = R15 = 1.0 kΩ
C = 15 pF on Pin 16 to V_{EE}
R_L = 50 Ω on Pin 4 to GND

Curve A – Large Signal Bandwidth
Method of Figure 7
V_{ref} = 2.0 Vp-p offset 1.0 V above GND

Curve B – Small Signal Bandwidth
Method of Figure 7, R_L = 250 Ω
V_{ref} = 50 mVp-p offset 200 mV above GND

Curve C – Large and Small Signal Bandwidth
Method of Figure 2 (no op amp), R_L = 50 Ω
R_S = 50 Ω
V_{ref} = 2.0 V
V_S = 100 mVp-p centered at 0 V

FIGURE 15 – TYPICAL POWER SUPPLY CURRENT versus TEMPERATURE (all bits low)

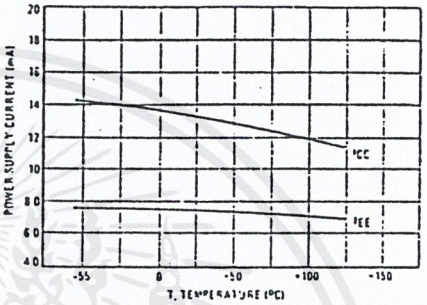
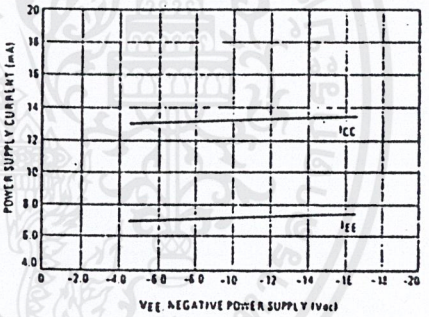
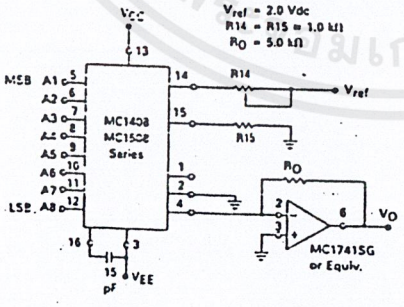


FIGURE 16 – TYPICAL POWER SUPPLY CURRENT versus V_{EE} (all bits low)



APPLICATIONS INFORMATION

FIGURE 17 – OUTPUT CURRENT TO VOLTAGE CONVERSION



Theoretical V_O

$$V_O = \frac{V_{ref}}{R14}(R_O)\left[\frac{A1}{2} + \frac{A2}{4} + \frac{A3}{8} + \frac{A4}{16} + \frac{A5}{32} + \frac{A6}{64} + \frac{A7}{128} + \frac{A8}{256}\right]$$

Adjust V_{ref}, R14 or R_O so that V_O with all digital inputs at high level is equal to 9.961 volts.

$$V_O = \frac{2\ V}{1\ k}(5\ k)\left[\frac{1}{2} + \frac{1}{4} + \frac{1}{8} + \frac{1}{16} + \frac{1}{32} + \frac{1}{64} + \frac{1}{128} + \frac{1}{256}\right]$$

$$= 10\ V\left[\frac{255}{256}\right] = 9.961\ V$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

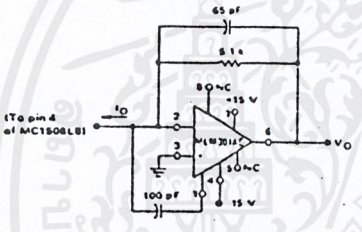
APPLICATIONS INFORMATION (continued)

Voltage outputs of a larger magnitude are obtainable with this circuit which uses an external operational amplifier as a current to voltage converter. This configuration automatically keeps the output of the MC1408 at ground potential and the operational amplifier can generate a positive voltage limited only by its positive supply voltage. Frequency response and settling time are primarily determined by the characteristics of the operational amplifier. In addition, the operational amplifier must be compensated for unity gain, and in some cases overcompensation may be desirable.

Note that this configuration results in a positive output voltage only, the magnitude of which is dependent on the digital input.

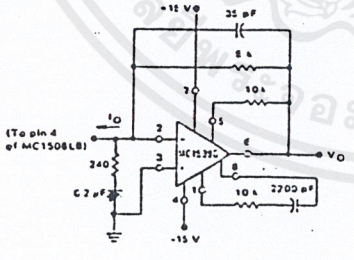
The following circuit shows how the MLM301AG can be used in a feedforward mode resulting in a full scale settling time on the order of 2.0 μs.

FIGURE 18



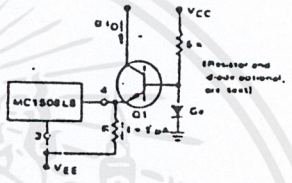
An alternative method is to use the MC1539G and input compensation. Response of this circuit is also on the order of 2.0 μs. See Motorola Application Note AN-459 for more details on this concept.

FIGURE 19



The positive voltage range may be extended by cascading the output with a high beta common base transistor, Q1, as shown.

FIGURE 20 – EXTENDING POSITIVE VOLTAGE RANGE



The output voltage range for this circuit is 0 volts to BV_{CBO} of the transistor. If pin 1 is left open, the transistor base may be grounded, eliminating both the resistor and the diode. Variations in beta must be considered for wide temperature range applications. An inverted output waveform may be obtained by using a load resistor from a positive reference voltage to the collector of the transistor. Also, high-speed operation is possible with a large output voltage swing, because pin 4 is held at a constant voltage. The resistor (R) to V_{EE} maintains the transistor emitter voltage when all bits are "off" and insures fast turn-on of the least significant bit.

Combined Output Amplifier and Voltage Reference

For many of its applications the MC1408 requires a reference voltage and an operational amplifier. Normally the operational amplifier is used as a current to voltage converter and its output need only go positive. With the popular MC1723G voltage regulator both of these functions are provided in a single package with the added bonus of up to 150 mA of output current. See Figure 21. The MC1723G uses both a positive and negative power supply. The reference voltage of the MC1723G is then developed with respect to the negative voltage and appears as a common-mode signal to the reference amplifier in the D-to-A converter. This allows use of its output amplifier as a classic current-to-voltage converter with the non-inverting input grounded.

