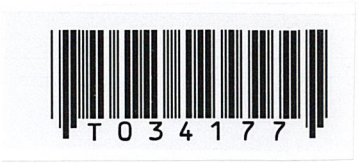
สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง



ปีการศึกษา 2541

การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วยเทคนิคการควบคุมสลิปสมรรถนะสูง

High performance Slip Power Recovery Induction Motor

โดย

นายกริสมาส จ.เจริญพาพิช

นายทศพร ท้วมเจริญ

นายบัณฑิต ประกอบกิจ

นายสุธี บริสุทธิ์พานิช

อาจารย์ที่ปรึกษา

ร.ศ.ดร.วิริยะ พิเชฐจำเริญ

ดร.วิจิตร กิณเรศ

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 34177
วัน, เดือน, ปี 6 ต.ค. 2542

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่อนุญาตให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2541

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วยเทคนิคการควบคุมสลิปสมรรถนะสูง

ผู้จัดทำ

1. นายคริสมาส จ.เจริญพานิช
2. นายทศพร ท้วมเจริญ
3. นายบัณฑิต ประกอบกิจ
4. นายสุธี บริสุทธิ์พานิช

_____ อาจารย์ที่ปรึกษา

(ร.ศ.ดร.วิริยะ พิเชฐจำเริญ)

_____ อาจารย์ที่ปรึกษา

(ดร.วิจิตร กิณเรศ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วยเทคนิคการควบคุมสลิปสมรรถนะสูง

นายคริสมาส จ.เจริญพานิช
นายทศพร ท้วมเจริญ
นายบัณฑิต ประกอบกิจ
นายสุธี บริสุทธิ์พานิช
ร.ศ.ดร.วิริยะ พิเชฐจำเริญ อาจารย์ที่ปรึกษา
ดร.วิจิตร กิณเรศ อาจารย์ที่ปรึกษา

บทคัดย่อ

ระบบเครเมอร์ที่ใช้งานกันอยู่ทั่วๆ ไปมีข้อเสียอยู่บางประการ คือ มีตัวประกอบกำลังค่อนข้างต่ำและกระแสรีโคเวอร์รี่มีลักษณะรูปคลื่นเป็นสี่เหลี่ยม และส่งผลให้ในระบบมีกระแสฮาร์โมนิคส์อันดับสูง ๆ ไหลอยู่ ซึ่งจะสร้างปัญหาขึ้นกับระบบได้ ดังนั้นการปรับปรุงลักษณะของรูปคลื่นจึงมีความสำคัญเป็นอย่างยิ่ง ในโครงงานเล่มจะกล่าวถึงระบบเครเมอร์แบบใหม่ที่ได้แก้ไขเพิ่มเติมระบบการควบคุมใหม่ จนสามารถแก้ไขปัญหาทั้งตัวประกอบกำลังต่ำและลักษณะรูปคลื่นกระแสที่เป็นสี่เหลี่ยมได้ โดยที่กระแสเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ถูกเปลี่ยนให้เป็นรูปคลื่นไซน์ และตัวประกอบกำลังสามารถปรับเปลี่ยนได้ตามต้องการ อีกทั้งโครงงานนี้ยังมีการใช้ไอซีเฟสล๊อคลูปช่วยในการซิงโครไนซ์ด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

High Performance Slip Power Recovery Induction Motor

Mr.Chrismas	J.jareonpanich	
Mr.Tossaporn	Tuamchareon	
Mr.Bundit	Prakobkij	
Mr.Sutee	Borisutpanich	
Assc.Prof.Dr.Viriya	Pichejchumreon	Advisor
Dr.Vijit	Kinnares	Addisor

Abstract

A conventional static Kramer system has the disadvantages of a low power factor and a rectangular waveform of the recovery current .As the higher-order harmonic current components cause problems in the power system ,improving the waveform is important. In the thesis , a novel static Kramer system which improves both the low power factor and the recovery current waveform proposed. The recovery current is converted into a sinusoidal waveform and the power factor of the recovery power can be adjusted to arbitrary values . IC PLL 4046 used in this for the better synchronization.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
Abstract	II
สารบาญ	III
สารบาญรูป	V
สารบัญตาราง	VII
บทที่ 1 บทนำ	
1.1 วัตถุประสงค์	1
1.2 ขอบเขตของโครงงาน	1
1.3 ประโยชน์ที่ได้รับ	2
1.4 การพัฒนาและการใช้งานในอนาคต	2
บทที่ 2 หลักการและทฤษฎี	
2.1 หลักการเบื้องต้นของมอเตอร์เหนี่ยวนำ	3
2.2 มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบโรเตอร์ขดลวด	11
2.3 การควบคุมความเร็วของมอเตอร์โดยการปรับความถี่และแรงดันที่สเตเตอร์	11
2.4 ชุดขับเคลื่อนชนิดปรับแรงดันเพียงอย่างเดียว	16
2.5 การควบคุมความเร็วด้วยไซโคลคอนเวอร์เตอร์	17
2.6 การควบคุมความเร็วมอเตอร์ด้วยเทคนิคการควบคุมสลิป	18
2.7 ทฤษฎีพื้นฐานสำหรับภาคต่าง ๆ ของระบบเครเมอร์แบบใหม่ที่ใช้ในโครงงานนี้	21
2.8 ระบบเครเมอร์แบบใหม่ที่ใช้ในโครงงานนี้	31
2.9 เฟสล๊อคลูป	39
บทที่ 3 การออกแบบ	
3.1 ชุดสร้างสัญญาณอ้างอิง	41
3.2 ชุดสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม	46
3.3 ชุดสร้างสัญญาณม๊อด	49
3.4 วงจรล๊อคเอาท์	49
3.5 วงจรขับเกท	52
3.6 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง	53

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.7 การออกแบบตัวเก็บประจุที่ใช้ในดีซีลิงค์	56
3.8 ชุดสตาร์ทมอเตอร์	56
บทที่ 4 การทดลอง	
4.1 การทดลอง	59
บทที่ 5 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง	
5.1 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง	62
5.2 ข้อเสนอแนะ	63
ภาคผนวก ก รูปถ่ายของโครงงาน	
ภาคผนวก ข Data Sheet	
กิตติกรรมประกาศ	
เอกสารอ้างอิง	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

หน้า

รูปที่ 2-1 แสดงในรูปต่อเฟส (a) วงจรสมมูล (b) เฟสเซอร์ไดอะแกรม 4

รูปที่ 2-2 ชุดขับเคลื่อนที่สามารถปรับความถี่ได้ 12

รูปที่ 2-3 การจำแนกชนิดของตัวขับเคลื่อนที่สามารถปรับความถี่ได้ 13

(a) PWM-VSI with a Diode Rectifier

(b) Square-Wave-VSI with a Controlled Rectifier

(c) CSI with a Controlled Rectifier

รูปที่ 2-4 PWM-VSI (a) โครงสร้าง (b) รูปคลื่น 14

รูปที่ 2-5 รูปคลื่นของ Square-Wave-VSI 15

รูปที่ 2-6 ตัวขับเคลื่อนชนิด CSI (a) อินเวอร์เตอร์ (b) รูปคลื่นเฟสทางอุดมคติ 16

รูปที่ 2-7 การควบคุมแรงดันที่สเตเตอร์ (a) วงจร (b) รูปคลื่น 17

รูปที่ 2-8 เส้นโค้งแรงบิด-ความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำชนิดโรเตอร์ขดลวด 18

รูปที่ 2-9 ระบบวงจรเครเมอร์ 20

รูปที่ 2-10 ระบบวงจรเชอร์เบียส 20

รูปที่ 2-11 ระบบเครเมอร์แบบใหม่ที่ใช้ในโครงงานนี้ 21

รูปที่ 2-12 วงจรไดโอดเรคติฟายเออร์สามเฟสแบบบริดจ์ 21

รูปที่ 2-13 สัญญาณของวงจรไดโอดเรคติฟายเออร์สามเฟสแบบบริดจ์ 22

รูปที่ 2-14 วงจรสมมูลและรูปคลื่นของวงจรชอปเปอร์แปลงขึ้น 25

รูปที่ 2-15 สัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่ได้จากสัญญาณไซน์สามเฟสแบบทั่ว ๆ ไป 28

รูปที่ 2-16 สัญญาณอ้างอิงตามสมการที่ (2-53) 29

รูปที่ 2-17 สัญญาณอ้างอิงตามสมการที่ (2-54) 29

รูปที่ 2-18 สัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่ใช้กับโครงงานนี้ 30

รูปที่ 2-19 สเปคตรัมความถี่ของพีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์สามเฟส 31

(a) กรรมวิธีแบบใหม่ (b) กรรมวิธีแบบเก่า

รูปที่ 2-20 เฟสเซอร์ไดอะแกรม 34

รูปที่ 2-21 วงจรสมมูลทางด้านไฟตรงของระบบเครเมอร์แบบใหม่ 35

รูปที่ 2-22 วงจรสมมูลของชอปเปอร์ (a) เมื่อชอปเปอร์ทำงาน (b) เมื่อชอปเปอร์ไม่ทำงาน 36

รูปที่ 2-23 วงจรสมมูลทางด้านไฟสลับของระบบเครเมอร์แบบใหม่ 38

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 2-24 เฟสเซอร์ไดอะแกรมแสดงการควบคุมตัวประกอบกำลัง	39
รูปที่ 2-25 บล๊อกไดอะแกรมของเฟสล๊อคลูป (PLL)	40
รูปที่ 3-1 บล๊อกไดอะแกรมของวงจรสร้างสัญญาณนาฬิกาโดยใช้ PLL	44
รูปที่ 3-2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	45
รูปที่ 3-3 วงจรโดยรวมของชุดสร้างสัญญาณอ้างอิงแสดงเพียงเฟสเดียว	46
รูปที่ 3-4 สัญญาณอ้างอิงของเฟส A เทียบกับเฟส B	47
รูปที่ 3-5 ชุดสร้างสัญญาณนาฬิกา	48
รูปที่ 3-6 สัญญาณสามเหลี่ยมที่ได้จากชุดสร้างสัญญาณสามเหลี่ยมจริง	48
รูปที่ 3-7 สัญญาณม๊อดที่ได้จากชุดม๊อดจริงเมื่อ $m_a = 0.8$ โดยรูปบนคือสัญญาณม๊อดที่ได้ และรูปล่างเกิดจากการขยายให้เห็นเฉพาะส่วน	49
รูปที่ 3-8 หลักการของวงจรล๊อคเอาท์ (a) วงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์ (d) สัญญาณขับเกททางทฤษฎี (c) สัญญาณขับเกทเมื่อมีการสร้างเดดไทม์	50
รูปที่ 3-9 วงจรล๊อคเอาท์	51
รูปที่ 3-10 สัญญาณที่ออกจากวงจรล๊อคเอาท์ที่ใช้ในโครงงานนี้	51
รูปที่ 3-11 วงจรขับเกทที่ออกแบบไว้	52
รูปที่ 3-12 สัญญาณที่ออกจากชุดขับเกทเฟส A	52
รูปที่ 3-13 วงจรกำลังของชุดสตาร์ทมอเตอร์	57
รูปที่ 3-14 วงจรควบคุมของชุดสตาร์ทมอเตอร์	57
รูปที่ 4-1 วงจรสำหรับการทดลอง	58
รูปที่ 4-2 แรงดันเอาท์พุทของพีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ เมื่อดัชนีการม๊อดเท่ากับ 1.0	60
รูปที่ 4-3 รูปคลื่นแรงดันและกระแสทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงออโต้	61
รูปที่ 5-1 แรงดันของระบบและแรงดันของอินเวอร์เตอร์	62

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

หน้า

ตารางที่ 3-1 ข้อมูลที่บรรจุอยู่ใน EPROM ของสัญญาณอ้างอิงเฟส A 42
ตารางที่ 3-2 ข้อมูลที่บรรจุอยู่ใน EPROM ของสัญญาณอ้างอิงเฟส B 43
ตารางที่ 3-3 ข้อมูลที่บรรจุอยู่ใน EPROM ของสัญญาณอ้างอิงเฟส C 43
ตารางที่ 4-1 ตารางบันทึกผลการทดลอง 59

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1
บทนำ

มอเตอร์เหนี่ยวนำชนิดโรเตอร์ขดลวด โดยโครงสร้างแล้วจะไม่มีความแข็งแรงทนทานเหมือนมอเตอร์ชนิดกรงกระรอก ดังนั้นจึงไม่สามารถทำงานที่ความเร็วรอบสูงเท่ากับมอเตอร์กรงกระรอกได้ แต่อย่างไรก็ตาม ,สำหรับเครื่องกลที่มีสลิปริงอยู่ด้วยนั้นจะมีการสึกหรอหรือมีการสปาร์คระหว่างหน้าสัมผัสเล็กน้อย จึงทำให้การซ่อมบำรุงในส่วนนี้น้อยกว่ามอเตอร์ไฟตรง นอกจากมอเตอร์เหนี่ยวนำชนิดกรงกระรอกแล้ว มอเตอร์ชนิดโรเตอร์ขดลวดก็เป็นอีกชนิดหนึ่งที่เป็นที่ยอมรับกันในวงการอุตสาหกรรมทั่วไป และการที่มีขั้วต่อทางด้านโรเตอร์ทำให้การปรับความเร็วได้ วิธีการนำกำลังสลิปป้อนคืนสู่ระบบไฟฟ้าของการไฟฟ้าทำให้เราประหยัดกำลังงานไฟฟ้าด้วย

การควบคุมมอเตอร์ด้วยเทคนิคการควบคุมสลิปมีอยู่ด้วยกันหลายแบบ แต่ลักษณะด้อยของการควบคุม คือ กระแสรีโคเวอร์รี่มีลักษณะเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม และตัวประกอบกำลังค่อนข้างต่ำ อีกทั้งยังไม่สามารถทำงานที่ตัวประกอบกำลังนำหน้าได้ ดังนั้น โครงงานนี้จึงได้ทำการแก้ไขลักษณะด้อยต่าง ๆ เหล่านี้ให้หมดไป โดยทำการปรับปรุงกระแสให้มีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์และยังสามารถปรับตัวประกอบกำลังได้ ซึ่งส่งผลให้ตัวประกอบกำลังของระบบถูกปรับปรุงให้ดีขึ้นได้

1.1 วัตถุประสงค์

- เพื่อศึกษาการทำงานของพีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์
- เพื่อศึกษาการทำงานของวงจรชอปเปอร์แปลงขึ้น
- เพื่อศึกษาการควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยหลักการควบคุมสลิป
- เพื่อศึกษาการส่งจ่ายพลังงานกระแสสลับจากโรเตอร์คืนไปสู่ระบบ

1.2 ขอบเขตของโครงงาน

- จะทำการศึกษาค้นคว้าและทดลองสร้างวงจรควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยใช้หลักการควบคุมสลิป ซึ่งย่านความเร็วที่ควบคุมได้นั้นจะต่ำกว่าความเร็วซิงโครนัส และสามารถปรับตัวประกอบกำลังได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.3 ประโยชน์ที่ได้รับ

- ได้ศึกษาและประยุกต์ใช้งานอุปกรณ์อิเลคทรอนิคส์กำลัง
- ชุดควบคุมที่สร้างขึ้นมาสามารถนำไปใช้ในงานอุตสาหกรรมได้
- ใช้เป็นเครื่องต้นแบบเพื่อใช้ในการศึกษาและพัฒนาต่อไปในอนาคต

1.4 การพัฒนาและการใช้งานในอนาคต

- ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ควบคุมความเร็วเพื่อความแม่นยำยิ่งขึ้น รวมทั้งมีการใช้ระบบควบคุมแบบป้อนกลับเพื่อรักษาตัวประกอบกำลังของระบบรวมให้เท่ากับ 1 ตลอดเวลา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2
หลักการและทฤษฎี

2.1 หลักการเบื้องต้นของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

มอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส แบ่งเป็น 2 ชนิด ตามลักษณะของโรเตอร์ คือ

1. แบบโรเตอร์กรงกระรอก (Squirrel-cage Rotor)
2. แบบโรเตอร์ขดลวด (Wound Rotor)

ถ้าเราจ่ายแรงดันสมดุล 3 เฟส ที่มีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์และความถี่ $f = \omega/2\pi$ ให้กับขดลวดสเตเตอร์ (Stator Windings) จะทำให้เกิดกระแสสามเฟสสมดุลขึ้น ซึ่งกระแสเหล่านี้จะสร้างความหนาแน่นของฟลั๊กซ์แม่เหล็กในช่องอากาศ (Air-Gap Flux Density) B_{ag} ที่มีลักษณะดังนี้ : (1) มีขนาดคงที่ และ (2) หมุนด้วยความเร็วคงที่หรือที่เรียกกันว่า ความเร็วซิงโครนัส (Synchronous Speed) ω_S มีหน่วยเป็นเรเดียนต่อวินาที (Radian per Second) โดยความเร็วซิงโครนัสของมอเตอร์ที่มีจำนวนขั้วแม่เหล็ก P ขั้ว ที่ได้จากความถี่ f แสดงได้ดังนี้

$$\omega_S = \frac{2}{P}\omega \qquad (2\text{-}1)$$

เมื่อ ω_S คือ ความเร็วซิงโครนัสในหน่วย เรเดียนต่อวินาที

ω คือ ความถี่เชิงมุมทางไฟฟ้าในหน่วย เรเดียนต่อวินาที

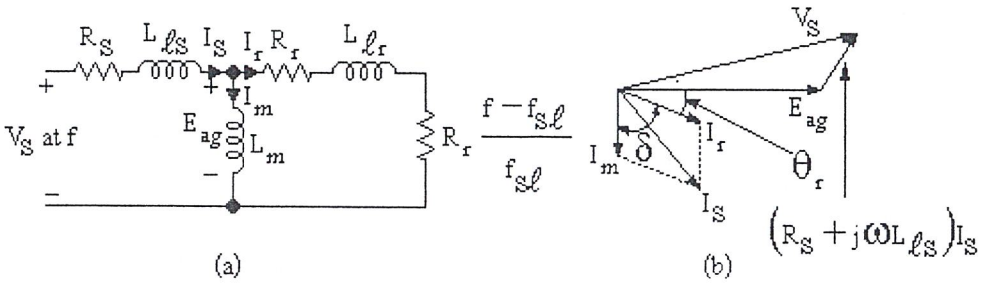
ถ้าเราเขียนในรูปของหน่วย รอบต่อนาที หรือ RPM (Revolution per Minute) จะได้ว่า ความเร็วซิงโคนัส คือ

$$n_S = 60 \times \frac{\omega_S}{2\pi} = \frac{120f}{P} \qquad (2\text{-}2)$$

เมื่อ n_S คือ ความเร็วซิงโครนัสในหน่วย รอบต่อนาที

ฟลั๊กซ์แม่เหล็กในช่องอากาศ (Air-Gap Flux) ϕ_{ag} ที่ขึ้นเกิดเนื่องจากการกระจายของความหนาแน่นฟลั๊กซ์แม่เหล็ก B_{ag} จะหมุนที่ความเร็วซิงโครนัสรอบ ๆ ขดลวดสเตเตอร์ที่อยู่กับที่ จึงทำให้เกิดแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำต้านกลับ (Back Emf) หรือแรงดันช่องอากาศ (Air-Gap Voltage) E_{ag} เหนี่ยวนำขึ้นที่ขดลวดสเตเตอร์ซึ่งมีความถี่เท่ากับ f ดังแสดงด้วยวงจรสมมูลในรูปที่ 2-1a

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2-1 แสดงในรูปต่อเฟส (a) วงจรสมมูล (b) เฟสเซอร์ไดอะแกรม

เมื่อ V_S คือ แรงดันต่อเฟส (เท่ากับแรงดันระหว่างคู่สาย V_{L-L} หารด้วย $\sqrt{3}$)

E_{ag} คือ แรงดันช่องอากาศ

R_S และ $L_{\ell S}$ คือ ค่าความต้านทานและความเหนี่ยวนำรั่วไหล (Leakage Inductance) ของขดลวดสเตเตอร์ต่อเฟส ตามลำดับ

R_r และ $L_{\ell r}$ คือ ค่าความต้านทานและความเหนี่ยวนำรั่วไหลของขดลวดโรเตอร์ต่อเฟส ซึ่งย้ายมาทางด้านสเตเตอร์ ตามลำดับ

องค์ประกอบทางแม่เหล็ก I_m ของกระแสสเตเตอร์ I_S จะสร้างฟลั๊กซ์แม่เหล็กขึ้นในช่องอากาศ จากการวิเคราะห์ทางวงจรแม่เหล็กเราจะได้ว่า

$$N_S \phi_{ag} = L_m i_m \tag{2-3}$$

เมื่อ N_S คือ จำนวนรอบของตัวนำของขดลวดสเตเตอร์ต่อเฟส

L_m คือ ค่าความเหนี่ยวนำของสนามแม่เหล็ก ดังในรูปที่ 2-1a

ϕ_{ag} คือ ฟลั๊กซ์แม่เหล็กในช่องอากาศ

i_m คือ กระแสสร้างสนามแม่เหล็ก (Magnetizing Current)

จากกฎของฟาราเดย์

$$e_{ag} = N_S \frac{d}{dt} \phi_{ag} \tag{2-4}$$

เมื่อฟลั๊กซ์ในช่องอากาศที่คล้องขดลวดสเตเตอร์เป็น $\phi_{ag}(t) = \phi_{ag} \text{Sin}\, \omega t$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (2-4) จะได้

$$e_{ag} = N_S \omega \phi_{ag} \text{Cos}\, \omega t \qquad (2\text{-}5)$$

ดังนั้นค่าใช้งาน (Root Mean Square) จะได้เป็น

$$E_{ag} = k_1 f \phi_{ag} \qquad (2\text{-}6)$$

เมื่อ k_1 คือ ค่าคงที่

แรงบิดที่เกิดขึ้นในมอเตอร์เหนี่ยวนำ จะเกิดจากการทำปฏิกิริยาของฟลั๊กซ์ในช่องอากาศกับกระแสในโรเตอร์ ถ้าโรเตอร์หมุนที่ความเร็วซิงโครนัสจะไม่เกิดความสัมพันธ์ของการเคลื่อนที่ระหว่าง ϕ_{ag} กับโรเตอร์ และจะไม่เกิดการเหนี่ยวนำแรงดันที่โรเตอร์ ดังนั้นก็จะไม่เกิดกระแสขึ้นที่โรเตอร์ เมื่อไม่เกิดกระแสที่โรเตอร์ก็จะไม่เกิดแรงบิด ที่ค่าความเร็วโรเตอร์ ω_r อื่น ๆ ที่มีทิศทางการหมุนเป็นไปในทิศทางเดียวกับทิศทางการหมุนของฟลั๊กซ์ในช่องอากาศ มอเตอร์จะเกิดการลื่นไถล (Slip) ซึ่งเกิดจากการเทียบความเร็วโรเตอร์กับความเร็วของฟลั๊กซ์ในช่องอากาศ ซึ่งความเร็วที่เกิดขึ้นนี้เรียกว่าความเร็วของการลื่นไถลหรือความเร็วสลิป (Slip Speed) $\omega_{S\ell}$ สามารถหาได้จาก

$$\omega_{S\ell} = \omega_S - \omega_r \qquad (2\text{-}7)$$

เมื่อ $\omega_{S\ell}$ คือ ความเร็วสลิป

ω_r คือ ความเร็วของโรเตอร์

ความเร็วสลิปนี้เป็นสิ่งที่เกิดขึ้นตามปกติในมอเตอร์เหนี่ยวนำ เพื่อให้ง่ายขึ้น ต่อไปจะเรียกมันว่าสลิป (Slip) S

$$\underset{(\text{In Per Unit})}{\text{Slip , S}} = \frac{\text{Slip Speed}}{\text{Synchronous Speed}} = \frac{\omega_S - \omega_r}{\omega_S} \qquad (2\text{-}8)$$

เมื่อ S คือ ค่าสลิป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น ความเร็วสลิป คือ ความเร็วของโรเตอร์เทียบกับความเร็วของฟลั๊กซ์ในช่องอากาศ จะได้เป็น

$$\text{Slip Speed },\omega_{S\ell} = \omega_S - \omega_r = S\omega_S \tag{2-9}$$

จากกฎของฟาราเดย์ แรงเคลื่อนเหนี่ยวนำในวงจรของโรเตอร์จะมีความถี่เท่ากับความถี่สลิป $f_{S\ell}$ ซึ่งแปรผันตามความเร็วสลิปจะได้เป็น

$$f_{S\ell} = \frac{\omega_{S\ell}}{\omega_S} \times f = Sf \tag{2-10}$$

เมื่อ $f_{S\ell}$ คือ ความถี่สลิป

ขนาดของแรงดันที่มีความถี่เท่ากับความถี่สลิป (ซึ่งเกิดจากการเหนี่ยวนำภายในตัวนำของโรเตอร์) จะเกิดขึ้นด้วยวิธีการเดียวกันกับแรงดันเหนี่ยวนำในขดลวดสเตเตอร์ โดยฟลั๊กซ์แม่เหล็กที่คล้องโรเตอร์จะเป็นตัวเดียวกันกับที่คล้องสเตเตอร์ แต่ความหนาแน่นของฟลั๊กซ์ที่คล้องขดลวดโรเตอร์ที่กระจายในช่องอากาศจะหมุนที่ความเร็วสลิป $\omega_{S\ell}$ เมื่อเทียบกับความเร็วของโรเตอร์ ดังนั้นค่าแรงดันเหนี่ยวนำ E_r ในขดลวดโรเตอร์ สามารถหาได้โดยแทน f ในสมการที่ (2-6) ด้วยความถี่สลิป $f_{S\ell}$ โดยกำหนดให้อัตราส่วนจำนวนรอบ (Turn Ratio) ของขดลวดสเตเตอร์และโรเตอร์มีค่าเท่ากับ 1 ดังนั้นจะได้ว่า

$$E_r = k_1 f_{S\ell} \phi_{ag} \tag{2-11}$$

เมื่อ k_1 คือ ค่าคงที่ซึ่งเป็นค่า ๆ เดียวกับในสมการที่ (2-6)

E_r คือ ขนาดของแรงดันเหนี่ยวนำในขดลวดโรเตอร์

ขณะที่โรเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำถูกลัดวงจร จะทำให้แรงดันเหนี่ยวนำในโรเตอร์ที่มีความถี่เท่ากับความถี่สลิป จะสร้างกระแสโรเตอร์ I_r ขึ้นมาและมีความถี่เท่ากับความถี่สลิป $f_{S\ell}$ ดังนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\vec{E}_r = R_r \vec{I}_r + j2\pi f_{S\ell} L_{\ell r} \vec{I}_r \tag{2-12}$$

เมื่อ R_r และ $L_{\ell r}$ คือ ความต้านทานและความเหนี่ยวนำรั่วไหลของขดลวดโรเตอร์ต่อเฟส (เมื่ออัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดสเตเตอร์ต่อขดลวดโรเตอร์มีค่าเท่ากับ 1)

I_r คือ กระแสในขดลวดโรเตอร์

กระแสโรเตอร์ที่ความถี่สลิปจะสร้างสนามแม่เหล็กหมุนซึ่งหมุนเท่ากับความเร็วสลิปเมื่อเทียบกับโรเตอร์ และหมุนเท่ากับความเร็วซิงโครนัสเมื่อเทียบกับสเตเตอร์ การทำปฏิกิริยาของ ϕ_{ag} กับสนามแม่เหล็กที่ถูกสร้างขึ้นโดยกระแสโรเตอร์จะทำให้เกิดแรงบิดสนามแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Torque) ขึ้น

เราสามารถหาค่าสูญเสียในขดลวดโรเตอร์ (ค่าสูญเสียเนื่องจากความต้านทานภายในขดลวด) ได้ดังนี้

$$P_r = 3R_r I_r^2 \tag{2-13}$$

เมื่อ P_r คือกำลังงานสูญเสียในขดลวดโรเตอร์

คูณทั้งข้างของสมการที่ (2-12) ด้วย $\frac{f}{f_{S\ell}}$ และพิจารณาจากสมการที่ (2-6) และสมการที่ (2-11) ประกอบกัน จะได้

$$\vec{E}_{ag} = \frac{f}{f_{S\ell}}\vec{E}_r = f\frac{R_r}{f_{S\ell}}\vec{I}_r + j2\pi f L_{\ell r}\vec{I}_r \tag{2-14}$$

จากรูปที่ 2-1a เทอมของ $\frac{fR_r}{f_{S\ell}}$ จะถูกแสดงแทนด้วยผลบวกของ R_r กับ $\frac{R_r(f - f_{S\ell})}{f_{S\ell}}$ และจากสมการที่ (2-14) ปริมาณต่าง ๆ ทั้งหมดของโรเตอร์คิดว่าเกิดจากอัตราส่วนรอบของขดลวดสเตเตอร์กับโรเตอร์มีค่าเท่ากับ 1 ให้คูณทั้งสองข้างของสมการที่ (2-14) ด้วย $\vec{I}_r^*$ และนำส่วนที่เป็นจำนวนจริง (Real Part) , $\mathrm{Re}\left[\vec{E}_r\vec{I}_r^*\right]$ เราจะได้ว่ากำลังงานที่ข้ามช่องอากาศ (Air-gap Power) P_{ag} สามารถแสดงได้ดังนี้

$$P_{ag} = 3\frac{f}{f_{S\ell}}R_r I_r^2 \tag{2-15}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ P_{ag} คือ กำลังงานที่ข้ามช่องอากาศ

จากสมการที่ (2-13) และ (2-15) ค่ากำลังไฟฟ้าทางกล (Electromechanical Power) P_{em} สามารถคำนวณได้จาก

$$P_{em} = P_{ag} - P_r = 3R_r \frac{f - f_{S\ell}}{f_{S\ell}} I_r^2 \qquad (2\text{-}16a)$$

และ

$$T_{em} = \frac{P_{em}}{\omega_r} \qquad (2\text{-}16b)$$

เมื่อ P_{em} คือ กำลังไฟฟ้าทางกล

จากสมการที่ (2-7) ,(2-15) ,(2-16a) และ (2-16b) จะได้

$$T_{em} = \frac{P_{ag}}{\omega_S} \qquad (2\text{-}16c)$$

ในวงจรสมมูลรูปที่ 2-1a ค่าสูญเสียของความต้านทานภายในขดลวดโรเตอร์และกำลังไฟฟ้าทางกลของโรเตอร์ต่อเฟส แสดงโดยการแยกส่วนของความต้านทาน $f\frac{R_r}{f_{S\ell}}$ ในสมการที่ (2-14) ออกเป็น R_r กับ $R_r \frac{(f - f_{S\ell})}{f_{S\ell}}$ ตามลำดับ

กระแสรวม $\bar{I}_S$ ที่จ่ายเข้าสู่มอเตอร์เป็นผลรวมของกระแสสร้างสนามแม่เหล็ก I_m กับกระแสที่ไหลผ่านวงจรสมมูลโรเตอร์ $\bar{I}_r$ ($\bar{I}_r$ เป็นองค์ประกอบหนึ่งของกระแสสเตเตอร์ซึ่งชดเชยแอมแปร์-เทิร์น ที่สร้างโดยกระแสโรเตอร์จริง) ดังนั้น

$$\bar{I}_S = \bar{I}_m + \bar{I}_r \qquad (2\text{-}17)$$

เมื่อ $\bar{I}_S$ คือกระแสในขดลวดสเตเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เฟสเซอร์ไดอะแกรมของแรงดันและกระแสสเตเตอร์แสดงไว้ดังรูปที่ 2-1b โดยกระแสสร้างสนามแม่เหล็ก $\bar{I}_m$ ซึ่งเป็นตัวสร้าง ϕ_{ag} จะล้าหลัง Air-gap Voltage อยู่ 90 องศา กระแส $\bar{I}_r$ ซึ่งเป็นองค์ประกอบที่ทำให้เกิดแรงบิดสนามแม่เหล็กไฟฟ้า จะล้าหลัง $\bar{E}_{ag}$ เป็นมุมเท่ากับมุมตัวประกอบกำลังของวงจรโรเตอร์ θ_r (Power Factor Angle of Rotor Circuit)

$$\theta_r = \text{Tan}^{-1}\frac{2\pi f_{S\ell} L \ell_r}{R_r} = \text{Tan}^{-1}\frac{2\pi f L \ell_r}{R_r f / f_{S\ell}} \qquad (2\text{-}18)$$

เมื่อ θ_r คือ มุมตัวประกอบกำลังของวงจรโรเตอร์

จากทฤษฎีของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ,แรงบิดที่เกิดขึ้น คือ

$$T_{em} = k_2 \phi_{ag} I_r \text{Sin}\,\delta \qquad (2\text{-}19)$$

$$\delta = 90^\circ - \theta_r \qquad (2\text{-}20)$$

เมื่อ δ คือ มุมแรงบิด (Torque Angle) หรือมุมระหว่างกระแสสร้างสนามแม่เหล็ก $\bar{I}_m$ ที่เป็นตัวสร้าง ϕ_{ag} กับ $\bar{I}_r$ ที่เป็นตัวสร้างสนามแม่เหล็กของโรเตอร์

ค่าของแรงดันที่จ่ายให้กับขดลวดสเตเตอร์ $\bar{V}_S$ หาได้จาก

$$\bar{V}_S = \bar{E}_{ag} + \left(R_S + j2\pi f L_{\ell S}\right) \times \bar{I}_S \qquad (2\text{-}21)$$

ในสภาพของความเป็นจริง ,มอเตอร์เหนี่ยวนำที่ออกแบบโดยทั่วไป ค่าของ $f_{S\ell}$ จะมีค่าค่อนข้างต่ำ ซึ่งเป็นผลทำให้

$$2\pi f_{S\ell} L \ell_r << R_r \qquad (2\text{-}22)$$

ดังนั้น θ_r ในสมการที่ (2-18) จะมีค่าประมาณเท่ากับ 0 องศา และมุมแรงบิด δ ในสมการที่ (2-20) จะมีค่าเท่ากับ 90 องศา ดังนั้น ในสมการที่ (2-19) จะกลายเป็น

เอกสารนี้มีลิขสิทธิ์ ห้ามมิให้ใช้เพื่อการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$T_{em} \approx k_2 \phi_{ag} I_r \tag{2-23}$$

จากสมการที่ (2-11) และ (2-12) ให้ใช้ค่าประมาณจากสมการที่ (2-22) จะได้

$$I_r \approx k_3 \phi_{ag} f_S \ell \tag{2-24}$$

รวมสมการที่ (2-23) และ (2-24) จะได้ผลดังนี้ คือ

$$T_{em} \approx k_4 \phi_{ag}^2 f_S \ell \tag{2-25}$$

จากค่าประมาณในสมการที่ (2-22) จะสัมพันธ์กับสมการที่ (2-17) ด้วย ดังนั้น

$$I_S \approx \sqrt{I_m^2 + I_r^2} \tag{2-26}$$

สำหรับค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ปกติทั่ว ๆ ไป จะทำให้ผลของสมการที่ (2-21) เป็นดังนี้ (ยกเว้นการปฏิบัติงานที่ความถี่ต่ำ ๆ)

$$V_S \approx E_{ag} \tag{2-27}$$

แทนสมการที่ (2-6) ลงในสมการที่ (2-27) จะได้ผลดังนี้ คือ

$$V_S \approx k_1 \phi_{ag} f \tag{2-28}$$

จากสมการที่ (2-13) และ (2-16a) อัตราส่วนของกำลังงานสูญเสียในโรเตอร์ต่อกำลังไฟฟ้าทางกล

$$\%P_r = \frac{P_r}{P_{em}} = \frac{f_S \ell}{f - f_S \ell} \tag{2-29}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบโรเตอร์ขดลวด

มอเตอร์ชนิดนี้จะมีใช้งานไม่มากนัก เนื่องจากโดยโครงสร้างแล้วจะไม่มีความแข็งแรงทนทานเหมือนมอเตอร์เหนี่ยวนำชนิดกรงกระรอก อีกทั้งยังมีราคาแพงและการบำรุงรักษาที่ค่อนข้างยุ่งยากด้วย มอเตอร์แบบนี้อาจเรียกว่า มอเตอร์สลิปริง (Slip-Ring Motor) ได้

ส่วนประกอบของมอเตอร์นี้จะเหมือนกับมอเตอร์ชนิดกรงกระรอก แต่จะแตกต่างกันที่โรเตอร์ เพราะโรเตอร์ของมอเตอร์ชนิดนี้จะมีตัวนำที่พันด้วยลวดให้มีจำนวนขั้วแม่เหล็กและจำนวนเฟสเท่ากับขดลวดสเตเตอร์ และต่อขดลวดโรเตอร์เป็นแบบสตาร์ (Star) จากนั้นเอาปลายทั้งสามที่เหลือของขดลวดโรเตอร์มาต่อกับแหวนลื่น (Slip-Ring) นอกจากนี้แล้วยังมีแปรงถ่าน (Carbon Brush) วางสัมผัสแน่นกับแหวนลื่นตลอดเวลา จากแปรงถ่านนี้จะต่อสายออกไปภายนอกเพื่อต่อเข้ากับความต้านทานเพื่อควบคุมความเร็วต่อไป

ขณะเริ่มเดิน (Start) ,ความต้านทานภายนอกที่ต่อผ่านแหวนลื่นจะถูกต่อแบบสตาร์ โดยความต้านทานที่ต่อร่วมกับขดลวดโรเตอร์นี้ จะส่งผลให้แรงบิดขณะเริ่มเดิน (Start Torque) ดีขึ้น และค่าอิมพีแดนซ์ (Impedance) ของโรเตอร์ที่เพิ่มขึ้นนี้ จะทำให้กระแสในขดลวดโรเตอร์ลดลงด้วย เมื่อความเร็วของมอเตอร์สูงขึ้นแล้วจึงจะลดค่าความต้านทานภายนอกลงเป็นศูนย์ ซึ่งในขณะนี้แหวนลื่นจะถูกลัดวงจรและมอเตอร์จะหมุนที่ความเร็วเต็มพิกัด ถ้าต้องการปรับความเร็วของมอเตอร์แบบโรเตอร์ขดลวดนี้ ก็ให้ปรับเพิ่มค่าความต้านทานภายนอกเข้าไปในวงจรโรเตอร์ โดยความเร็วที่ปรับได้จะต่ำกว่าความเร็วพิกัดเสมอ แต่ข้อเสียที่เกิดขึ้นก็คือจะมีค่ากำลังงานสูญเสียขึ้นภายในตัวความต้านทานภายนอกที่นำมาต่อ ทำให้ประสิทธิภาพของมอเตอร์ลดลง แต่ในปัจจุบันนี้เราสามารถกำจัดกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นนี้ได้ โดยการใช้วงจรอิเลคทรอนิคส์กำลัง (Power Electronics)

2.3 การควบคุมความเร็วของมอเตอร์โดยการปรับความถี่และแรงดันที่สเตเตอร์

ความเร็วของโรเตอร์สามารถควบคุมได้โดยการปรับเปลี่ยนความถี่ ซึ่งก็คือการควบคุมความเร็วซิงโครนัสนั่นเอง โดยเทคนิคการควบคุมแบบนี้เป็นที่นิยมเป็นอย่างมาก

ชุดขับเคลื่อนที่ใช้ในการควบคุมความเร็วด้วยเทคนิคนี้ จะใช้อินเวอร์เตอร์ (Inverter) ทำงานร่วมกับอินพุทซึ่งเป็นแหล่งจ่ายไฟตรง โดยมีหลักการทำงานเบื้องต้นดังแสดงไว้ในรูปที่ 2-2 คือ : แรงดันอินพุทไฟสลับจะถูกเปลี่ยนเป็นแรงดันไฟตรงโดยใช้วงจรเรคติฟายเออร์ (Rectifier) ซึ่งอาจจะเป็นชนิดที่ควบคุมได้หรือควบคุมไม่ได้ก็ตาม ต่อจากนั้นแรงดันไฟตรงนี้จะถูกเปลี่ยนเป็นแรงดันไฟสลับสามเฟสป้อนเข้าสู่มอเตอร์ ซึ่งแรงดันหรือกระแสสลับนี้เราสามารถที่จะปรับทั้งขนาดและความถี่ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

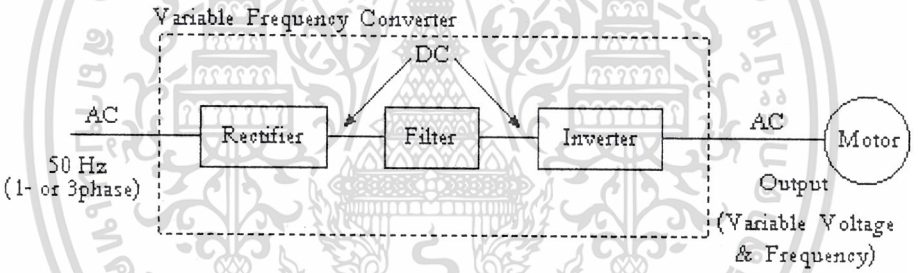
เราสามารถจำแนกชุดขับเคลื่อนตามชนิดของอินเวอร์เตอร์และเรคติฟายเออร์ได้ดังนี้

1. Pulse-Width-Modulated Voltage Source Inverter (PWM-VSI) with a Diode Rectifier

2. Square-Wave Voltage Source Inverter (Square-Wave-VSI) with a Thyristor Rectifier

3. Current Source Inverter (CSI) with a Thyristor Rectifier

ชื่อเหล่านี้บอกเป็นนัย ๆ ว่าชุดขับเคลื่อนเหล่านี้จะมีความแตกต่างกันอยู่ระหว่าง VSI กับ CSI กล่าวคือ : ใน VSI อินพุทไฟตรงจะประพฤติตัวเป็นแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรง (ในทางอุดมคติจะไม่มีอิมพีแดนซ์ภายใน) จ่ายกำลังเข้าสู่อินเวอร์เตอร์ ส่วน CSI อินพุทไฟตรงจะประพฤติตัวเป็นแหล่งจ่ายกระแสไฟตรง (ในทางอุดมคติจะมีค่าอิมพีแดนซ์ภายในสูงมาก) จ่ายกำลังเข้าสู่อินเวอร์เตอร์

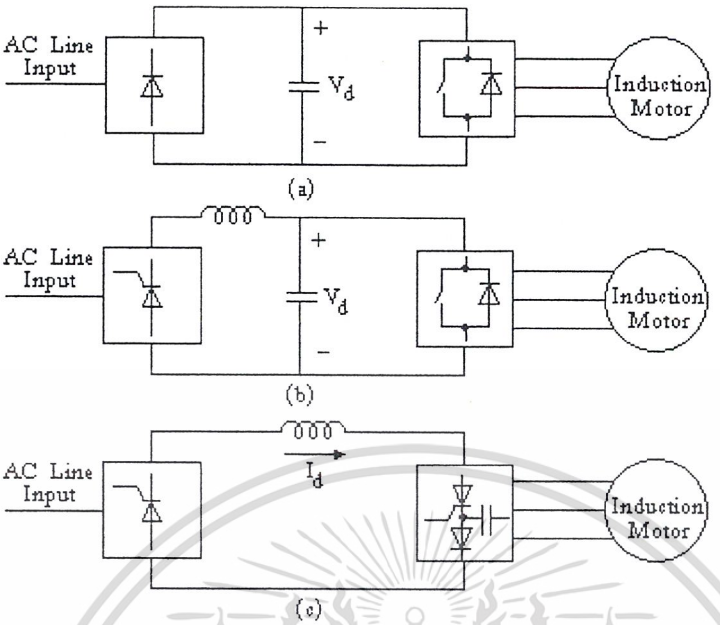


รูปที่ 2-2 ชุดขับเคลื่อนที่สามารถปรับความถี่ได้

ในรูปที่ 2-3a แสดงโครงสร้างของ PWM-VSI ซึ่งทำงานร่วมกับเรคติฟายเออร์ชนิดที่ไม่สามารถควบคุมได้ (Uncontrolled Diode Rectifier) ส่วนในรูปที่ 2-3b เป็น Square-Wave-VSI และมีเรคติฟายเออร์ที่สามารถควบคุมได้อยู่ทางด้านหน้าของอินเวอร์เตอร์ เมื่ออินเวอร์เตอร์ทำงานมันจะสร้างแรงดันที่มีลักษณะเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม (Square-Wave or Six-Step) จะมีตัวเก็บประจุตัวใหญ่ซึ่งเรียกว่า DC-Bus Capacitor ทำหน้าที่เสมือนว่าเป็นแหล่งจ่ายแรงดันอินพุทไฟตรงของอินเวอร์เตอร์ โดยค่าอิมพีแดนซ์ภายในตัวเก็บประจุนี้จะมีค่าต่ำ (คิด ณ ความถี่ของการสวิทชิ่งของอินเวอร์เตอร์)

จากโครงสร้างของชุดขับเคลื่อนชนิด VSI ดังแสดงในรูปที่ 2-3a และ 2-3b ที่ใช้จริงในทางปฏิบัติแล้วจะใช้อินเวอร์เตอร์ชนิด 3 เฟสเท่านั้น ส่วนในรูปที่ 2-3c แสดงโครงสร้างของชุดขับเคลื่อนชนิด CSI เนื่องจากในส่วนของดีซีลิงค์นั้นประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำขนาดใหญ่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2-3 การจำแนกชนิดของตัวขับเคลื่อนที่สามารถปรับความถี่ได้

(a) PWM-VSI with a Diode Rectifier

(b) Square-Wave-VSI with a Controlled Rectifier

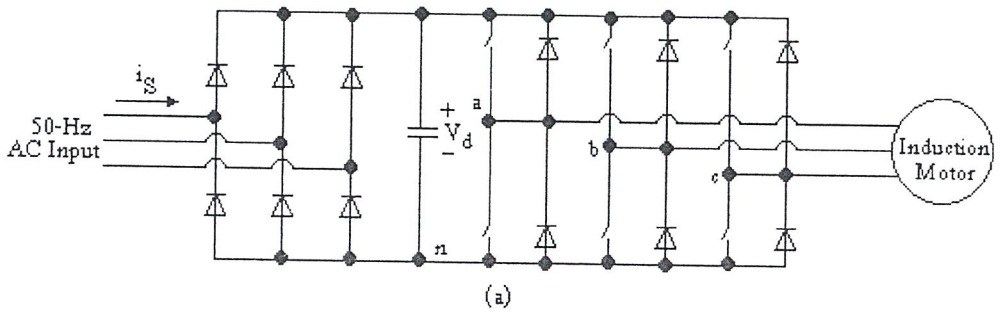
(c) CSI with a Controlled Rectifier

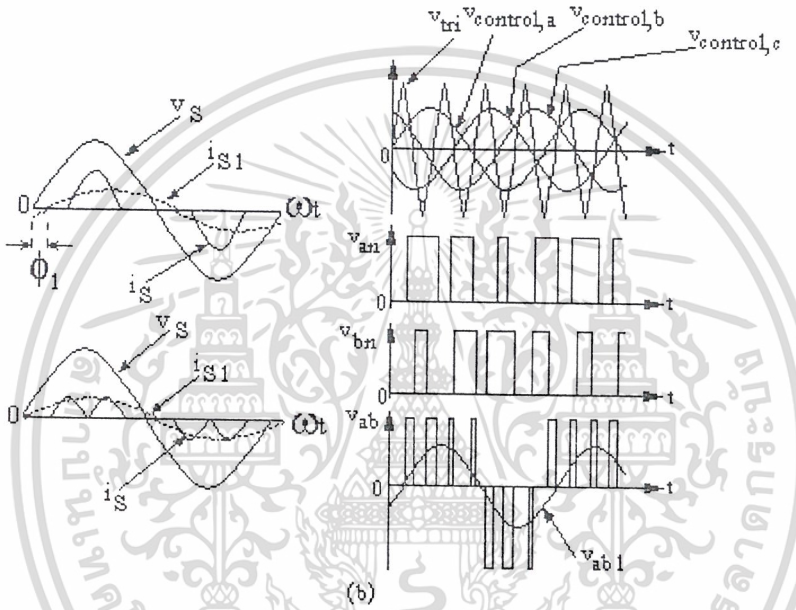
ดังนั้นอินพุทของอินเวอร์เตอร์จึงประพฤติตัวเป็นแหล่งกระแสไฟตรง อุปกรณ์สวิทชิ่งของอินเวอร์เตอร์จะใช้ไทริสเตอร์ (Thyristor) และมีการคอมมิวเตท (Commutation) โดยใช้ไดโอดและตัวเก็บประจุ

2.3.1 ชุดขับเคลื่อนที่ใช้ PWM-VSI ซึ่งสามารถปรับความถี่ได้

ในรูปที่ 2-4a แสดงโครงสร้างของชุดขับเคลื่อนที่ใช้ PWM-VSI ที่อินพุทเป็นแหล่งจ่าย 3-เฟส โดย PWM-VSI สามารถปรับขนาดของแรงดันและความถี่ของเอาท์พุทได้ ซึ่งตามปรกติแล้วอินพุทของอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้ จะใช้ไดโอดเรคติฟายเออร์เป็นตัวเปลี่ยนแรงดันไฟสลับเป็นแรงดันไฟตรง วิธีการหนึ่งที่ใช้ในการสร้างสัญญาณควบคุมอุปกรณ์ที่ใช้เป็นสวิทช์ของอินเวอร์เตอร์ คือ การนำแรงดัน 3-เฟส ซึ่งมีลักษณะเป็นไซน์ (เป็นแรงดันควบคุม ,Control Voltage และมีความถี่เท่ากับความถี่ของเอาท์พุทที่ต้องการ) ไปเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยมที่มีความถี่เท่ากับความถี่สวิทชิ่ง (Switching Frequency) ที่เลือกไว้ (ขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของอุปกรณ์นั้น ๆ) ดังแสดงในรูปที่ 2-4b

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





รูปที่ 2-4 PWM-VSI : (a) โครงสร้าง (b) รูปคลื่น

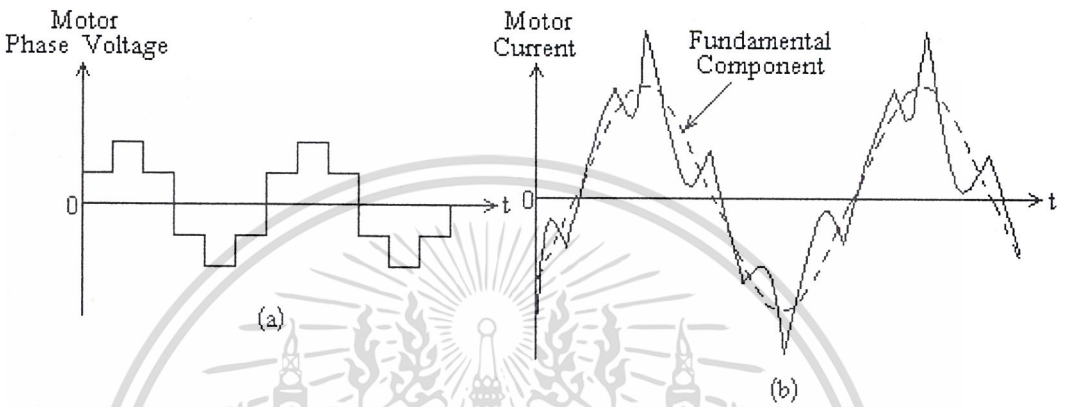
เมื่อกระแสกระเพื่อม (Ripple Current) ไหลผ่านตัวเก็บประจุของดีซีลิงค์ (มีความถี่เท่ากับความถี่สวิทชิ่ง) จะทำให้อินเวอร์เตอร์มองเห็นอิมพีแดนซ์ภายในแหล่งจ่ายแรงดันอินพุทไฟตรง (อิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุ) และค่าอิมพีแดนซ์นี้จะน้อยลงถ้าความถี่สวิทชิ่งมากขึ้น ดังนั้นขนาดของตัวเก็บประจุที่ใช้ใน PWM-VSI ไม่จำเป็นต้องมีขนาดใหญ่มากนัก แต่อย่างไรก็ตาม ,ตัวเก็บประจุที่ใช้นี้ต้องสามารถรองรับกระแสกระเพื่อมได้ และไม่ทำให้แรงดันกระเพื่อมในดีซีลิงค์สูงมากเกินไป

2.3.2 ชุดขับคลื่อนชนิด Square-Wave-VSI ที่สามารถปรับความถี่ได้

ตามโครงสร้างของตัวขับเคลื่อนที่แสดงไว้ในรูปที่ 2-3b จะเห็นว่าอินเวอร์เตอร์จะทำงานในโหมดรูปคลื่นสี่เหลี่ยม (Square-Wave Mode) ซึ่งทำให้แรงดันของเฟสเทียบกับนิวตรอลของมอเตอร์มีลักษณะดังรูปที่ 2-5a โดยลักษณะของรูปคลื่นกระแสของมอเตอร์แสดงไว้ในรูปที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งไม่อนุญาตให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารนี้ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2-5b เนื่องจากการทำงานของอินเวอร์เตอร์อยู่ในโหมดรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ดังนั้นขนาดของแรงดันที่มอเตอร์สามารถควบคุมได้โดยการควบคุม V_d ในรูปที่ 2-3b ควบคุม V_d โดยใช้ Line-Frequency Phase-Controlled Converter



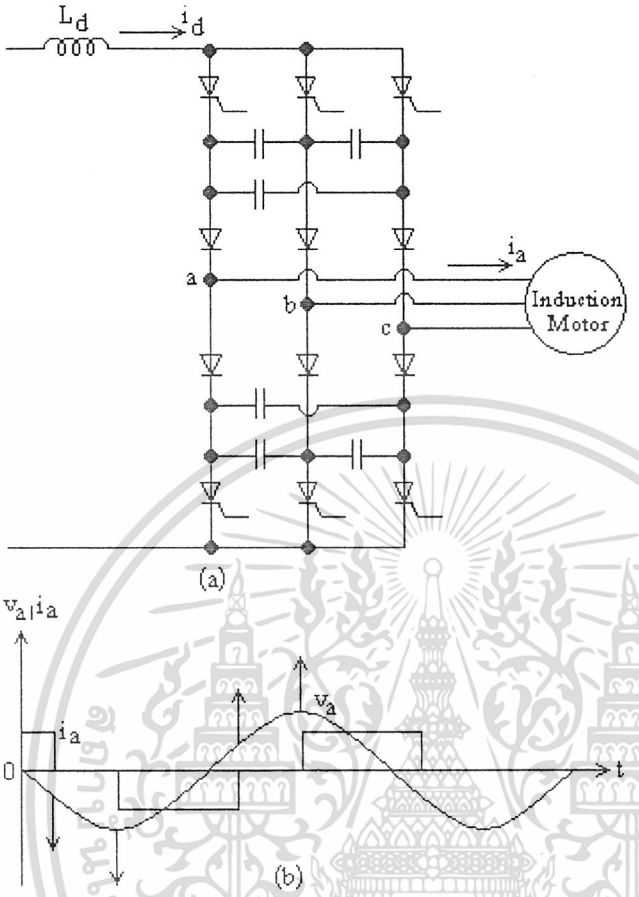
รูปที่ 2-5 รูปคลื่นของ Square-Wave-VSI

2.3.3 ชุดขับเคลื่อนชนิด CSI ที่สามารถปรับความถี่ได้

ในรูปที่ 2-3c แสดงโครงสร้างของชุดขับเคลื่อนชนิด CSI (แบบพื้นฐาน) โดยปกติชุดขับเคลื่อนชนิดนี้จะประกอบด้วย Phase-Controlled Rectifier ,ตัวเหนี่ยวนำที่มีขนาดใหญ่ ,และอินเวอร์เตอร์ ตัวเหนี่ยวนำที่มีขนาดใหญ่นี้จะใช้เป็นดีซีลิงค์ ซึ่งเปรียบเสมือนเป็นแหล่งจ่ายกระแสตรงที่จะป้อนเข้าสู่อินเวอร์เตอร์

เนื่องจากมอเตอร์เหนี่ยวนำจะทำงานที่ตัวประกอบกำลังล้าหลัง จึงทำให้วงจรนี้ต้องใช้การคอมมิวเตทแบบบังคับ (Forced Commutation) เพื่อบังคับให้ไทริสเตอร์หยุดทำงานดังแสดงในรูปที่ 2-6a โดยวงจรสำหรับการคอมมิวเตทชนิดนี้จะประกอบด้วย ไดโอด ,ตัวเก็บประจุ และค่ารีแอกแตนซ์รั่วไหลของมอเตอร์ การออกแบบวงจรสำหรับการคอมมิวเตทชนิดนี้ต้องคำนึงถึงชนิดของมอเตอร์ด้วย ในช่วงเวลาหนึ่ง ๆ จะมีไทริสเตอร์เพียง 2 ตัวเท่านั้นที่นำกระแส โดยตัวหนึ่งจะต่ออยู่กับขั้วบวกของดีซีลิงค์ และอีกตัวหนึ่งจะต่ออยู่ที่ขั้วลบของดีซีลิงค์ ในรูปที่ 2-6b แสดงรูปคลื่นของกระแสและแรงดันเฟสของมอเตอร์ ในชุดขับเคลื่อนชนิด CSI จะใช้การเบรคแบบคืนพลังงาน (Regenerative Breaking) โดยไม่จำเป็นต้องมีวงจรเพิ่มเติมเข้าไปอีก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ **2-6** ตัวขับเคลื่อนชนิด CSI (a) อินเวอร์เตอร์ (b) รูปคลื่นเฟสทางอุดมคติ

2.4 ชุดขับเคลื่อนชนิดที่ปรับแรงดันเพียงอย่างเดียว

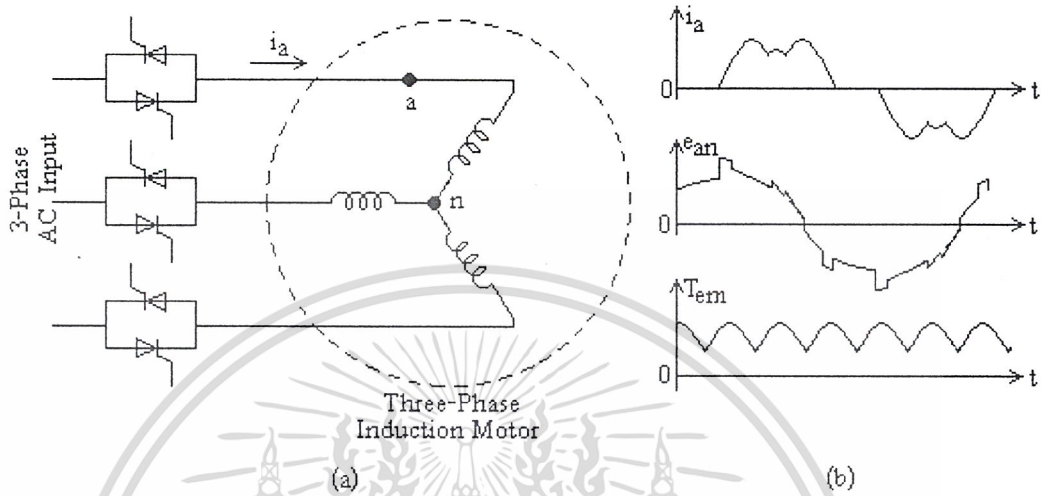
ชุดขับเคลื่อนชนิดที่สามารถปรับได้ทั้งขนาดแรงดันและความถี่ (Variable-Frequency Variable-Voltage Drives) ซึ่งได้กล่าวถึงมาก่อนหน้านี้แล้ว เป็นชุดขับเคลื่อนที่มีประสิทธิภาพและประโยชน์สูงมากในการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ แต่อย่างไรก็ตามในงานบางประเภท ,เราอาจจะใช้ตัวขับเคลื่อนที่มีราคาถูกกว่าได้เช่น ชุดขับเคลื่อนที่ไม่สามารถปรับความถี่ได้แต่ปรับขนาดของแรงดันได้

การควบคุมความเร็วมอเตอร์โดยการควบคุมแรงดันที่สเตเตอร์ จะทำให้ประสิทธิภาพของพลังงานที่ความเร็วต่ำมีค่าต่ำ เพราะที่ความเร็วต่ำจะเกิดค่าสูญเสียในโรเตอร์สูงเนื่องจากสลิปมีค่าสูง ดังนั้นการเลือกมอเตอร์ที่จะใช้กับงานประเภทนี้ต้องเลือกให้มีพิกัดกำลังที่สูงพอเพื่อให้ค่าสูญเสียที่พิกัดของโรเตอร์สูงกว่าค่าสูญเสียสูงสุดที่เกิดขึ้นจากการใช้เทคนิคนี้ วงจรทาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่อนุญาตให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ปฏิบัติที่ใช้กับเทคนิคนี้แสดงไว้ในรูปที่ 2-7



รูปที่ 2-7 การควบคุมแรงดันที่สเตเตอร์ (a) วงจร (b) รูปคลื่น

2-5 การควบคุมความเร็วด้วยไซโคลคอนเวอร์เตอร์ (Cycloconverter)

ไซโคลคอนเวอร์เตอร์เป็นวงจรที่ใช้ในการเปลี่ยนความถี่ กล่าวคือ แปลงพลังงานไฟสลับที่ความถี่หนึ่ง ๆ ไปเป็นอีกความถี่หนึ่งที่ปรับค่าได้โดยตรงโดยไม่ผ่านดีซีลิงค์ โดยทั่วไปความถี่เอาท์พุทของไซโคลคอนเวอร์เตอร์จะต่ำกว่าความถี่อินพุท คือ อยู่ในย่าน 0 – 1/3 เท่าของความถี่อินพุท ส่วนใหญ่ไซโคลคอนเวอร์เตอร์จะใช้กับการขับเคลื่อนมอเตอร์ที่มีความเร็วต่ำและมอเตอร์ที่มีพิกัดกำลังสูง ๆ ความถี่เอาท์พุทของไซโคลคอนเวอร์เตอร์อาจเปลี่ยนแปลงโดยใช้เทคนิคของการควบคุมเฟส

ข้อเสียของไซโคลคอนเวอร์เตอร์ ก็คือ การเปลี่ยนแปลงความถี่อยู่ในย่านที่จำกัด ,ตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุทมีค่าต่ำ ,และแรงดันเอาท์พุทมีฮาร์โมนิคส์สูง แต่ไซโคลคอน-เวอร์เตอร์ก็ยังมีข้อดีคือ

1. ประสิทธิภาพดีขึ้นเนื่องจากไม่มีดีซีลิงค์

2. สามารถควบคุมองค์ประกอบมูลฐาน (Fundamental Component) ของแรงดันเอาท์พุทได้

3. ใช้การคอมมิเตทแบบไลน์คอมมิวเตท (Line Commutation) ซึ่งมีความซับซ้อนน้อยกว่าการคอมมิเตทแบบบังคับ (Forced Commutation)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

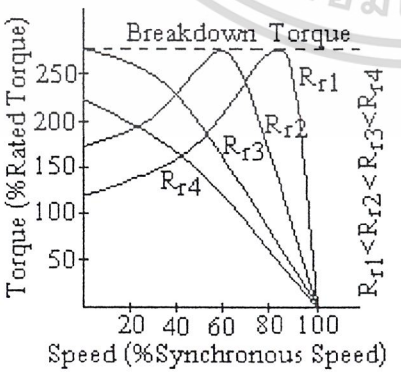
34177

2.6 การควบคุมความเร็วด้วยเทคนิคการควบคุมสลิป (Static Slip Power Recovery)

การขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำที่กล่าวถึงก่อนหน้านี้ ,กำลังไฟฟ้าจะถูกควบคุมที่วงจรสเตเตอร์เท่านั้น ซึ่งระบบการขับเคลื่อนแบบนี้ ,คอนเวอร์เตอร์ (Converter) จะถูกออกแบบให้สามารถรองรับกำลังงานเต็มพิกัดที่จะไหลเข้าสู่มอเตอร์ได้ ถ้าเปรียบเทียบระหว่างมอเตอร์เหนี่ยวนำสองชนิด คือ มอเตอร์ชนิดโรเตอร์กรงกระรอกกับมอเตอร์ชนิดโรเตอร์ขดลวดนั้น พบว่ามอเตอร์ชนิดแรกจะเป็นที่นิยมใช้มากกว่า เพราะว่ามอเตอร์ชนิดโรเตอร์ขดลวดจะมีขนาดใหญ่และแพงกว่า อีกทั้งยังมีข้อเสียเช่นเดียวกับมอเตอร์ไฟตรง คือ การมีแหวนลื่นและแปรงถ่าน

ในสมัยก่อน ,เราสามารถควบคุมความเร็วของมอเตอร์ชนิดโรเตอร์ขดลวดได้โดยการใช้กรรมวิธีการทางกลเพื่อปรับรีโอสตัท (Rheostat) ของวงจรโรเตอร์ ข้อดีประการหนึ่งของมอเตอร์ชนิดนี้ คือ ค่ากำลังงานสลิป (Slip Power) สามารถใช้เป็นตัวช่วยในควบคุมการปรับความเร็วของมอเตอร์ได้ จากวงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ,เราสามารถหาเส้นโค้งของแรงบิด-ความเร็ว ณ. ค่าความต้านทานของโรเตอร์ต่าง ๆ กันได้ วงจรสมมูลในรูปที่ 2-1a ถ้าให้ $\frac{R_r}{S}$ มีค่าคงที่ (ค่าของ R_r และ S เพิ่มขึ้นด้วยแฟคเตอร์เดียวกัน) และ I_r คงที่ ดังนั้นค่า T_{em} จะคงที่ด้วย คุณลักษณะในรูปที่ 2-8 เกิดขึ้นจากการเปลี่ยนค่าความต้านทานของโรเตอร์ไปเรื่อย ๆ หลาย ๆ ค่า ในมอเตอร์เหนี่ยวนำชนิดโรเตอร์ขดลวด ,ค่าความต้านทาน R_r ของโรเตอร์สามารถทำให้เปลี่ยนแปลงได้โดยการต่อเพิ่มความต้านทานภายนอกเข้าไป (ผ่านแหวนลื่น)

เส้นโค้งแรงบิด-ความเร็ว ดังแสดงในรูปที่ 2-8 เราจะเห็นว่าความเร็วในการปฏิบัติงานสามารถเปลี่ยนแปลงได้อย่างต่อเนื่อง โดยการควบคุมความต้านทานภายนอกของวงจรโรเตอร์



รูปที่ 2-8 เส้นโค้งแรงบิด-ความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำชนิดโรเตอร์ขดลวด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อย่างไรก็ตามวิธีการนี้จะทำให้เกิดค่าสูญเสียในโรเตอร์สูงมาก (เนื่องจากสลิปมีค่าสูง) ซึ่งอาจจะมากเกินกว่าจะยอมรับได้

เทคนิค Static Slip Power Recovery เป็นอีกทางเลือกหนึ่งที่สามารถนำมาใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำชนิดโรเตอร์ขดลวดได้ ซึ่งเราสามารถนำกำลังงานที่จะต้องไปสูญเสียให้กับความต้านทานภายนอกดังที่ได้กล่าวมานั้นกลับมาใช้ประโยชน์ได้ (ส่งคืนเข้าระบบไฟฟ้า) แต่หลักการควบคุมจะคล้ายกัน กล่าวคือความต้านทานที่นำมาต่อไม่ใช่ความต้านทานภายนอกแต่เป็นการนำเอาไดโอดเรคติฟายเออร์มาทำเป็นความต้านทานเสมือนแทน และพลังงานเหล่านี้จะป้อนเข้าสู่แหล่งจ่ายโดยใช้อินเวอร์เตอร์

สำหรับงานที่ย่านของการควบคุมความเร็วมีจำกัด ,ค่ากำลังสลิป (Slip Power) จะเป็นเพียงแค่ส่วนเดียวของกำลังงานทั้งหมดของมอเตอร์ ดังนั้นขนาดของคอนเวอร์เตอร์จะมีขนาดเล็ก และทำให้ราคาของคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้งานนี้มีราคาถูกลง ซึ่งข้อดีนี้เองที่เป็นตัวชดเชยข้อบกพร่องบางประการของมอเตอร์ชนิดโรเตอร์ขดลวดได้ และระบบการควบคุมชนิดนี้สามารถใช้กับงานการควบคุมปั๊มและคอมเพรสเซอร์ขนาดใหญ่ได้ เพราะงานประเภทนี้มีช่วงของการเปลี่ยนแปลงความเร็วไม่เกินกว่า 50% ของความเร็วซิงโครนัส ข้อดีอย่างอื่นของระบบการขับเคลื่อนแบบนี้ คือ สามารถควบคุมทิศทางการไหลของกำลังสลิปให้ไหลเข้าหรือไหลออกจากโรเตอร์ได้ นั่นก็หมายความว่าสามารถควบคุมความเร็วได้ทั้งช่วงต่ำกว่าความเร็วซิงโครนัส (Subsynchronous) และสูงกว่าความเร็วซิงโครนัส (Supersynchronous) เพื่อให้ทำงานในโหมดมอเตอร์ (Motoring Mode) หรือโหมดเครื่องกำเนิด (Regeneration) ได้ ตามลำดับ

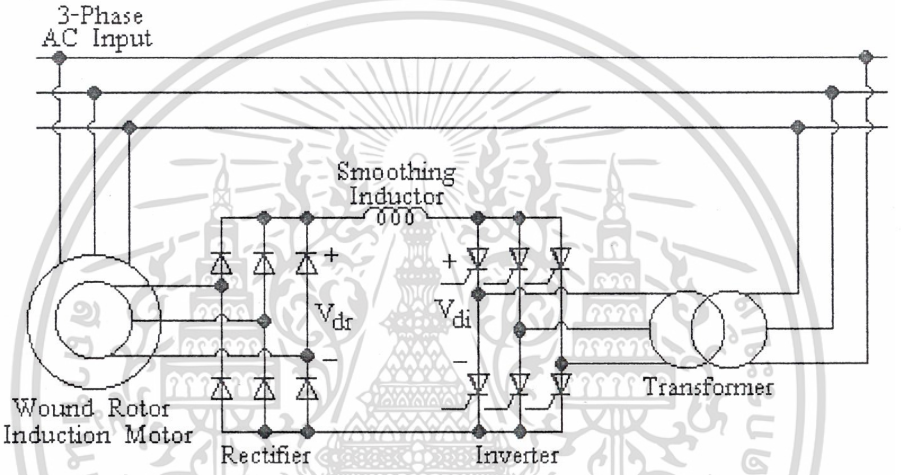
พิจารณาสมการที่ใช้แสดงความสัมพันธ์ของกำลังงานไฟฟ้าทางกล (P_{em}) ,กำลังสูญเสียที่ความต้านทานโรเตอร์ (P_r) และกำลังงานที่ส่งผ่านจากสเตเตอร์มายังโรเตอร์ (P_{ag}) ได้ดังนี้คือ

$$P_{em} = (1-S)P_{ag}$$
$$P_r = SP_{ag} \qquad (2.30) - (2.32)$$
$$\frac{P_r}{P_{em}} = \frac{S}{1-S}$$

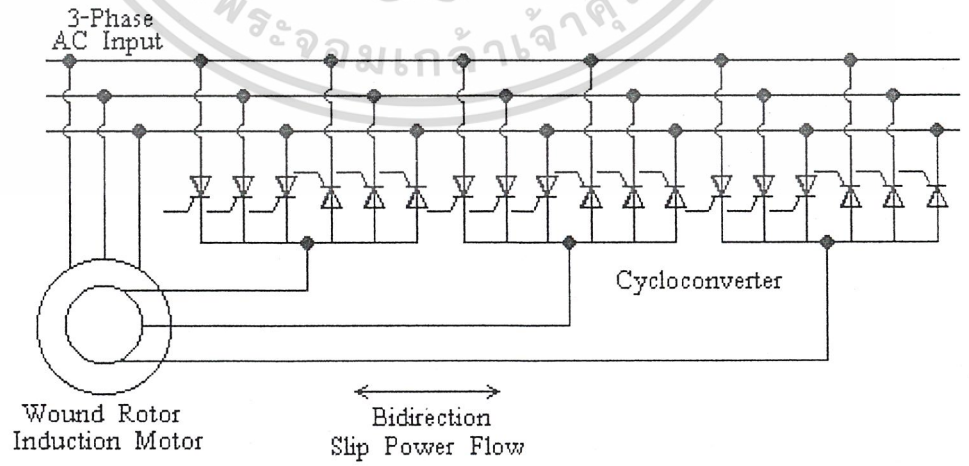
จากสมการเหล่านี้จะเห็นว่า ถ้าเราสามารถควบคุมอัตราส่วนระหว่างกำลังสูญเสียในโรเตอร์กับกำลังไฟฟ้าทางกลของมอเตอร์ได้ เราก็จะสามารถควบคุมสลิปของมอเตอร์ได้เช่นกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การควบคุมนี้แบ่งออกเป็น 2 ระบบ คือ ระบบของเครเมอร์ (Kramer System) เป็นระบบที่นำเอากำลังสลิป (Slip Power) จ่ายออกสู่ระบบ โดยใช้อินเวอร์เตอร์แปลงแรงดันเอาท์พุทมีให้ความถี่เท่ากับความถี่ของระบบไฟฟ้า และระบบของเชอร์เบียส (Scherbius System) เป็นระบบที่ใช้ไซโคลคอนเวอร์เตอร์ในการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ โดยความเร็วมอเตอร์สามารถควบคุมให้สูงหรือต่ำหรือสูงกว่าความเร็วซิงโครนัสได้ ระบบทั้งสองแสดงไว้ดังรูปที่ 2-9 และรูปที่ 2-10 ตามลำดับ



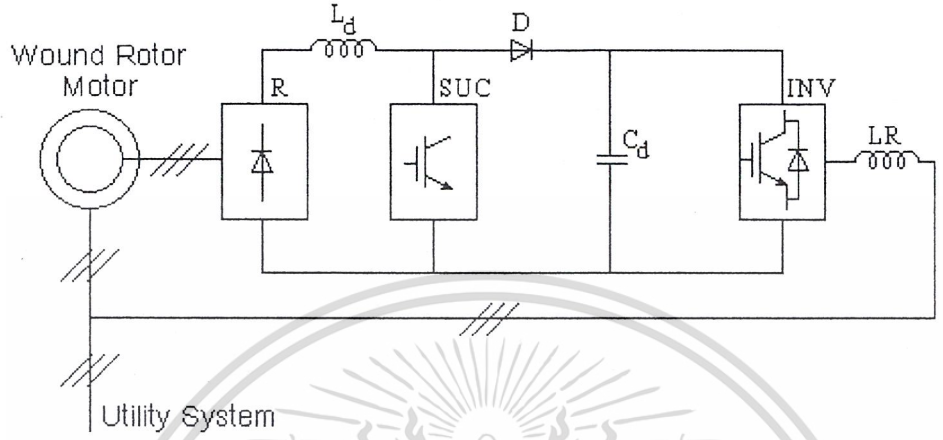
รูปที่ 2-9 ระบบวงจรเครเมอร์



รูปที่ 2-10 ระบบวงจรเชอร์เบียส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

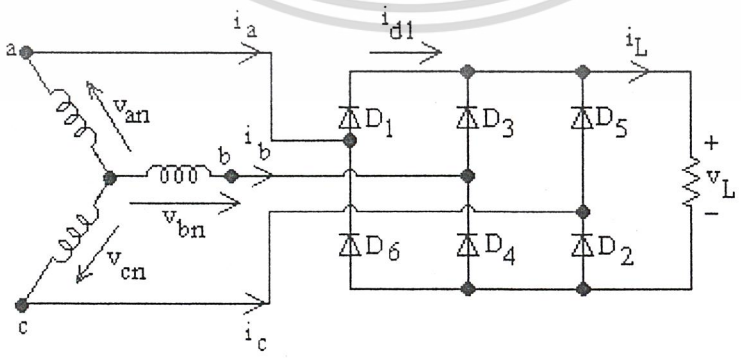
2.7 ทฤษฎีพื้นฐานสำหรับภาคต่าง ๆ ของระบบเครเมอร์แบบใหม่ที่ใช้ในโครงงานนี้



รูปที่ 2-11 ระบบเครเมอร์แบบใหม่ที่ใช้ในโครงงานนี้

จากรูปที่ 2-11 เราจะเห็นว่าระบบเครเมอร์แบบใหม่นั้น แบ่งได้เป็น 4 ภาค คือ ภาคของมอเตอร์ชนิดโรเตอร์กรงกระรอก ,ภาคของไดโอดเรคติฟายเออร์สามเฟสแบบบริดจ์ (3-Phase Diode Bridge Rectifier ,R) ,ภาคของชุดชอปเปอร์แปลงขึ้น (Step-up Chopper ,SUC) หรือบูสท์คอนเวอร์เตอร์ (Boost Converter) และภาคของพีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ (PWM-Inverter ,INV) โดยการทำงานของระบบเครเมอร์แบบใหม่นี้จะได้กล่าวถึงในหัวข้อต่อไป

2.7.1 ไดโอดเรคติฟายเออร์สามเฟสแบบบริดจ์ (Three-Phase Diode Bridge Rectifier)



รูปที่ 2-12 วงจรไดโอเรคติฟายเออร์สามเฟสแบบบริดจ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

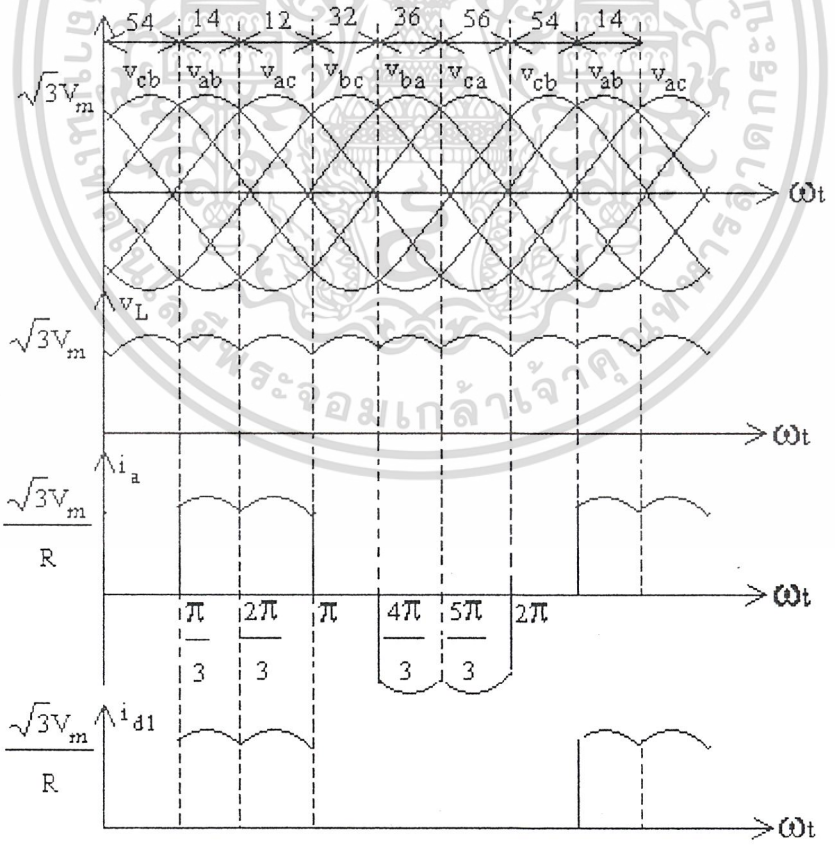
จากรูปที่ 2-12 ไดโอดจะร่วมกันนำกระแสเป็นคู่ คือ ไดโอดหมายเลข 12 ,14 ,32 ,36 ,54 ,และ 56 และในรูปที่ 2-13 แสดงลักษณะของสัญญาณเอาท์พุทและช่วงเวลาการทำกระแสของไดโอดแต่ละตัว