Since ±15 V and +5.0 V are normally available in a combination digital-to-analog system, only the -5.0 V need be developed. A resistor divider is sufficiently accurate since the allowable range on pin 5 is from -2.0 to -8.0 volts. The 5.0 kilohm pulldown resistor on the amplifier output is necessary for fast negative transitions.

Full scale output may be increased to as much as 32 volts by increasing R_O and raising the +15 V supply voltage to 35 V maximum. The resistor divider should be altered to comply with the maximum limit of 40 volts across the MC1723G. C_O may be decreased to maintain the same R_OC_O product if maximum speed is desired.

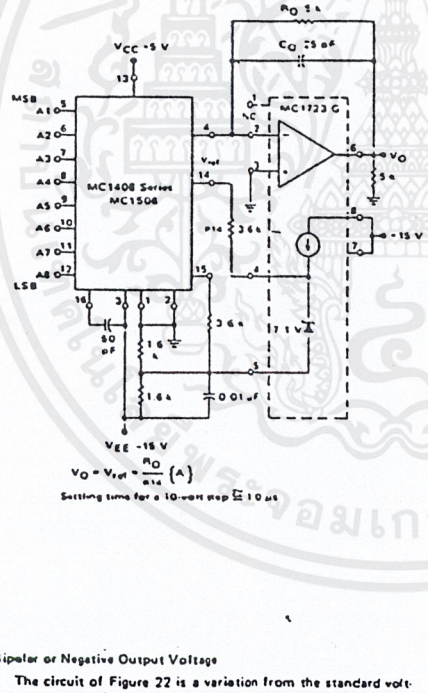
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

APPLICATIONS INFORMATION (continued)

Programmable Power Supply

The circuit of Figure 21 can be used as a digitally programmed power supply by the addition of thumbwheel switches and a BCD-to-binary converter. The output voltage can be scaled in several ways, including 0 to +25.5 volts in 0.1-volt increments, ±0.05 volt; or 0 to 5.1 volts in 20 mV increments, ±10 mV.

FIGURE 21 – COMBINED OUTPUT AMPLIFIER and VOLTAGE REFERENCE CIRCUIT



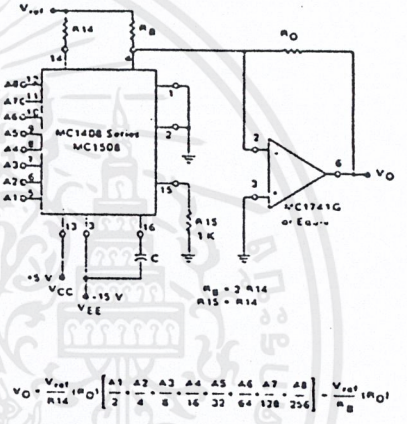
$V_O = V_{ref} \frac{R_O}{R14} (A)$

Settling time for a 10-volt step ≅ 10 µs

Bipolar or Negative Output Voltage

The circuit of Figure 22 is a variation from the standard voltage output circuit and will produce bipolar output signals. A positive current may be sourced into the summing node to offset the output voltage in the negative direction. For example, if approximately 1.0 mA is used a bipolar output signal results which may be described as a 8-bit "1's" complement offset binary. V_{ref} may be used as this auxiliary reference. Note that R_O has been doubled to 10 kilohms because of the anticipated 20 V(p-p) output range.

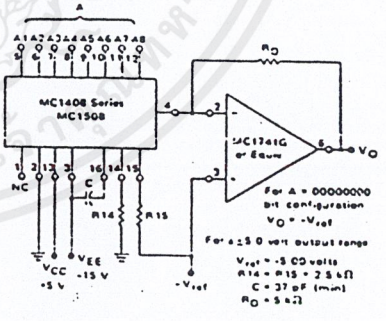
FIGURE 22 – BIPOLAR OR NEGATIVE OUTPUT VOLTAGE CIRCUIT



$R_B = 2\,R14$
$R15 = R14$

$V_O = \frac{V_{ref}}{R14}(R_O)\left[\frac{A1}{2} + \frac{A2}{4} + \frac{A3}{8} + \frac{A4}{16} + \frac{A5}{32} + \frac{A6}{64} + \frac{A7}{128} + \frac{A8}{256}\right] - \frac{V_{ref}}{R_B}(R_O)$

FIGURE 23 – BIPOLAR OR INVERTED NEGATIVE OUTPUT VOLTAGE CIRCUIT



Decrease R_O to 2.5 kΩ for a 0 to -5.0-volt output range. This application provides somewhat lower speed, as previously discussed in the Output Voltage Range section of the General Information.

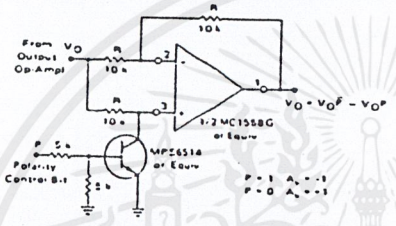
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

APPLICATIONS INFORMATION (continued)

Polarity Switching Circuit, 8-Bit Magnitude Plus Sign D-to-A Converter

Bipolar outputs may also be obtained by using a polarity switching circuit. The circuit of Figure 24 gives 8-bit magnitude plus a sign bit. In this configuration the operational amplifier is switched between a gain of +1.0 and -1.0. Although another operational amplifier is required, no more space is taken when a dual operational amplifier such as the MC1558G is used. The transistor should be selected for a very low saturation voltage and resistance.

FIGURE 24 – POLARITY SWITCHING CIRCUIT
(8-Bit Magnitude Plus Sign D-to-A Converter)



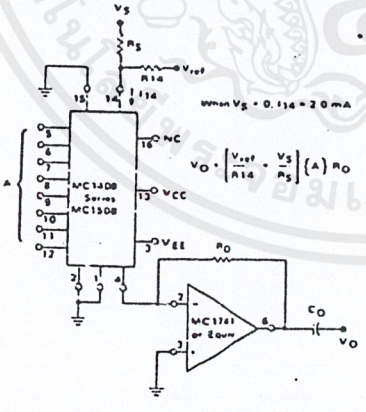
Programmable Gain Amplifier or Digital Attenuator

When used in the multiplying mode the MC1408 can be applied as a digital attenuator. See Figure 25. One advantage of this technique is that if R_S = 50 ohms, no compensation capacitor is needed. The small and large signal bandwidths are now identical and are shown in Figure 14.