จากรูปที่ 2.13 สังเกตุว่ารูปคลื่นแรงดันเอาท์พุทประกอบด้วย 6 พัลส์ ดังนั้นจึงหาค่าเฉลี่ยของแรงดันเอาท์พุทได้ดังนี้ คือ

$$V_{dc} = \frac{2}{2\pi/6}\int_{0}^{\pi/6}\sqrt{3}V_m \cos\omega t\, d\omega t$$

$$= \frac{3\sqrt{3}}{\pi}V_m \qquad (2\text{-}33)$$

เมื่อ V_m เป็นค่าสูงสุดของแรงดันอินพุทต่อเฟส



รูปที่ 2-13 สัญญาณของวงจรไดโอดเรคติฟายเออร์สามเฟสแบบบริดจ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าใช้งาน (Root Mean Square ,RMS) ของแรงดันเอาท์พุทสามารถคำนวณหาได้ดังนี้

$$V_{rms} = \left[\frac{2}{2\pi/6}\int_{0}^{\pi/6} 3V_m^2 \mathrm{Cos}^2 \omega t \, d\omega t\right]^{1/2} \qquad (2\text{-}34)$$

$$= \left(\frac{3}{2}+\frac{9\sqrt{3}}{4\pi}\right)^{1/2} V_m = 1.6554\,V_m$$

ในทำนองเดียวกันถ้าโหลดเป็นความต้านทานเราก็สามารถคำนวณหากระแสเฉลี่ยของโหลดได้จาก

$$I_{dc} = \frac{V_{dc}}{R} \qquad (2\text{-}35)$$

กระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านไดโอดสามารถคำนวณได้จาก

$$I_{d,av} = \frac{4}{2\pi}\int_{0}^{\pi/6} I_m \mathrm{Cos}\,\omega t \, d\omega t = 0.3184 I_m \qquad (2\text{-}36)$$

เมื่อ I_m มีค่าเท่ากับ $\frac{\sqrt{3}V_m}{R}$

และค่าใช้งานของกระแสที่ไหลผ่านไดโอดแต่ละตัวมีค่าดังต่อไปนี้

$$I_{d,rms} = \left[\frac{4}{2\pi}\int_{0}^{\pi/6} I_m^2 \mathrm{Cos}^2\,\omega t \, d\omega t\right] = 0.5518 I_m \qquad (2\text{-}37)$$

จากรูปคลื่นของกระแสอินพุท i_a ในรูปที่ 2-14 เราสามารถคำนวณหากระแสใช้งานได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_S = \left[\frac{8}{2\pi} \int_0^{\pi/6} I_m^2 \mathrm{Cos}^2\, \omega t \, d\omega t \right]^{1/2} = 0.7804 I_m \qquad (2\text{-}38)$$

2.7.2 วงจรชอปเปอร์แปลงขึ้น

วงจรชอปเปอร์แปลงขึ้นจะสร้างแรงดันเอาท์พุทที่มีค่ามากกว่าแรงดันอินพุท ดังนั้นมันจึงถูกเรียกว่าบูสท์คอนเวอร์เตอร์ โดยส่วนใหญ่แล้วอุปกรณ์ที่ใช้เป็นสวิทช์ในวงจรชอปเปอร์แปลงขึ้นจะใช้มอสเฟทกำลัง (Power Mosfet) เป็นส่วนใหญ่ (ในโครงงานนี้ใช้ IGBTs) ดังแสดงในรูปที่ 2-14a การทำงานของวงจรสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 โหมด คือ โหมดที่ 1 จะเริ่มเมื่อ M_1 ทำงาน (On) ที่เวลา $t=0$ กระแสอินพุทจะเพิ่มขึ้นและไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L และมอสเฟท M_1 โหมดที่ 2 จะเริ่มเมื่อมอสเฟท M_1 หยุดทำงาน (Off) ที่เวลา $t=t_1$ เส้นทางไหลของกระแสเป็นดังนี้คือ ผ่าน L ,C ,ไดโอด D_m และโหลด และกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะลดลงจนกระทั่งมอสเฟท M_1 เริ่มทำงานอีกครั้งหนึ่งในรอบการทำงานถัดไป พลังงานที่สะสมอยู่ในตัวเหนี่ยวนำจะถูกโอนถ่ายไปยังโหลด วงจรการทำงานของแต่ละโหมดแสดงไว้ดังรูปที่ 2-14b และรูปคลื่นของแรงดันและกระแสแสดงไว้ในรูปที่ 2-14c สำหรับกรณีที่กระแสไหลแบบต่อเนื่อง

กำหนดให้กระแสของตัวเหนี่ยวนำเพิ่มขึ้นในลักษณะลิเนียร์จาก I_1 ถึง I_2 ในเวลา t_1 ดังนั้น

$$V_S = L\frac{I_2 - I_1}{t_1} = L\frac{\Delta I}{t_1} \qquad (2\text{-}39)$$

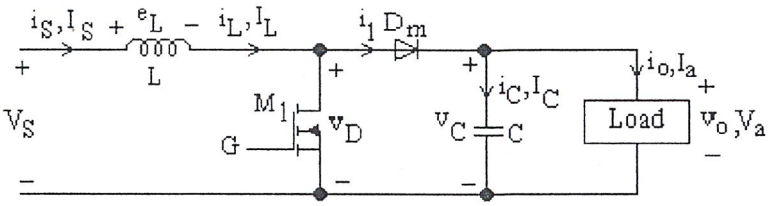
หรือ

$$t_1 = \frac{\Delta I \cdot L}{V_S} \qquad (2\text{-}40)$$

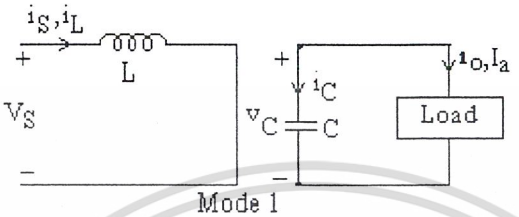
และกระแสของตัวเหนี่ยวนำลดลงเป็นลิเนียร์จาก I_1 ถึง I_2 ในเวลา t_2 ดังนั้น

$$V_S - V_a = -L\frac{\Delta I}{t_2} \qquad (2\text{-}41)$$

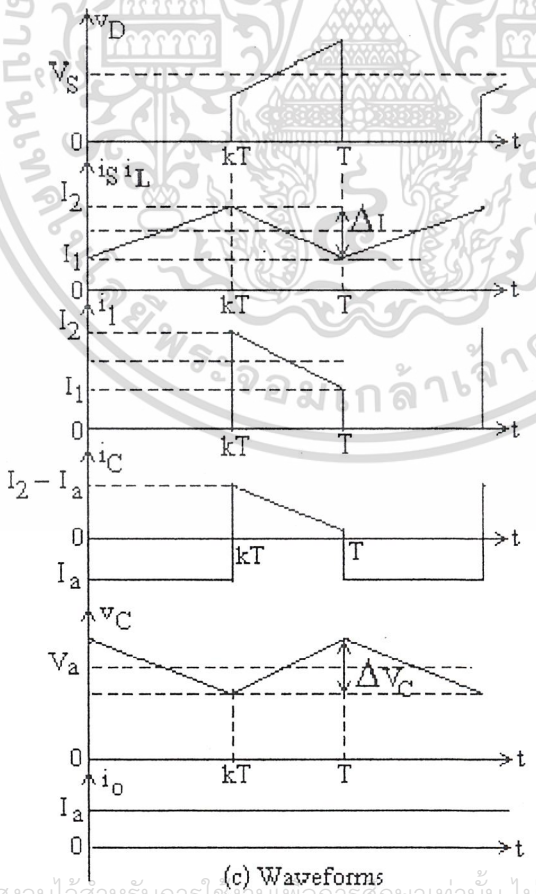
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a) Circuit Diagram



(b) Equivalent Circuit



(c) Waveforms

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2-14 วงจรสมมูลและรูป คลื่นของวงจรชอปเปอร์แปลงขึ้น

หรือ

$$t_2 = \frac{\Delta I \cdot L}{V_a - V_S} \tag{2-42}$$

เมื่อ $\Delta I = I_2 - I_1$ เป็นค่ายอดถึงยอดของกระแสกระเพื่อมของตัวเหนี่ยวนำ (Peak-to-Peak Ripple Current of Inductor L) จากสมการที่ (2-39) และ (2-41) จะได้ว่า

$$\Delta I = \frac{V_S t_1}{L} = \frac{(V_a - V_S)t_2}{L} \tag{2-43}$$

แทนค่า $t_1 = kT$ และ $t_2 = (1-k)T$ ดังนั้นค่าเฉลี่ยของแรงดันเอาท์พุทแสดงได้ดังนี้

$$V_a = V_S \frac{T}{t_2} = \frac{V_S}{(1-k)} \tag{2-44}$$

กำหนดให้วงจรไม่มีค่าสูญเสีย ดังนั้น $V_S I_S = V_a I_a = \frac{V_S I_a}{(1-k)}$ และกระแสอินพุทเฉลี่ยเป็น

$$I_S = \frac{I_a}{1-k} \tag{2-45}$$

คาบเวลาของการสวิทช์ T สามารถหาได้จาก

$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{\Delta I \cdot L}{V_S} + \frac{\Delta I \cdot L}{V_a - V_S} = \frac{\Delta I \cdot I V_a}{V_S (V_a - V_S)} \tag{2-46}$$

และจากสมการที่ (2-46) จะได้ค่ายอดถึงยอดของกระแสกระเพื่อม ดังนั้น

$$\Delta I = \frac{V_S (V_a - V_S)}{f L V_a} \tag{2-47}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือ

$$\Delta I = \frac{V_S k}{fL} \tag{2-48}$$

เมื่อมอสเฟททำงานตัวเก็บประจุจะจ่ายกระแสโหลดเป็นเวลาเท่ากับ $t = t_1$ ค่ากระแสเฉลี่ยของตัวเก็บประจุในช่วงเวลา t_1 คือ $I_C = I_a$ และค่ายอดถึงยอดของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ คือ

$$\Delta V_C = v_C - v_C(t=0) = \frac{1}{C}\int_0^{t_1} I_C dt = \frac{1}{C}\int_0^{t_1} I_a dt = \frac{I_a t_1}{C} \tag{2-49}$$

จากสมการที่ (2-44) ให้ $t_1 = \frac{(V_a - V_S)}{V_a f}$ และแทนค่า t_1 ลงในสมการที่ (2-49) จะได้

$$\Delta V_C = \frac{I_a (V_a - V_S)}{V_a fC} \tag{2-50}$$

หรือ

$$\Delta V_C = \frac{I_a k}{fC} \tag{2-51}$$

วงจรบูสคอนเวอร์เตอร์สามารถเพิ่มแรงดันเอาท์พุทได้โดยไม่ต้องใช้หม้อแปลง และเนื่องจากใช้อุปกรณ์ที่เป็นสวิทช์เพียงตัวเดียว ดังนั้นประสิทธิภาพจึงสูง และกระแสอินพุทมีลักษณะที่ต่อเนื่อง แต่อย่างไรก็ตามค่ากระแสยอดที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิทช์มีค่าสูง แรงดันเอาท์พุทนั้นไวต่อการเปลี่ยนแปลงของ Duty Cycle จึงเป็นการยากที่จะทำให้แรงดันเอาท์พุทมีเสถียรภาพ กระแสเฉลี่ยทางด้านเอาท์พุทมีค่าน้อยกว่ากระแสของตัวเหนี่ยวนำอยู่ (1-k) เท่า และมีกระแสใช้งานไหลผ่านตัวเก็บประจุสูงกว่าวงจรชอปเปอร์แปลงลง (Step-down Chopper or Buck Converter) จึงทำให้ขนาดของตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำใหญ่กว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

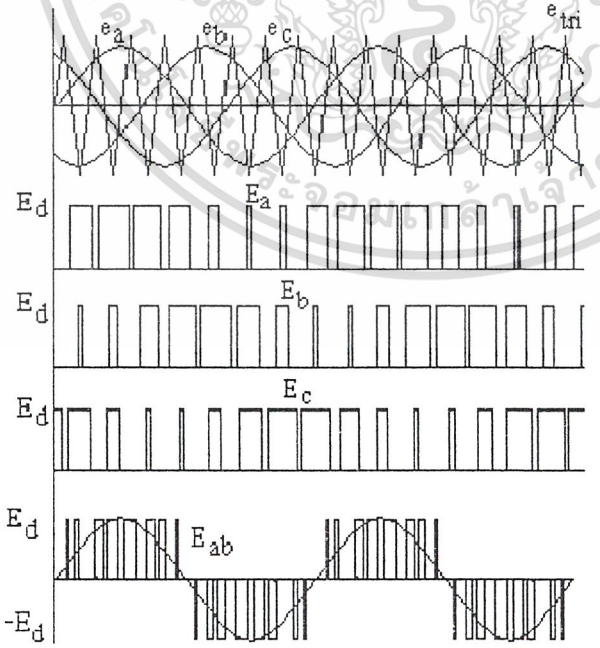
2.7.3 พีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์

กรรมวิธีสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มนั้น สามารถกำจัดองค์ประกอบของความถี่สูงที่ไม่ต้องการออกได้ง่าย ดังนั้นรูปคลื่นเอาท์พุทของพีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์จะถูกปรับปรุงให้ดีขึ้นได้ โดยการทำให้อัตราส่วนของความถี่พาหะ (Carrier Frequency) ต่อความถี่อ้างอิง (Reference Frequency) มีค่าสูง ในปัจจุบันนี้อุปกรณ์สวิทชิ่งมีค่าสูญเสียจากการสวิทช์ค่อนข้างต่ำ แต่อย่างไรก็ตามถ้าเราสามารถลดค่าสูญเสียจากการสวิทช์ (Switching Losses) ให้ลดลงได้ เราก็จะสามารถลดขนาดของอุปกรณ์ระบายความร้อนลงได้ ดังนั้นขนาดของอินเวอร์เตอร์ก็จะลดลงด้วย

เทคนิคในการสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม โดยทั่วไปจะใช้สัญญาณสามเหลี่ยมเป็นคลื่นพาหะ และใช้สัญญาณไซน์สามเฟสเป็นสัญญาณอ้างอิง ดังแสดงในรูปที่ 2-15 และองค์ประกอบมูลฐานของแรงดันระหว่างคู่สายทางด้านเอาท์พุทเป็นดังนี้

$$e_{ab1} = \frac{\sqrt{3}}{2} m_a E_d \mathrm{Sin}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \qquad (2\text{-}52)$$

เมื่อ m_a คือ Amplitude Modulation Ratio และ E_d คือแรงดันไฟตรงทางด้านดีซีลิงค์

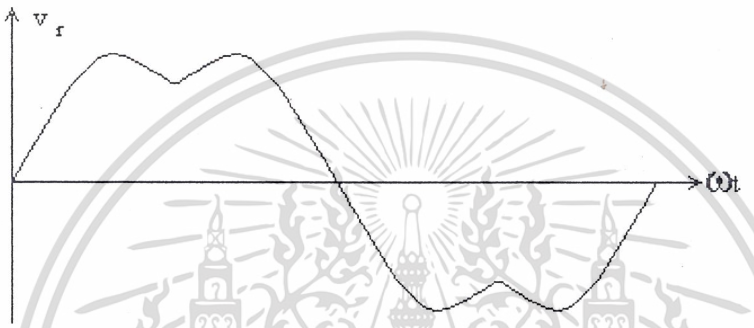


รูปที่ 2-15 สัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่ได้จากสัญญาณไซน์สามเฟสแบบทั่ว ๆ ไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณอ้างอิงที่ใช้สำหรับสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มนั้น อาจจะเป็นสัญญาณอื่นที่ไม่ใช่สัญญาณไซน์ก็ได้ เช่น การฉีดฮาร์โมนิคส์ที่ 3Nth ผสมกับสัญญาณไซน์ที่ความถี่มูลฐาน จะทำให้เราได้สัญญาณอ้างอิงใหม่ตามสมการที่ (2-53) ซึ่งเกิดจากการฉีดฮาร์โมนิคส์ที่ 3 และ 9 เข้าไป และรูปที่ 2-16 แสดงรูปสัญญาณที่ได้

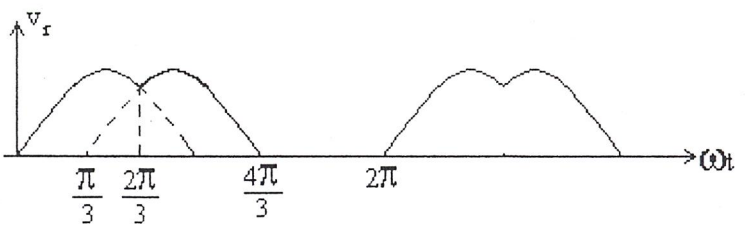
$$v_r = 1.15\text{Sin}\,\omega t + 0.0.27\text{Sin}\,3\omega t - 0.029\text{Sin}\,9\omega t \qquad (2.53)$$



รูปที่ 2-16 สัญญาณอ้างอิงตามสมการที่ (2-53)

ในบางครั้งสัญญาณอ้างอิงอาจสร้างมาจากการนำสัญญาณไซน์ 120 องศาแรก กับสัญญาณไซน์ 120 องศาหลังของครึ่งไซเกิ้ลบวกมาประกอบกันจะได้ดังสมการที่ (2-54) และรูปที่ 2-17

$$v_r = \begin{cases} \text{Sin}\omega t & ; \quad 0 \le \omega t \le 2\pi/3 \\ \text{Sin}\left(\omega t - \pi/3\right) & ; \quad 2\pi/3 \le \omega t \le 4\pi/3 \\ 0 & ; \quad 4\pi/3 \le \omega t \le 2\pi \end{cases} \qquad (2\text{-}54)$$



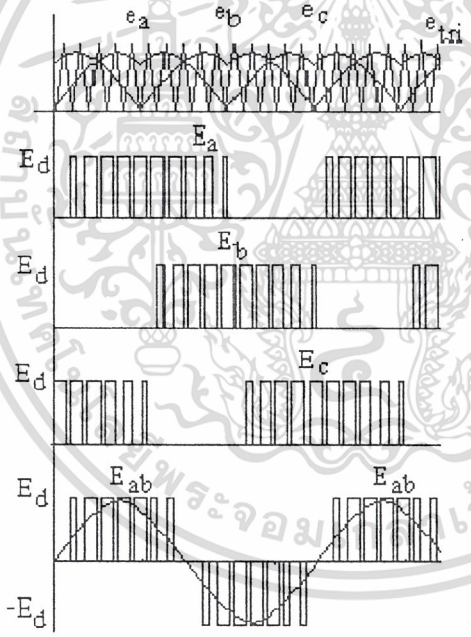
รูปที่ 2-17 สัญญาณอ้างอิงตามสมการที่ (2-54)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าเราใช้สัญญาณอ้างอิงตามรูปที่ 2-17 ไปสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม จะทำให้ขนาดของแรงดันมูลฐาน (Fundamental Component) ที่ได้สูงกว่าการใช้สัญญาณอ้างอิงรูปไซน์แบบธรรมดาประมาณ 15% อีกทั้งช่วงเวลาที่อุปกรณ์สวิทช์หยุดทำงาน (Off) มีค่าเท่ากับ 1 ใน 3 ของคาบเวลา ทำให้ความร้อนภายในอุปกรณ์สวิทช์ลดลงด้วย

สำหรับโครงงานนี้จะใช้สัญญาณในรูปที่ 2-17 มาทำเป็นสัญญาณอ้างอิงสามเฟสเพื่อสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มดังแสดงในรูปที่ 2-18 และองค์ประกอบมูลฐานของแรงดันเอาท์พุทระหว่างคู่สายจะได้เป็นดังสมการที่ (2-55)

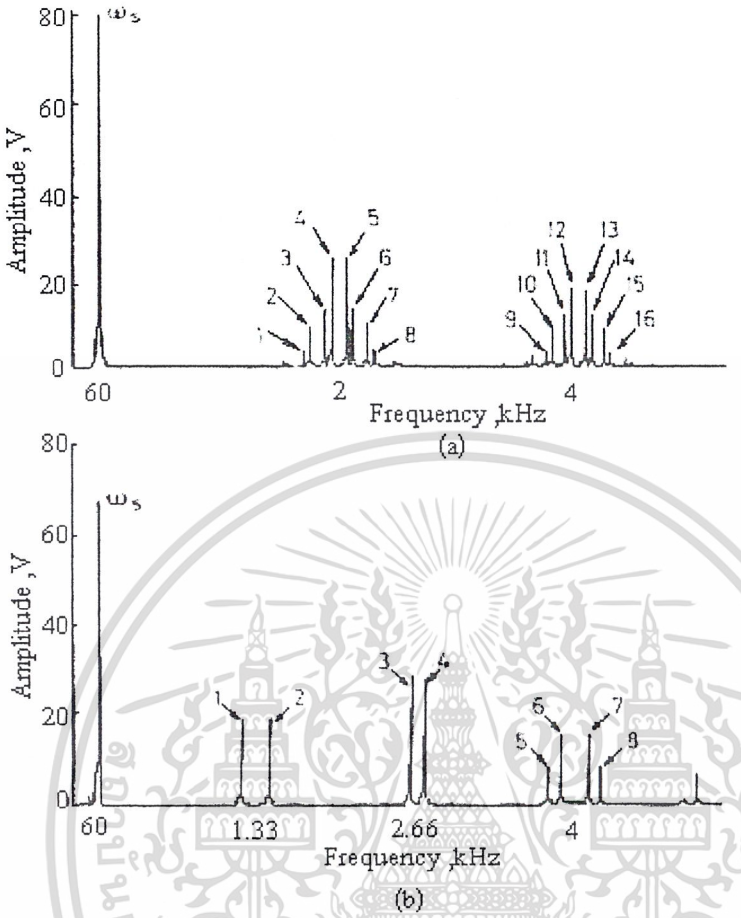
$$e_{ab} = m_a E_d \mathrm{Sin}\omega t \qquad (2\text{-}55)$$



รูปที่ 2-18 สัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่ใช้กับโครงงานนี้

รูปที่ 2-19a แสดงตัวอย่างสเปคตรัมความถี่ของแรงดันเอาท์พุท (Output Voltage Frequency Spectum) ที่ได้จากกรรมวิธีสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มตามรูปที่ 2-18 เมื่อ $m_a = 0.8$ ในกรณีนี้เอาท์พุทของแหล่งจ่ายไฟตรงแทนด้วยค่าแรงดัน E_d และในรูปที่ 2-19b แสดงสเปคตรัมความถี่ที่ $m_a = 0.8$ ของกรรมวิธีสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่ใช้กันโดยทั่วไปตามรูปที่ 2-15 โดยความถี่ของการสวิทช์ของรูปที่ 2-19a เท่ากับ 2 kHz และความถี่ในการสวิทช์ของรูปที่ 2-19b เท่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งไม่อนุญาตให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2-19 สเปคตรัมความถี่ของพีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์สามเฟส
(a) กรรมวิธีแบบใหม่ (b) กรรมวิธีดั้งเดิม

กับ 1.33 kHz ไซด์แบนด์ (Side Band) ของฮาร์โมนิคส์ของกรรมวิธีสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มแบบใหม่นั้นมีค่าเป็น 1.5 เท่า ของกรรมวิธีโดยทั่วไป ถึงแม้ว่าไซด์แบนด์จะเพิ่มขึ้น แต่ไม่มีผลกระทบที่มีต่อองค์ประกอบมูลฐาน (Fundamental Component) มากนัก อีกทั้งขนาดขององค์ประกอบมูลฐานของแรงดันเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์จะเพิ่มมากขึ้นกว่ากรรมวิธีแบบเดิมอีก 15%

2.8 ระบบเครเมอร์แบบใหม่ที่ใช้ในโครงงานนี้

ระบบเครเมอร์มีประสิทธิภาพดี เพราะกำลังสลิป (Slip Power) ถูกป้อนกลับสู่ระบบไฟฟ้าทั้งหมด แต่อย่างไรก็ตามระบบแบบดั้งเดิมนี้ยังมีข้อเสียอยู่คือ มีตัวประกอบกำลัง (Power Factor) ต่ำ และกระแสทางด้านเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์มีลักษณะเป็นสี่เหลี่ยม จึงทำให้มีผลของฮาร์โมนิคส์ (Harmonics) เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีการที่จะปรับปรุงตัวประกอบกำลังนั้นมีอยู่ด้วยกันหลายวิธี ซึ่งโดยทั่วไปแล้วการปรับปรุงตัวประกอบกำลังจะใช้วิธีการกำจัดหรือชดเชยค่ากำลังรีแอกทีฟ (Reactive Power ,Q) แต่จะทำให้อินเวอร์เตอร์ไม่สามารถจ่ายกำลังที่ตัวประกอบกำลังแบบนำหน้าได้ และยังทำให้ระบบมีฮาร์โมนิคส์เกิดขึ้น ซึ่งจะเป็นการสร้างปัญหาให้กับระบบไฟฟ้าได้ ดังนั้นการแก้ปัญหาในส่วนนี้จะต้องคำนึงถึงความสำคัญของลักษณะของรูปคลื่นของกระแสด้วย

จากเหตุผลข้างต้นจึงมีผู้คิดค้นระบบเครเมอร์แบบใหม่ซึ่งดีกว่าแบบดั้งเดิม เพราะกระแสทางด้านเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ หรือที่เรียกว่า กระแสรีโคเวอร์รี่ (Recovery Current) ถูกเปลี่ยนให้เป็นรูปคลื่นไซน์ และยังสามารถปรับปรุงตัวประกอบกำลังได้ตามต้องการ และยังมีโอกาสที่จะรักษาตัวประกอบกำลังโดยรวมให้เป็น 100% ได้ด้วย

2.8.1 หลักการทำงานของระบบเครเมอร์แบบใหม่ (ที่ใช้ในโครงงาน)

สัญลักษณ์ต่าง ๆ ที่ใช้มีดังนี้

I_1, I_2 = กระแสที่สเตเตอร์และกระแสที่โรเตอร์ต่อเฟส ตามลำดับ

R_1, R_2 = ความต้านทานของขดลวดสตเตอร์และขดลวดโรเตอร์ ตามลำดับ

X_1, X_2 = ค่ารีแอคแตนซ์ของขดลวดสเตเตอร์และขดลวดโรเตอร์ ตามลำดับ

E_2 = แรงดันที่โรเตอร์ต่อเฟส

I_{21} = องค์ประกอบมูลฐาน (Fundamental Component) ของกระแสโรเตอร์

S = สลิปของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

a = อัตราส่วนรอบ (Turn Ratio) ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

I_d = ค่ากระแสเฉลี่ยที่ได้จากการเรคติฟาย

L_d = ค่าความเหนี่ยวนำกรองกระแสให้เรียบ

R_d = ความต้านทานของตัวเหนี่ยวนำกรองกระแสให้เรียบ

E_S = แหล่งจ่ายแรงดัน

I_S = แหล่งจ่ายกระแส

f_S = ความถี่ของแหล่งจ่าย

ω = ความถี่เชิงมุมของแหล่งจ่าย

L_r = ค่าความเหนี่ยวนำของไลน์รีแอคเตอร์

R_r = ค่าความต้านทานของไลน์รีแอคเตอร์

I_r = กระแสที่ไหลผ่านไลน์รีแอคเตอร์

E_a = แรงดันเอาท์พุทของพีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

I_a = กระแสอินพุทของพีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์

f_b = ความถี่ของสัญญาณพาหะ หรือความถี่สวิทชิ่ง

C_d = ค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุกรองแรงดันให้เรียบ

E_d = แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุกรองแรงดันให้เรียบ

E_f = ผลรวมของแรงดันตกคร่อมชอปเปอร์และเรคติฟายเออร์

d_F = ค่า Duty Cycle ของชอปเปอร์

f_C = ความถี่สวิทชิ่งของชอปเปอร์

หลักการทำงานของระบบนี้สามารถอธิบายโดยใช้รูปที่ 2-11 ระบบนี้ได้แก้ไขปัญหาเกี่ยวกับตัวประกอบกำลังที่มีค่าต่ำ และรูปคลื่นของกระแสเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ให้มีลักษณะเป็นไซน์แล้ว จากรูปที่ 2-11 กำลังสลิปถูกป้อนกลับสู่ระบบไฟฟ้าโดยผ่าน เรคติฟายเออร์ (R) ,ชอปเปอร์แปลงขึ้น (SUC) ,พีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ (INV) และไลน์รีแอคเตอร์ (Line reactor ,LR) โดยที่ L_d และ C_d คือ ตัวเหนี่ยวนำกรองกระแสให้เรียบ (Smoothing Inductor) และตัวเก็บประจุกรองแรงดันให้เรียบ (Smoothing Capacitor) ตามลำดับ รูปคลื่นสัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่ถูกสร้างโดยอินเวอร์เตอร์จะถูกเปลี่ยนเป็นไซน์โดยใช้ไลน์รีแอคเตอร์ เมื่อวงจรชอปเปอร์ทำงาน (On) จะทำให้มอเตอร์เหนี่ยวนำถูกลัดวงจรผ่านเรคติฟายเออร์ (ทางด้านวงจรโรเตอร์) และมอเตอร์จะหมุนที่ความเร็วสูง เมื่อชอปเปอร์หยุดทำงาน (Off) มอเตอร์จะลดความเร็วลง เมื่อชอปเปอร์ทำงานที่ค่า Duty Cycle เท่ากับ d_F ดังนั้นค่าแรงดันเฉลี่ยของชอปเปอร์จะเป็น $(1-d_F)E_d$ ซึ่งแรงดันนี้จะไม่พิจารณาถึงค่าสูญเสียที่เกิดขึ้น จึงทำให้แรงดันเฉลี่ยของชอปเปอร์นี้จะเท่ากับแรงดันเฉลี่ยของโรเตอร์ที่ผ่านเรคติฟายเออร์

จาก

$$\text{Average Voltage of Chopper} = (1-d_F)E_d \qquad (2\text{-}56)$$

เราสามารถหาค่าเฉลี่ยของโรเตอร์ที่ผ่านเรคติฟายเออร์ได้ดังนี้

$$\text{Rotor Rectifier Voltage} = \frac{3\sqrt{6}\times SE_2}{\pi} \qquad (2\text{-}57)$$

จากเหตุผลข้างต้นระบุว่าสมการที่ (2-56) เท่ากับสมการที่ (2-57) ดังนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S = \frac{\pi E_d}{3\sqrt{6}E_2}\left(1-d_F\right) \tag{2-58}$$

จากสมการที่ (2-58) เราจะเห็นว่าความเร็วของมอเตอร์สามารถควบคุมได้โดยการปรับค่า d_F ของชอปเปอร์ รวมถึงค่าของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุกรองแรงดันให้เรียบ (C_d) ด้วย

กำหนดให้กระแสในไลน์รีแอคเตอร์ (LR) มีค่าเป็นดังนี้คือ

$$i_r = \sqrt{2}I_r Sin(\omega t-\phi) \tag{2-59}$$

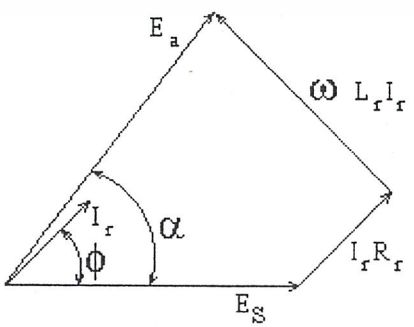
ความสัมพันธ์ของกำลังอินพุทและเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์เป็นดังนี้

$$E_d I_a = 3E_S I_r Cos\phi \tag{2-60}$$

และ

$$\bar{E}_a - \bar{E}_S = \bar{I}_r\left(R_r + j\omega L_r\right) \tag{2-61}$$

โดย E_a คือแรงดันที่ผลิตขึ้นโดยอินเวอร์เตอร์ ในรูปที่ 2-20 แสดงเฟสเซอร์ไดอะแกรมของแรงดันเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์กับแรงดันของระบบไฟฟ้า ดังนั้นกระแสในสาย I_r และตัวประกอบกำลัง $Cos\phi$ สามารถปรับได้โดยการควบคุมแรงดันเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ E_a (พิจารณารูปที่ 2-20) ซึ่งโดยปกติทั่วไปแล้วอินเวอร์เตอร์จะจ่ายกำลังงานสลิปที่ตัวประกอบ



รูปที่ 2-20 เฟสเซอร์ไดอะแกรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

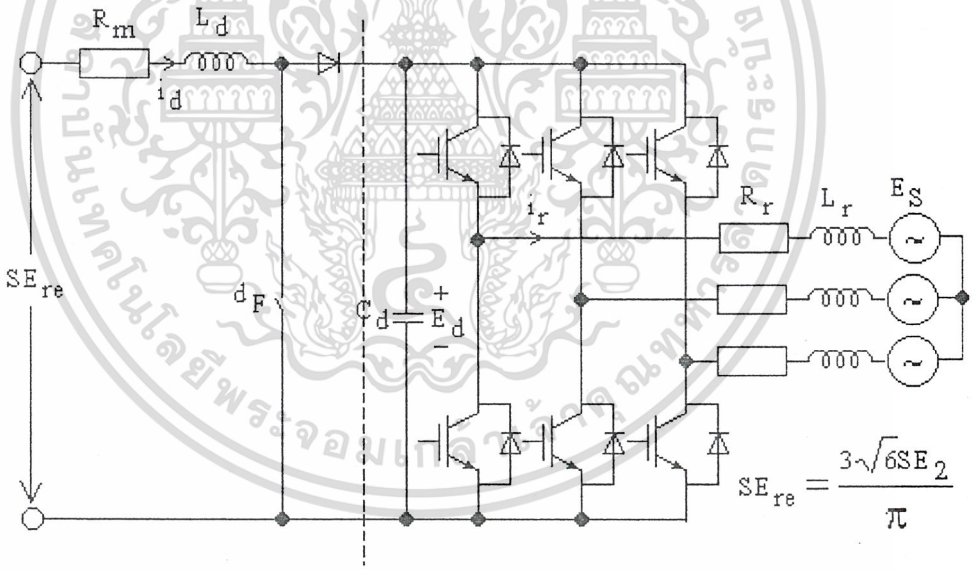
กำลังล้าหลังเท่านั้น แต่ระบบใหม่นี้สามารถจ่ายกำลังที่ตัวประกอบกำลังต่าง ๆ ได้ ดังนั้น ตัวประกอบกำลังรวมของระบบอาจทำให้เป็น 100% ได้

2.8.2 การวิเคราะห์คุณลักษณะ

เมื่อตัวเหนี่ยวนำกรองกระแสให้เรียบมีค่ามากพอจะทำให้เราสามารถพิจารณา I_d ให้เป็นกระแสตรงได้ (ไม่มีกระแสกระเพื่อม) โดยกำลังสูญเสียทั้งสามเฟสในมอเตอร์เหนี่ยวนำและแรงดันตกเนื่องจากกระแสเหลื่อมซ้อน (Overlap Current) สามารถแสดงโดยอาศัยความต้านทานสมมูลทางด้านไฟตรง (DC Side) ดังนั้นความต้านทานรวมทางด้านไฟตรง คือ

$$R_m = \left\{2R_1' + \frac{3\left(X_1' + X_2\right)}{\pi}\right\}S + 2R_2 + R_d \qquad (2\text{-}62)$$

เมื่อ R_1' และ X_1' คือ อิมพีแดนซ์ของขดลวดสเตเตอร์ที่ถูกย้ายมาทางด้านโรเตอร์

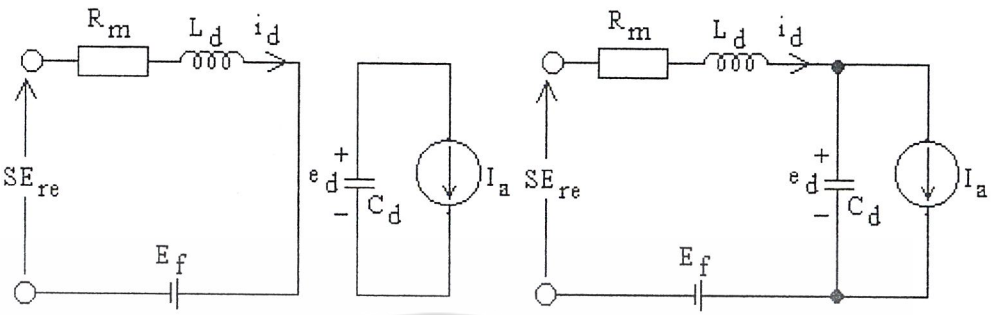


รูปที่ 2-21 วงจรสมมูลทางด้านไฟตรงของระบบเครเมอร์แบบใหม่

ในรูปที่ 2-21 แสดงวงจรสมมูลทางด้านไฟตรงของระบบเครเมอร์แบบใหม่ และวงจรสมมูลของวงจรชอปเปอร์ในขณะทำงานแสดงไว้ในรูปที่ 2-22 โดยให้กระแสอินพุทของอินเวอร์เตอร์ i_a มีค่าเป็นกระแสตรงคงที่ I_a เมื่อเราเลือกกระแสของตัวเหนี่ยวนำกรองกระแสให้เรียบ i_d และแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุกรองแรงดันให้เรียบ e_d เป็นตัวแปรสถานะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(State Variables) จากรูปที่ 2-22 จะได้



รูปที่ 2-22 วงจรสมมูลของชอปเปอร์ (a) เมื่อชอปเปอร์ทำงาน
(b) เมื่อชอปเปอร์ไม่ทำงาน

(a) เมื่อชอปเปอร์ทำงาน (On)

$$\frac{dX}{dt} = \begin{vmatrix} -\frac{R_m}{L_d} & 0 \\ 0 & 0 \end{vmatrix} X + \begin{vmatrix} \frac{(SE_{re} - E_f)}{L_d} \\ -\frac{I_a}{C_d} \end{vmatrix} \qquad (2\text{-}63)$$

$$= A_1 X + b_1$$

(b) เมื่อชอปเปอร์ไม่ทำงาน (Off)

$$\frac{dX}{dt} = \begin{vmatrix} -\frac{R_m}{L_d} & -\frac{1}{L_d} \\ \frac{1}{C_d} & 0 \end{vmatrix} X + \begin{vmatrix} \frac{(SE_{re} - E_f)}{L_d} \\ -\frac{I_a}{C_d} \end{vmatrix} \qquad (2\text{-}64)$$

$$= A_2 X + b_2$$

เมื่อ $X = [i_d, e_d]^T$ และ $E_{re} = \frac{3\sqrt{6}E_S}{\pi}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าชอปเปอร์ทำงานที่ Duty Cycle d_F จะได้ Average State Vector , $\hat{X}=\left[i_d, e_d\right]^T$

$$\frac{d\hat{X}}{dt} = A\hat{X}+b \tag{2-65}$$

เมื่อ $A=d_F A_1+(1-d_F A_2)$ และ $b=d_F b_1+(1-d_F)b_2$

ในสภาวะคงตัว (Steady State) , $\frac{d\hat{X}}{dt}=0$ และ State Vector $\hat{X}=\left[i_d, e_d\right]^T$ เป็น

$$\hat{X} = -A^{-1}b$$

$$= \begin{vmatrix} I_d \\ E_d \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \frac{I_a}{(1-d_F)} \\ \frac{(SE_{re}-E_f)}{(1-d_F)} - \frac{R_m I_a}{(1-d_F)^2} \end{vmatrix} \tag{2-66}$$

ดังนั้น

$$I_d = \frac{\{(SE_{re}-E_f)-(1-d_F)E_d\}}{R_m} \tag{2-67}$$

กำลังงานอินพุทของโรเตอร์ (Rotor Input Power) P_2 ถูกแบ่งออกเป็นกำลังงานกล (Mechanical Power) P_m และกำลังงานเอาท์พุทของโรเตอร์ (Rotor Output Power) $P_B\left(=SP_2\right)$ ซึ่งเราสามารถคำนวณหากำลังงานเอาท์พุทของโรเตอร์ได้ดังนี้

$$P_B = \left\{SE_{re}-\frac{3S\left(X_1'+X_2\right)}{\pi}I_d\right\}I_d - 2SR_1'I_d^2 \tag{2-68}$$

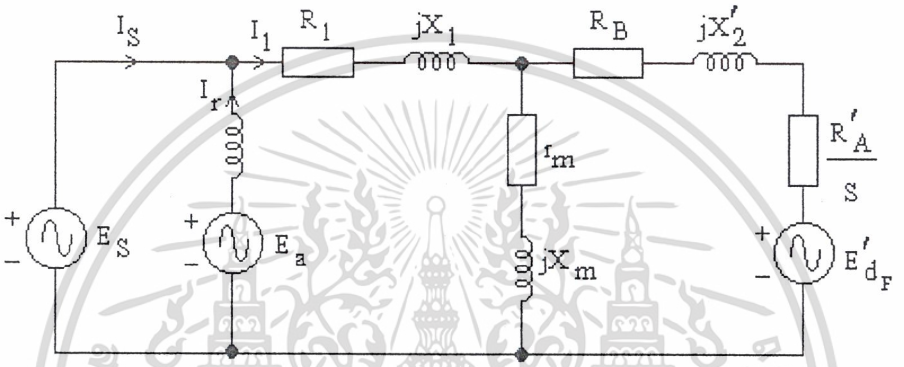
และกำลังงานซิงโครนัส (Synchronous Power) P_T หรือ P_2 นั้นสามารถหาได้ดังนี้

$$P_T = \frac{P_B}{S} = \frac{\left\{3\sqrt{6}E_S-3a\left(X_1'+X_2\right)I_d\right\}}{a\pi}I_d - 2R_1'I_d^2 \tag{2-69}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8.3 สมรรถนะของระบบ (System Performance)

รูปที่ 2-23 แสดงวงจรสมมูลทางด้านไฟสลับ (AC Equivalent Circuit) ของระบบเครเมอร์แบบใหม่ที่แสดงในรูปที่ 2-11 ค่าความต้านทานของรีแอคเตอร์ไฟตรง (DC Reactor) เมื่อมองทางด้านไฟสลับจะมีค่าเป็น $0.5R_d$ เพราะความต้านทานค่านี้ทำให้เกิดค่ากำลังงานสูญเสียเท่ากับทางด้านไฟตรง



รูปที่ 2-23 วงจรสมมูลทางด้านไฟสลับของระบบเครเมอร์แบบใหม่

โดยที่

$$R_A = R_2 + 0.5R_d$$

$$R_B = \left(\frac{\pi^2}{9} - 1\right) R_A \qquad (2\text{-}70)\text{-}(2\text{-}72)$$

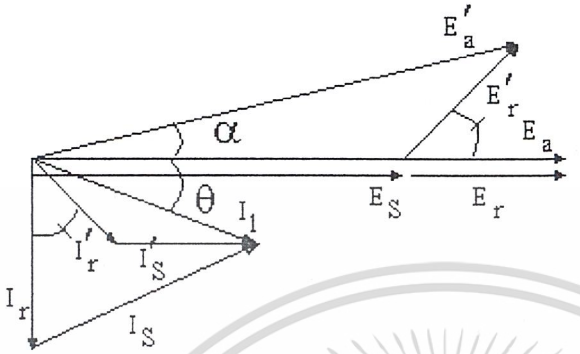
$$E'_{d_F} = \frac{a\pi}{3\sqrt{6}S}(1 - d_F)E_d$$

เมื่อ R_A และ R_B เป็นค่าความต้านทานเสมือนที่ทำให้เกิดค่าสูญเสียจากฮาร์โมนิคส์ (Harmonics Losses) เนื่องจากการเรคติฟาย และในรูปที่ 2-23 ค่าพารามิเตอร์ที่มีเครื่องหมายไพร์ม (Prime , ′) คือ ค่าต่อเฟสซึ่งย้ายมาทางด้านสเตเตอร์

ในมอเตอร์เหนี่ยวนำ .แรงดันของแหล่งจ่าย E_S โดยปกติแล้วจะนำหน้ากระแสสเตเตอร์ I_1 เป็นมุม θ ดังแสดงในรูปที่ 2-24 ค่าของแรงดันตกคร่อมไลน์รีแอคเตอร์และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสที่ไหลผ่านไลน์รีแอคเตอร์เป็น



$$E_r = E_a - E_S \qquad (2\text{-}73)\text{-}(2\text{-}74)$$

$$I_r = I_1 - I_S$$

รูปที่ 2-24 เฟสเซอร์ไดอะแกรมแสดงการควบคุมตัวประกอบกำลัง

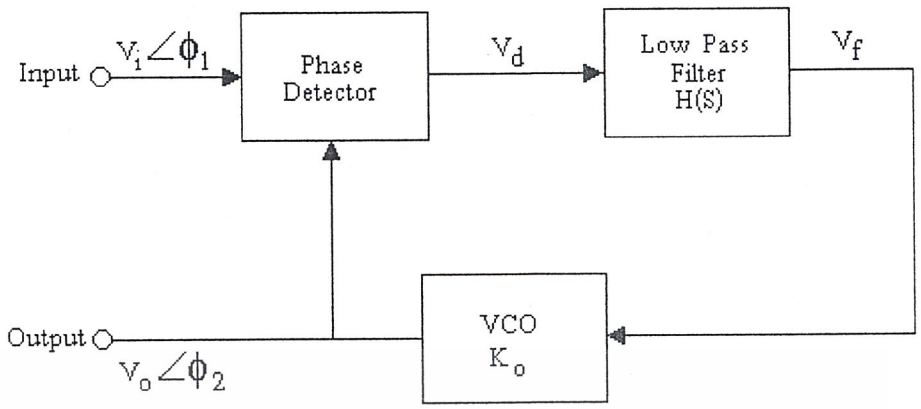
ถ้าค่าความต้านทานของไลน์รีแอคเตอร์มีค่าน้อยมากจนไม่ต้องพิจารณา ,แรงดัน E_r จะนำหน้ากระแส I_r เป็นมุม 90 องศา ดังแสดงในรูปที่ 2-24 เมื่อแรงดันเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์กลายเป็น E'_a และนำหน้าแรงดันของแหล่งจ่ายเป็นมุม α ซึ่งจะทำให้แรงดันตกคร่อมไลน์รีแอคเตอร์กลายเป็น E'_r และนำหน้า I'_r เป็นมุม 90 องศา และกระแสของแหล่งจ่ายจะกลายเป็น I'_S และอินเฟสกับแรงดันของแหล่งจ่าย อีกทั้งขนาดของ I'_S จะน้อยกว่า I_S ดังแสดงในรูปที่ 2-24

2.9 เฟสล็อคลูป (Phase Locked Loop ,PLL)

ระบบ PLL เป็นระบบการควบคุมแบบป้อนกลับ (Feedback System) ซึ่งประกอบด้วยเฟสคอมพาราเตอร์ (Phase Comparator) ,และวงจรขยายความแตกต่าง (Error Amplifier) ในเส้นทางเดินหน้า (Forward Path) และออสซิลเลเตอร์ที่ควบคุมด้วยแรงดัน (Voltage Controlled Oscillator ,VCO) ในเส้นทางป้อนกลับ (Feedback Path) ดังแสดงในรูปที่ 2-25 .

เมื่อไม่มีสัญญาณอินพุทเข้าสู่ระบบจะทำให้แรงดันแตกต่าง (Error Voltage) $v_d(t)$ มีค่าเท่ากับศูนย์ VCO จะปฏิบัติงานที่ความถี่ที่ตั้งค่าไว้ (Set Frequency) $\omega_o = 2\pi f_o$ หรือที่เรียกว่าความถี่ฟรีรันนิ่ง (Free Running Frequency) ถ้าป้อนสัญญาณอินพุท $v_i(t)$ เข้าสู่ระบบเฟสคอมพาราเตอร์จะทำการเปรียบเทียบเฟสและความถี่ของสัญญาณอินพุท กับความถี่ของ VCO

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่อนุญาตให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของลิขสิทธิ์ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2-25 บล๊อกไดอะแกรมของเฟสล๊อคลูป (PLL)

และจะเกิดค่าของแรงดันแตกต่าง $v_d(t)$ ขึ้น โดยค่าแรงดันแตกต่างนี้จะสัมพันธ์กับความถี่และความต่างเฟสของสัญญาณทั้งสอง แรงดันแตกต่างนี้จะถูกกรอง ,ขยาย และจ่ายให้กับขั้วสำหรับควบคุม (Control Terminal) ของ VCO ซึ่งแรงดันควบคุม (Control Voltage) $v_f(t)$ นี้จะบังคับให้ความถี่ของ VCO เปลี่ยนไปในทิศทางที่ทำให้ความแตกต่างระหว่างความถี่ f_o และสัญญาณอินพุทลดลง ถ้าความถี่ของสัญญาณอินพุท f_i มีค่าใกล้เคียงกับความถี่ f_o มากพอนั่นก็หมายความว่า ธรรมชาติของการป้อนกลับของ PLL ทำให้เอาท์พุทของ VCO เกิดการซิงโครไนซ์ (Synchronization) หรือล๊อคไปกับสัญญาณที่ป้อนเข้ามา และเพื่อให้เข้าใจถึงปรากฏการณ์การล๊อคดียิ่งขึ้น ,เราจะสมมติว่า ในสภาวะเริ่มต้นลูปอยู่ในสภาวะที่ไม่ได้ล๊อค แต่ความถี่ของสัญญาณอินพุท $v_i(t)$ และสัญญาณเอาท์พุท $v_o(t)$ มีค่าแตกต่างกันอยู่ สัญญาณเอาท์พุทของตัวตรวจจับเฟส (Phase Detector) คือ $v_d(t)$ จะมีความถี่เท่ากับผลต่างของความถี่ $(f_i - f_o)$ ซึ่งสัญญาณนี้จะผ่านวงจรความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter) ก่อนที่จะจ่ายเข้าสู่ VCO ความถี่ชั่วขณะ (Instantaneous Frequency) ของ VCO จะเปลี่ยนแปลงและเมื่อถึงเวลาใดเวลาหนึ่งความถี่ของ VCO จะเท่ากับความถี่อินพุท และเกิดการล๊อคขึ้น $v_f(t)$ จะต้องมีระดับความเป็นไฟตรงเพียงพอที่จะยึดความถี่ของ VCO ให้ล๊อคกับความถี่อินพุทได้ การที่จะเปลี่ยนแปลงความถี่ของ VCO โดยใช้วิธีการภายนอก เช่น การจูน ฯลฯ จะทำให้เราไม่สามารถปฏิบัติงานแบบระบบป้อนกลับได้ ในทำนองเดียวกัน ,การเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณอินพุทจะส่งผลทำให้เกิดความแตกต่างของเฟสระหว่าง $v_i(t)$ และ $v_o(t)$ ขึ้นชั่วขณะ ดังนั้นระดับความเป็นไฟตรงของ $v_d(t)$ จะเปลี่ยนแปลงด้วย และความถี่ของ VCO ก็จะเปลี่ยนแปลงเพื่อรักษาสภาพการล๊อคไว้ รายละเอียดเกี่ยวกับการประยุกต์ใช้งานให้ดูได้จาก Data Sheet ที่ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3
การออกแบบ

3.1 ชุดสร้างสัญญาณอ้างอิง

3.1.1 การคำนวณหาข้อมูลที่จะเก็บไว้ใน EPROM เพื่อสร้างสัญญาณอ้างอิง

จากสมการที่ (2-60) เราสามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$v_r = \begin{cases} V_m \mathrm{Sin}\omega t & ; \quad 0 \le \omega t \le 2\pi/3 \\ V_m \mathrm{Sin}\left(\omega t - \pi/3\right) & ; \quad 2\pi/3 \le \omega t \le 4\pi/3 \\ 0 & ; \quad 4\pi/3 \le \omega t \le 2\pi \end{cases} \qquad (3\text{-}1)$$

พิจารณาสมการที่ใช้ในการเปลี่ยนสัญญาณดิจิตอลเป็นอนาลอกโดยใช้ IC# MC1408 (ดูได้จาก Data Sheet ในภาคผนวก) ดังนั้น

$$V_m \mathrm{Sin}\omega t = V_{ref} \frac{R_o}{R_{14}} \left(\frac{A_1}{2} + \frac{A_2}{4} + \frac{A_3}{8} + \ldots + \frac{A_8}{256} \right) - V_{ref} \frac{R_o}{R_B} \qquad (3\text{-}2)$$

หรือ

$$V_m \mathrm{Sin}\omega t = V_{ref} \left[\frac{R_o}{R_{14}} \left(\frac{A_1}{2} + \frac{A_2}{4} + \frac{A_3}{8} + \ldots + \frac{A_8}{256} \right) - \frac{R_o}{R_B} \right] \qquad (3\text{-}3)$$

จากสมการที่ (3-3) เราจะเห็นได้ว่า V_{ref} เปรียบเสมือนกับ V_m กล่าวคือ V_m หรือขนาดของสัญญาณสามารถปรับเปลี่ยนได้โดยการปรับค่า V_{ref} ดังนั้น

$$\mathrm{Sin}\omega t = 2\left(\frac{A_1}{2} + \frac{A_2}{4} + \frac{A_3}{8} + \ldots + \frac{A_8}{256} \right) - 1 \qquad (3\text{-}4)$$

เมื่อ $R_B = 2R_{14}$, $R_{14} = 1K\Omega$ และ $R_o = 2R_{14}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวแปรที่ต้องการทราบค่าคือ $A_1 - A_8$ จะได้ว่า

$$\frac{\text{Sin}\omega t+1}{2} = \left(\frac{A_1}{2}+\frac{A_2}{4}+\frac{A_3}{8}+\ldots+\frac{A_8}{256}\right) \quad (3\text{-}5)$$

และเมื่อเราแทนค่า ωt ในสมการที่ (3-5) ด้วยค่า ณ ตำแหน่งมุมต่าง ๆ จะทำให้ค่า $\frac{\text{Sin}\omega t+1}{2}$ จะเป็นเลขทศนิยมฐานสิบ เมื่อเราเปลี่ยนเป็นเลขฐานสองจะ ได้ค่าของ $A_1 - A_8$ ซึ่งเป็นข้อมูลที่บรรจุใน EPROM นั่นเอง ส่วนตำแหน่งอื่น ๆ ก็ทำด้วยวิธีการเดียวกันนี้โดยข้อมูลที่บรรจุใน EPROM ทั้งสามเฟสแสดงได้ดังต่อไปนี้

ตารางที่ 3-1 ข้อมูลที่จะบรรจุใน EPROM ของสัญญาณอ้างอิงเฟส A

EPROM A																	
ADD.	DATA																
0000	80	83	86	89	8C	8F	92	96	99	9C	9F	A2	A5	A8	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	EF	F0	F2	F3	F5	F6	F7	F8	F9	FA	FB	FC	FC	FD	FE	FE
0066	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FD	FC	FC	FB
0077	FA	F9	F8	F7	F6	F5	F3	F2	F0	EF	ED	EC	EA	E8	E6	E4	E2
0088	E0	DE	DC	DA	D8	D5	D3	D1	CE	CC	C9	C7	C4	C1	BF	BC	B9
0099	B6	B3	B1	AE	AB	A8	A5	A2	9F	9C	99	96	92	8F	8C	89	86
00AA	83	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80
00BB	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80
00CC	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80
00DD	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80
00EE	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80
00FF	80																

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3-2 ข้อมูลที่จะบรรจุใน EPROM ของสัญญาณอ้างอิงเฟส B

EPROM B																	
ADD.	DATA																
0000	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80
0011	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80
0022	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80
0033	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80
0044	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80
0055	80	83	86	89	8C	8F	92	96	99	9C	9F	A2	A5	A8	AB	AE	B1
0066	B3	B6	B9	BE	BF	C1	C4	C7	C9	CC	CE	D1	D3	D5	D8	DA	DC
0077	DE	E0	E2	E4	E6	E8	EA	EC	ED	EF	F0	F2	F3	F5	F6	F7	F8
0088	F9	FA	FB	FC	FC	FD	FE	FE	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF
0099	FF	FF	FE	FE	FD	FC	FC	FB	FA	F9	F8	F7	F6	F5	F3	F2	F0
00AA	EF	EF	F0	F2	F3	F5	F6	F7	F8	F9	FA	FB	FC	FC	FD	FE	FE
00BB	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FE	FE	FD	FC	FC	FB
00CC	FA	F9	F8	F7	F6	F5	F3	F2	F0	EF	ED	EC	EA	E8	E6	E4	E2
00DD	E0	DE	DC	DA	D8	D5	D3	D1	CE	CC	C9	C8	C4	C1	BF	BC	B9
00EE	B6	B3	B1	AE	AB	A8	A5	A2	9F	9C	99	96	92	8F	8C	89	86
00FF	83																

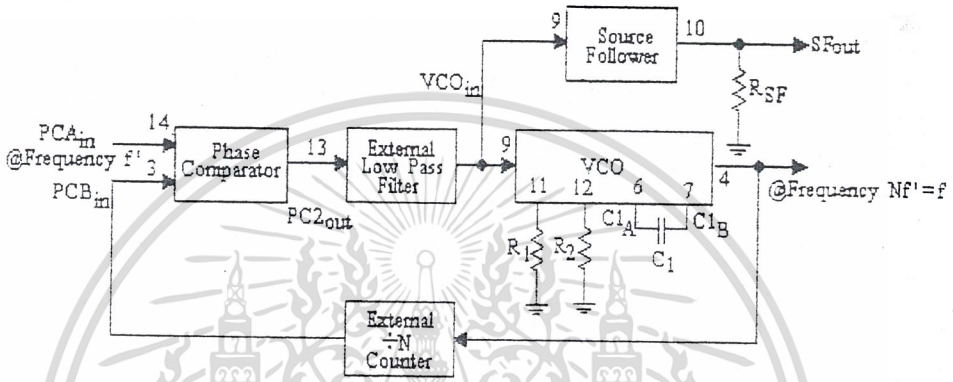
ตารางที่ 3-3 ข้อมูลที่จะบรรจุใน EPROM ของสัญญาณอ้างอิงเฟส C

EPROM C																	
ADD.	DATA																
0000	EF	F0	F2	F3	F5	F6	F7	F8	F9	FA	FB	FC	FC	FD	FE	FE	FF
0011	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FE	FE	FD	FC	FC	FB	FA
0022	F9	F8	F7	F6	F5	F3	F2	F0	EF	ED	EC	EA	E8	E6	E4	E2	E0
0033	DE	DC	DA	D8	D5	D3	D1	CE	CC	C9	C7	C4	C1	BF	BC	B9	B6
0044	B3	B1	AE	AB	A8	A5	A2	9F	9C	99	96	92	8F	8C	89	86	83
0055	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80
0066	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80
0077	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80
0088	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80
0099	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80
00AA	80	83	86	89	8C	8F	92	96	99	9C	9F	A2	A5	A8	AB	AE	B1
00BB	B3	B6	B9	BC	BF	C1	C4	C7	C9	CC	CE	D1	D3	D5	D8	DA	DC
00CC	DE	E0	E2	E4	E6	E8	EA	EC	ED	EF	F0	F2	F3	F5	F6	F7	F8
00DD	F9	FA	FB	FC	FC	FD	FE	FE	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF
00EE	FF	FF	FE	FE	FD	FC	FC	FB	FA	F9	F8	F7	F6	F5	F3	F2	F0
00FF	EF																

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.2 สร้างชุดกำเนิดสัญญาณนาฬิกา

สร้างชุดกำเนิดสัญญาณนาฬิกาโดยใช้ในไอซีเฟสล็อคลูป MC14046B โดยความถี่ของสัญญาณนาฬิกาที่ผลิตได้นั้นจะปรับเปลี่ยนตามสัญญาณแรงดันของการไฟฟ้า เพื่อให้ความถี่ของแรงดันเอาท์พุทที่ออกจากอินเวอร์เตอร์เท่ากับความถี่ของการไฟฟ้า ซึ่งทำให้การซิงโครไนซ์ดียิ่งขึ้น โดยความถี่สูงสุดที่กำเนิดได้โดย VCO สามารถหาได้ ดังต่อไปนี้



รูปที่ 3-1 บล็อกไดอะแกรมของวงจรสร้างสัญญาณนาฬิกาโดยใช้ PLL

$$f_{max} = \frac{1}{R_1(C_1 + 32pF)} \quad : \quad (VCO_{in} = V_{DD}) \qquad (3\text{-}6)$$

และมีย่านของพารามิเตอร์ต่าง ๆ แสดงไว้ดังนี้

$$R_{SF} \geq 50k\Omega$$

$$10k\Omega \leq R_1 \leq 1M\Omega$$

$$10K\Omega \leq R_2 \leq 1M\Omega$$

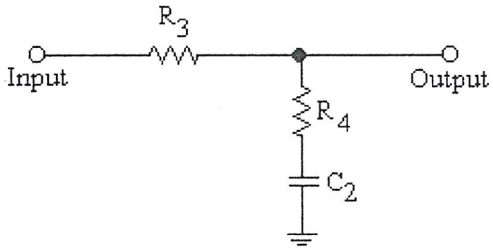
$$100pF \leq C_1 \leq 0.01\mu F$$

ถ้าต้องการให้ค่าความถี่ต่ำสุด f_{min} มีค่าเท่ากับ 0 Hz ขาที่ 12 ของไอซีจะต้องปล่อยลอยไว้ ส่วนรายละเอียดที่มากกว่านี้ดูได้จาก Data Sheet ของไอซีเบอร์ MC14046B

เพื่อให้ความถี่ของสัญญาณนาฬิกาที่กำเนิดจาก PLL ปรับความถี่ให้เท่ากับความถี่ของการไฟฟ้าแบบอัตโนมัติเราต้องทำการควบคุม VCO ด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ดังนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จึงต้องทำการคำนวณหาค่าต่าง ๆ ภายในวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านด้วย



รูปที่ 3-2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

สูตรที่ใช้ในการคำนวณค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ เป็นดังนี้

$$R_4C_2 = \frac{6N}{f_{max}} - \frac{N}{2\pi\Delta f}$$

$$(R_3 + 3{,}000\Omega)C_2 = \frac{1000N\Delta f}{f_{max}^2} - R_4C_2 \qquad (3\text{-}7)\text{-}(3\text{-}9)$$

$$\Delta f = f_{max} - f_{min}$$

3.1.3 วงจรประกอบอื่น ๆ

นอกจากส่วนประกอบต่าง ๆ ของชุดสร้างสัญญาณอ้างอิงดังที่กล่าวมาแล้ว ยังต้องมีวงจรประกอบอื่น ๆ อีก คือ

1. วงจรเปลี่ยนสัญญาณดิจิตอลจาก EPROM มาเป็นสัญญาณอนาลอก โดยใช้ไอซี Digital-to-Analog เบอร์ MC1408

2. วงจรขยายไม่กลับสัญญาณ (Noninverting Amplifier) เป็นวงจรที่ใช้ในการขยายสัญญาณอ้างอิงให้ได้ค่าตามต้องการ

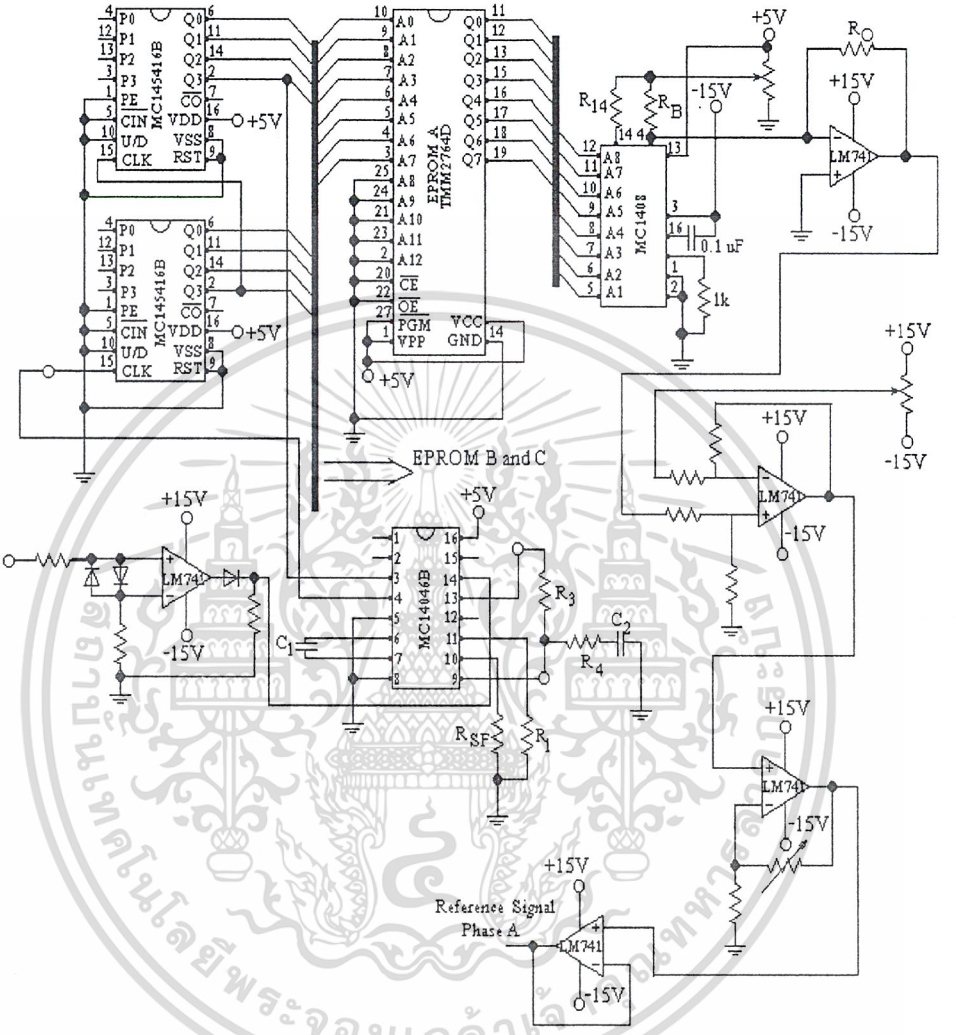
3. วงจรขยายความต่าง (Differential Amplifier) ใช้ปรับระดับสัญญาณอ้างอิงให้ระดับต่ำสุดอยู่ที่ศูนย์พอดี

4. วงจรตามแรงดัน (Voltage Folliwer or Buffer) ใช้ป้องกันการตกของสัญญาณอ้างอิง

5. วงจรตรวจจับสัญญาณผ่านศูนย์ (Zero Crossing Detector) ใช้สร้างสัญญาณสี่เหลี่ยมเพื่อเป็นอินพุทให้กับชุดเฟสล็อคลูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่อนุญาตให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรโดยรวมของชุดสร้างสัญญาณอ้างอิงแสดงไว้ในรูปที่ 3-3

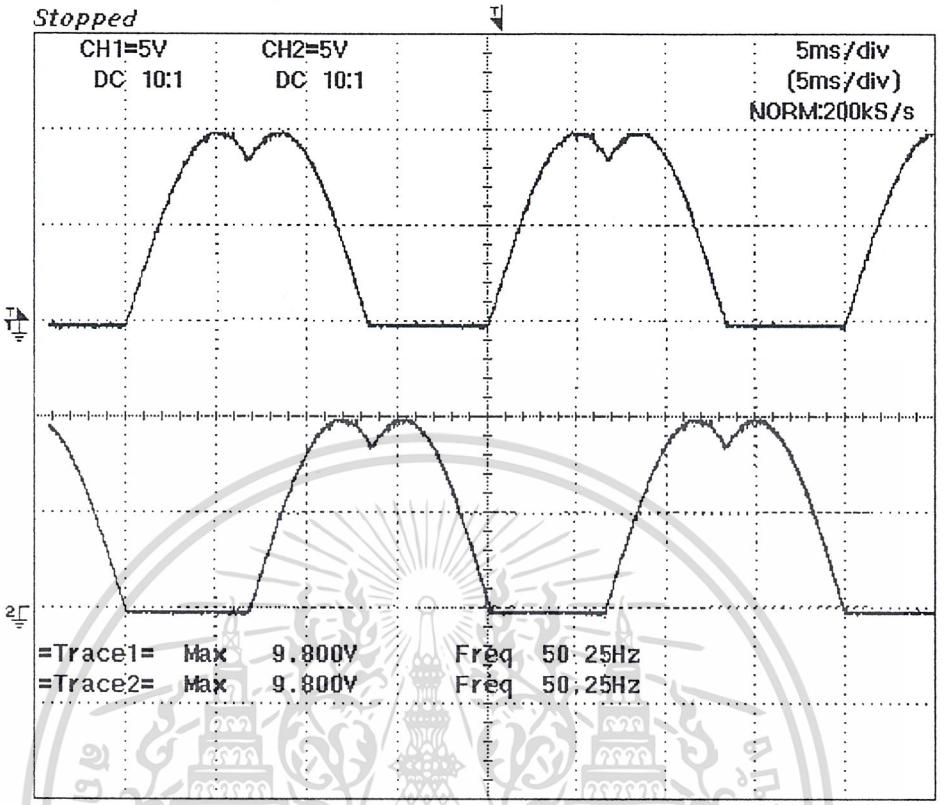


รูปที่ 3-3 วงจรโดยรวมของชุดสร้างสัญญาณอ้างอิงแสดงเพียงเฟสเดียว

3.2 ชุดสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม

สัญญาณสามเหลี่ยมสามารถสร้างโดยใช้วงจรอินทิเกรเตอร์ (Integrator) ได้ แต่รูปคลื่นของสัญญาณสามเหลี่ยมที่ได้อาจจะมีลักษณะที่ไม่เป็นสามเหลี่ยมอย่างแท้จริง ดังนั้นในโครงงานนี้จึงใช้ไอซีสำเร็จรูปในการสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม ไอซีที่กล่าวถึงนี้คือ ICL8038 โดยลักษณะโครงสร้างของสัญญาณนี้แสดงไว้ใน Data Sheet ของภาคผนวก แต่เนื่องจากเอาท์พุทของไอซีตัวนี้มีลักษณะเป็นไฟสลับ ดังนั้นจึงต้องมีการยกระดับสัญญาณของวงจรโดยใช้วงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3-4 สัญญาณอ้างอิงของเฟส A เทียบกับเฟส B

รวมสัญญาณ (Summing Amplifier) ลักษณะของการต่อวงจรและรูปคลื่นสามเหลี่ยมที่ต้องการแสดงไว้ในรูปที่ 3-5 และรูปที่ 3-6

โดยสมการที่ใช้ในการคำนวณหาความถี่ที่ต้องการเป็นดังนี้คือ

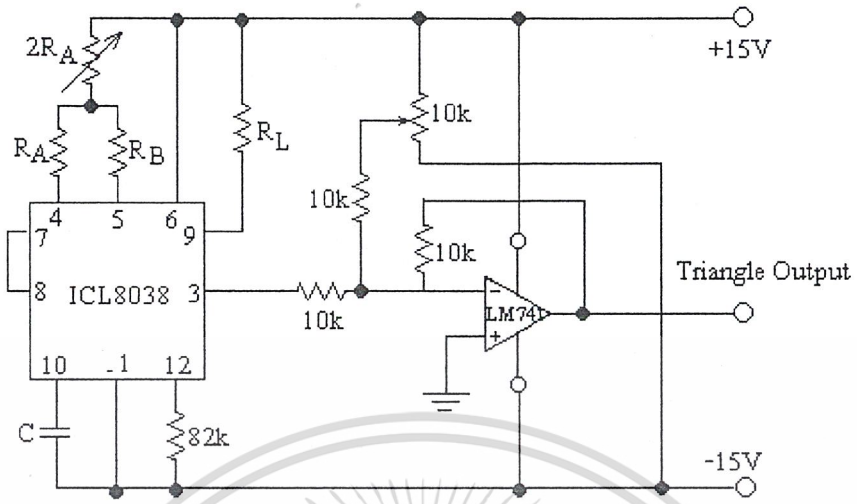
$$f = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{1}{\frac{R_A C}{0.66}\left(1 + \frac{R_B}{2R_A - R_B}\right)} \qquad (3\text{-}10)$$

เมื่อ ค่า R_A และ R_B คือ ค่าความต้านทานที่ต่ออยู่ที่ขา 4 และ ขา 5 ของไอซี ตามลำดับ และถ้าต้องการ Duty Cycle เท่ากับ 50% จะต้องให้ค่าของ $R_A = R_B$

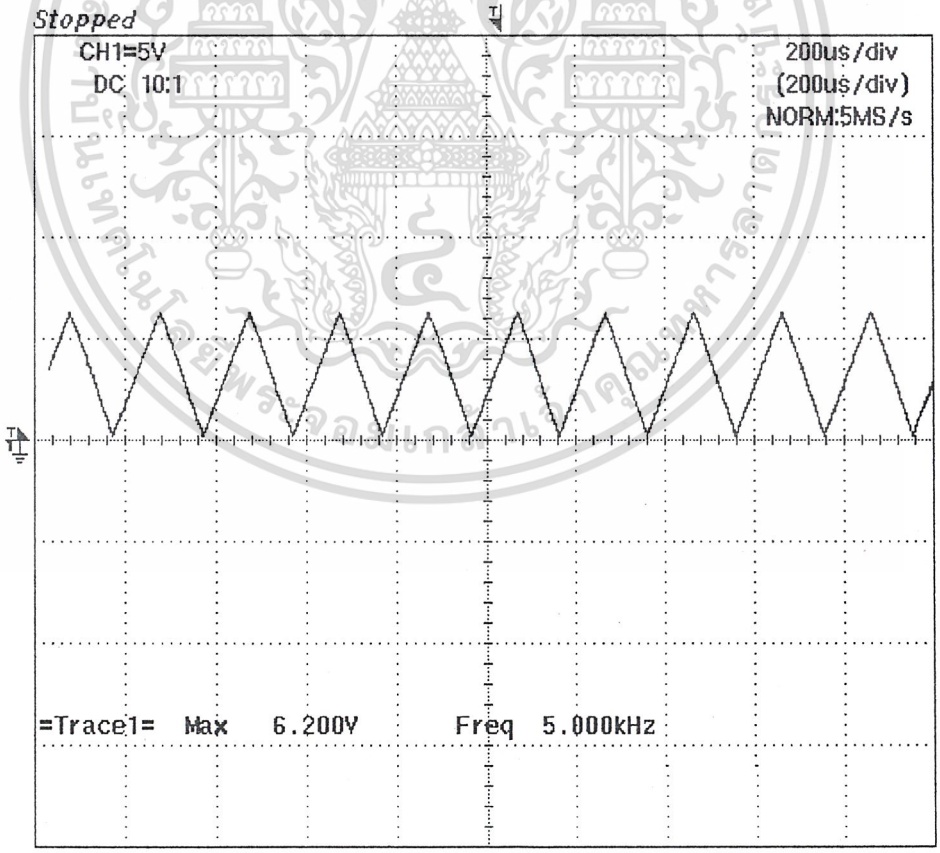
C คือ ค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุที่ต่ออยู่ที่ขา 10 ของไอซี

ณ ค่า Duty Cycle เท่ากับ 50% หรือ $R_A = R_B = R$ จะได้สมการที่ใช้ในการคำนวณหาความถี่เท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น และห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3-5 ชุดสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม



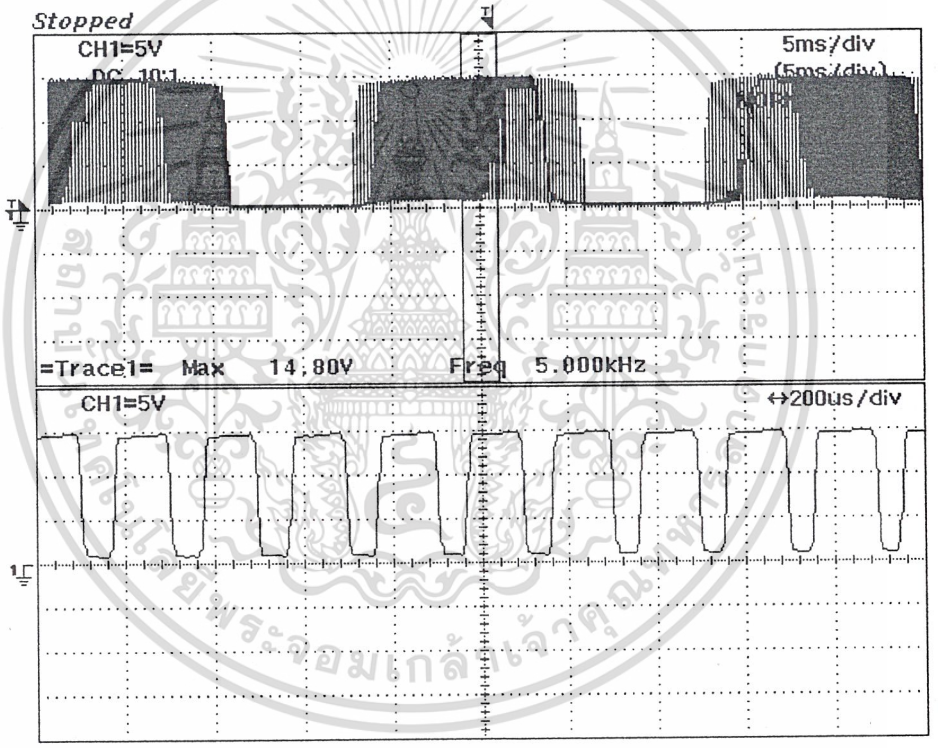
รูปที่ 3-6 สัญญาณสามเหลี่ยมที่วัดได้จากชุดสร้างสัญญาณสามเหลี่ยมจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f = \frac{0.33}{RC} \qquad (3\text{-}11)$$

3.3 ชุดสร้างสัญญาณม๊อด

เมื่อเราได้สัญญาณอ้างอิงและสัญญาณสามเหลี่ยมแล้ว เราจะทำการผสมสัญญาณหรือที่เรียกว่าการม๊อด (Modulation) ในที่นี้เราจะทำการม๊อดสัญญาณอ้างอิงและสัญญาณสามเหลี่ยมโดยใช้ไอซีเปรียบเทียบแรงดัน (Voltage Comparator) เบอร์ LM311 โดยรูปของสัญญาณที่ม๊อดได้จากวงจรจริงแสดงไว้ในรูปที่ 3-7



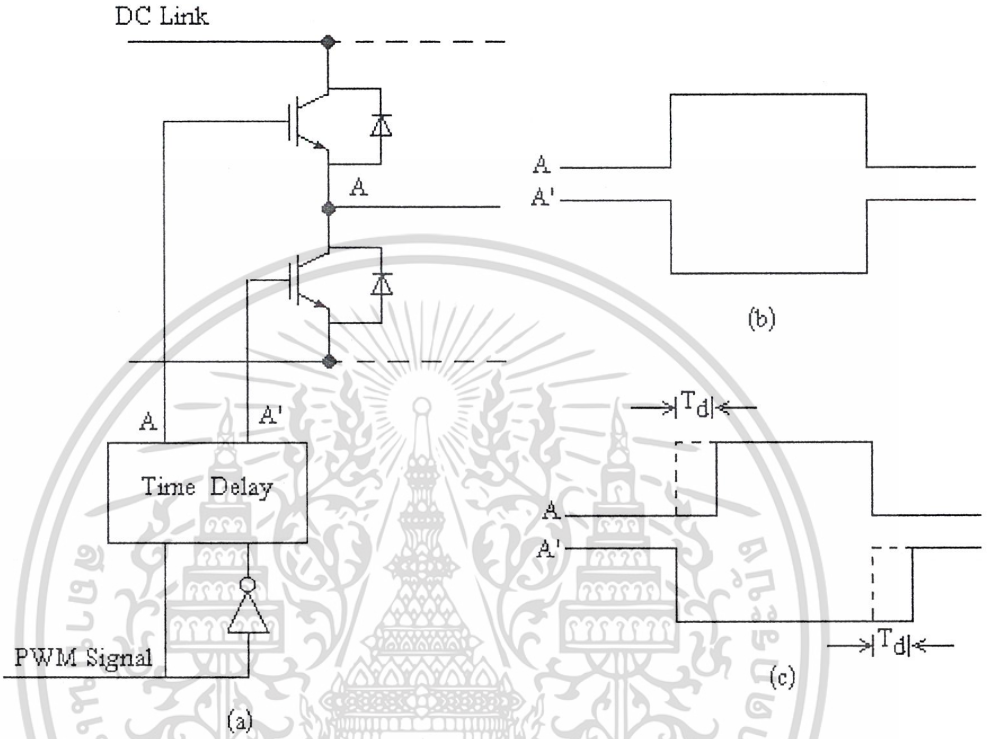
รูปที่ 3-7 สัญญาณม๊อดที่ได้จากชุดม๊อดจริง เมื่อ $m_a = 0.8$ โดยรูปบนคือสัญญาณ ม๊อดที่ได้ และรูปล่างเกิดจากการขยายให้เห็นเฉพาะส่วน

3.4 วงจรล๊อคเอาท์ (Lock Out Circuit)

วงจรล๊อคเอาท์เป็นวงจรที่จะแยกสัญญาณ ที่จะนำไปควบคุมอุปกรณ์สวิทช์ตัวบนและตัวล่างของกิ่ง (Branch) เดียวกันของบริดจ์อินเวอร์เตอร์ตามรูปที่ 3-8 โดยมีการสร้างเดดไทม์ (Dead Time) เพื่อป้องกันไม่ให้อุปกรณ์สวิทช์ทั้งสองทำงานพร้อมกันในขณะที่มีการสับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เปลี่ยนการนำกระแสอันเนื่องมาจากผลของเวลาสะสม (Storage Time) ของอุปกรณ์สวิทช์ ซึ่งจะทำให้เกิดการลัดวงจรชั่วขณะและอาจทำให้อุปกรณ์สวิทช์เสียหายได้