The best frequency response is obtained by not allowing I_{14} to reach zero. However, the high impedance node, pin 16, is clamped to prevent saturation and insure fast recovery when the current through R14 goes to zero. R_S can be set for a ±1.0 mA variation in relation to I_{14}. I_{14} can never be negative.

The output current is always unipolar. The quiescent dc output current level changes with the digital word which makes ac coupling necessary.

FIGURE 25 – PROGRAMMABLE GAIN AMPLIFIER OR DIGITAL ATTENUATOR CIRCUIT



$$V_O = \left[\frac{V_{ref}}{R14} - \frac{V_S}{R_S}\right](A)\,R_O$$

Panel Meter Readout

The MC1408 can be used to read out the status of BCD binary registers or counters in a digital control system. The current output can be used to drive directly an analog panel meter. External meter shunts may be necessary if a meter of less than 1 mA full scale is used. Full scale calibration can be done by adjusting R14 or V_{ref}.

FIGURE 26 – PANEL METER READOUT CIRCUIT

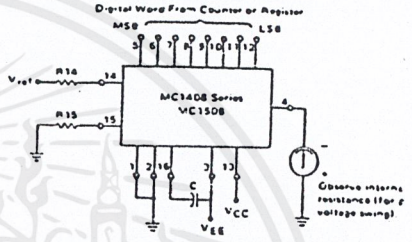
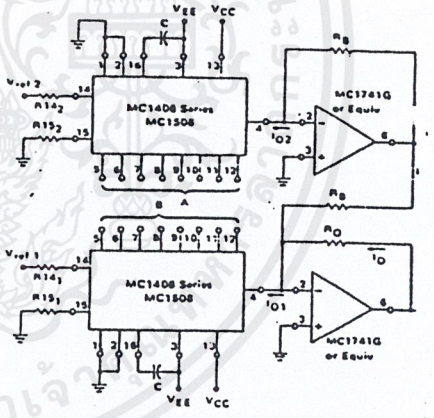


FIGURE 27 – DC COUPLED DIGITAL ATTENUATOR and DIGITAL SUBTRACTION



$$I_O = I_{O1} - I_{O2} = \frac{V_{ref\,1}}{R14_1}(A) - \frac{V_{ref\,2}}{R14_2}(B) \qquad I_{O2} = \overline{I_B}$$

$$I_B = I_O - I_{O1}$$

Digital Subtraction:

Let $\frac{V_{ref\,1}}{R14_1} = \frac{V_{ref\,2}}{R14_2}$.

Programmable Amplifier.

Connect Digital Inputs so A = B

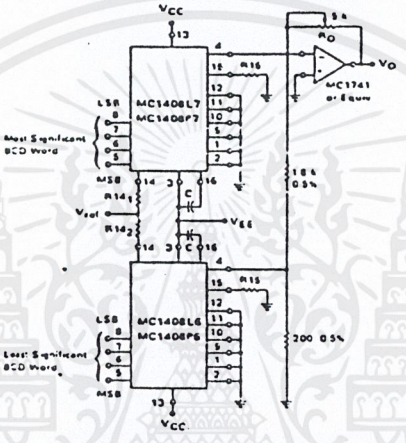
$$V_O = \frac{V_{ref\,1}}{R14_1} R_O\left[(A) - (B)\right]$$

$$V_O = (A)\left[\frac{V_{ref\,1}}{R14_1} - \frac{V_{ref\,2}}{R14_2}\right]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

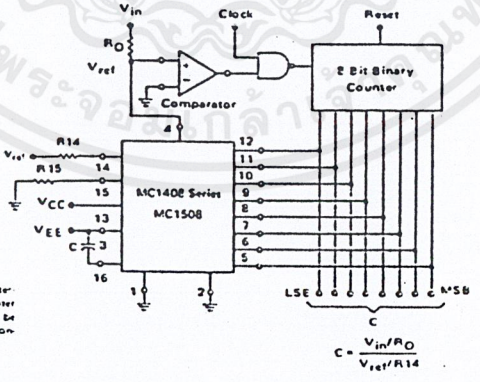
APPLICATIONS INFORMATION (continued)

FIGURE 36 – TWO-DIGIT BCD CONVERSION



Two 8-bit, D-to-A converters can be used to build a two digit BCD D-to-A or A-to-D converter. If both outputs feed the virtual ground of an operational amplifier, 10:1 current scaling can be achieved with a resistive current divider. If current output is desired, the units may be operated at full scale current levels of 4.0 mA and 0.4 mA with the outputs connected to sum the currents. The error of the D-to-A converter handling the least significant bits will be scaled down by a factor of ten and thus an MC1408L6 may be used for the least significant word.

FIGURE 37 – DIGITAL QUOTIENT OF TWO ANALOG VARIABLES or ANALOG-TO-DIGITAL CONVERSION



The circuit shown is a simple counter-ramp converter. An UP/DOWN counter and dual threshold comparator can be used to provide faster operation and continuous conversion.

$$C = \frac{V_{in}/R_O}{V_{ref}/R14}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MAXIMUM RATINGS (T_A = +25°C unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage	V_{CC} V_{EE}	+5.5 -16.5	Vdc
Digital Input Voltage	V_5 thru V_{12}	0 to +5.5	Vdc
Applied Output Voltage	V_O	+0.5,-5.2	Vdc
Reference Current	I_{14}	5.0	mA
Reference Amplifier Inputs	V_{14},V_{15}	V_{CC},V_{EE}	Vdc
Operating Temperature Range MC1508 MC1408 Series	T_A	 -55 to +125 0 to +75	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +150	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = +5.0 Vdc, V_{EE} = -15 Vdc, $\frac{V_{ref}}{R14}$ = 2.0 mA, MC1508L8: T_A = -55°C to +125°C, MC1408L Series: T_A = 0 to +75°C unless otherwise noted. All digital inputs at high logic level.)