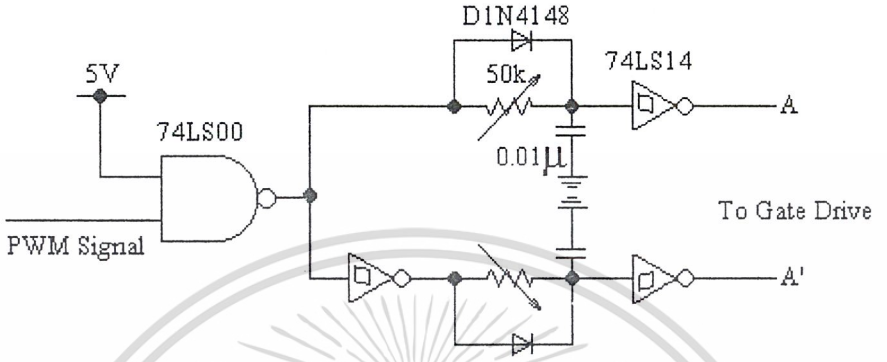
รูปที่ 3-8 หลักการของวงจรล๊อคเอาท์
(a) วงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์
(b) สัญญาณขับเกททางทฤษฎี
(c) สัญญาณขับเกทเมื่อมีการสร้างเดดไทม์

หลักการสร้างเดดไทม์ ทำได้โดยการหน่วงสัญญาณการนำกระแสของอุปกรณ์สวิทช์แต่ละตัวออกไปเท่ากับ T_d ดังแสดงในรูปที่ 3.8c ในทางทฤษฎีพบว่าถ้าค่าของเดดไทม์สูงจะทำให้แรงดันมูลฐานมีค่าลดลงไปจากเดิมและจะมีผลทำให้ฮาร์โมนิคส์อันดับต่ำ ๆ มีค่าสูงขึ้น ดังนั้นการกำหนดค่าเดดไทม์ควรจะกำหนดให้มีค่าที่เหมาะสม และสัมพันธ์กับค่า Turn-off Time ของอุปกรณ์สวิทช์ ดังนี้

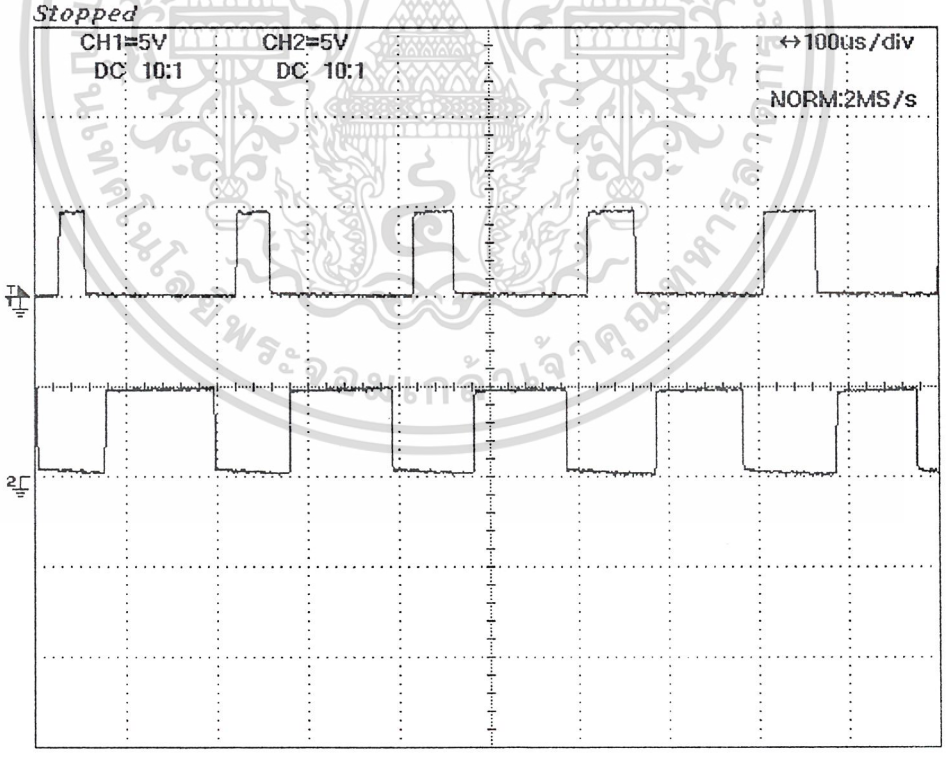
$$\text{Turn} - \text{off Time} = t_{d(off)} + t_f + t_{rr} \qquad (3\text{-}12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งค่าของเดดไทม์ที่จะตั้งต้องมีค่ามากกว่าค่าที่ได้จากสมการที่ (3-12) โดยวงจรล๊อคเอาท์ที่ใช้กับโครงงานนี้แสดงไว้ในรูปที่ 3-9 และรูปของสัญญาณเมื่อผ่านวงจรล๊อคเอาท์แล้วจะมีลักษณะดังในรูปที่ 3-10



รูปที่ 3-9 วงจรล๊อคเอาท์

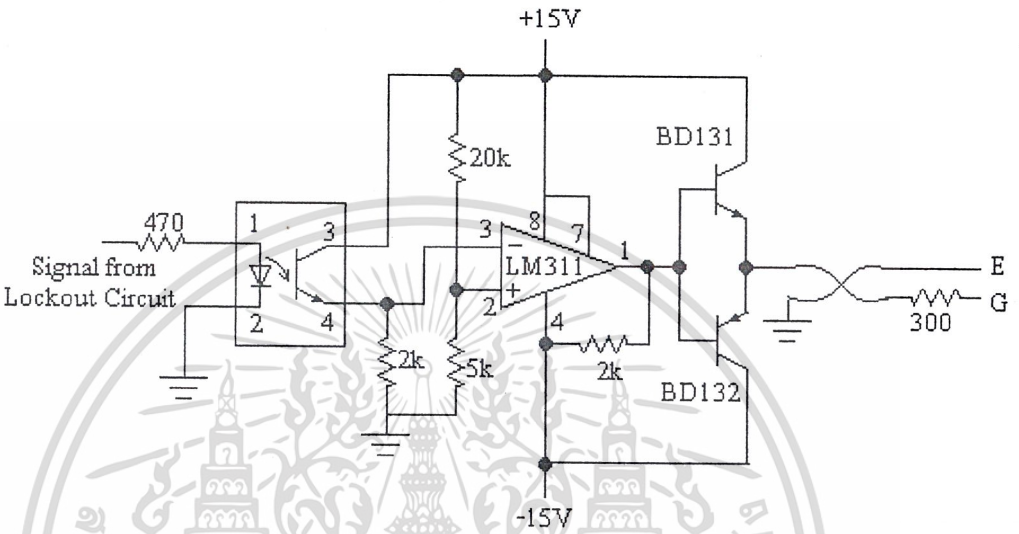


รูปที่ 3-10 สัญญาณที่ออกจากวงจรล๊อคเอาท์ที่ใช้ในโครงงานนี้

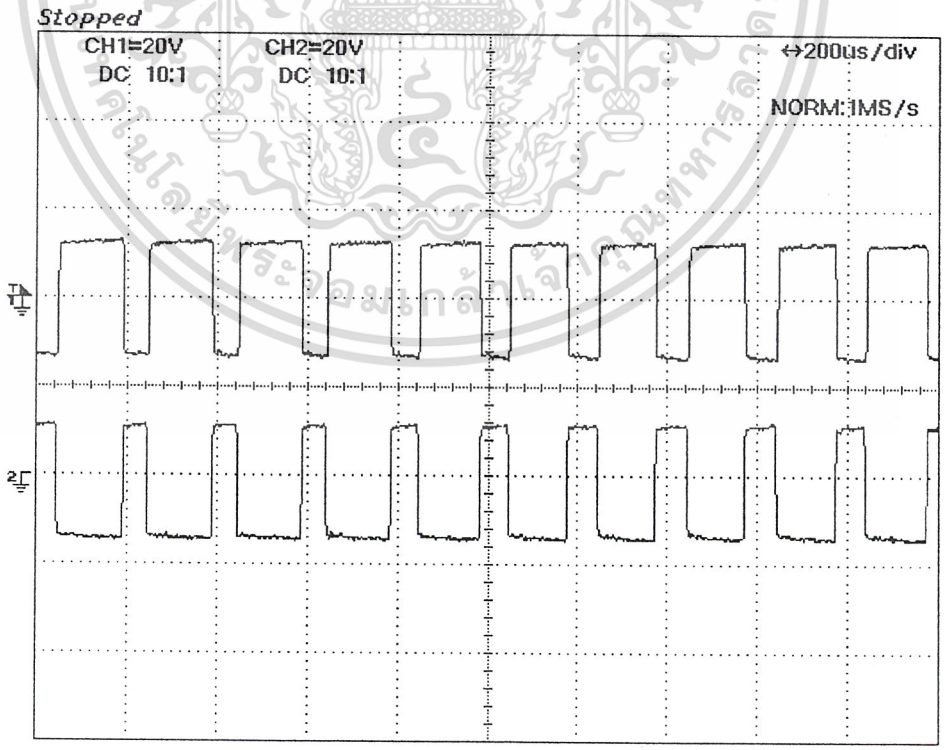
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3-5 วงจรขับเกท (Gate Drive)

วงจรขับเกทที่ออกแบบใช้กับ IGBT ในโครงงานนี้ จะมีอยู่ด้วยกันทั้งหมด 7 ชุด โดย 6 ชุด ใช้กับพีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ และอีก 1 ชุด ใช้กับวงจรชอปเปอร์แปลงขึ้น ซึ่ง



รูปที่ 3-11 วงจรขับเกทที่ออกแบบไว้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3-12 สัญญาณที่ออกจากชุดขับเกทเฟส A

ในวงจรขับเกทนั้นจะต้องมีการแยกกราวด์ (Isolatation) ระหว่างชุดขับเกทแต่ละชุด โดยชุดขับเกทสำหรับ IGBT 3 ตัวบนของอินเวอร์เตอร์ (ที่ต่ออยู่กับไฟบวกของดีซีลิงค์) จะต้องมีการแยกกราวด์ออกจากกัน และ IGBT 3 ตัวล่างของอินเวอร์เตอร์ (ที่ต่ออยู่กับกราวด์ของดีซีลิงค์) กับ IGBT ตัวที่ใช้กับวงจรชอปเปอร์แปลงขึ้นสามารถใช้กราวด์ร่วมกันได้ โดยปกติแล้วลักษณะสัญญาณที่ออกจากชุดขับเกทจะมีลักษณะเป็นไฟบวกกับกราวด์เท่านั้น แต่ในทางปฏิบัติแล้วระดับของสัญญาณขับเกทควรจะเป็นไฟบวกกับไฟลบ โดยไฟลบที่เกิดขึ้นมานั้นจะช่วยให้การหยุดนำกระแสของ IGBT ให้ดีขึ้น โดยวงจรและสัญญาณเอาท์พุทจากชุดขับเกทที่ออกแบบไว้จะมีลักษณะดังแสดงไว้ในรูปที่ 3-11 และรูปที่ 3-12

3.6 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง

ในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำนั้น สิ่งที่ต้องพิจารณาในการออกแบบ คือ

- การเลือกอุปกรณ์
  1. ชนิด ,ลักษณะโครงสร้างและขนาดของแกนเหล็ก
  2. ชนิด ,รูปร่าง ,ขนาดและจำนวนรอบที่ใช้ในการพันของลวดตัวนำ
  3. ชนิดและคุณภาพของฉนวน
  4. ลักษณะโครงสร้างด้านการระบายความร้อน
  5. คุณสมบัติทางไฟฟ้าและเชิงกลอื่น ๆ
- ปัจจัยเบื้องต้นสำหรับการออกแบบ
  1. ค่าของความเหนี่ยวนำ
  2. ขนาด ,รูปร่าง รวมทั้งความถี่ของกระแสและแรงดัน
  3. กำลังงานสูญเสีย ,ประสิทธิภาพ หรืออุณหภูมิเพิ่ม (T_{rise})
  4. คุณสมบัติทางไฟฟ้าและเชิงกลอื่น ๆ
- ขีดจำกัด
  1. ความหนาแน่นของสนามแม่เหล็กสูงสุดของแกนเหล็ก
  2. กำลังงานสูญเสียในลวดทองแดงและแกนเหล็ก
  3. คุณสมบัติอื่น ๆ เช่น ค่าความซึมซาบฟลั๊กซ์แม่เหล็ก (Permeability), แรงดันเบรคดาวน์ (Voltage Breakdown) ของฉนวน ฯลฯ

การเลือกหรือการกำหนดขนาดของแกนเหล็กมีวิธีการคำนวณอยู่ 2 วิธี

1. Area Product , A_p Approach
2. Core Geometry , K_g Approach

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยในโครงงานนี้จะใช้ Core Geometry , K_g Approach วิธีนี้เป็นการออกแบบที่ใช้กำลังงานสูญเสียของขดลวดทองแดง (P_{cu}) เป็นหลักในการออกแบบ จะได้ว่า

$$K_{gr} = \frac{4\rho\left[\left(\frac{1}{2}\right)\left(L \cdot I_{rms}^2\right)\right]\left[\left(\frac{1}{2}\right)\left(L \cdot I_{peak}^2\right)\right]}{k \cdot B_{max}^2 \cdot P_{cu}} \qquad (3\text{-}13)$$

โดยที่ ρ เป็นค่าความต้านทานจำเพาะของทองแดง

L เป็นค่าความเหนี่ยวนำที่ต้องการในการออกแบบ

I_{rms} เป็นค่ากระแสใช้งาน (Rms Value) ที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ

I_{peak} เป็นค่ากระแสยอดที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ

k เป็นค่าสัมประสิทธิ์การใช้งานช่องหน้าต่าง (Windows Utilization Factor) ของแกนเหล็ก มีค่าประมาณ 0.5-0.6 สำหรับลวดที่มีพื้นที่หน้าตัดกลม

B_{max} เป็นค่าความหนาฟลั๊กซ์แม่เหล็กสูงสุดของแกนเหล็กที่ยอมรับได้

P_{cu} เป็นค่ากำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในขดลวดทองแดง

W เป็นพื้นที่ของช่องหน้าต่างเพียงครึ่งเดียว

S เป็นพื้นที่หน้าตัดของขาที่ขดลวดพันอยู่

t เป็นความยาวเฉลี่ยของขดที่ใช้พันบนแกน

ขั้นตอนในการออกแบบโดยใช้วิธี K_g Approach

1. จากข้อกำหนดและขีดจำกัด คำนวณหา K_{gr} ตามสมการที่ (3-13)

2. เลือกขนาดของแกนให้ค่า K_g ของแกนมากกว่าค่า K_{gr} ที่ได้จากข้อ 1 โดยที่ค่า K_g ของแกนเหล็กสามารถคำนวณได้ดังนี้

$$K_g = \frac{W \cdot S^2}{t} \qquad (3\text{-}14)$$

3. คำนวณหาจำนวนรอบของขดลวดตัวนำ

$$N_w = \frac{L \cdot I_{peak}}{B_{max} \cdot S} \qquad (3\text{-}15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จำนวณรอบที่คำนวณได้จะมีค่าเป็นเลขทศนิยม แต่จำนวนรอบที่จะพันต้องเป็นจำนวนเต็มเท่ากับ N_{wS}

4. คำนวณหาขนาดพื้นที่หน้าตัดของลวดตัวนำ จาก

$$A_w = \frac{k \cdot W}{N_{wS}} \tag{3-16}$$

5. เลือกเบอร์ลวดทองแดงให้มีพื้นที่หน้าตัดรวมมากกว่าค่า A_w ที่ได้จากสมการที่ (3-16) โดยที่รัศมีของลวดทองแดงที่เลือกต้องมีขนาดเล็กกว่าความลึกสูงสุดจากผิวทองแดง (Skin Depth) ที่ความถี่ใช้งาน และในบางครั้งเบอร์ลวดที่ได้อาจจะมีขนาดใหญ่เกินไป ทำให้ยากต่อการพัน เราสามารถที่ใช้ลวดที่เส้นเล็กกว่ามาตีเกลียวได้ โดยค่า Skin Depth เป็น

$$\delta(m) = \frac{\sqrt{2\rho}}{\sqrt{\mu\omega}} \tag{3-17}$$

6. คำนวณหาความยาวของสายที่จะใช้ทั้งหมดต่อ 1 เส้น

$$\ell_w = t \cdot N_{wS} \tag{3-15}$$

7. คำนวณหาขนาดของช่องว่างอากาศ

$$\ell_g = \frac{N_{wS}^2 \cdot \mu_o \cdot S}{L} \tag{3-16}$$

8. ปรับระยะของช่องอากาศเพื่อให้ได้ค่า L ตามต้องการ

9. คำนวณหาค่ากำลังงานสูญเสียในขดลวดทองแดง ว่าเกินกว่าค่าที่ต้องการหรือไม่ โดยค่าของค่าสูญเสียในขดลวดทองแดงสามารถคำนวณหาได้ดังนี้

$$P_{cu} = \left(\frac{\rho \ell_w}{A_{wS}}\right) \cdot I_{rms}^2 \tag{3-17}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าค่าที่คำนวณได้จากสมการที่ (3-17) เกินกว่าค่าที่ต้องการก็ต้องทำการคำนวณใหม่ตั้งแต่ต้น

3.6.1 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ในวงจรชอปเปอร์แปลงขึ้น

จากในบทที่ 2 ได้กล่าวถึงวงจรชอปเปอร์แปลงขึ้น และถ้าเราพิจารณาสมการต่าง ๆ แล้ว จะได้ว่าค่าความเหนี่ยวนำที่จะใส่ในวงจรชอปเปอร์สามารถคำนวณหาได้ดังนี้

$$L = \frac{T_S V_o k(1-k)^2}{2I_o} \qquad (3\text{-}18)$$

เมื่อคำนวณค่าต่าง ๆ ที่ได้จากสมการที่ (3-18) แล้ว ก็ให้ทำการออกแบบตัวเหนี่ยวนำด้วยวิธีการตามหัวข้อที่ 3.6 แต่ในทางปฏิบัติแล้วค่า L ควรจะมีค่ามากเพื่อให้กระแสมีลักษณะที่เรียบ

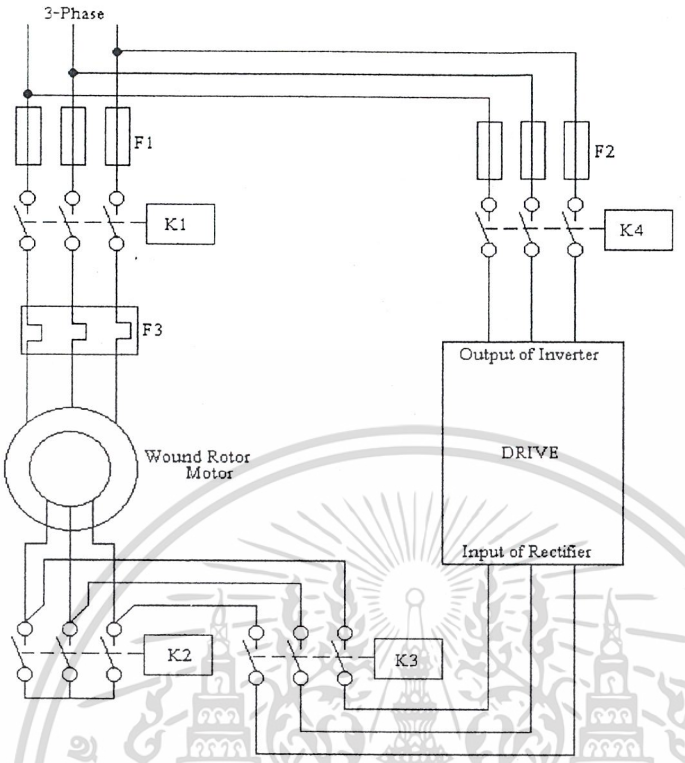
3.7 การออกแบบตัวเก็บประจุที่ใช้ในดีซีลิงค์

จากสมการที่ 2-51 $\Delta V_C = \frac{I_a k}{fC}$ เราสามารถคำนวณหาค่าของตัวเก็บประจุได้โดยการระบุค่าแรงดันกระเพื่อม ,กระแสเอาท์พุท ,ค่า Duty Cycle ที่ใช้งาน ,และความถี่ที่ใช้ในการสวิทช์ เมื่อเราคำนวณค่าของตัวเก็บประจุได้แล้ว เราจำเป็นต้องพิจารณาถึงแรงดันพิกัดที่ตัวเก็บประจุสามารถทนได้ด้วย และบางครั้งแรงดันที่ใช้มีค่าสูงมากจนกระทั่งไม่สามารถหาตัวเก็บประจุที่ทนแรงดันที่ต้องการได้ วิธีการแก้ไข คือ การต่ออนุกรมตัวเก็บประจุเข้าด้วยกัน แต่ต้องพิจารณาเกี่ยวกับค่าความจุไฟฟ้าที่ลดลงด้วย และค่าความจุไฟฟ้าที่คำนวณได้อาจจะใช้ไม่ได้ในทางปฏิบัติ ดังนั้นจึงต้องมีการเพิ่มความจุไฟฟ้าเข้าไป แล้วดูว่าค่าความจุไฟฟ้าเท่าใดจึงจะทำให้แรงดันเรียบ

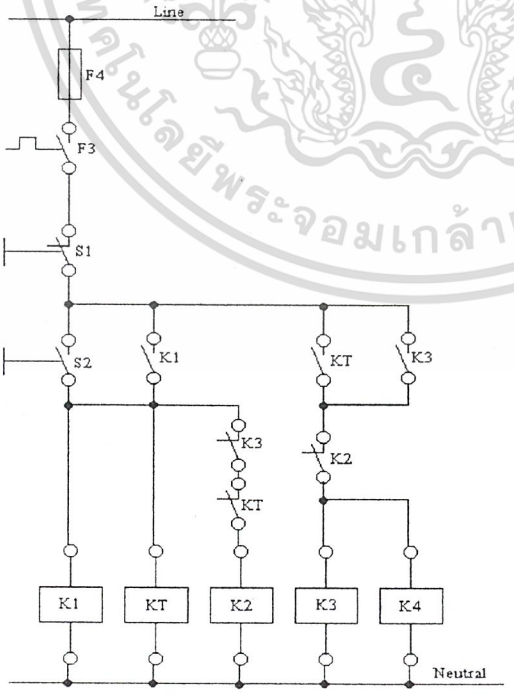
3.8 ชุดสตาร์ทมอเตอร์

ก่อนที่จะใส่ชุดควบคุมความเร็วมอเตอร์เข้าไปในวงจรโรเตอร์ เราจำเป็นต้องมีการสตาร์ทมอเตอร์ให้หมุนที่ความเร็วพิกัดเสียก่อน โดยการสตาร์ทนั้นจะเป็นแบบโดยตรง (Directly Start) วงแหวนเลื่อนของมอเตอร์ชนิดโรเตอร์ขดลวดจะถูกลัดวงจรเข้าด้วยกัน และป้อนไฟเข้าที่ขดลวดสเตเตอร์ เมื่อมอเตอร์หมุนไปได้จนถึงความเร็วที่พิกัด ตัวตั้งเวลาจะทำการตัดต่อวงจรโรเตอร์เข้ากับชุดควบคุมความเร็ว จากนั้นเราจึงจะสามารถควบคุมความเร็วของมอเตอร์ได้ตามปกติ โดยชุดสตาร์ทมอเตอร์แสดงไว้ในรูปที่ 3-13 และรูปที่ 3-14

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3-13 วงจรกำลังของชุดสตาร์ทมอเตอร์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3-14 วงจรควบคุมของชุดสตาร์ทมอเตอร์

บทที่ 4
การทดลอง

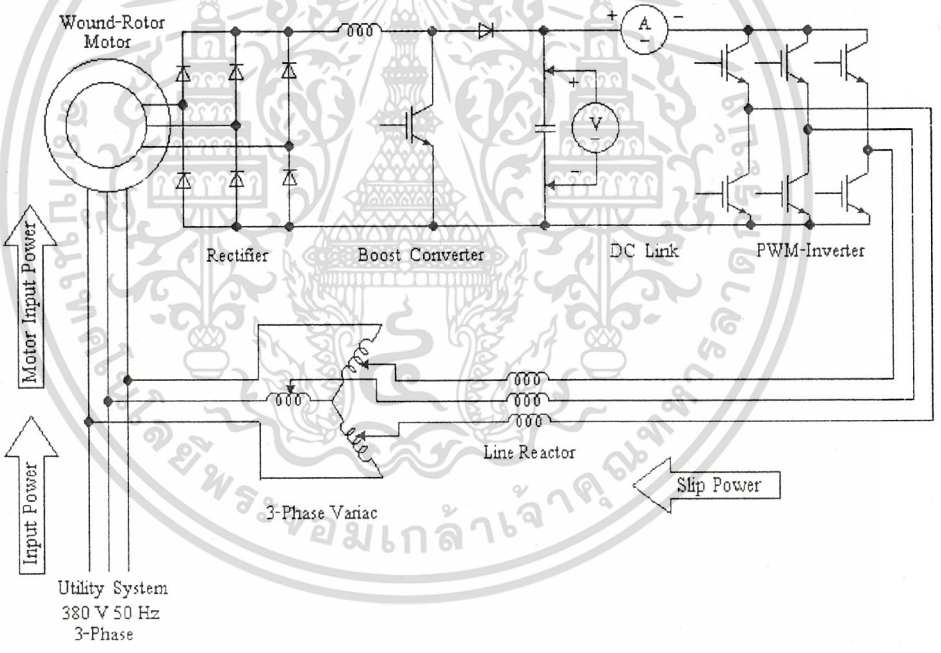
พิกัดของมอเตอร์ชนิดโรเตอร์ขดลวด

3.2 kW ความเร็วที่พิกัด 1420 รอบต่อนาที 220 / 380 V Δ / Y 50 Hz

13.5 / 7.9 A ตัวประกอบกำลัง 0.75 ล้าหลัง กระแสขณะไร้ภาระ 5.5 A

4.1 การทดลอง

ทำการทดลองโดยต่อวงจรดังรูป



รูปที่ 4-1 วงจรสำหรับการทดลอง

ให้พิจารณาการไหลของกำลัง (Power Flow) จากรูปวงจรสำหรับการทดลองในรูปที่ 4-1 เราจะเห็นว่ากำลังงานที่ระบบต้องจ่ายให้กับมอเตอร์จะมีค่าลดลง ดังนี้

$$\text{Power Input}, P_{in} = \text{Motor Input}, P_{mot} - \text{Slip Power}, P_{S\ell} \qquad (4\text{-}1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (4-1) เราจะเห็นว่าเมื่อระบบจ่ายกำลังอินพุทน้อยลง ดังนั้นประสิทธิภาพจึงดีขึ้นด้วย

ในการทดลองนั้นเราจะใช้เครื่องกำเนิดไฟตรงเป็นภาระให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำชนิดโรเตอร์ขดลวด โดยให้เครื่องกำเนิดไฟตรงจ่ายภาระเป็นหลอดไฟแบบไส้ขนาด 400 W ซึ่งเราจะได้ผลการทดลองดังตารางที่ 4-1

ตารางที่ 4-1 ตารางบันทึกผลการทดลอง

Duty Cycle (%)	Modulation Index (%)	Rotor Speed (RPM)	DC Voltage V_{DC} (V)	DC Current I_{DC} (A)	Slip Power (W)
100	100	1446	0	0	0
	80	1446	0	0	0
	50	1446	0	0	0
60	100	945	140	0.4	56
	80	867	160	0.4	64
	50	702	190	0.2	38
20	100	250	150	0.4	60
	80	168	160	0.4	64
	50	92	160	0.3	48

จากตารางบันทึกผลการทดลองดังข้างบน เราจะเห็นว่ามีกำลังงานสลิปคืนกลับออกมาจากโรเตอร์เนื่องจากเกิดแรงดันและกระแสขึ้นในดีซีลิงค์ โดยค่าของกำลังสลิปสามารถหาได้จาก

$$\text{Slip Power}, P_{S\ell} = V_{DC} \cdot I_{DC} \qquad (4\text{-}2)$$

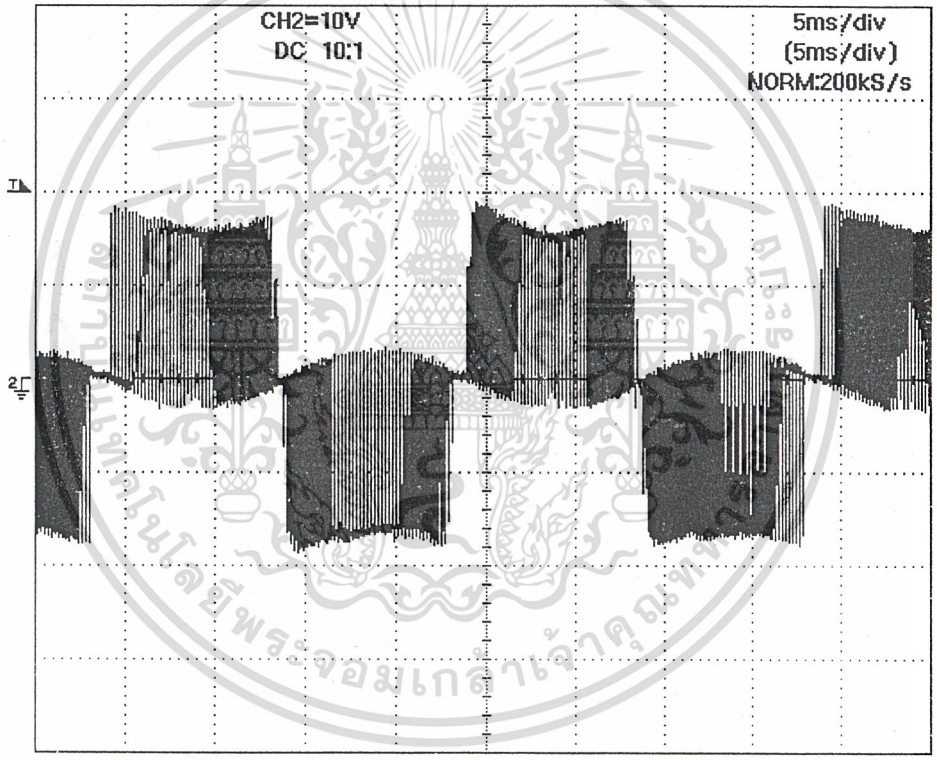
โดยค่า V_{DC} และ I_{DC} คือ ค่าแรงดันในดีซีลิงค์ที่วัดได้จากวงจรการทดลองในรูปที่ 4-1

และจากผลการทดลองเราจะเห็นว่าค่าของ Duty Cycle มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความเร็วโดยเมื่อค่าของ Duty Cycle มีค่าลดลงความเร็วของมอเตอร์ก็จะลดลงด้วย นอกจากนั้นแล้วค่าของดัชนีการม๊อด (Modulation Index) ก็ส่งผลต่อความเร็วของมอเตอร์ด้วย ซึ่งตามหลักการแล้วความเร็วของมอเตอร์ต้องไม่เปลี่ยนแปลงตามค่าของดัชนีการม๊อด. โดยสาเหตุที่เกิดขึ้นนี้จะกล่าวถึงในบทที่ 5

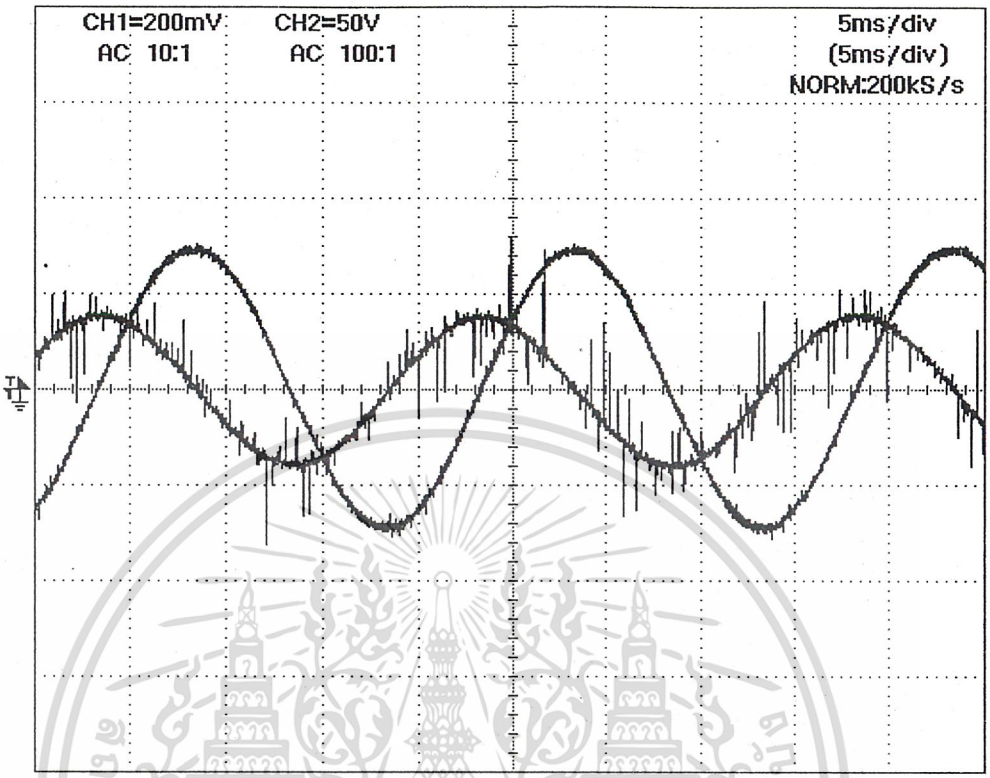
นอกจากผลการทดลองที่ได้ดังตารางที่ 4-1 แล้ว เรายังได้ทำการวัดรูปคลื่นของแรงดันและกระแสที่เกิดขึ้นเพื่อยืนยันว่าเกิดการคืนพลังงานจริง โดยรูปคลื่นของแรงดันเอาท์พุทของพีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์แสดงไว้ในรูปที่ 4-2



รูปที่ 4-2 แรงดันเอาท์พุทของพีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์
เมื่อดัชนีการม๊อดเท่ากับ 1.0

รูปคลื่นของแรงดันและกระแสไฟฟ้าทางด้านระบบ (ทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงออโต้ ซึ่งใช้จำลองเป็นระบบไฟฟ้า) โดยเราจะพิจารณาว่าระบบเป็นแหล่งจ่ายกำลังงาน ซึ่งรูปคลื่นที่ได้มีลักษณะเป็นไปตามรูปที่ 4-3 ซึ่งจากรูปคลื่นเราจะเห็นได้ว่ากระแสจะนำหน้าแรงดันเป็นมุมมากกว่า 90 องศา ให้พิจารณาจากสมการที่ 4-3 และ 4-4 เราจะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4-3 รูปคลื่นแรงดันและกระแสทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงออโต้

$$P = VI\,Cos\theta \qquad (4\text{-}3)\text{-}(4\text{-}4)$$
$$Q = VI\,Sin\theta$$

จากสมการที่ (4-3) เราจะเห็นว่าเมื่อกระแสนำหน้าแรงดันเป็นมุมมากกว่า 90 องศา นั่นก็หมายความว่า ค่าของ $Cos\theta$ มีค่าติดลบและยังส่งผลให้ค่าของกำลังงาน P ติดลบด้วย ความหมายของค่า P ที่ติดลบก็คือ ระบบเป็นตัวรับกำลังงานนั่นเอง (เพราะเราพิจารณาว่าระบบเป็นแหล่งจ่ายกำลังงาน) ในทำนองเดียวกันค่า Q จะมีค่าเป็นบวก ซึ่งก็คือระบบเป็นตัวจ่ายค่ากำลังรีแอคทีฟ หรือกล่าวอีกอย่างได้ว่า อินเวอร์เตอร์ของรับค่า Q จากระบบ

และในรูปคลื่นที่แสดงไว้ในรูปที่ 4-3 เราจะเห็นว่ารูปคลื่นของกระแสถูกปรับปรุงให้ดีขึ้น กล่าวคือมีลักษณะที่ใกล้เคียงไซน์มากขึ้น ทำให้ลดปัญหาของฮาร์โมนิคส์ของระบบได้

จากผลการทดลอง เราพบว่าเราไม่สามารถที่จะปรับปรุงค่าของตัวประกอบกำลังได้ เนื่องด้วยเหตุผลที่จะแสดงต่อไปในบทที่ 5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5
สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

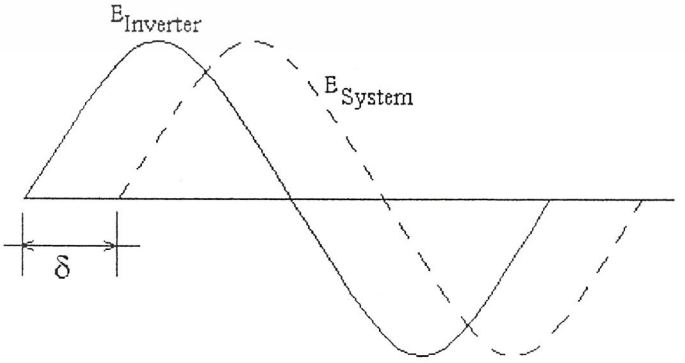
5.1 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

1. แรงดันเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ไม่สูงพอที่จะลิงค์ (Link) กับระบบได้โดยตรง ดังนั้นจึงต้องใช้หม้อแปลงออโต้ลดระดับแรงดันของระบบลงมาเหลือประมาณ 100 V เพื่อทำให้กระแสที่ไหลผ่านไลน์รีแอคเตอร์ไม่มากจนเกินไป สาเหตุที่เกิดขึ้นเนื่องจาก อัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดโรเตอร์ต่อขดลวดสเตเตอร์มีค่าน้อยเกินไป ทำให้แรงดันที่ขั้วของสลิปริงมีค่าน้อยเกินไป ดังนั้นแรงดันในดีซีลิงค์ก็จะน้อยตามไปด้วย และส่งผลให้แรงดันเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์น้อยด้วยเช่นกัน

2. ในหลักการเบื้องต้นที่ทางผู้จัดทำโครงงานได้คิดไว้ก็คือ จะต้องทำให้เกิดการซิงโครไนซ์ของระบบกับอินเวอร์เตอร์ จึงได้มีการใช้เฟสล็อคลูปเข้ามาช่วยแต่ผลที่ตามมาก็คือแรงดันของอินเวอร์เตอร์กับแรงดันของระบบนั้นอินเฟสกันพอดี พิจารณาจากสมการที่ 5-1

$$P_{Transfer} = \frac{3 \cdot E_{Inverter} \cdot E_{System}}{X_{Line\ Reactor}} Sin\delta \qquad (5\text{-}1)$$

และเมื่อแรงดันทั้งสองอินเฟสกัน ดังนั้นค่าของ δ เท่ากับ 0 องศา และส่งผลให้ไม่เกิดการส่งผ่านกำลังงานขึ้น จึงทำให้ผู้จัดทำโครงงานเปลี่ยนแปลงวัตถุประสงค์โดยการนำเอาเฟสล็อคลูปออก แต่ผลที่ตามก็คือไม่เกิดการซิงโครไนซ์ขึ้น



รูปที่ 5-1 แรงดันของระบบกับแรงดันของอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาจากรูปที่ 5-1 เมื่อไม่เกิดการซิงโครไนซ์ขึ้นจะทำให้มุม δ เกิดการเคลื่อนไหวอยู่ตลอดเวลา จากสมการที่ 5-1 จะเห็นว่าค่าของกำลังงานโอนถ่าย (Power Transfer) หรือกำลังงานสลิปจะเปลี่ยนแปลงตามค่าของมุม δ ซึ่งส่งให้ให้ค่าความเร็วของมอเตอร์ซึ่งเปลี่ยนแปลงตามค่าของกำลังงานสลิปมีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา กล่าวคือความเร็วของมอเตอร์เกิดการสวิงนั่นเอง ซึ่งทำให้ระบบไม่มีเสถียรภาพ และเนื่องจากการไม่ซิงโครไนซ์ยังส่งผลต่อการควบคุมตัวประกอบกำลังด้วย

5.2 ข้อเสนอแนะ

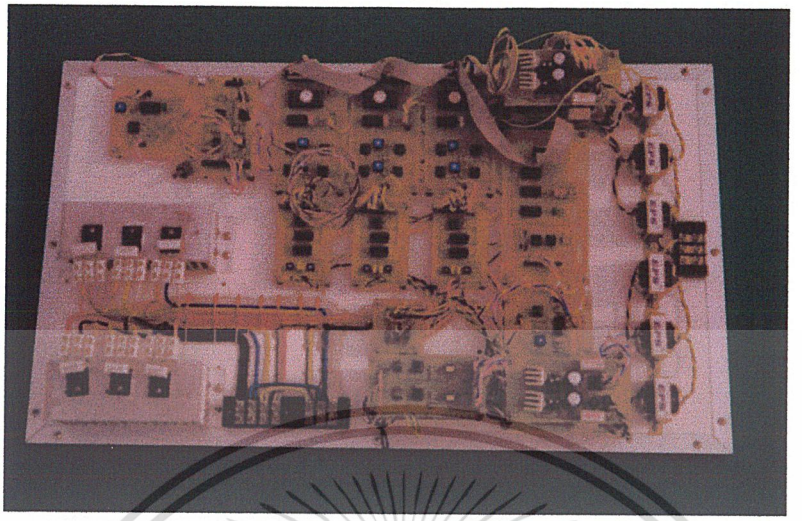
สำหรับผู้ที่จะศึกษาและค้นคว้าทำโครงงานนี้ต่อไป ควรจะต้องสนใจเกี่ยวกับการซิงโครไนซ์ให้ดีเป็นพิเศษ อีกทั้งควรจะมีระบบการควบคุมแบบป้อนกลับเพื่อควบคุมกระแสที่ไหลผ่านไลน์รีแอคเตอร์ให้คงที่เพื่อทำให้ระบบมีเสถียรภาพมากยิ่งขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

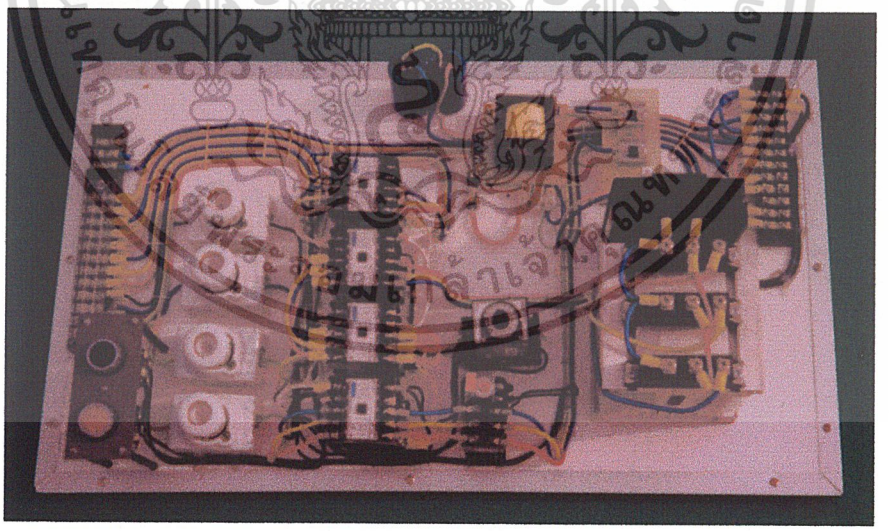
ภาคผนวก ก

รูปถ่ายของโครงงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

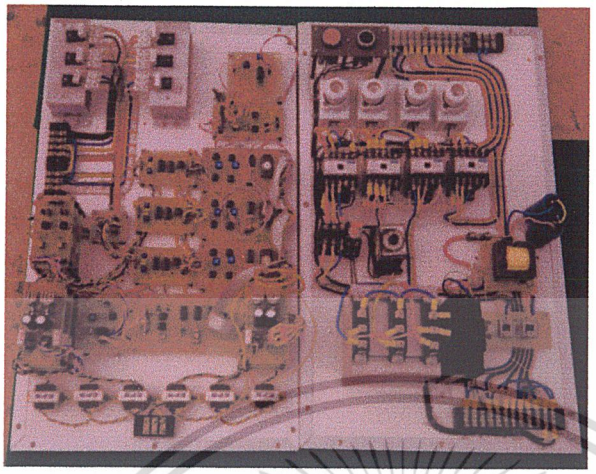


รูปถ่ายที่ 1 ภาคควบคุมต่าง ๆ และภาคกำลังของอินเวอร์เตอร์
ของโครงงานนี้



รูปถ่ายที่ 2 ชุดสตาร์ทมอเตอร์ ,ชุดเรคติฟายเออร์ และชุดชอปเปอร์
ของโครงงานนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปถ่ายที่ 3 โครงงานทั้งหมด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ข

Data Sheet

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

National Semiconductor Corporation

LM111/LM211/LM311 Voltage Comparator

General Description

The LM111, LM211 and LM311 are voltage comparators that have input currents nearly a thousand times lower than devices like the LM106 or LM710. They are also designed to operate over a wider range of supply voltages: from standard ±15V op amp supplies down to the single 5V supply used for IC logic. Their output is compatible with RTL, DTL and TTL as well as MOS circuits. Further, they can drive lamps or relays, switching voltages up to 50V at currents as high as 50 mA.