Characteristic	Figure	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Relative Accuracy (Error relative to full scale I_O) MC1508L8, MC1408L8, MC1408P8 MC1408P7, MC1408L7, See Note 1 MC1408P6, MC1408L6, See Note 1	4	E_r	 – – –	 – – –	 ±0.19 ±0.39 ±0.78	%
Settling Time to within ±1/2 LSB (includes t_{PLH}) (T_A = +25°C) See Note 2	5	t_S	–	300	–	ns
Propagation Delay Time T_A = +25°C	5	t_{PLH},t_{PHL}	–	30	100	ns
Output Full Scale Current Drift		TC_{IO}	–	-20	–	PPM/°C
Digital Input Logic Levels (MSB) High Level, Logic "1" Low Level, Logic "0"	3	 V_{IH} V_{IL}	 2.0 –	 – –	 – 0.8	Vdc
Digital Input Current (MSB) High Level, V_{IH} = 5.0 V Low Level, V_{IL} = 0.8 V	3	 I_{IH} I_{IL}	 – –	 0 -0.4	 0.04 -0.8	mA
Reference Input Bias Current (Pin 15)	3	I_{15}	–	-1.0	-5.0	µA
Output Current Range V_{EE} = -5.0 V V_{EE} = -15 V, T_A = 25°C	3	I_{OR}	 0 0	 2.0 2.0	 2.1 4.2	mA
Output Current V_{ref} = 2.000 V, R14 = 1000 Ω	3	I_O	1.9	1.99	2.1	mA
Output Current (All bits low)	3	$I_{O(min)}$	–	0	4.0	µA
Output Voltage Compliance (E_r ≤ 0.19% at T_A = +25°C) Pin 1 grounded Pin 1 open, V_{EE} below -10 V	3	V_O	 – –	 – –	 -0.55, +0.4 -5.0, +0.4	Vdc
Reference Current Slew Rate	6	SR I_{ref}	–	4.0	–	mA/µs
Output Current Power Supply Sensitivity		PSRR(–)	–	0.5	2.7	µA/V
Power Supply Current (All bits low)	3	I_{CC} I_{EE}	– –	+13.5 -7.5	+22 -13	mA
Power Supply Voltage Range (T_A = +25°C)	3	V_{CCR} V_{EER}	+4.5 -4.5	+5.0 -15	+5.5 -16.5	Vdc
Power Dissipation All bits low V_{EE} = -5.0 Vdc V_{EE} = -15 Vdc All bits high V_{EE} = -5.0 Vdc V_{EE} = -15 Vdc	3	P_D	 – – – –	 105 190 90 160	 170 305 – –	mW

Note 1. All current switches are tested to guarantee at least 50% of rated output current.
Note 2. All bits switched.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Precision Waveform Generator/Voltage Controlled Oscillator

The ICL8038 waveform generator is a monolithic integrated circuit capable of producing high accuracy sine, square, triangular, sawtooth and pulse waveforms with a minimum of external components. The frequency (or repetition rate) can be selected externally from 0.001Hz to more than 300kHz using either resistors or capacitors, and frequency modulation and sweeping can be accomplished with an external voltage. The ICL8038 is fabricated with advanced monolithic technology, using Schottky barrier diodes and thin film resistors, and the output is stable over a wide range of temperature and supply variations. These devices may be interfaced with phase locked loop circuitry to reduce temperature drift to less than 250ppm/^{o}C.

Features

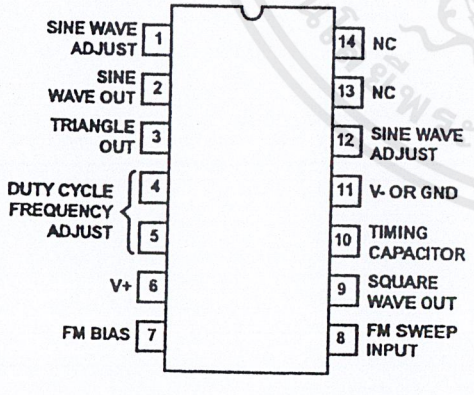
- Low Frequency Drift with Temperature. 250pp
- Low Distortion. . . . . 1% (Sine Wave O
- High Linearity . . . . . .0.1% (Triangle Wave O
- Wide Frequency Range. . . . . 0.001Hz to 3(
- Variable Duty Cycle . . . . . 2% t(
- High Level Outputs. . . . . .TTL t
- Simultaneous Sine, Square, and Triangle Wave Outputs
- Easy to Use - Just a Handful of External Component Required

Ordering Information

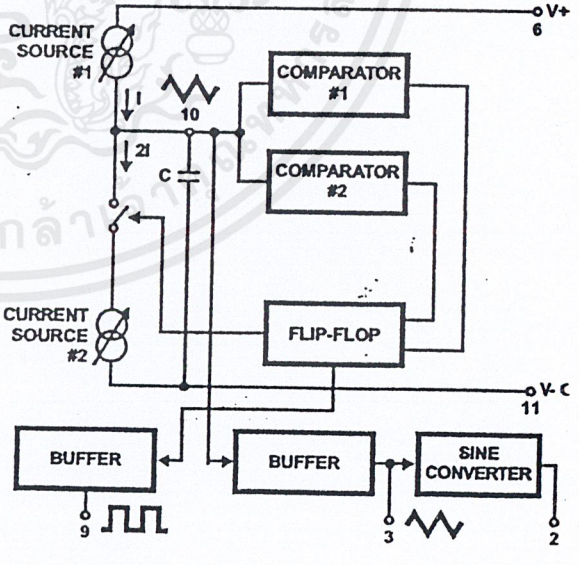
PART NUMBER	STABILITY	TEMP. RANGE (^{o}C)	PACKAGE	PKG. NO
ICL8038CCPD	250ppm/^{o}C (Typ)	0 to 70	14 Ld PDIP	E14.3
ICL8038CCJD	250ppm/^{o}C (Typ)	0 to 70	14 Ld CERDIP	F14.3
ICL8038BCJD	180ppm/^{o}C (Typ)	0 to 70	14 Ld CERDIP	F14.3
ICL8038ACJD	120ppm/^{o}C (Typ)	0 to 70	14 Ld CERDIP	F14.3

Pinout

ICL8038
(PDIP, CERDIP)
TOP VIEW



Functional Diagram



CAUTION: These devices are sensitive to electrostatic discharge; follow proper IC Handling Proce
Copyright © Harris Corporation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage (V- to V+) 36V
Input Voltage (Any Pin) ..... V- to V+
Input Current (Pins 4 and 5) 25mA
Output Sink Current (Pins 3 and 9) 25mA

Operating Conditions

Temperature Range
ICL8038AC, ICL8038BC, ICL8038CC ..... $0^{o}C$ to $70^{o}C$

Thermal Information

Thermal Resistance (Typical, Note 1)	θ_{JA} ($^{o}C/W$)	θ_{JC} (^{o}
CERDIP Package	75	2
PDIP Package	115	N

Maximum Junction Temperature (Ceramic Package) .....
Maximum Junction Temperature (Plastic Package) .....
Maximum Storage Temperature Range ..... $-65^{o}C$ to
Maximum Lead Temperature (Soldering 10s) .....