Both the inputs and the outputs of the LM111, LM211 or the LM311 can be isolated from system ground, and the output can drive loads referred to ground, the positive supply or the negative supply. Offset balancing and strobe capability are provided and outputs can be wire OR'ed. Although slower than the LM106 and LM710 (200 ns response time vs 40 ns) the devices are also much less prone to spurious oscillations. The LM111 has the same pin configuration as the LM106 and LM710.

The LM211 is identical to the LM111, except that its performance is specified over a −25°C to +85°C temperature range instead of −55°C to +125°C. The LM311 has a temperature range of 0°C to +70°C.

Features

- Operates from single 5V supply
- Input current: 150 nA max. over temperature
- Offset current: 20 nA max. over temperature
- Differential input voltage range: ±30V
- Power consumption: 135 mW at ±15V

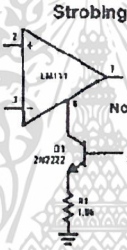
Typical Applications**

**Note: Pin connections shown on schematic diagram and typical applications are for TO-5 package.

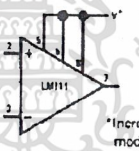
Offset Balancing



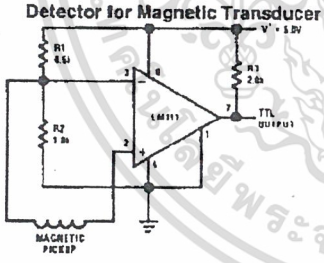
Strobing



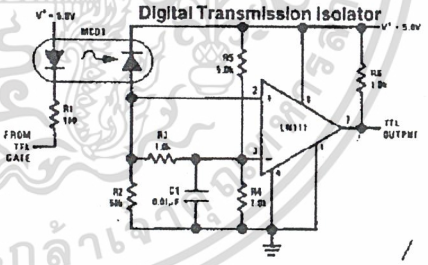
Increasing Input Stage Current*



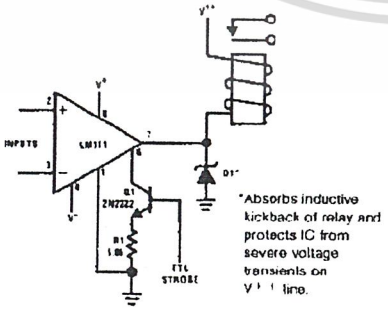
Detector for Magnetic Transducer



Digital Transmission Isolator

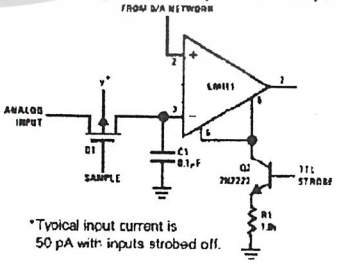


Relay Driver with Strobe



Note: Do Not Ground Strobe Pin.

Strobing off Both Input* and Output Stages



Note: Do Not Ground Strobe Pin.

TL/H/5704-1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings for the LM111/LM211

If Military/Aerospace specified devices are required, contact the National Semiconductor Sales Office/ Distributors for availability and specifications.
(Note 7)

Total Supply Voltage (V_{84})	36V
Output to Negative Supply Voltage (V_{74})	50V
Ground to Negative Supply Voltage (V_{14})	30V
Differential Input Voltage	±30V
Input Voltage (Note 1)	±15V
Power Dissipation (Note 2)	500 mW
Output Short Circuit Duration	10 sec
Operating Temperature Range LM111	−55°C to 125°C
LM211	−25°C to 85°C
Storage Temperature Range	−65°C to 150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	260°C
Voltage at Strobe Pin	V+ −5V

Soldering Information
- Dual-In-Line Package
  - Soldering (10 seconds) ..... 260°C
- Small Outline Package
  - Vapor Phase (60 seconds) ..... 215°C
  - Infrared (15 seconds) ..... 220°C

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

ESD rating to be determined.

Electrical Characteristics for the LM111 and LM211 (Note 3)

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
Input Offset Voltage (Note 4)	$T_A = 25°C$, $R_S \leq 50k$		0.7	3.0	mV
Input Offset Current (Note 4)	$T_A = 25°C$		4.0	10	nA
Input Bias Current	$T_A = 25°C$		60	100	nA
Voltage Gain	$T_A = 25°C$	40	200		V/mV
Response Time (Note 5)	$T_A = 25°C$		200		ns
Saturation Voltage	$V_{IN} \leq -5$ mV, $I_{OUT} = 50$ mA $T_A = 25°C$		0.75	1.5	V
Strobe ON Current (Note 6)	$T_A = 25°C$	2.0	3.0	5.0	mA
Output Leakage Current	$V_{IN} \geq 5$ mV, $V_{OUT} = 35V$ $T_A = 25°C$, $I_{STROBE} = 3$ mA		0.2	10	nA
Input Offset Voltage (Note 4)	$R_S \leq 50$ k			4.0	mV
Input Offset Current (Note 4)				20	nA
Input Bias Current				150	nA
Input Voltage Range	$V^+ = 15V$, $V^- = -15V$, Pin 7 Pull-Up May Go To 5V	−14.5	13.8,-14.7	13.0	V
Saturation Voltage	$V^+ \geq 4.5V$, $V^- = 0$ $V_{IN} \leq -6$ mV, $I_{SINK} \leq 8$ mA		0.23	0.4	V
Output Leakage Current	$V_{IN} \geq 5$ mV, $V_{OUT} = 35V$		0.1	0.5	μA
Positive Supply Current	$T_A = 25°C$		5.1	6.0	mA
Negative Supply Current	$T_A = 25°C$		4.1	5.0	mA

Note 1: This rating applies for ±15 supplies. The positive input voltage limit is 30V above the negative supply. The negative input voltage limit is equal to the negative supply voltage or 30V below the positive supply, whichever is less.

Note 2: The maximum junction temperature of the LM111 is 150°C, while that of the LM211 is 110°C. For operating at elevated temperatures, devices in the TO-5 package must be derated based on a thermal resistance of 150°C/W, junction to ambient, or 45°C/W, junction to case. The thermal resistance of the dual-in-line package is 110°C/W, junction to ambient.

Note 3: These specifications apply for $V_S = \pm 15V$ and Ground pin at ground, and $-55°C \leq T_A \leq +125°C$, unless otherwise stated. With the LM211, however, all temperature specifications are limited to $-25°C \leq T_A \leq +85°C$. The offset voltage, offset current and bias current specifications apply for any supply voltage from a single 5V supply up to ±15V supplies.

Note 4: The offset voltages and offset currents given are the maximum values required to drive the output within a volt of either supply with a 1 mA load. Thus these parameters define an error band and take into account the worst-case effects of voltage gain and input impedance.

Note 5: The response time specified (see definitions) is for a 100 mV input step with 5 mV overdrive.

Note 6: Do not short the strobe pin to ground; it should be current driven at 3 to 5 mA.

Note 7: Refer to RETS111X for the LM111H, LM111J and LM111J-8 military specifications.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings for the LM311

If Military/Aerospace specified devices are required, contact the National Semiconductor Sales Office/ Distributors for availability and specifications.

Total Supply Voltage (V_{64})	36V
Output to Negative Supply Voltage V_{74})	40V
Ground to Negative Supply Voltage V_{14})	30V
Differential Input Voltage	±30V
Input Voltage (Note 1)	±15V
Power Dissipation (Note 2)	500 mW
Output Short Circuit Duration	10 sec
Operating Temperature Range	0° to 70°C
Storage Temperature Range	−65°C to 150°C
Lead Temperature (soldering, 10 sec)	260°C
Voltage at Strobe Pin	V^+ −5V

Soldering Information
- Dual-In-Line Package
  - Soldering (10 seconds) ..... 260°C
- Small Outline Package
  - Vapor Phase (60 seconds) ..... 215°C
  - Infrared (15 seconds) ..... 220°C

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

Electrical Characteristics for the LM311 (Note 3)

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
Input Offset Voltage (Note 4)	$T_A = 25°C$, $R_S \leq 50k$		2.0	7.5	mV
Input Offset Current (Note 4)	$T_A = 25°C$		6.0	50	nA
Input Bias Current	$T_A = 25°C$		100	250	nA
Voltage Gain	$T_A = 25°C$	40	200		V/mV
Response Time (Note 5)	$T_A = 25°C$		200		ns
Saturation Voltage	$V_{IN} \leq -10$ mV, $I_{OUT} = 50$ mA $T_A = 25°C$		0.75	1.5	V
Strobe ON Current	$T_A = 25°C$	1.5	3.0		mA
Output Leakage Current	$V_{IN} \geq 10$ mV, $V_{OUT} = 35V$ $T_A = 25°C$, $I_{STROBE} = 3$ mA V^- = V_{GRND} = −5V		0.2	50	nA
Input Offset Voltage (Note 4)	$R_S \leq 50K$			10	mV
Input Offset Current (Note 4)				70	nA
Input Bias Current				300	nA
Input Voltage Range		−14.5	13.8, −14.7	13.0	V
Saturation Voltage	$V^+ > 4.5V$, $V^- = 0$ $V_{IN} \leq -10$ mV, $I_{SINK} \leq 8$ mA		0.23	0.4	V
Positive Supply Current	$T_A = 25°C$		5.1	7.5	mA
Negative Supply Current	$T_A = 25°C$		4.1	5.0	mA

Note 1: This rating applies for ±15V supplies. The positive input voltage limit is 30V above the negative supply. The negative input voltage limit is equal to the negative supply voltage or 30V below the positive supply, whichever is less.

Note 2: The maximum junction temperature of the LM311 is 110°C. For operating at elevated temperature, devices in the TO-5 package must be derated based on a thermal resistance of 150°C/W, junction to ambient, or 45°C/W, junction to case. The thermal resistance of the dual-in-line package is 100°C/W, junction to ambient.

Note 3: These specifications apply for V_S = −15V and the Ground pin at ground, and 0°C < T_A < +70°C, unless otherwise specified. The offset voltage, offset current and bias current specifications apply for any supply voltage from a single 5V supply up to ±15V supplies.

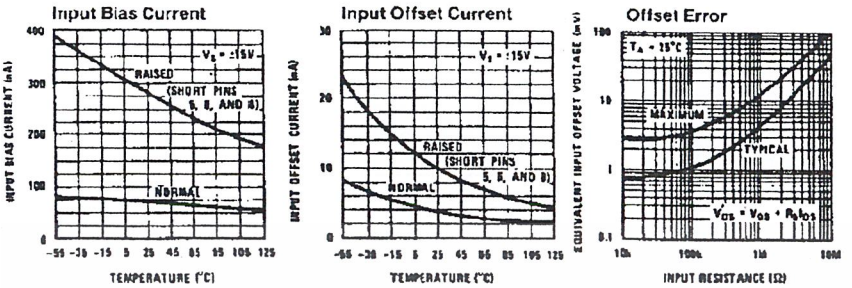
Note 4: The offset voltages and offset currents given are the maximum values required to drive the output within a volt of either supply with 1 mA load. Thus, these parameters define an error band and take into account the worst-case effects of voltage gain and input impedance.

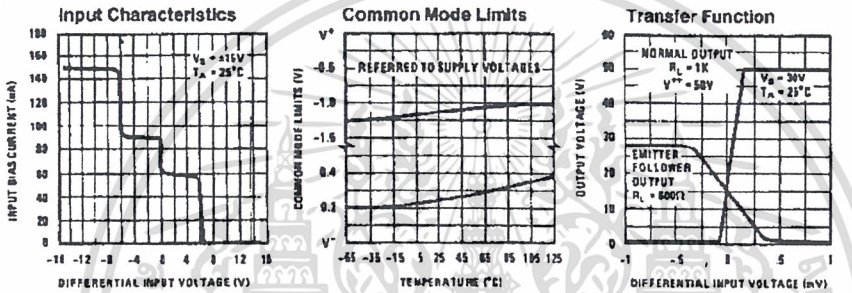
Note 5: The response time specified (see definitions) is for a 100 mV input step with 5 mV overdrive.

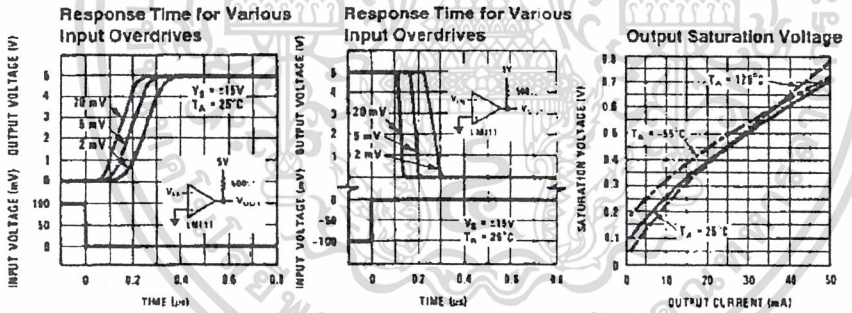
Note 6: Do not short the strobe pin to ground; it should be current driven at 3 to 5 mA.

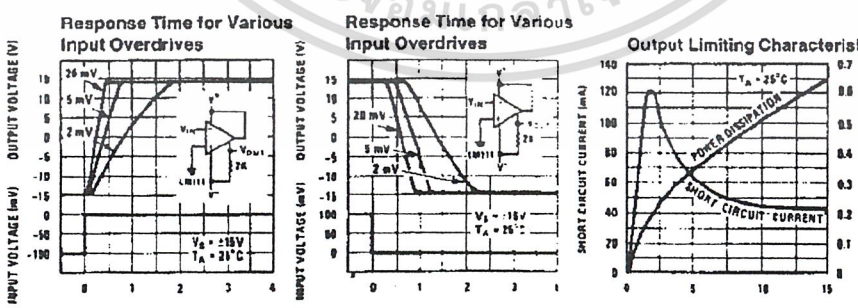
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM111/LM211 Typical Performance Characteristics





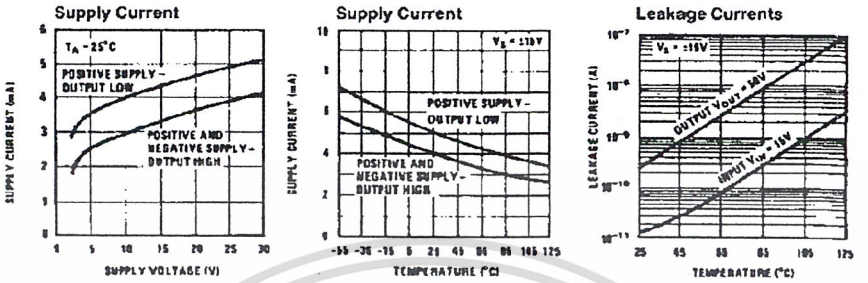




TL/H/5754-

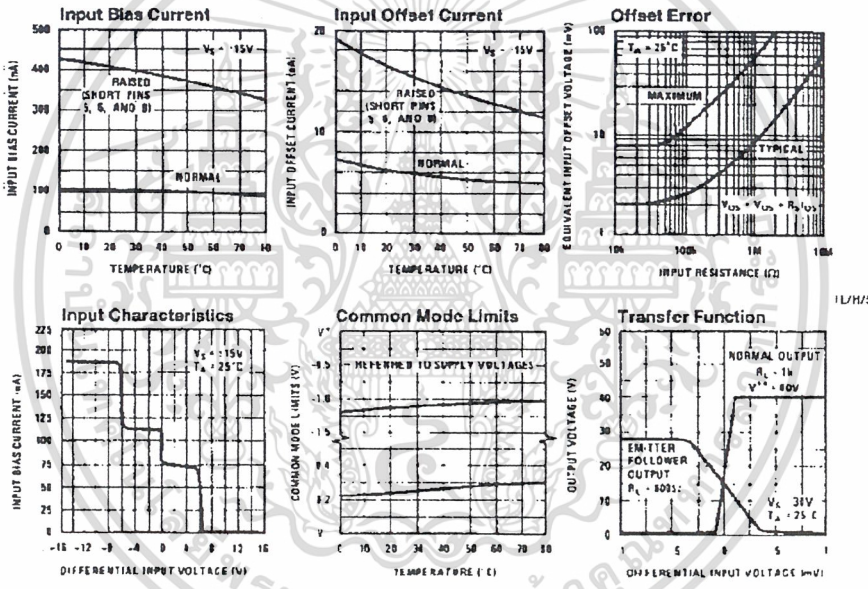
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM111/LM211 Typical Performance Characteristics (Continued)

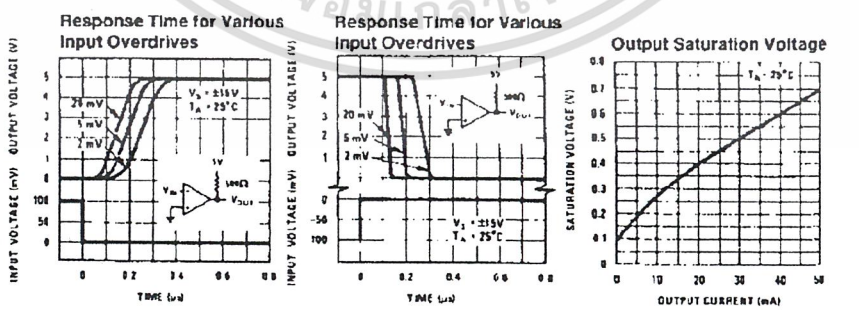


TL/H/5704–3

LM311 Typical Performance Characteristics



TL/H/5704–8

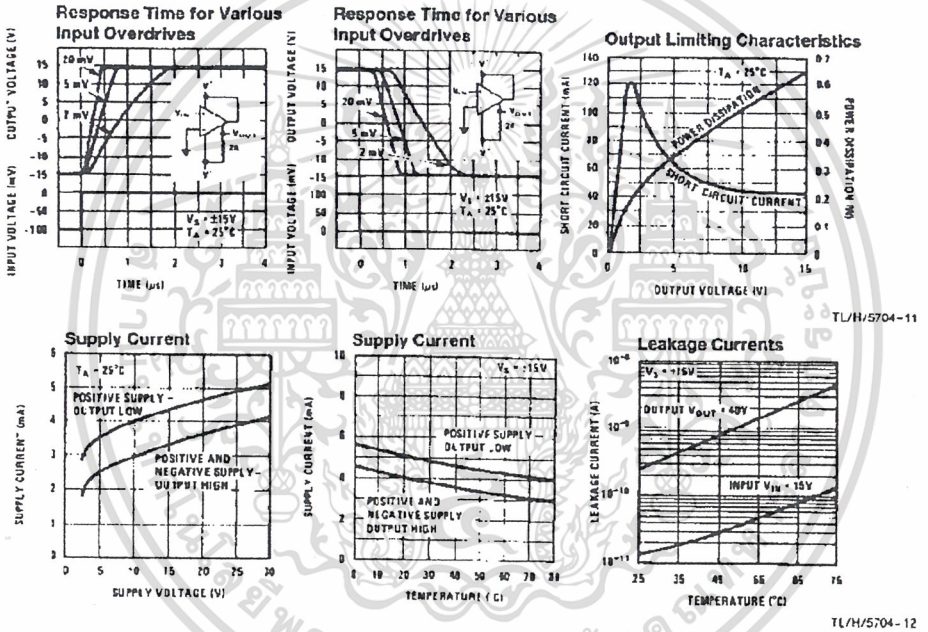


TL/H/5704–9

TL/H/5704–10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM311 Typical Performance Characteristics (Continued)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

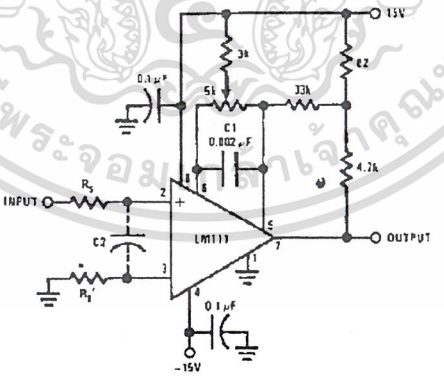
Application Hints

CIRCUIT TECHNIQUES FOR AVOIDING OSCILLATIONS IN COMPARATOR APPLICATIONS

When a high-speed comparator such as the LM111 is used with fast input signals and low source impedances, the output response will normally be fast and stable, assuming that the power supplies have been bypassed (with 0.1 μF disc capacitors), and that the output signal is routed well away from the inputs (pins 2 and 3) and also away from pins 5 and 6.

However, when the input signal is a voltage ramp or a slow sine wave, or if the signal source impedance is high (1 kΩ to 100 kΩ), the comparator may burst into oscillation near the crossing-point. This is due to the high gain and wide bandwidth of comparators like the LM111. To avoid oscillation or instability in such a usage, several precautions are recommended, as shown in *Figure 1* below.

1. The trim pins (pins 5 and 6) act as unwanted auxiliary inputs. If these pins are not connected to a trim-pot, they should be shorted together. If they are connected to a trim-pot, a 0.01 μA capacitor C1 between pins 5 and 6 will minimize the susceptibility to AC coupling. A smaller capacitor is used if pin 5 is used for positive feedback as in *Figure 1*.
2. Certain sources will produce a cleaner comparator output waveform if a 100 pF to 1000 pF capacitor C2 is connected directly across the input pins.
3. When the signal source is applied through a resistive network, R_S, it is usually advantageous to choose an R_S' of substantially the same value, both for DC and for dynamic (AC) considerations. Carbon, tin-oxide, and metal-film resistors have all been used successfully in comparator input circuitry. Inductive wirewound resistors are not suitable.
4. When comparator circuits use input resistors (eg. summing resistors), their value and placement are particularly important. In all cases the body of the resistor should be close to the device or socket. In other words there should be very little lead length or printed-circuit foil run between comparator and resistor to radiate or pick up signals. The same applies to capacitors, pots, etc. For example, if $R_S = 10$ kΩ, as little as 5 inches of lead between the resistors and the input pins can result in oscillations that are very hard to damp. Twisting these input leads tightly is the only (second best) alternative to placing resistors close to the comparator.
5. Since feedback to almost any pin of a comparator can result in oscillation, the printed-circuit layout should be engineered thoughtfully. Preferably there should be a groundplane under the LM111 circuitry, for example, one side of a double-layer circuit card. Ground foil (or, positive supply or negative supply foil) should extend between the output and the inputs, to act as a guard. The foil connections for the inputs should be as small and compact as possible, and should be essentially surrounded by ground foil on all sides, to guard against capacitive coupling from any high-level signals (such as the output). If pins 5 and 6 are not used, they should be shorted together. If they are connected to a trim-pot, the trim-pot should be located, at most, a few inches away from the LM111, and the 0.01 μF capacitor should be installed. If this capacitor cannot be used, a shielding printed-circuit foil may be advisable between pins 6 and 7. The power supply bypass capacitors should be located within a couple inches of the LM111. (Some other comparators require the power-supply bypass to be located immediately adjacent to the comparator.)



TL/H/5704–29

Pin connections shown are for LM111H in 8-lead TO-5 hermetic package

FIGURE 1. Improved Positive Feedback

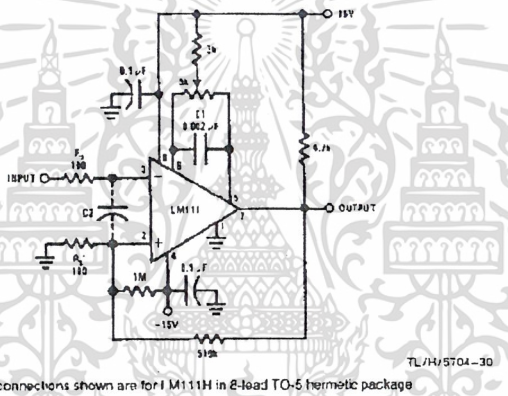
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Application Hints (Continued)

6. It is a standard procedure to use hysteresis (positive feedback) around a comparator, to prevent oscillation, and to avoid excessive noise on the output because the comparator is a good amplifier for its own noise. In the circuit of *Figure 2*, the feedback from the output to the positive input will cause about 3 mV of hysteresis. However, if R_S is larger than 100Ω, such as 50 kΩ, it would not be reasonable to simply increase the value of the positive feedback resistor above 510 kΩ, the circuit of *Figure 3* could be used, but it is rather awkward. See the notes in paragraph 7 below.

7. When both inputs of the LM111 are connected to active signals, or if a high-impedance signal is driving the positive input of the LM111 so that positive feedback would be disruptive, the circuit of *Figure 1* is ideal. The positive feedback is to pin 5 (one of the offset adjustment pins). It is sufficient to cause 1 to 2 mV hysteresis and sharp transitions with input triangle waves from a few Hz to hundreds of kHz. The positive-feedback signal across the 82Ω resistor swings 240 mV below the positive supply. This signal is centered around the nominal voltage at pin 5, so this feedback does not add to the V_{OS} of the comparator. As much as 8 mV of V_{OS} can be trimmed out, using the 5 kΩ pot and 3 kΩ resistor as shown.

8. These application notes apply specifically to the LM111, LM211, LM311, and LF111 families of comparators, and are applicable to all high-speed comparators in general, (with the exception that not all comparators have trim pins).



Pin connections shown are for LM111H in 8-lead TO-5 hermetic package

FIGURE 2. Conventional Positive Feedback

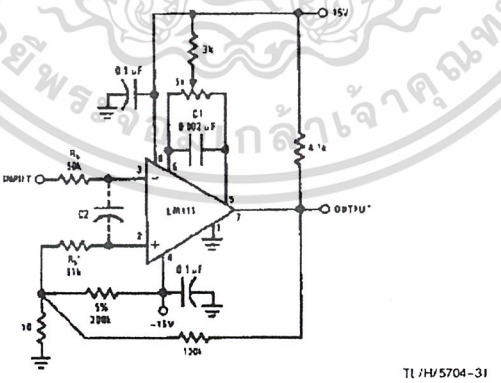
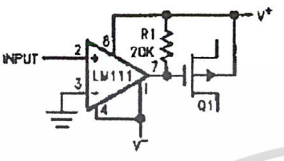


FIGURE 3. Positive Feedback with High Source Resistance

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

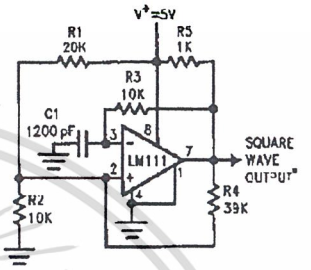
Typical Applications (Continued) (Pin numbers refer to TO-5 package)

Zero Crossing Detector Driving MOS Switch



TL/H/5704–13

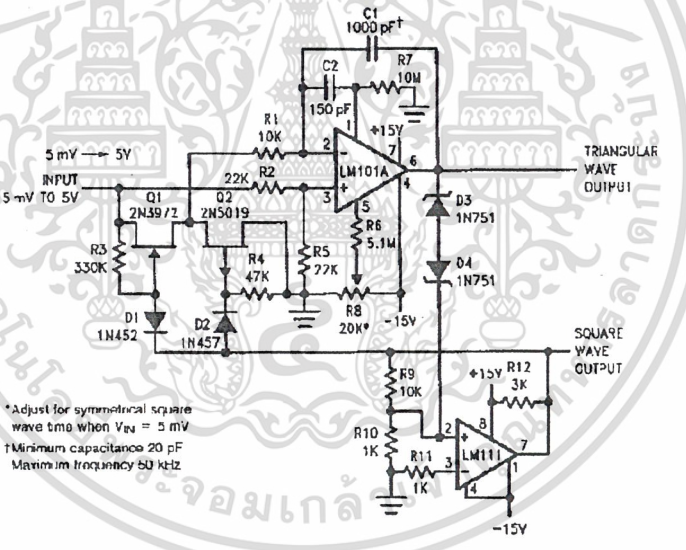
100 kHz Free Running Multivibrator



*TTL or DTL fanout of two

TL/H/5704–14

10 Hz to 10 kHz Voltage Controlled Oscillator

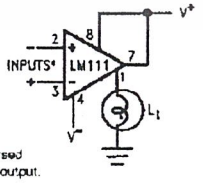


*Adjust for symmetrical square wave tmo when V_{IN} = 5 mV

†Minimum capacitance 20 pF
Maximum frequency 50 kHz

TL/H/5704–15

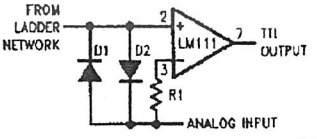
Driving Ground-Referred Load



* nput polarity is reversed when using pin 1 as output.

TL/H/5704–16

Using Clamp Diodes to Improve Response

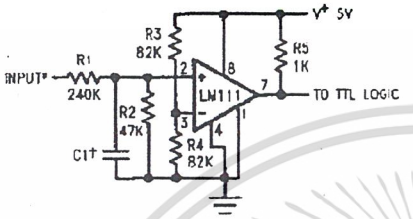


TL/H/5704–17

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued) (Pin numbers refer to TO-5 package)

TTL Interface with High Level Logic

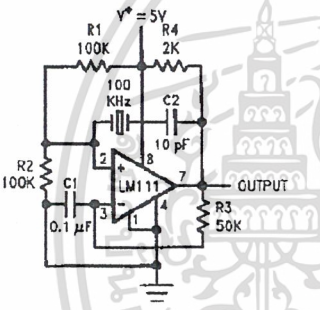


*Values shown are for a 0 to 30V logic swing and a 15V threshold.

†May be added to control speed and reduce susceptibility to noise spikes.

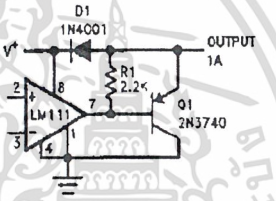
TL/H/5704–18

Crystal Oscillator



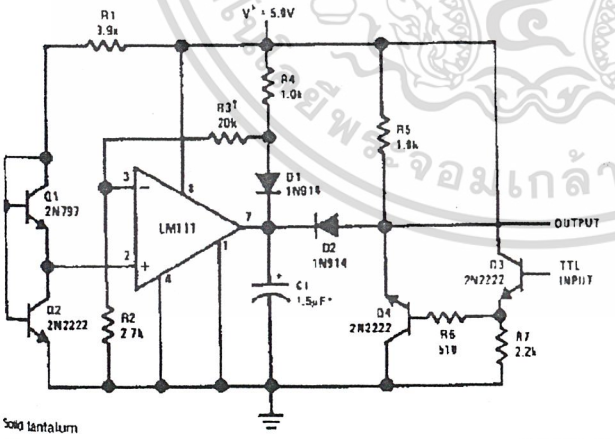
TL/H/5704–19

Comparator and Solenoid Driver



TL/H/5704–20

Precision Squarer

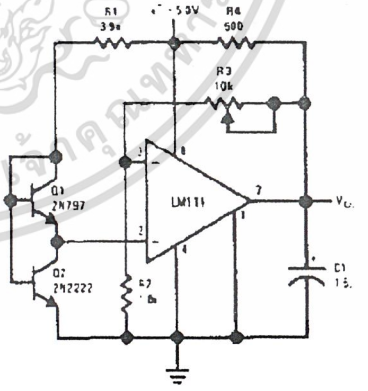


*Solid tantalum

†Adjust to set clamp level

TL/H/5704–21

Low Voltage Adjustable Reference Supply



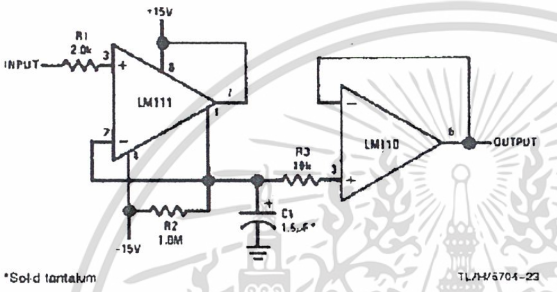
*Solid tantalum

TL/H/5704

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued) (Pin numbers refer to TO-5 package)

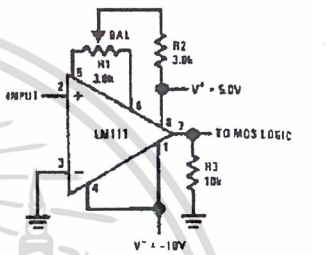
Positive Peak Detector



*Solid tantalum

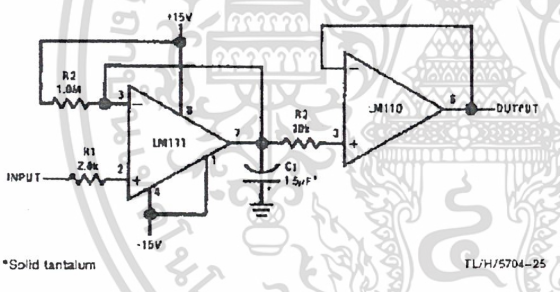
TL/H/5704–23

Zero Crossing Detector Driving MOS Logic



TL/H/5704–24

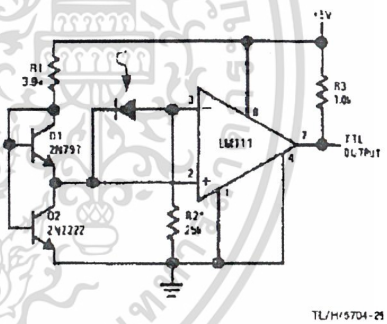
Negative Peak Detector



*Solid tantalum

TL/H/5704–25

Precision Photodiode Comparator



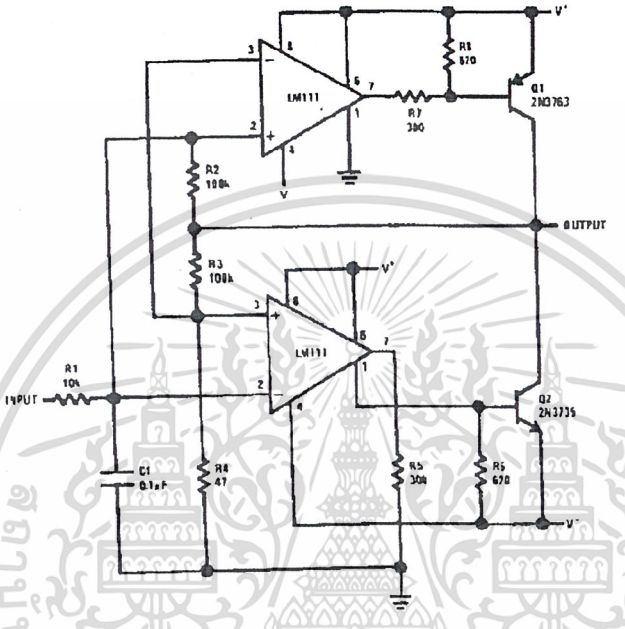
TL/H/5704–26

*R2 sets the comparison level. At comparison, the photodiode has less than 5 mV across it, decreasing leakages by an order of magnitude.