Die Characteristics

Back Side Potential .....

CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

NOTE:

1. θ_{JA} is measured with the component mounted on an evaluation PC board in free air.

Electrical Specifications

V_{SUPPLY} = ±10V or +20V, T_A = 25°C, R_L = 10kΩ, Test Circuit Unless Otherwise Specified

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	ICL8038CC			ICL8038BC			ICL8038AC			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Supply Voltage Operating Range	V_{SUPPLY}											
	V+	Single Supply	+10	-	+30	+10	-	+30	+10	-	+30	V
	V+, V-	Dual Supplies	±5	-	±15	±5	-	±15	±5	-	±15	V
Supply Current	I_{SUPPLY}	V_{SUPPLY} = ±10V (Note 2)		12	20	-	12	20	-	12	20	mA
FREQUENCY CHARACTERISTICS (All Waveforms)												
Max. Frequency of Oscillation	f_{MAX}		100	-	-	100	-	-	100	-	-	kH:
Sweep Frequency of FM Input	f_{SWEEP}		-	10	-	-	10	-	-	10	-	kH:
Sweep FM Range		(Note 3)	-	35:1	-	-	35:1	-	-	35:1	-	
FM Linearity		10:1 Ratio	-	0.5	-	-	0.2	-	-	0.2	-	%
Frequency Drift with Temperature (Note 5)	$\Delta f/\Delta T$	0°C to 70°C	-	250	-	-	180	-	-	120		ppm/
Frequency Drift with Supply Voltage	$\Delta f/\Delta V$	Over Supply Voltage Range	-	0.05	-	-	0.05		-	0.05	-	%/V
OUTPUT CHARACTERISTICS												
Square Wave												
Leakage Current	I_{OLK}	V_9 = 30V	-	-	1	-	-	1	-	-	1	µA
Saturation Voltage	V_{SAT}	I_{SINK} = 2mA	-	0.2	0.5	-	0.2	0.4	-	0.2	0.4	V
Rise Time	t_R	R_L = 4.7kΩ	-	180	-	-	180	-	-	180	-	ns
Fall Time	t_F	R_L = 4.7kΩ	-	40	-	-	40	-	-	40	-	ns
Typical Duty Cycle Adjust (Note 6)	ΔD		2		98	2	-	98	2	-	98	%
Triangle/Sawtooth/Ramp												-
Amplitude	$V_{TRIANGLE}$	R_{TRI} = 100kΩ	0.30	0.33	-	0.30	0.33	-	0.30	0.33	-	xV_{SUI}
Linearity			-	0.1	-	-	0.05	-	-	0.05	-	%
Output Impedance	Z_{OUT}	I_{OUT} = 5mA	-	200	-	-	200	-	-	200	-	Ω

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Specifications V_{SUPPLY} = ±10V or +20V, T_A = 25°C, R_L = 10kΩ, Test Circuit Unless Otherwise Specified (Continued)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	ICL8038CC			ICL8038BC			ICL8038AC			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Sine Wave Amplitude	V_{SINE}	R_{SINE} = 100kΩ	0.2	0.22	-	0.2	0.22	-	0.2	0.22	-	xV_{SUP}
THD	THD	R_S = 1MΩ (Note 4)	-	2.0	5	-	1.5	3	-	1.0	1.5	%
THD Adjusted	THD	Use Figure 4	-	1.5	-	-	1.0	-	-	0.8	-	%

NOTES:

2. R_A and R_B currents not included.
3. V_{SUPPLY} = 20V; R_A and R_B = 10kΩ, $f \cong$ 10kHz nominal; can be extended 1000 to 1. See Figures 5A and 5B.
4. 82kΩ connected between pins 11 and 12, Triangle Duty Cycle set at 50%. (Use R_A and R_B.)
5. Figure 1, pins 7 and 8 connected, V_{SUPPLY} = ±10V. See Typical Curves for T.C. vs V_{SUPPLY}.
6. Not tested, typical value for design purposes only.

Test Conditions

PARAMETER	R_A	R_B	R_L	C	SW_1	MEASURE
Supply Current	10kΩ	10kΩ	10kΩ	3.3nF	Closed	Current Into Pin 6
Sweep FM Range (Note 7)	10kΩ	10kΩ	10kΩ	3.3nF	Open	Frequency at Pin 9
Frequency Drift with Temperature	10kΩ	10kΩ	10kΩ	3.3nF	Closed	Frequency at Pin 3
Frequency Drift with Supply Voltage (Note 8)	10kΩ	10kΩ	10kΩ	3.3nF	Closed	Frequency at Pin 9
Output Amplitude (Note 10) Sine	10kΩ	10kΩ	10kΩ	3.3nF	Closed	Pk-Pk Output at Pin 2
Triangle	10kΩ	10kΩ	10kΩ	3.3nF	Closed	Pk-Pk Output at Pin 3
Leakage Current (Off) (Note 9)	10kΩ	10kΩ		3.3nF	Closed	Current Into Pin 9
Saturation Voltage (On) (Note 9)	10kΩ	10kΩ		3.3nF	Closed	Output (Low) at Pin 9
Rise and Fall Times (Note 11)	10kΩ	10kΩ	4.7kΩ	3.3nF	Closed	Waveform at Pin 9
Duty Cycle Adjust (Note 11) Max	50kΩ	~1.6kΩ	10kΩ	3.3nF	Closed	Waveform at Pin 9
Min	~25kΩ	50kΩ	10kΩ	3.3nF	Closed	Waveform at Pin 9
Triangle Waveform Linearity	10kΩ	10kΩ	10kΩ	3.3nF	Closed	Waveform at Pin 3
Total Harmonic Distortion	10kΩ	10kΩ	10kΩ	3.3nF	Closed	Waveform at Pin 2