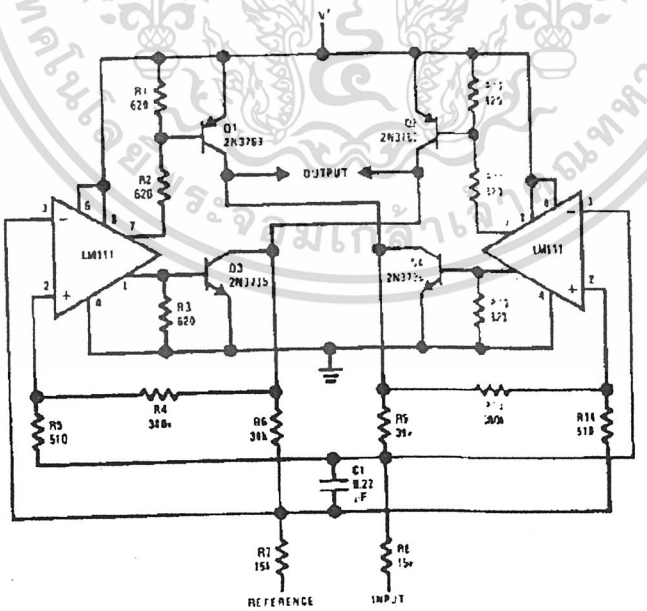
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued) (Pin numbers refer to TO-5 package)

Switching Power Amplifier

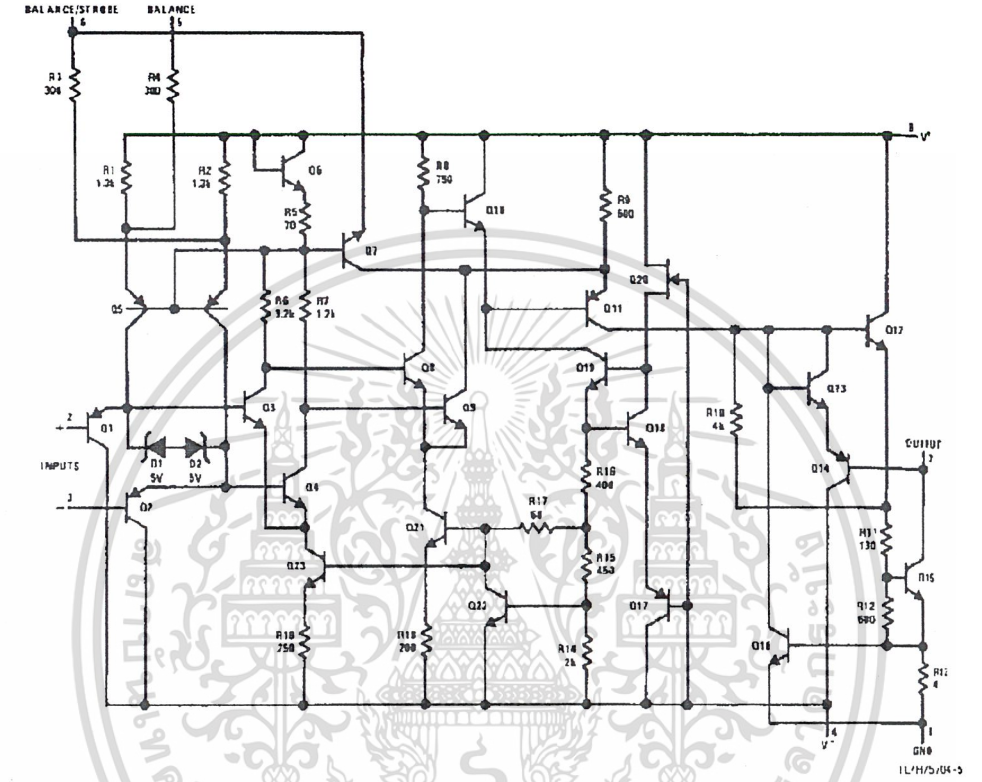


Switching Power Amplifier



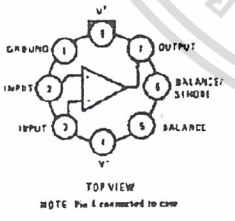
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Schematic Diagram



Connection Diagrams*

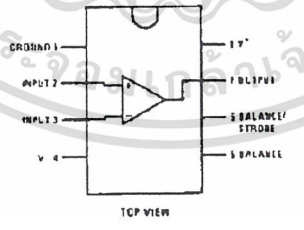
Metal Can Package



NOTE Pin 4 connected to case

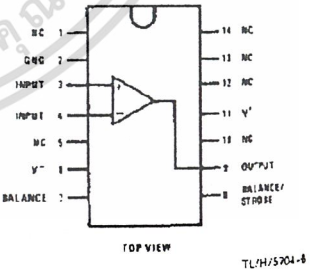
Order Number LM111H, LM211H or LM311H
See NS Package Number H08C

Dual-In-Line Package



Order Number LM111J-8, LM211J-8, LM311J-8, LM311M or LM311N
See NS Package Number J08A, M08A or N08E

Dual-In-Line Package



Order Number LM111J, LM211J, LM311J or LM311N-14
See NS Number Package J14A or N14A

*Pin connections shown on schematic diagram are for TO-5 package.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TOSHIBA

8,192 WORD x 8 BIT UV ERASABLE AND ELECTRICALLY PROGRAMMABLE READ ONLY MEMORY

N-CHANNEL SILICON STACKED GATE MOS

TMM2764D
TMM2764D-2

DESCRIPTION

The TMM2764D is a 8192 word x 8 bit ultraviolet light erasable and electrically programmable read only memory. For read operation, the TMM2764D's access time is 200 ns, and the TMM2764D operates from a single 5 volt power supply and has low power standby mode which reduces the power dissipation without increasing access time. The standby mode is achieved by applying a TTL high level signal to the $\overline{CE}$ input. The maximum active current is 120mA and the maximum standby current is 35mA.

For program operation, the programming is achieved by applying a 50ms active TTL low program pulse to the $\overline{PGM}$ input, and it is possible to program sequentially individually, or at random.

The TMM2764D is fabricated with the N-channel silicon double layer gate MOS technology and is packaged in a standard 28 pin dual in line cerdip package.

FEATURES

- Single 5 volt power supply
- Fast access time : TMM2764D — 250 ns
  TMM2764D-2 — 200 ns
- Power dissipation :
  120 mA active current (Max.)
  35 mA standby current (Max.)
- Low power standby mode : $\overline{CE}$
- Output buffer control : $\overline{OE}$
- Fully static operation
- Programs with one 50 ms pulse
- Single location programming
- Three state outputs
- Inputs and outputs TTL compatible
- Pin compatible with i2764 and HCM 77364F

PIN CONNECTION

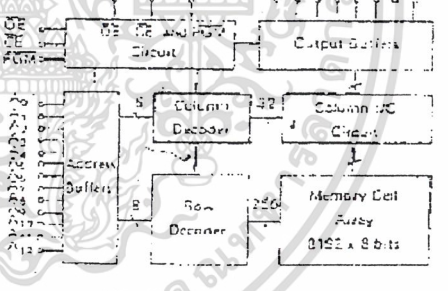
(Top view) Lower 24 pins compatible with 27128



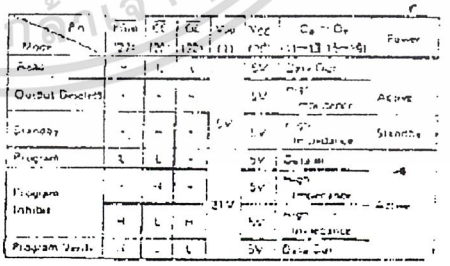
PIN NAMES

$A_0 \sim A_{12}$	Address Inputs
$O_0 \sim O_7$	Outputs (Inputs)
$\overline{CE}$	Chip Enable Input
$\overline{OE}$	Output Enable Input
$\overline{PGM}$	Program Control Input
N.C	No Connection
V_{PP}	Program Supply Voltage
V_{CC}	V_{CC} Supply Voltage (+5V)
GND	Ground

BLOCK DIAGRAM



MODE SELECTION



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MAXIMUM RATINGS

SYMBOL	ITEM	RATING	UNIT
V_{CC}	V_{CC} Power Supply Voltage	−0.6 ~ 7.0	V
V_{PP}	Program Supply Voltage	−0.6 ~ 22.0	V
V_{IN}	Input Voltage	−0.6 ~ 7.0	V
V_{OUT}	Output Voltage	−0.6 ~ 7.0	V
P_D	Power Dissipation	1.5	W
T_{SOLDER}	Soldering Temperature · Time	260 · 10	°C · sec
T_{STG}	Storage Temperature	−65 ~ 125	°C
T_{OPR}	Operating Temperature	0 ~ 70	°C

READ OPERATION

D.C. RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

SYMBOL	PARAMETER	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
V_{IH}	Input High Voltage	2.0	—	V_{CC} + 1.0	V
V_{IL}	Input Low Voltage	−0.3	—	0.8	V
V_{CC}	V_{CC} Power Supply Voltage	4.75	—	5.25	V
V_{PP}	V_{PP} Power Supply Voltage	2.0	V_{CC}	V_{CC} + 0.6	V

D.C. AND OPERATING CHARACTERISTICS (T_a = 0 ~ 70°C, V_{CC} = 5V ± 5% Unless otherwise noted)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
I_{LI}	Input Current	V_{IN} = 0 ~ V_{CC}	—	—	±10	μA
I_{SB1}	Supply Current (Standby)	$\overline{CE}$ = V_{IH}	—	—	35	mA
I_{CC2}	Supply Current (Active)	$\overline{CE}$ = V_{IL}	—	—	100	mA
V_{OH}	Output High Voltage	I_{OH} = −400μA	2.4	—	—	V
V_{OL}	Output Low Voltage	I_{OL} = 2.1mA	—	—	0.4	V
I_{PP1}	V_{PP} Current	V_{PP} = 0 ~ V_{CC} + 0.6	—	—	±10	μA
I_{LO}	Output Leakage Current	V_{OUT} = 0.4 ~ V_{CC}	—	—	±10	μA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A.C. CHARACTERISTICS

(T_a = 0 ~ 70°C, V_{CC} = 5V ± 5%, V_{PP} = 2.0V ~ V_{CC} + 0.6V, Unless otherwise noted)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	TMM27C16-3		TMM27C16		UNIT
			MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	
t_{ACC}	Address Access Time	$\overline{CE}$ = $\overline{OE}$ = V_{IL}, $\overline{PGM}$ = V_{IH}	–	300	–	350	ns
t_{CE}	$\overline{CE}$ to Output Valid	$\overline{OE}$ = V_{IL}, $\overline{PGM}$ = V_{IH}		300	–	350	ns
t_{OE}	$\overline{OE}$ to Output Valid	$\overline{CE}$ = V_{IL}, $\overline{PGM}$ = V_{IH}	–	70	–	100	ns
t_{PGM}	$\overline{PGM}$ to Output Valid	$\overline{OE}$ = $\overline{CE}$ = V_{IL}	–	70	–	100	ns
t_{DF1}	$\overline{CE}$ to Output in High Z	$\overline{OE}$ = V_{IL}, $\overline{PGM}$ = V_{IH}	0	60	0	90	ns
t_{DF2}	$\overline{OE}$ to Output in High Z	$\overline{CE}$ = V_{IL}, $\overline{PGM}$ = V_{IH}	0	60	0	90	ns
t_{DF3}	$\overline{PGM}$ to Output in High Z	$\overline{OE}$ = $\overline{CE}$ = V_{IL}	0	60	0	90	ns
t_{OH}	Output Data Hold Time	$\overline{CE}$ = $\overline{OE}$ = V_{IL}, $\overline{PGM}$ = V_{IH}	0	–	–	–	ns

A.C. Test Conditions

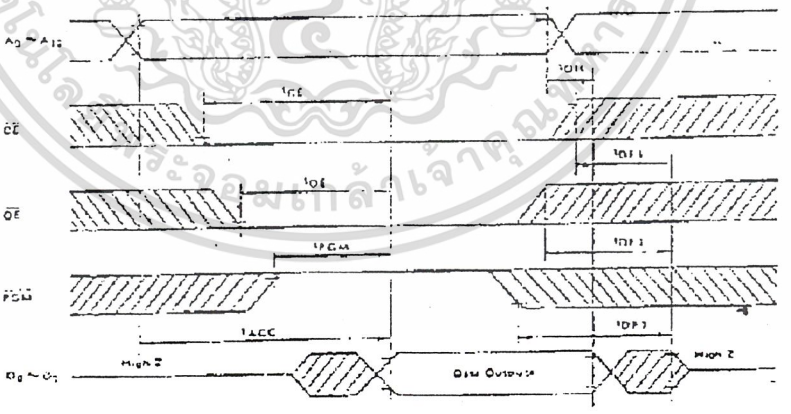
- Output Load : 1 T²L Gate and C_L = 100pF
- Input Pulse Rise and Fall Times : 10ns Max.
- Input Pulse Levels : 0.8V to 2.2V
- Timing Measurement Reference Level : Inputs 1V and 2V, Outputs 0.8V and 2.0V

CAPACITANCE* (T_a = 25°C, f = 1MHz)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
C_{IN}	Input Capacitance	V_{IN} = 0V	–	4	6	pF
C_{OUT}	Output Capacitance	V_{OUT} = 0V	–	8	12	pF

* This parameter is periodically sampled and is not 100% tested.

TIMING WAVEFORMS (READ)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PROGRAM OPERATION

D.C. RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

SYMBOL	PARAMETER	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
V_{IH}	Input High Voltage	2.0	–	V_{CC} + 1.0	V
V_{IL}	Input Low Voltage	−0.3	–	0.8	V
V_{CC}	V_{CC} Power Supply Voltage	4.75	5.0	5.25	V
V_{PP}	V_{PP} Power Supply Voltage	20.5	21.0	21.5	V

D.C. and OPERATING CHARACTERISTICS (T_a = 25±5°C, V_{CC} = 5V±5%, V_{PP} = 21V±0.5V)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
I_{LI}	Input Current	V_{IN} = 0 ~ V_{CC}	–	–	±10	μA
V_{OH}	Output High Voltage	I_{OH} = −400μA	2.4	–	–	V
V_{OL}	Output Low Voltage	I_{OL} = 2.1mA	–	–	0.4	V
I_{CC}	V_{CC} Supply Current	–	–	–	100	mA
I_{PP1}	V_{PP} Supply Current	V_{PP} = 21.5V	–	–	30	mA

A.C. PROGRAMMING CHARACTERISTICS (T_a = 25±5°C, V_{CC} = 5V±5%, V_{PP} = 21V±0.5V)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
t_{AS}	Address Setup Time	–	2	–	–	μs
t_{AH}	Address Hold Time	–	2	–	–	μs
t_{CES}	$\overline{CE}$ Setup Time	–	2	–	–	μs
t_{CEH}	$\overline{CE}$ Hold Time	–	2	–	–	μs
t_{DS}	Data Setup Time	–	2	–	–	μs
t_{DH}	Data Hold Time	–	2	–	–	μs
t_{PCS}	PGM Setup Time	–	2	–	–	μs
t_{PCH}	PGM Hold Time	–	2	–	–	μs
t_{OES}	$\overline{OE}$ Setup Time	–	2	–	–	μs
t_{VPS}	V_{PP} Setup Time	–	2	–	–	μs
t_{PW}	Program Pulse Width	$\overline{PGM}$ = $\overline{CE}$ = V_{IL}	45	50	55	ms
t_{PR}	Program Recovery Time	–	0	–	–	μs
t_{PRT}	Program Pulse Rise Time	–	5	–	–	ns
t_{PFT}	Program Pulse Fall Time	–	5	–	–	ns
t_{CE}	$\overline{CE}$ to Output Valid	–	–	–	200	ns
t_{OE}	$\overline{OE}$ to Output Valid	–	–	–	200	ns
t_{DFT}	$\overline{CE}$ to Output in High Z	$\overline{OE}$ = V_{IL}	–	–	80	ns
t_{DFR}	$\overline{OE}$ to Output in High Z	$\overline{CE}$ = V_{IL}	–	–	80	ns

A.C. Test Conditions

- Output Load — 1TTL Gate and C_L (100 pF)
- Input Pulse Rise and Fall Times — 10ns Max.
- Input Pulse Levels — 0.8 ~ 2.2V
- Timing Measurement Reference Level — Input 1V and 2V : Output 0.8V and 2.0V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1508L-8
MC1408L-8
MC1408L-7
MC1408L-6

D-TO-A CONVERTER

Specifications and Applications Information

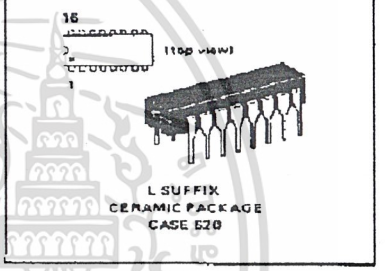
EIGHT-BIT MULTIPLYING DIGITAL-TO-ANALOG CONVERTER

MONOLITHIC SILICON INTEGRATED CIRCUIT

MONOLITHIC 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.

- Relative Accuracy: ±0.19% Error maximum (MC1508L-8, MC1408L-8)
- Seven and Six-Bit Accuracy Available (MC1408L-7, MC1408L-6)
- Fast Settling Time — 300 ns typical
- Noninverting Digital Inputs are MTTL and CMOS Compatible
- Output Voltage Swing +0.5 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

FIGURE 1 – D-to-A TRANSFER CHARACTERISTICS

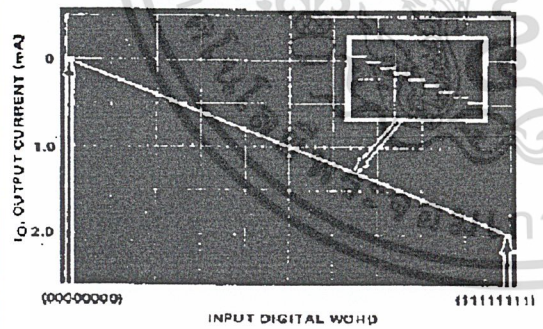
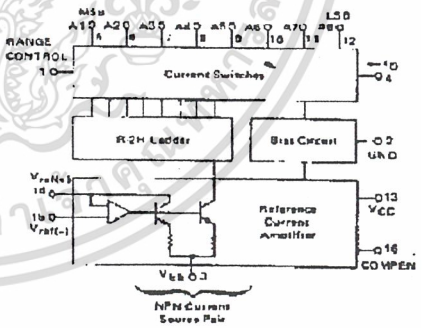


FIGURE 2 – BLOCK DIAGRAM



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

See Packaging Information Section for outline dimensions.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1508L-8, MC1408L-8, MC1408L-7, MC1408L-6 (continued)

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}	+5.5,0	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
Power Dissipation (Package Limitation) Ceramic Package Derate above T_A = +25°C	P_D	 1000 6.7	 mW mW/°C
Operating Temperature Range MC1508L-8 MC1408L 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, MC1508L-8: 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) MC1508L-8, MC1408L-8 MC1408L-7, See Note 1 MC1408L-6, 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	6	t_S	–	300	–	ns
Propagation Delay Time T_A = +25°C	5	t_{PLH},t_{PHL}	–	30	100	ns
Output Full Scale Current Drift		TCI_O	–	-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	-3.0	μA
Output Current Range V_{EE} = -5.0 V V_{EE} = -8.0 to -15 V	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	 – –	 – –	 -0.8,+0.5 -5.0,+0.5	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 90 150	 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

MC1508L-8, MC1408L-8, MC1408L-7, MC1408L-6 (continued)

TEST CIRCUITS

FIGURE 3 – NOTATION DEFINITIONS TEST CIRCUIT

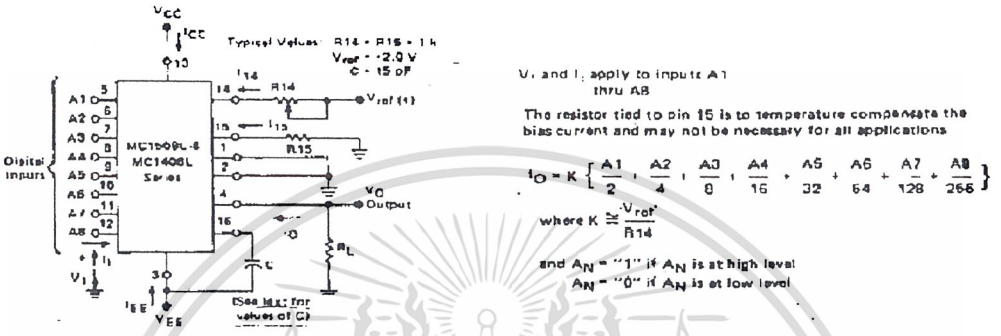


FIGURE 4 – RELATIVE ACCURACY TEST CIRCUIT

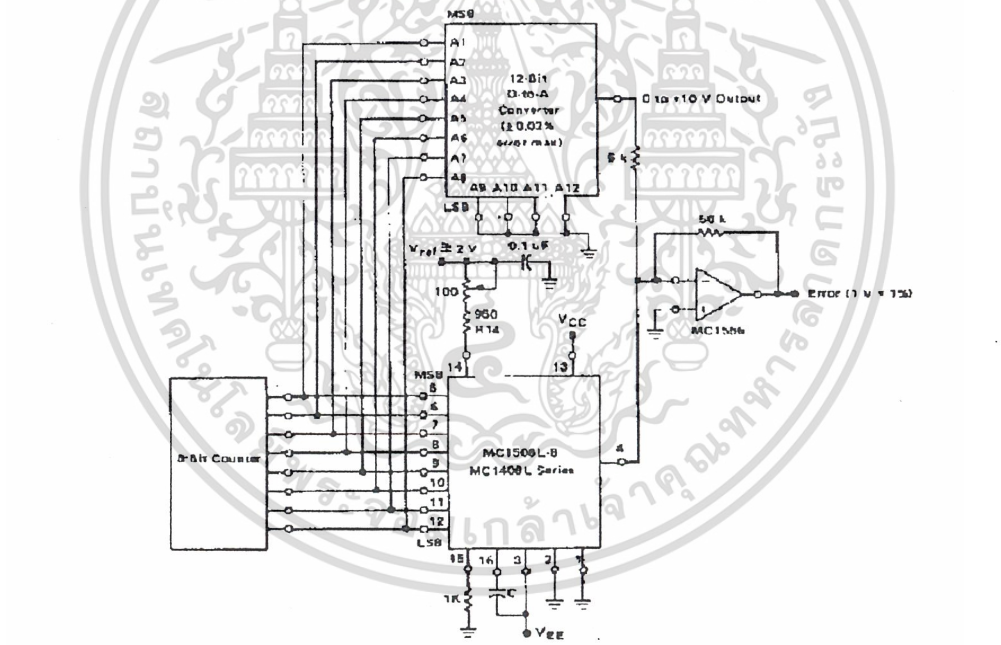
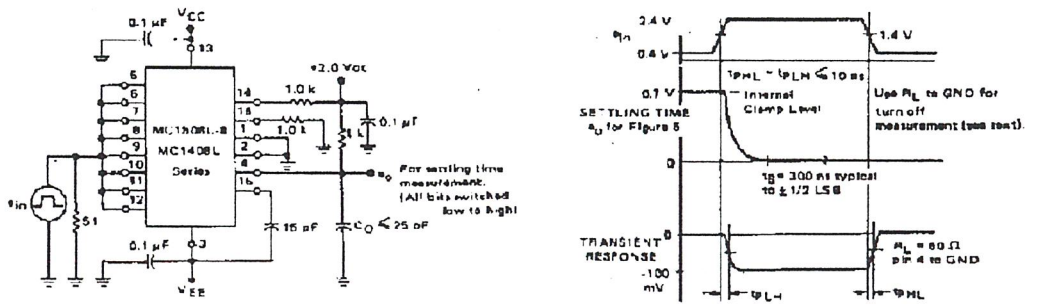


FIGURE 5 – TRANSIENT RESPONSE and SETTLING TIME



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1508L-8, MC1408L-8, MC1408L-7, MC1408L-6 (continued)

TEST CIRCUITS (continued)

FIGURE 6 – REFERENCE CURRENT SLEW RATE MEASUREMENT

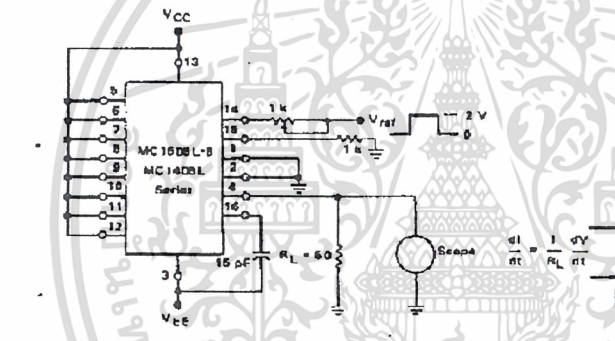


FIGURE 7 - POSITIVE V_{ref}

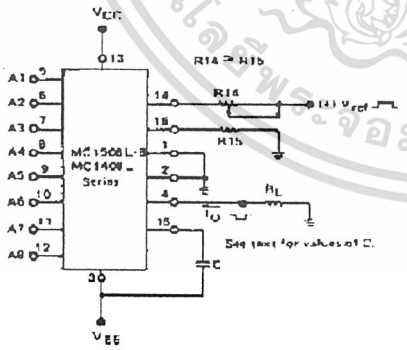
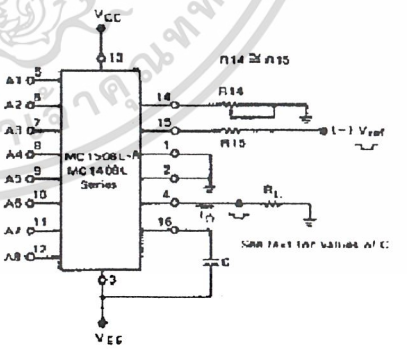


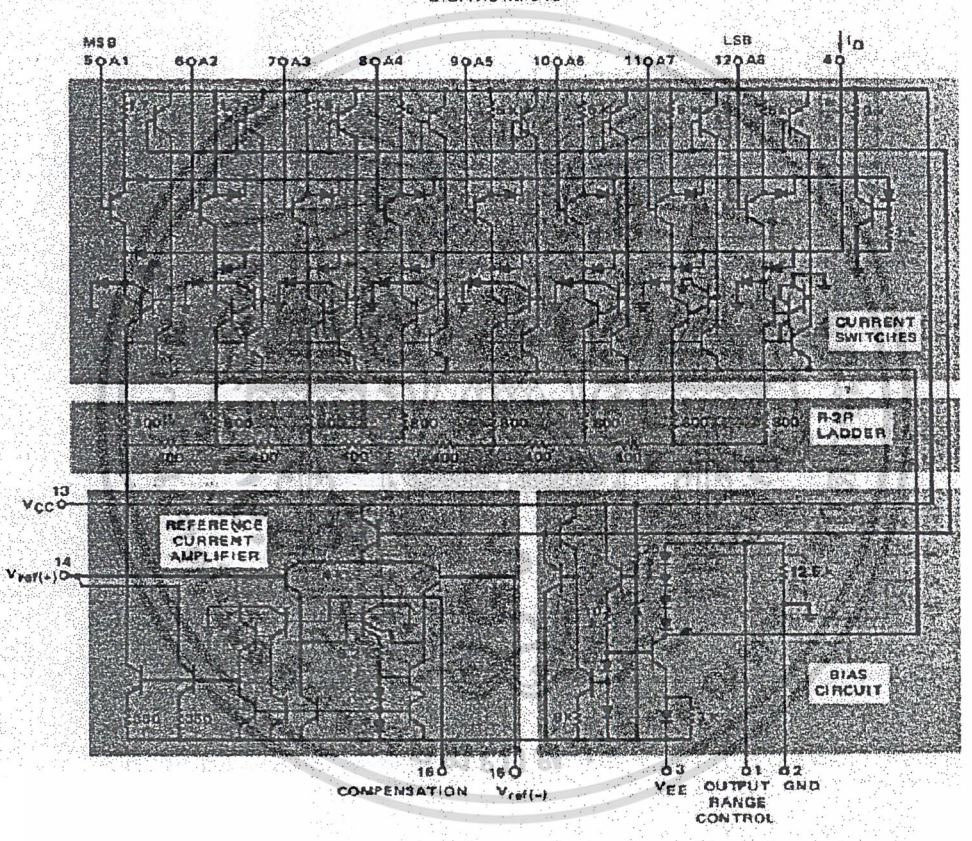
FIGURE 8 – NEGATIVE V_{ref}



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1508L-8, MC1408L-8, MC1408L-7, MC1408L-6 (continued)

FIGURE 9 – MC1508L-8/MC1408L SERIES EQUIVALENT CIRCUIT SCHEMATIC



CIRCUIT DESCRIPTION

The MC1508L-8 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

MC1508L-8, MC1408L-8, MC1408L-7, MC1408L-6 (continued)

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, I115 can be tied to a negative voltage corresponding to the minimum input level. It is possible to eliminate R16 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 may be tied to either V_{EE} or ground, but using V_{EE} 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 15, 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 -0.6 to +0.5 volts at +25°C, due to the current switching methods employed in the MC1508L-8. 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 MC1508L-8 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 more negative than -6.0 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 MC1508L-8 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 MC1508L-8 has a very low full scale current drift with temperature.

The MC1508L-8/MC1408L 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 MC1508L-8 accuracy is essentially the same between 1.5 and 2.5 mA. Then the MC1508L-8 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 MC1508L-8.

Multiplying Accuracy

The MC1508L-8 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.

A monotonic converter is one which supplies an increase in current for each increment in the binary word. Typically, the MC1508L-8 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

MC1508L-8, MC1408L-8, MC1408L-7, MC1408L-6 (continued)

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 8-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 80 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 80 ns, while bit A8 turns "on" in 150 ns and "off" in 80 ns.

The test circuit of Figure 5 requires a smaller voltage swing for the current switches due to internal voltage clamping in the MC-1508L-8. 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

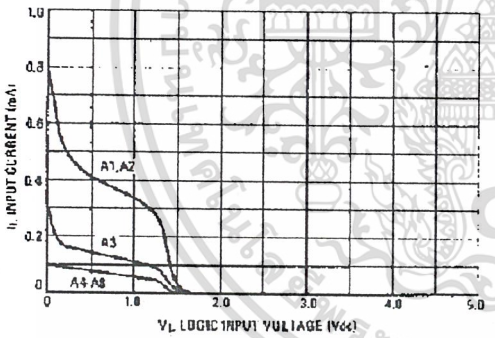


FIGURE 11 – TRANSFER CHARACTERISTIC versus TEMPERATURE
(A5 thru A8 thresholds lie within range for A1 thru A4)

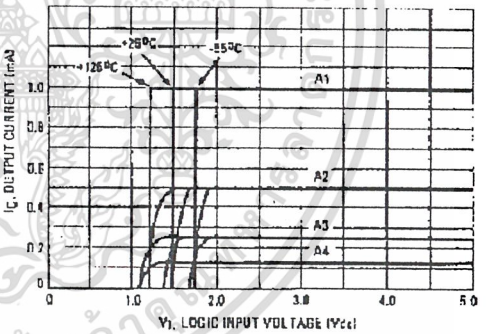


FIGURE 12 – OUTPUT CURRENT versus OUTPUT VOLTAGE
(See text for pin 1 restrictions)

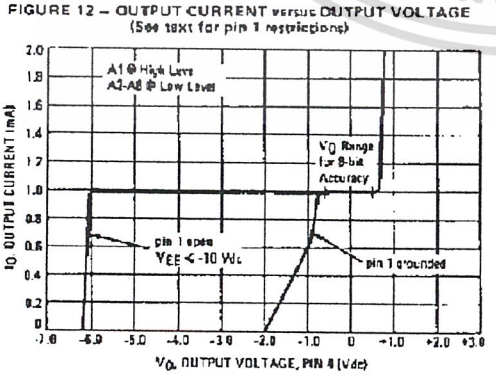
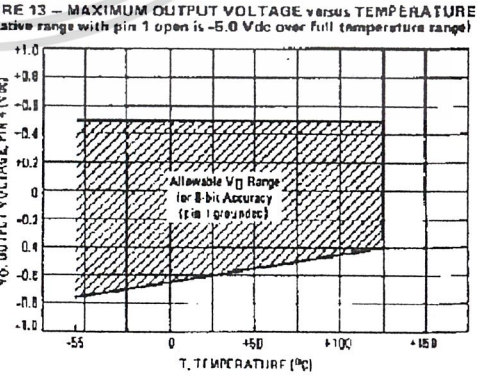


FIGURE 13 – MAXIMUM OUTPUT VOLTAGE versus TEMPERATURE
(Negative range with pin 1 open is -5.0 Vdc over full temperature range)



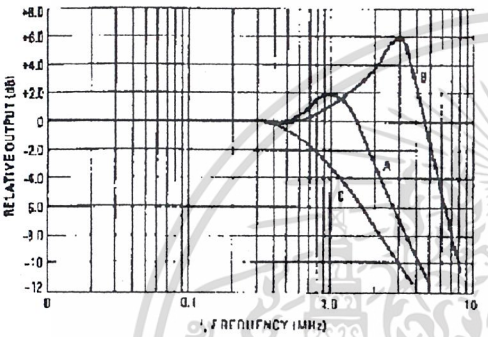
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1508L-8, MC1408L-8, MC1408L-7, MC1408L-6 (continued)

TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

(V_{CC} = +5.0 V, V_{EE} = -15 V, T_A = 125°C unless otherwise noted.)

FIGURE 14 – REFERENCE INPUT FREQUENCY RESPONSE



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

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

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

Curve C: Large and Small Signal Bandwidth
Method of Figure 25 (no op-amp), R_L = 50 Ω
R_S = 50 Ω
V_{ref} = 2.0 V
V_S = 100 mV(p-p) centered at 0 V

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

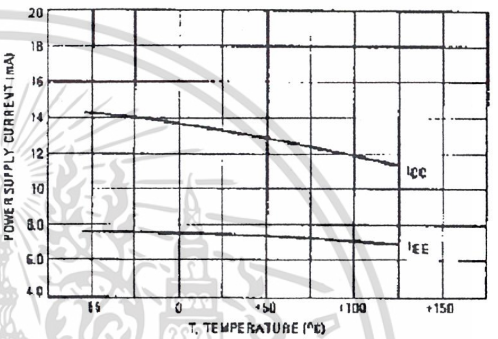
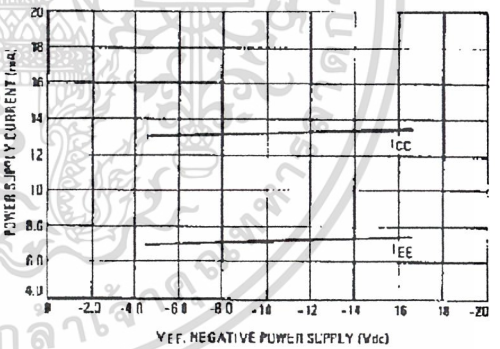
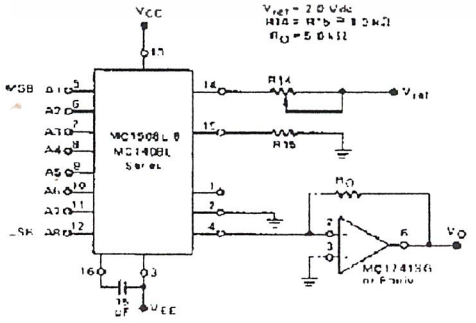


FIGURE 16 – TYPICAL POWER SUPPLY CURRENT versus V_{EE} (all bits low)



APPLICATIONS INFORMATION

FIGURE 17 – OUTPUT CURRENT TO VOLTAGE CONVERSION



V_{ref} = 2.0 Vdc
R14 = R15 = 1.0 kΩ
R_O = 5.0 kΩ

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

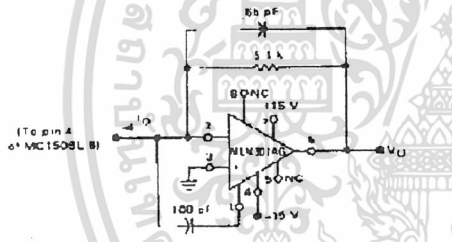
APPLICATIONS INFORMATION (continued)

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 MC1508L-8 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.

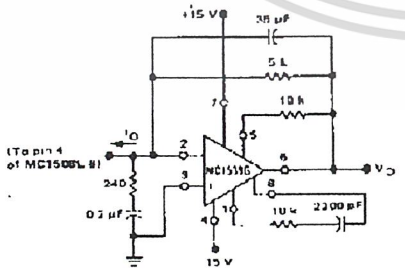
The following circuit shows how the MLM301AG can be used in a feedforward mode resulting in a full scale settling time on the order of 2.0 μs.

FIGURE 18



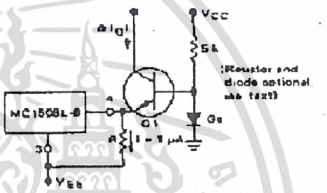
An alternative method is to use the MC1539G and input compensation. Response of this circuit is also on the order of 2.0 μs. See Motorola Application Note AN-459 for more details on this concept.

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 MC1508L-8 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

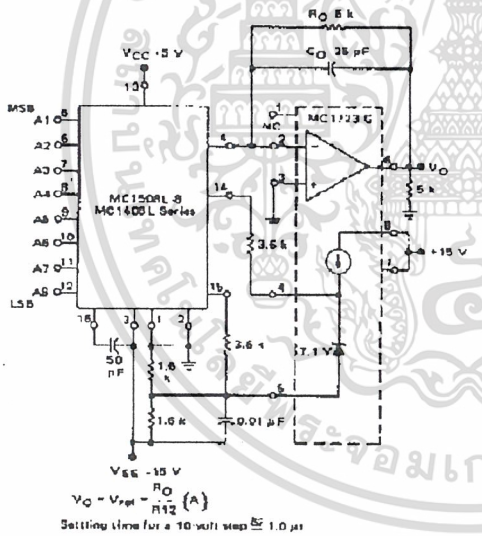
MC1508L-8, MC1408L-8, MC1408L-7, MC1408L-6 (continued)

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



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

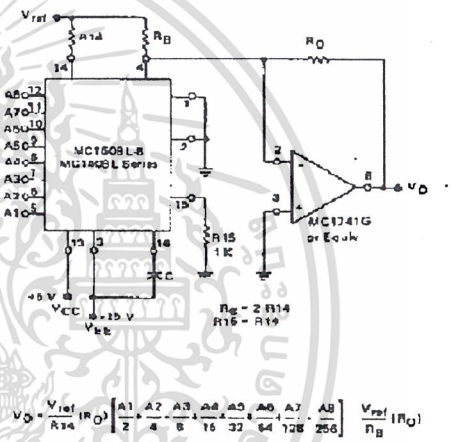
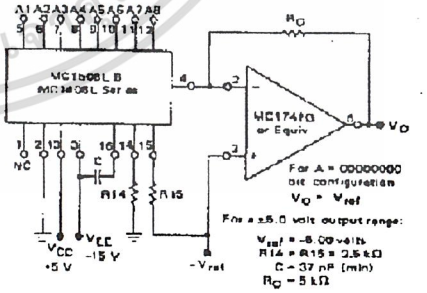


FIGURE 23 – BIPOLAR OR INVERTED NEGATIVE OUTPUT VOLTAGE CIRCUIT



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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

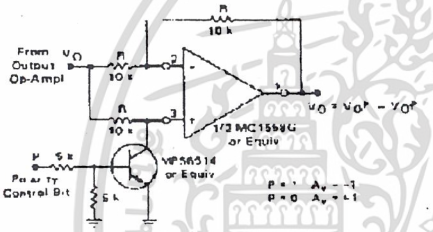
MC1508L-8, MC1408L-8, MC1408L-7, MC1408L-6 (continued)

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 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)



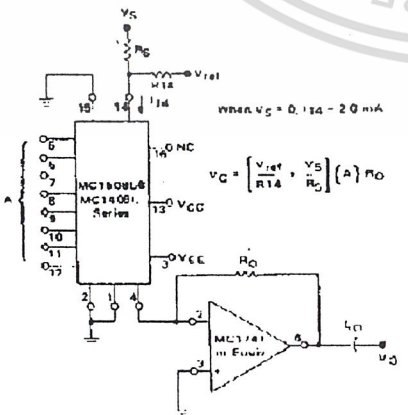
Programmable Gain Amplifier or Digital Attenuator

When used in the multiplying mode the MC1508L-8 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 MC1508L-8 can be used to read out the status of BCD or 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 2.0 mA full scale is used. Full scale calibration can be done by adjusting R14 or V_{ref}.