NOTES:

7. The hi and lo frequencies can be obtained by connecting pin 8 to pin 7 (f_{HI}) and then connecting pin 8 to pin 6 (f_{LO}). Otherwise apply Swe Voltage at pin 8 ($^2/_3$ V_{SUPPLY} +2V) ≤ V_{SWEEP} ≤ V_{SUPPLY} where V_{SUPPLY} is the total supply voltage. In Figure 5B, pin 8 should vary betw 5.3V and 10V with respect to ground.
8. 10V ≤ V+ ≤ 30V, or ±5V ≤ V_{SUPPLY} ≤ ±15V.
9. Oscillation can be halted by forcing pin 10 to +5V or -5V.
10. Output Amplitude is tested under static conditions by forcing pin 10 to 5V then to -5V.
11. Not tested; for design purposes only.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Test Circuit

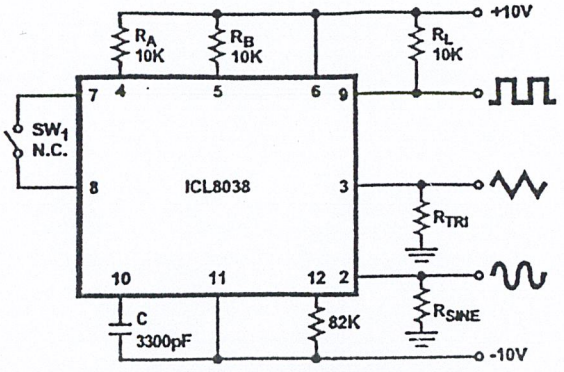
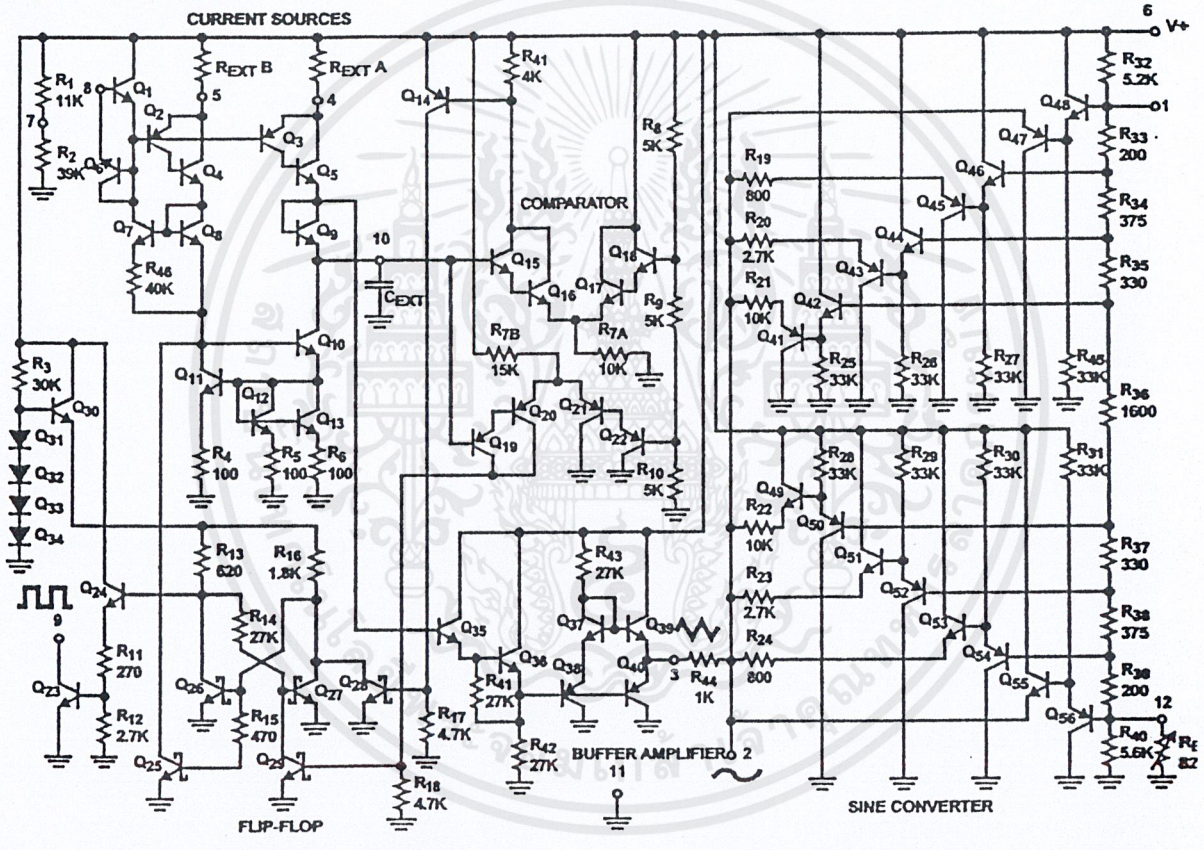


FIGURE 1. TEST CIRCUIT

Detailed Schematic



Application Information (See Functional Diagram)

An external capacitor C is charged and discharged by two current sources. Current source #2 is switched on and off by a flip-flop, while current source #1 is on continuously. Assuming that the flip-flop is in a state such that current source #2 is off, and the capacitor is charged with a current I, the voltage across the capacitor rises linearly with time. When this voltage reaches the level of comparator #1 (set at 2/3 of the supply voltage), the flip-flop is triggered, changes states, and releases current source #2. This current source normally carries a current 2I, thus the capacitor is discharged with a net-current I and the voltage across it drops linearly with When it has reached the level of comparator #2 (set at the supply voltage), the flip-flop is triggered into its origi state and the cycle starts again.

Four waveforms are readily obtainable from this basic generator circuit. With the current sources set at I and respectively, the charge and discharge times are equal a triangle waveform is created across the capacitor ar flip-flop produces a square wave. Both waveforms are buffer stages and are available at pins 3 and 9.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The levels of the current sources can, however, be selected over a wide range with two external resistors. Therefore, with the two currents set at values different from I and 2I, an asymmetrical sawtooth appears at Terminal 3 and pulses with a duty cycle from less than 1% to greater than 99% are available at Terminal 9.

The sine wave is created by feeding the triangle wave into a nonlinear network (sine converter). This network provides a decreasing shunt impedance as the potential of the triangle moves toward the two extremes.

Waveform Timing

The *symmetry* of all waveforms can be adjusted with the external timing resistors. Two possible ways to accomplish this are shown in Figure 3. Best results are obtained by keeping the timing resistors R_A and R_B separate (A). R_A controls the rising portion of the triangle and sine wave and the 1 state of the square wave.

The magnitude of the triangle waveform is set at $^1/_3$ V_{SUPPLY}; therefore the rising portion of the triangle is,

$$t_1 = \frac{C \times V}{I} = \frac{C \times 1/3 \times V_{SUPPLY} \times R_A}{0.22 \times V_{SUPPLY}} = \frac{R_A \times C}{0.66}$$

The falling portion of the triangle and sine wave and t state of the square wave is:

$$t_2 = \frac{C \times V}{1} = \frac{C \times 1/3 V_{SUPPLY}}{2(0.22)\frac{V_{SUPPLY}}{R_B} - 0.22\frac{V_{SUPPLY}}{R_A}} = \frac{R_A R_B C}{0.66(2R_A -}$$

Thus a 50% duty cycle is achieved when $R_A = R_B$.

If the duty cycle is to be varied over a small range abo only, the connection shown in Figure 3B is slightly mor convenient. A 1kΩ potentiometer may not allow the dut to be adjusted through 50% on all devices. If a 50% dut is required, a 2kΩ or 5kΩ potentiometer should be use

With two separate timing resistors, the frequency is gi

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{1}{\frac{R_A C}{0.66}\left(1 + \frac{R_B}{2R_A - R_B}\right)}$$

or, if $R_A = R_B = R$

$$f = \frac{0.33}{RC} \text{ (for Figure 3A)}$$

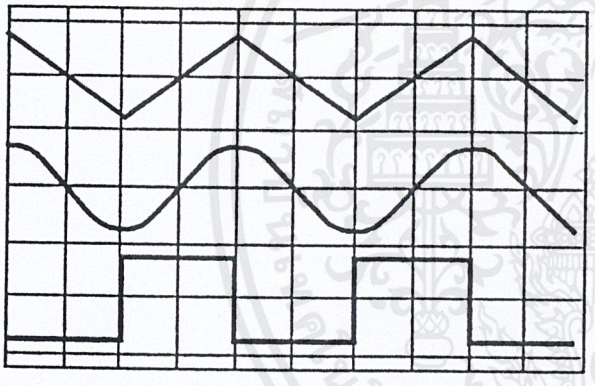


FIGURE 2A. SQUARE WAVE DUTY CYCLE - 50%

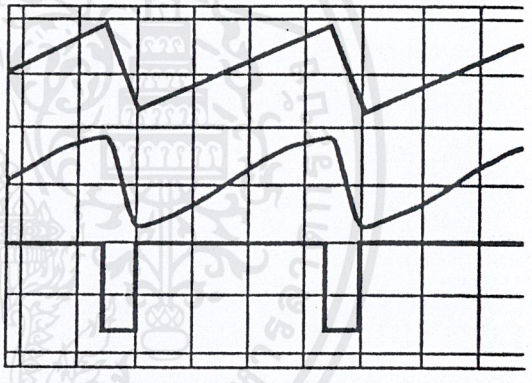


FIGURE 2B. SQUARE WAVE DUTY CYCLE - 80%

FIGURE 2. PHASE RELATIONSHIP OF WAVEFORMS

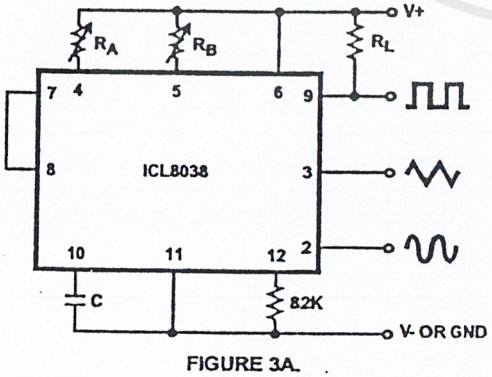


FIGURE 3A.

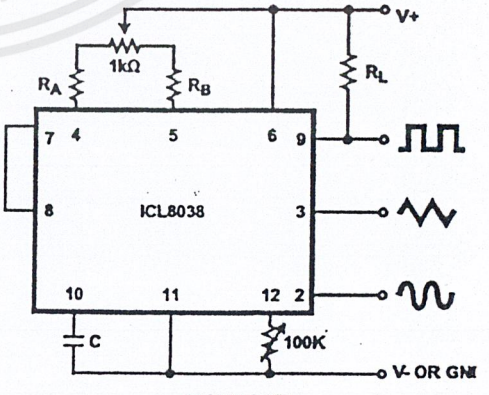


FIGURE 3B.

FIGURE 3. POSSIBLE CONNECTIONS FOR THE EXTERNAL TIMING RESISTORS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Neither time nor frequency are dependent on supply voltage, even though none of the voltages are regulated inside the integrated circuit. This is due to the fact that both currents and thresholds are direct, linear functions of the supply voltage and thus their effects cancel.

Reducing Distortion

To minimize sine wave distortion the 82kΩ resistor between pins 11 and 12 is best made variable. With this arrangement distortion of less than 1% is achievable. To reduce this even further, two potentiometers can be connected as shown in Figure 4; this configuration allows a typical reduction of sine wave distortion close to 0.5%.

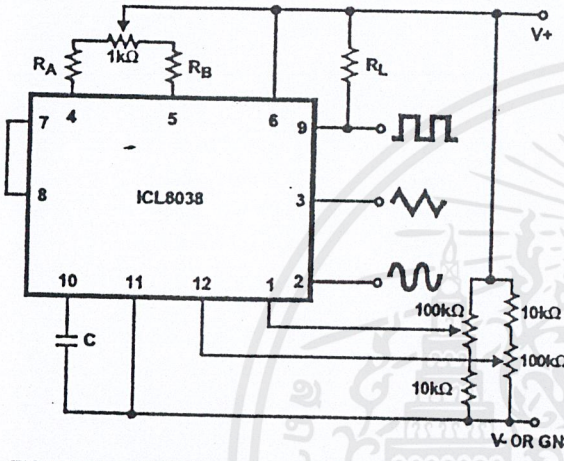


FIGURE 4. CONNECTION TO ACHIEVE MINIMUM SINE WAVE DISTORTION

Selecting R_A, R_B and C

For any given output frequency, there is a wide range of RC combinations that will work, however certain constraints are placed upon the magnitude of the charging current for optimum performance. At the low end, currents of less than 1μA are undesirable because circuit leakages will contribute significant errors at high temperatures. At higher currents (I > 5mA), transistor betas and saturation voltages will contribute increasingly larger errors. Optimum performance will, therefore, be obtained with charging currents of 10μA to 1mA. If pins 7 and 8 are shorted together, the magnitude of the charging current due to R_A can be calculated from:

$$I = \frac{R_1 \times (V+ - V-)}{(R_1 + R_2)} \times \frac{1}{R_A} = \frac{0.22(V+ - V-)}{R_A}$$

R_1 and R_2 are shown in the Detailed Schematic.

A similar calculation holds for R_B.

The capacitor value should be chosen at the upper end c possible range.

Waveform Out Level Control and Power Supplie

The waveform generator can be operated either from a single power supply (10V to 30V) or a dual power supply (±5V to ±15V). With a single power supply the average le of the triangle and sine wave are at exactly one-half of th supply voltage, while the square wave alternates betwee V+ and ground. A split power supply has the advantage t all waveforms move symmetrically about ground.

The square wave output is not committed. A load resistor can be connected to a different power supply, as long as applied voltage remains within the breakdown capability the waveform generator (30V). In this way, the square wa output can be made TTL compatible (load resistor connected to +5V) while the waveform generator itself is powered from a much higher voltage.

Frequency Modulation and Sweeping

The frequency of the waveform generator is a direct funct of the DC voltage at Terminal 8 (measured from V+). By altering this voltage, frequency modulation is performed. I small deviations (e.g. ±10%) the modulating signal can b applied directly to pin 8, merely providing DC decoupling with a capacitor as shown in Figure 5A. An external resis between pins 7 and 8 is not necessary, but it can be used increase input impedance from about 8kΩ (pins 7 and 8 connected together), to about (R + 8kΩ).

For larger FM deviations or for frequency sweeping, the modulating signal is applied between the positive supply voltage and pin 8 (Figure 5B). In this way the entire bias f the current sources is created by the modulating signal, a a very large (e.g. 1000:1) sweep range is created (f = 0 at V_{SWEEP} = 0). Care must be taken, however, to regulate t supply voltage; in this configuration the charge current is longer a function of the supply voltage (yet the trigger thresholds still are) and thus the frequency becomes dependent on the supply voltage. The potential on Pin 8 m be swept down from V+ by ($^1/_3$ V_{SUPPLY} - 2V).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

การทำโครงงานนี้ คณะผู้จัดทำขอขอบพระคุณ

- บิดา-มารดา ที่เป็นกำลังใจและทุนทรัพย์ในการทำโครงงานนี้ให้เสร็จลุล่วงไปด้วยดี
- ผศ.ดร. วิจิตร กิณเรศ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษา ที่ให้คำปรึกษาและแนวทางการแก้ปัญหา
- อาจารย์ จารุรัตน์ ถิรวศิน ที่ให้คำปรึกษาเกี่ยวกับโครงงานนี้ทั้งหมดและการจัดหาเครื่องมือต่างๆในการทดลอง,อุปกรณ์อิเล็กทรอนิคส์ซึ่งทำให้โครงงานนี้ลดค่าใช้จ่ายเป็นอย่างมากรวมถึงความสะดวกในการเดินทางและอาหาร
- อาจารย์ สุรินทร์ คำฝอย ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาที่ให้คำปรึกษาเกี่ยวกับการทำปริญญานิพนธ์และคำปรึกษาในอีกหลายๆเรื่อง
- พี่ตัวเล็ก, พี่เอ เจ้าหน้าที่ห้องปฏิบัติการภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- พี่ติ พี่ติ่ง พี่ทัศน์ และพี่ๆ ปริญญาโท ทุกคนที่ให้คำปรึกษาเรื่องชิ้นงานและอุปกรณ์อิเล็คทรอนิคส์ต่างๆ และผู้มีส่วนช่วยทุกท่านที่ไม่ได้กล่าวถึงในที่นี้ ที่ทำให้โครงงานนี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

1. พิชิต ลำยอง ," เครื่องกลไฟฟ้า1 ", สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร,2540
2. พิชิต ลำยอง," เอกสารประกอบการบรรยาย วิชา เครื่องกลไฟฟ้า2 ", สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง , กรุงเทพมหานคร, 2542
3. วิจิตร กิณเรศ ," เอกสารประกอบการบรรยาย วิชา Electric Drives ", สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, กรุงเทพมหานคร, 2544
4. ศิวะ หงษ์นภา,"ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับ",สมาคมส่งเสริมเทคโนโลยี(ไทย – ญี่ปุ่น), กรุงเทพมหานคร, 2543
5. A.E. Fitzgerald , Stephen D.Umans. "Electric Machinery",Fourth Edition , Mc Graw Hill,1985
6. E.R. Collins Jr., A.B Puttgen, "Single-phase induction motor adjustable speed drive: Direct phaseangle control of the auxiliary winding supply", in Conf. Rec. of IEEE, IAS Annual Meeting1988, pp. 246-252.
7. M.B.R Correa, C.B. Jacobina, "Field Oriented Control of a Single-phase Induction Motor Drive"Conf. Rec. of PESC'98, Vol.2, 1998, pp. 990-996.
8. S. Sangwongwahich, S. Suwankawin, "A Speed-Sensorless IM Drive with Modified Decoupling Control", *Proc. of PCC-Nagaoka,* Vol.1, 1997, pp. 85-90.
9. S. Suwankawin, S.Sangwongwanich, "Stabality Analysis of Speed–Sensorless Vector Control System", *Proc. of IPEC-Korea,* 1995, pp. 403-408.
10. W. Leonhard, "Control of Electrical Drives", Springer-verlag Berlin, Heidelberg, Germany, 1985.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้