FIGURE 26 – PANEL METER READOUT CIRCUIT

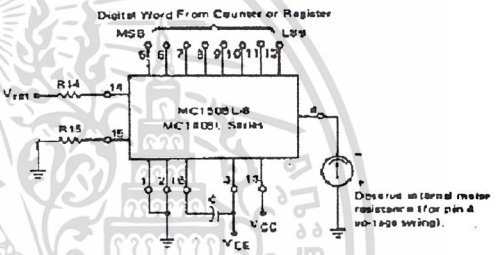
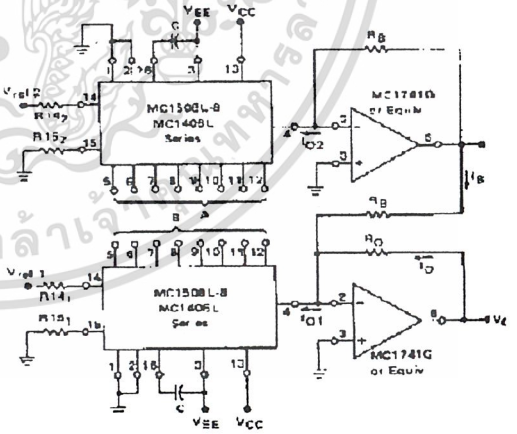


FIGURE 27 – DC COUPLED DIGITAL ATTENUATOR and DIGITAL SUBTRACTION



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

Digital Subtraction:

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

Programmable Amplifier: Connect Digital Inputs to A = B

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

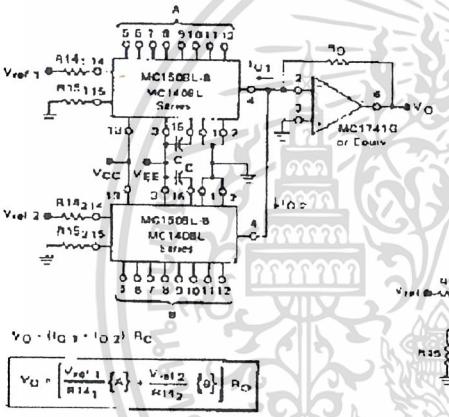
MC1508L-8, MC1408L-8, MC1408L-7, MC1408L-6 (continued)

APPLICATIONS INFORMATION (continued)

This digital subtraction application is useful for indicating when one digital word is approaching another in value. More information is available than with a digital comparator.

Bipolar inputs can be accepted by using any of the previously described methods, or applied differentially to $R14_1$ and $R14_2$ or $R15_1$ and $R15_2$. V_O will be a bipolar signal defined by the above equation. Note that the circuit shown accepts bipolar differential signals but does not have a negative common-mode range. A very useful method is to connect $R14_1$ and $R14_2$ to a positive reference higher than the most positive input, and drive $R15_1$ and $R15_2$. This yields high input impedance, bipolar differential and common-mode range.

FIGURE 28 – DIGITAL SUMMING and CHARACTER GENERATION



In a character generation system one MC1508L-8 circuit uses a fixed reference voltage and its digital input defines the starting point for a stroke. The second converter circuit has a ramp input for the reference and its digital input defines the slope of the stroke. Note that this approach does not result in a 16-bit D-to-A converter (see Accuracy Section).

FIGURE 29 – POSITIVE PEAK DETECTING SAMPLE and HOLD
(Features indefinite hold time and optional digital output.)

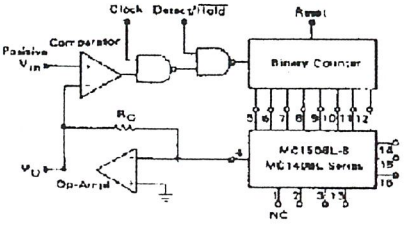


FIGURE 30 – NEGATIVE PEAK DETECTING SAMPLE AND HOLD

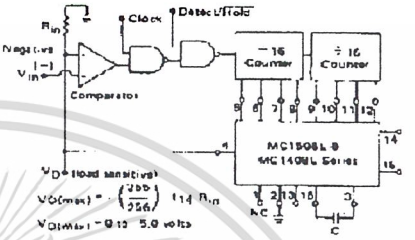
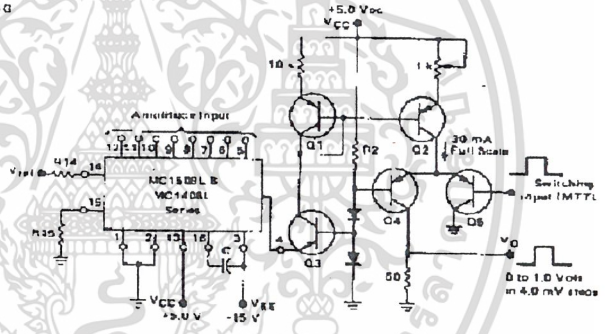
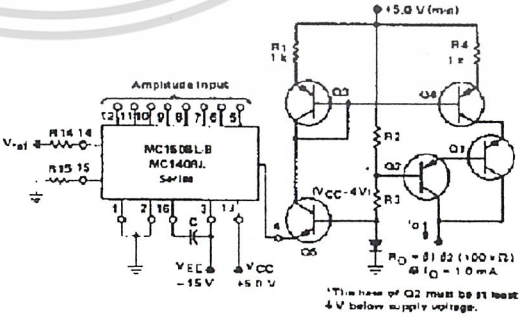


FIGURE 31 – PROGRAMMABLE PULSE GENERATION



Fast rise and fall times require the use of high-speed switching transistors for the differential pair, Q4 and Q5. Linear ramps and sine waves may be generated by the appropriate reference input.

FIGURE 32 – PROGRAMMABLE CONSTANT CURRENT SOURCE



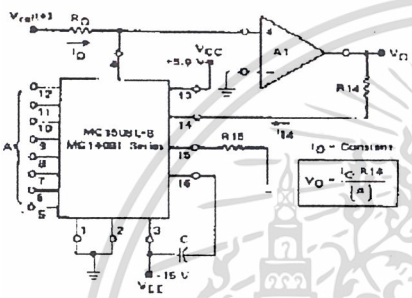
Current pulses, ramps, staircases, and sine waves may be generated by the appropriate digital and reference inputs. This circuit is especially useful in curve tracer applications.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1508L-8, MC1408L-8, MC1408L-7, MC1408L-6 (continued)

APPLICATIONS INFORMATION (continued)

FIGURE 33 – ANALOG DIVISION BY DIGITAL WORD



This circuit yields the inverse of a digital word scaled by a constant. For minimum error over the range of operation, I_O can be set at 16 μA so that I_{14} will have a maximum value of 3.984 mA for a digital bit input configuration of 00000001.

Compensation is necessary for loop stability and depends on the type of operational amplifier used. If a standard 1.0 MHz operational amplifier is employed, it should be overcompensated when possible. If the MC1723 or another wideband amplifier is used, the reference amplifier should always be overcompensated.

FIGURE 34 – ANALOG QUOTIENT OF TWO DIGITAL WORDS

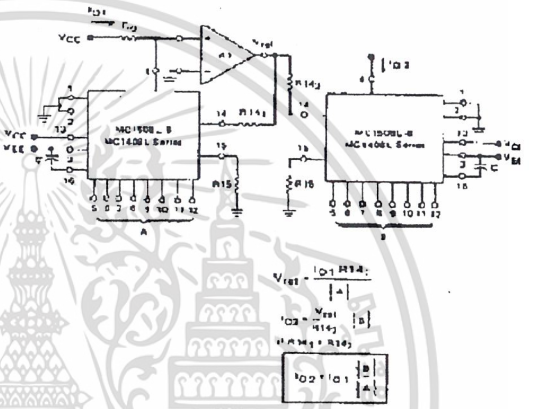
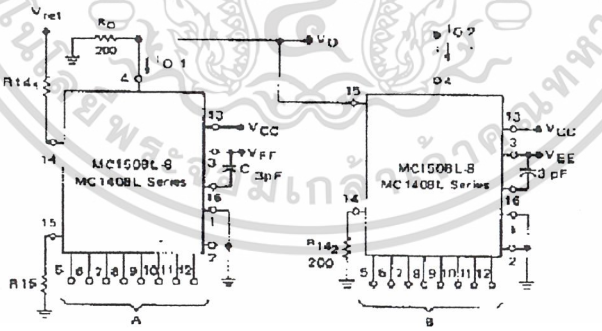


FIGURE 35 – ANALOG PRODUCT OF TWO DIGITAL WORDS
(High-Speed Operation)



$$V_O = -I_{O1} R_O \frac{V_{ref}}{R14_1} \frac{|A|}{} R_O$$

$$I_{O2} = \frac{\{B\}\,|V_O|}{R14_2} = \frac{\{B\}}{R14_2} \left[R_O \left(\frac{V_{ref}}{R14_1} \right) \frac{|A|}{} \right]$$

Since $R_O = R14_2$ and $K = \frac{V_{ref}}{R14_1}$

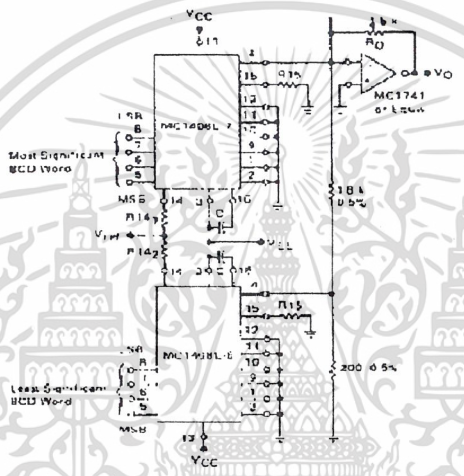
$I_{O2} = K \{A\} \{B\}$ K can be an analog variable

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1508L-8, MC1408L-8, MC1408L-7, MC1408L-6 (continued)

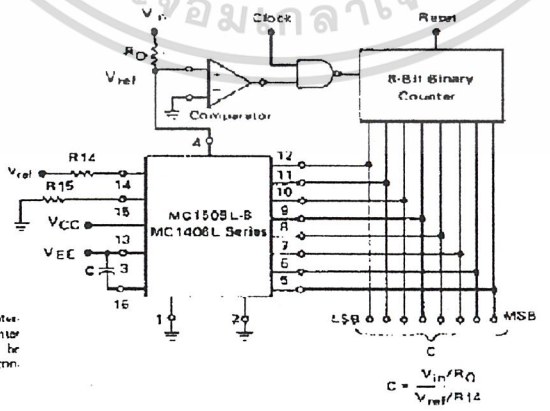
APPLICATIONS INFORMATION (continued)

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 MC1408L-6 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.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA

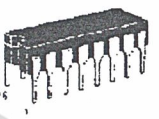
MC14046B

PHASE LOCKED LOOP

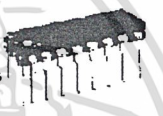
The MC14046B phase-locked loop contains two phase comparators, a voltage-controlled oscillator (VCO), source follower, and zener diode. The comparators have two common signal inputs PCA_{in} and PCB_{in}. Input PCA_{in} can be used directly coupled to large voltage signals, or indirectly coupled (with a series capacitor) to small voltage signals. The self-bias circuit adjusts small voltage signals in the linear region of the amplifier. Phase comparator 1 (an exclusive-OR gate) provides a digital error signal $PC1_{out}$ and maintains 90° phase shift at the center frequency between PCA_{in} and PCB_{in} signals (both at 50% duty cycle). Phase comparator 2 (with leading-edge sensing logic) provides digital error signals, $PC2_{out}$ and LD, and maintains a 0° phase shift between PCA_{in} and PCB_{in} 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 SF_{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.

Applications include FM and FSK modulation and demodulation, frequency synthesis and multiplication, frequency discrimination, tone decoding, data synchronization and conditioning, voltage-to-frequency conversion and motor speed control.

- Buffered Outputs Compatible with MHTL and Low-Power TTL
- Diode Protection on All Inputs
- Supply Voltage Range = 3.0 to 18 V
- Pin-for-Pin Replacement for CD4046B
- Phase Comparator 1 is an Exclusive-OR Gate and is Duty Cycle Limited
- Phase Comparator 2 switches on Rising Edges and is not Duty Cycle Limited



L SUFFIX
CERAMIC
CASE 620



P SUFFIX
PLASTIC
CASE 648



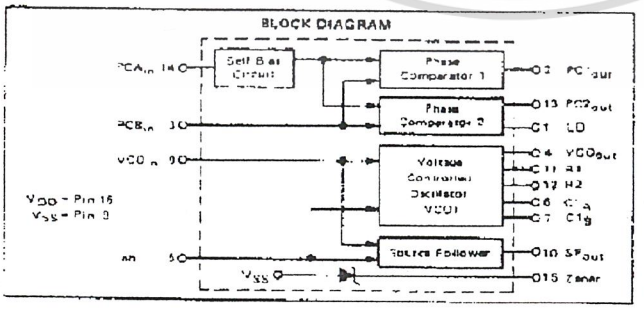
DW SUFFIX
SOIC
CASE 751G

ORDERING INFORMATION

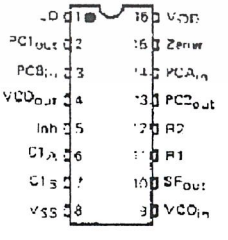
MC14XXXBCP Plastic
MC14XXXBCL Ceramic
MC14XXXBDW SOIC

T_A = −55° to 125°C for all packages

BLOCK DIAGRAM



PIN ASSIGNMENT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC14046B

MAXIMUM RATINGS* (Voltages referenced to V_{SS})

Rating	Symbol	Value	Unit
DC Supply Voltage	V_{DD}	−0.5 to +18	Vdc
Input Voltage, All Inputs	V_{in}	−0.5 to V_{DD} + 0.5	Vdc
DC Input Current, per Pin	I_{in}	±10	mAdc
Power Dissipation, per Package†	P_D	500	mW
Operating Temperature Range	T_A	−55 to +125	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	−65 to +150	°C

*Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur.
†Temperature Derating: All Packages: −7.0 mW/°C from 65°C to 125°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to V_{SS})

Characteristic		Symbol	V_{DD} Vdc	−55°C Min	−55°C Max	25°C Min	25°C Typ	25°C Max	125°C Min	125°C Max	Unit
Output Voltage	"0" Level										
V_{in} = V_{DD} or 0		V_{OL}	5.0	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	Vdc
			10	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	
			15	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	
	"1" Level		5.0	4.95	—	4.95	5.0	—	4.95	—	Vdc
V_{in} = 0 or V_{DD}		V_{OH}	10	9.95	—	9.95	10	—	9.95	—	
			15	14.95	—	14.95	15	—	14.95	—	
Input Voltage #	"0" Level										
(V_O = 4.5 or 0.5 Vdc)		V_{IL}	5.0	—	1.5	—	2.25	1.5	—	1.5	Vdc
(V_O = 9.0 or 1.0 Vdc)			10	—	3.0	—	4.50	3.0	—	3.0	
(V_O = 13.5 or 1.5 Vdc)			15	—	4.0	—	6.75	4.0	—	4.0	
	"1" Level										
(V_O = 0.5 or 4.5 Vdc)		V_{IH}	5.0	3.5	—	3.5	2.75	—	3.5	—	Vdc
(V_O = 1.0 or 9.0 Vdc)			10	7.0	—	7.0	5.50	—	7.0	—	
(V_O = 1.5 or 13.5 Vdc)			15	11	—	11	8.25	—	11	—	
Output Drive Current											
(V_{OH} = 2.5 Vdc)	Source	I_{OH}	5.0	−1.2	—	−1.0	−1.7	—	−0.7	—	mAdc
(V_{OH} = 4.6 Vdc)			5.0	−0.25	—	−0.2	−0.36	—	−0.14	—	
(V_{OH} = 9.5 Vdc)			10	−0.62	—	−0.5	−0.9	—	−0.35	—	
(V_{OH} = 13.5 Vdc)			15	−1.8	—	−1.5	−3.5	—	−1.1	—	
(V_{OL} = 0.4 Vdc)	Sink	I_{OL}	5.0	0.64	—	0.51	0.88	—	0.36	—	mAdc
(V_{OL} = 0.5 Vdc)			10	1.6	—	1.3	2.25	—	0.9	—	
(V_{OL} = 1.5 Vdc)			15	4.2	—	3.4	8.8	—	2.4	—	
Input Current		I_{in}	15	—	±0.1	—	±0.00001	±0.1	—	±1.0	μAdc
Input Capacitance		C_{in}	—	—	—	—	5.0	7.5	—	—	pF
Quiescent Current		I_{DD}	5.0	—	5.0	—	0.005	5.0	—	150	μAdc
(Per Package) Inh = PCA_{in} = V_{DD},			10	—	10	—	0.010	10	—	300	
Zener = VCO_{in} = 0 V, PCB_{in} = V_{DD}			15	—	20	—	0.015	20	—	600	
or 0 V, I_{out} = 0 μA											
Total Supply Current†		I_T	5.0	I_T = (1.46 μA/kHz) f + I_{DD}							μAdc
(Inh = "0", f_o = 10 kHz, C_L = 50 pF,			10	I_T = (2.91 μA/kHz) f + I_{DD}							
R1 = 1.0 MΩ, R2 = ∞, R_{SF} = ∞ and			15	I_T = (4.37 μA/kHz) f + I_{DD}							
50% Duty Cycle)											

Noise immunity specified for worst-case input combination.
Noise Margin for both "1" and "0" level = 1.0 Vdc min @ V_{DD} = 5.0 Vdc
2.0 Vdc min @ V_{DD} = 10 Vdc
2.5 Vdc min @ V_{DD} = 15 Vdc

†To Calculate Total Current in General

$$I_T \approx 3.2 \times V_{DD}\left(\frac{VCO_{in}}{R1} - \frac{V_{DD}-1.35}{R2}\right)^{3/4} + 1.6 \times \left(\frac{VCO_{in}}{R_{SF}}\right)^{3/4} + (1 \times 10^{-3}\, C_L - 9)\, V_{DD}\, f +$$

$$1 \times 10^{-1}\, V_{DD}^2 \left(\frac{100\%\ \text{Duty Cycle of } PCA_{in}}{100}\right) + I_C \quad \text{where } I_T \text{ in } \mu A,\ C_L \text{ in pF},\ VCO_{in},\ V_{DD} \text{ in Vdc}, f \text{ in kHz, and}$$

R1, R2, R_{SF} in MΩ, C_L on VCO_{out}.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC14046B

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (C_L = 50 pF, T_A = 25°C)

Characteristic	Symbol	V_DD Vdc	Minimum AL Device	Minimum CL/CP Device	Typical All Types	Maximum AL Device	Maximum CL/CP Device	Units
Output Rise Time	t_{TLH}							ns
t_{TLH} = (3.0 ns/pF) C_L + 30 ns		5.0			180	360	450	
t_{TLH} = (1.5 ns/pF) C_L + 15 ns		10			90	180	200	
t_{TLH} = (1.1 ns/pF) C_L + 10 ns		15			65	110	160	
Output Fall Time	t_{THL}							ns
t_{THL} = (1.5 ns/pF) C_L + 25 ns		5.0			100	175	200	
t_{THL} = (0.75 ns/pF) C_L + 12.5 ns		10			50	75	100	
t_{THL} = (0.55 ns/pF) C_L + 9.5 ns		15			37	55	80	
PHASE COMPARATORS 1 and 2								
Input Resistance PCA_in	R_{in}	5.0	1.0	1.0	2.0	–	–	MΩ
		10	0.2	0.2	0.4			
		15	0.1	0.1	0.2			
PCB_in	R_{in}	15	150	75	1500			kΩ
Maximum Input Sensitivity	V_{in}	5.0			200	285	400	mV p-p
AC Coupled – PCA_in		10			400	565	800	
C series = 1000 pF, f = 50 kHz		15			700	1060	1400	
DC Coupled – PCA_in, PCB_in		5 to 15			See Noise Immunity			
VOLTAGE CONTROLLED OSCILLATOR (VCO)								
Maximum Frequency	f_{max}	5.0	0.50	0.35	0.70			MHz
VCO_in = V_DD, C1 = 50 pF		10	1.0	0.7	1.4			
R1 = 5.1 kΩ, and R2 = ∞		15	1.4	1.0	1.9			
Temperature Frequency Stability		5.0			0.12			%/°C
R2 = ∞		10			0.04			
		15			0.015			
Linearity (R2 = ∞)								
VCO_in = 2.50 V ± 0.30 V, R1 = 10 kΩ		5.0			1			%
VCO_in = 5.00 V ± 2.50 V, R1 = 400 kΩ		10			1			
VCO_in = 7.50 V ± 5.00 V, R1 = 1000 kΩ		15			1			
Output Duty Cycle		5 to 15	–	–	50			%
Input Resistance VCO_in	R_{in}	15	150	50	1500			kΩ
SOURCE FOLLOWER								
Offset Voltage		5.0			1.65	2.0	2.5	V
VCO_in minus SF_out, R_SF = 500 kΩ		10			1.65	2.2	2.5	
		15			1.65	2.2	2.5	
Linearity								
VCO_in = 2.50 V ± 0.30 V, R_SF = 50 kΩ		5.0			2.1			%
VCO_in = 5.00 V ± 2.50 V, R_SF = 50 kΩ		10			2.6			
VCO_in = 7.50 V ± 5.00 V, R_SF = 50 kΩ		15			2.8			
ZENER DIODE								
Zener Voltage (I_Z = 50 μA)	V_Z		6.7	6.3	7.0	7.3	7.7	V
Dynamic Resistance (I_Z = 1 mA)	R_Z				100			Ω

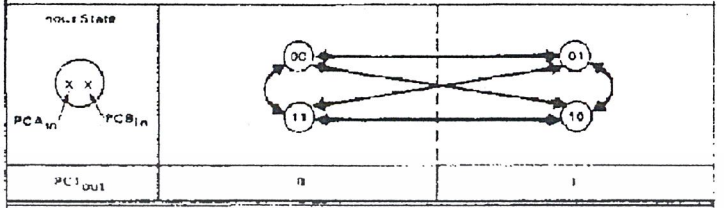
*The limits given in the electrical characteristics are

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC14046B

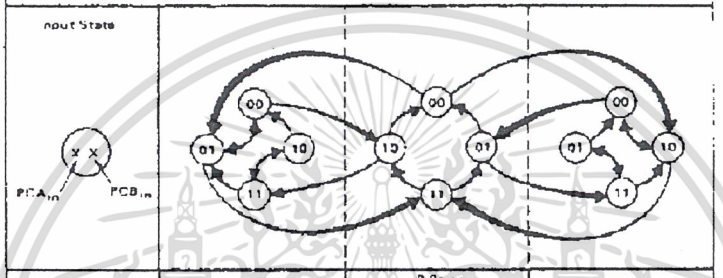
FIGURE 1 – PHASE COMPARATORS STATE DIAGRAMS

PHASE COMPARATOR 1



PC1$_{out}$	0	1

PHASE COMPARATOR 2



PC2$_{out}$	0	3-State Output Disconnected	1
LD (Lock Detect)	0	1	2

Refer to Waveforms in Figure 3.

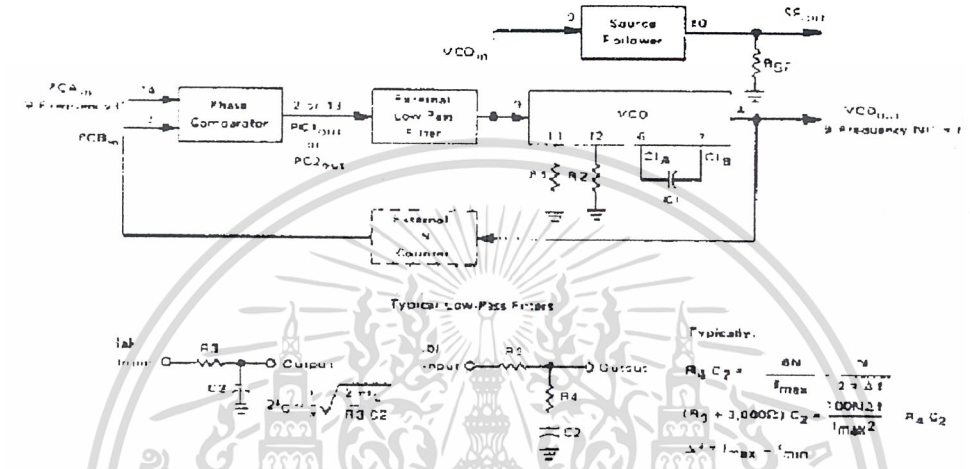
FIGURE 2 – DESIGN INFORMATION

Characteristic	Using Phase Comparator 1	Using Phase Comparator 2
No signal on input PCA$_{in}$.	VCO in PLL system adjusts to center frequency (f_0).	VCO in PLL system adjusts to minimum frequency (f_{min}).
Phase angle between PCA$_{in}$ and PCB$_{in}$.	90° at center frequency (f_0), approaching 0° and 180° at ends of lock range ($2f_L$).	Always 0° in lock (positive rising edges).
Locks on harmonics of center frequency.	Yes	No
Signal input noise rejection.	High	Low
Lock frequency range ($2f_L$).	The frequency range of the input signal on which the loop will stay locked if it was initially in lock. $2f_L$ = full VCO frequency range = $f_{max} - f_{min}$.	
Capture frequency range ($2f_C$).	The frequency range of the input signal on which the loop will lock if it was initially out of lock.	
	Depends on low pass filter characteristics (see Figure 3). $f_C \leq f_L$	$f_C = f_L$
Center frequency (f_0).	The frequency of VCO$_{out}$ when VCO$_{in}$ = 1/2 V_{DD}	
VCO output frequency (f).	$f_{min} = \frac{1}{R_2(C_1 + 32\,pF)}$ (V_{CO} input = V_{SS})	
Note: These equations are intended to be a design guide. Since calculated component values may be in error by as much as a factor of 4, laboratory experimentation may be required for fixed designs. Part to part frequency variance from identical passive components is typically less than ±20%.	$f_{max} = \frac{1}{R_1(C_1 + 32\,pF)} + f_{min}$ (V_{CO} input = V_{DD})	
	Where: $10K \leq R_1 \leq 1M$ $10K \leq R_2 \leq 1M$ $100pF \leq C_1 \leq .01\,\mu F$	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC14046B

FIGURE 3 – GENERAL PHASE-LOCKED LOOP CONNECTIONS AND WAVEFORMS



Note: Sometimes R3 is split into two series resistors each R3 ÷ 2. A capacitor C_3 is then placed from the R3 junction to ground. The value for C_3 should be such that the corner frequency of this network does not significantly affect ω_n. In Figure B, the ratio of R3 to R4 sets the damping, R4 = (0.1)(R3) for optimum results.

Definitions: N = Total division ratio in feedback loop

K_ϕ = V_{CC} / 4π for Phase Comparator 1

K_ϕ = V_{CC}/4 π for Phase Comparator 2

$K_{VCO} = \frac{2\pi f_{max}}{V_{DD}-2\ V}$

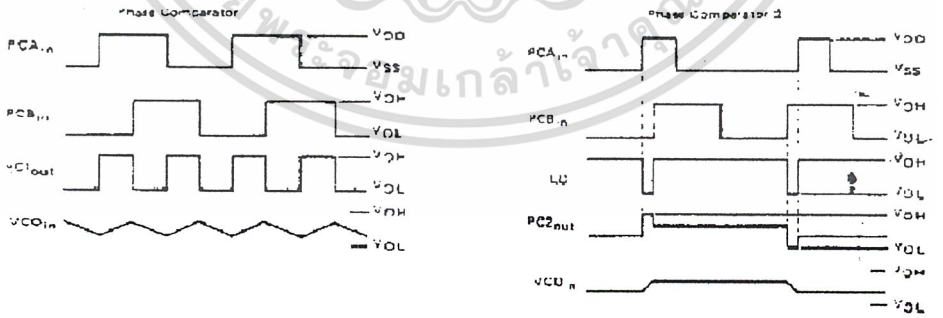
for a typical design $\omega_n = \frac{2\pi f_{max}}{10}$ = closed loop bandwidth

$\zeta = 0.707$

LOW-PASS FILTER

Filter A	Filter B
$\omega_n = \sqrt{\frac{K_\phi K_{VCO}}{N R_3 C_2}}$	$\omega_n = \sqrt{\frac{K_\phi K_{VCO}}{N C_2 (R_3+R_4)}}$
$\zeta = \frac{\omega_n}{2 K_\phi K_{VCO}}$	$\zeta = 0.5\ \omega_n (R_3 C_2 + \frac{N}{K_\phi K_{VCO}})$
$F(s) = \frac{1}{R_3 C_2 S+1}$	$F(s) = \frac{R_3 C_2 S+1}{S(R_3 C_2 + R_4 C_2)+1}$

Waveforms



Note: For further information, see:

(1) F. Gardner, "Phase-Lock Techniques", John Wiley and Son, New York, 1966

(2) C. S. Meadvitz, "Miniature RC Filters Using Phase-Locked Loop", RSI, May, 1965

(3) Garth Nash, "Phase Lock Loop Design Fundamentals", AN-535, Motorola Inc.

(4) A. B. Przedpelski, "Phase-Locked Loop Design Aircraft", AR254, reprinted by Motorola Inc.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA

MC14516B

BINARY UP/DOWN COUNTER

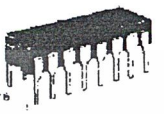
The MC14516B synchronous up/down binary counter is constructed with MOS P-channel and N-channel enhancement mode devices in a monolithic structure.

This counter can be preset by applying the desired value, in binary, to the Preset inputs (P0, P1, P2, P3) and then bringing the Preset Enable (PE) high. The direction of counting is controlled by applying a high (for up counting) or a low (for down counting) to the UP/DOWN input. The state of the counter changes on the positive transition of the clock input.

Cascading can be accomplished by connecting the $\overline{\text{Carry Out}}$ to the $\overline{\text{Carry In}}$ of the next stage while clocking each counter in parallel. The outputs (Q0, Q1, Q2, Q3) can be reset to a low state by applying a high to the reset (R) pin.

This CMOS counter finds primary use in up/down and difference counting. Other applications include: (1) Frequency synthesizer applications where low power dissipation and/or high noise immunity is desired. (2) Analog-to-digital and digital-to-analog conversions, and (3) Magnitude and sign generation.

- Diode Protection on All Inputs
- Supply Voltage Range = 3.0 Vdc to 18 Vdc
- Internally Synchronous for High Speed
- Logic Edge-Clocked Design – Count Occurs on Positive Going Edge of Clock
- Single Pin Reset
- Asynchronous Preset Enable Operation
- Capable of Driving Two Low-Power TTL Loads or One Low-Power Schottky Load Over the Rated Temperature Range



L SUFFIX
CERAMIC
CASE 620



P SUFFIX
PLASTIC
CASE 648



D SUFFIX
SOIC
CASE 751B

ORDERING INFORMATION

MC14XXXBCP Plastic
MC14XXXBCL Ceramic
MC14XXXBD SOIC

T_A = −55° to 125°C for all packages

MAXIMUM RATINGS* (Voltages Referenced to V_{SS})

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{DD}	DC Supply Voltage	−0.5 to +18.0	V
V_{in}, V_{out}	Input or Output Voltage (DC or Transient)	−0.5 to V_{DD} +0.5	V
I_{in}, I_{out}	Input or Output Current (DC or Transient), per Pin	±10	mA
P_D	Power Dissipation, per Package†	500	mW
T_{stg}	Storage Temperature	−55 to +150	°C
T_L	Lead Temperature (8-Second Soldering)	260	°C

*Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur.
†Temperature Derating: All Packages: 7.0 mW/°C from 65°C to 125°C.

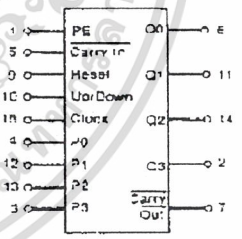
TRUTH TABLE

Carry In	Up/Down	Preset Enable	Reset	Clock	Action
1	X	0	0	X	No Count
0	1	0	0	⎍	Count Up
0	0	0	0	⎍	Count Down
X	X	1	0	X	Preset
X	X	X	1	X	Reset

X = Don't Care

Note: When counting up, the $\overline{\text{Carry Out}}$ signal is normally high and is low only when Q0 through Q3 are high and $\overline{\text{Carry In}}$ is low. When counting down, $\overline{\text{Carry Out}}$ is low only when Q0 through Q3 and $\overline{\text{Carry In}}$ are low.

BLOCK DIAGRAM



V_{DD} = Pin 16
V_{SS} = Pin 8

This device contains protection circuitry to guard against damage due to high static voltages or electric fields. However precautions must be taken to avoid applications of any voltage higher than maximum rated voltages to this high-impedance circuit. For proper operation, V_{in} and V_{out} should be constrained to the range $V_{SS} \le (V_{in}$ or $V_{out}) \le V_{DD}$.

Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either V_{SS} or V_{DD}). Unused outputs must be left open.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC14516B

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to V_{SS})

Characteristic		Symbol	V_{DD} Vdc	−55°C Min	−55°C Max	25°C Min	25°C Typ #	25°C Max	125°C Min	125°C Max	Unit
Output Voltage	"0" Level		5.0	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	
V_{in} = V_{DD} or 0		V_{OL}	10	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	Vdc
			15	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	
	"1" Level		5.0	4.95	—	4.95	5.0	—	4.95	—	
V_{in} = 0 or V_{DD}		V_{OH}	10	9.95	—	9.95	10	—	9.95	—	Vdc
			15	14.95	—	14.95	15	—	14.95	—	
Input Voltage	"0" Level										
(V_O = 4.5 or 0.5 Vdc)			5.0	—	1.5	—	2.25	1.5		1.5	
(V_O = 9.0 or 1.0 Vdc)		V_{IL}	10	—	3.0	—	4.50	3.0	—	3.0	Vdc
(V_O = 13.5 or 1.5 Vdc)			15	—	4.0	—	6.75	4.0	—	4.0	
	"1" Level										
(V_O = 0.5 or 4.5 Vdc)			5.0	3.5	—	3.5	2.75	—	3.5	—	
(V_O = 1.0 or 9.0 Vdc)		V_{IH}	10	7.0	—	7.0	5.50	—	7.0	—	Vdc
(V_O = 1.5 or 13.5 Vdc)			15	11	—	11	8.25	—	11	—	
Output Drive Current											
(V_{OH} = 2.5 Vdc)	Source		5.0	3.0	—	−2.4	−4.2	—	1.7	—	
(V_{OH} = 4.6 Vdc)		I_{OH}	5.0	−0.64	—	−0.51	−0.88	—	−0.36	—	mAdc
(V_{OH} = 9.5 Vdc)			10	−1.6	—	−1.3	−2.25	—	−0.9		
(V_{OH} = 13.5 Vdc)			15	−4.2	—	−3.4	−8.8	—	−2.4	—	
(V_{OL} = 0.4 Vdc)	Sink		5.0	0.64		0.51	0.88	—	0.36	—	
(V_{OL} = 0.5 Vdc)		I_{OL}	10	1.6	—	1.3	2.25	—	0.9	—	mAdc
(V_{OL} = 1.5 Vdc)			15	4.2	—	3.4	8.8	—	2.4	—	
Input Current		I_{in}	15	—	±0.1	—	±0.00001	±0.1	—	±1.0	µAdc
Input Capacitance (V_{in} = 0)		C_{in}	—	—	—	—	5.0	7.5	—	—	pF
Quiescent Current (Per Package)		I_{DD}	5.0	—	5.0	—	0.005	5.0	—	150	µAdc
			10	—	10	—	0.010	10	—	300	
			15	—	20	—	0.015	20	—	600	
Total Supply Current** † (Dynamic plus Quiescent, Per Package) (C_L = 50 pF on all outputs all buffers switching)		I_T	5.0	I_T = (0.58 µA/kHz) f + I_{DD}							µAdc
			10	I_T = (1.20 µA/kHz) f + I_{DD}							
			15	I_T = (1.70 µA/kHz) f + I_{DD}							

#Data labeled "Typ" is not to be used for design purposes but is intended as an indication of the IC's potential performance.

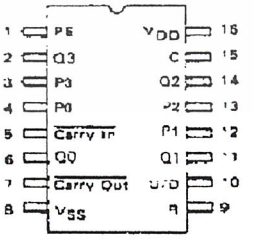
**The formulas given are for the typical characteristics only at 25°C.

†To calculate total supply current at loads other than 50 pF

$$I_T(C_L) = I_T(50\ pF) + (C_L - 50) Vfk$$

where: I_T is in µA (per package), C_L in pF, V = (V_{DD} − V_{SS}) in volts, f in kHz is input frequency, and k = 0.001.

PIN ASSIGNMENT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC14516B

SWITCHING CHARACTERISTICS* (C_L = 50 pF, T_A = 25°C)

Characteristic	Symbol	V_{DD}	All Types			Unit
			Min	Typ #	Max	
Output Rise and Fall Time	t_{TLH},					ns
t_{TLH}, t_{THL} = (1.5 ns/pF) C_L + 25 ns	t_{THL}	5.0	—	100	200	
t_{TLH}, t_{THL} = (0.75 ns/pF) C_L + 12.5 ns		10	—	50	100	
t_{TLH}, t_{THL} = (0.55 ns/pF) C_L + 9.5 ns		15	—	40	80	
Propagation Delay Time	t_{PLH},					ns
Clock to Q	t_{PHL}					
t_{PLH}, t_{PHL} = (1.7 ns/pF) C_L + 330 ns		5.0	—	315	630	
t_{PLH}, t_{PHL} = (0.66 ns/pF) C_L + 97 ns		10	—	130	260	
t_{PLH}, t_{PHL} = (0.5 ns/pF) C_L + 75 ns		15	—	100	200	
Clock to $\overline{\text{Carry Out}}$	t_{PLH},					ns
t_{PLH}, t_{PHL} = (1.7 ns/pF) C_L + 330 ns	t_{PHL}	5.0	—	315	630	
t_{PLH}, t_{PHL} = (0.66 ns/pF) C_L + 97 ns		10	—	130	260	
t_{PLH}, t_{PHL} = (0.5 ns/pF) C_L + 75 ns		15	—	100	200	
$\overline{\text{Carry In}}$ to $\overline{\text{Carry Out}}$	t_{PLH},					ns
t_{PLH}, t_{PHL} = (1.7 ns/pF) C_L + 230 ns	t_{PHL}	5.0	—	180	360	
t_{PLH}, t_{PHL} = (0.66 ns/pF) C_L + 97 ns		10	—	90	180	
t_{PLH}, t_{PHL} = (0.5 ns/pF) C_L + 75 ns		15	—	60	120	
Preset or Reset to Q	t_{PLH},					ns
t_{PLH}, t_{PHL} = (1.7 ns/pF) C_L + 330 ns	t_{PHL}	5.0	—	315	630	
t_{PLH}, t_{PHL} = (0.66 ns/pF) C_L + 97 ns		10	—	130	260	
t_{PLH}, t_{PHL} = (0.5 ns/pF) C_L + 75 ns		15	—	100	200	
Preset or Reset to $\overline{\text{Carry Out}}$	t_{PLH},					ns
t_{PLH}, t_{PHL} = (1.7 ns/pF) C_L + 465 ns	t_{PHL}	5.0	—	550	1100	
t_{PLH}, t_{PHL} = (0.66 ns/pF) C_L + 192 ns		10	—	225	450	
t_{PLH}, t_{PHL} = (0.5 ns/pF) C_L + 125 ns		15	—	150	300	
Reset Pulse Width	t_w	5.0	380	190	—	ns
		10	200	100	—	
		15	180	80	—	
Clock Pulse Width	t_{WH}	5.0	350	200	—	ns
		10	170	100	—	
		15	140	75	—	
Clock Pulse Frequency	f_{cl}	5.0	—	3.0	1.5	MHz
		10	—	6.0	3.0	
		15	—	8.0	4.0	
Preset or Reset Removal Time	t_{rem}	5.0	650	325	—	ns
The Preset or Reset signal must be low prior to a positive-going transition of the clock.		10	230	115	—	
		15	130	90	—	
Clock Rise and Fall Time	t_{TLH},	5.0	—	—	15	μs
	t_{THL}	10	—	—	5	
		15	—	—	4	
Setup Time	t_{su}	5.0	250	100	—	ns
Carry In to Clock		10	120	60	—	
		15	100	50	—	
Hold Time	t_h	5.0	0	-60	—	ns
Clock to $\overline{\text{Carry In}}$		10	20	-20	—	
		15	20	0	—	
Setup Time	t_{su}	5.0	500	250		ns
Up/Down to Clock		10	200	100	—	
		15	150	75	—	
Hold Time	t_h	5.0	-70	-160		ns
Clock to Up/Down		10	-10	-80	—	
		15	0	-40	—	
Setup Time	t_{su}	5.0	40	120	—	ns
Pn to PE		10	-30	-70		
		15	-25	-50	—	
Hold Time	t_h	5.0	480	240	—	ns
PE to Pn		10	420	210	—	
		15	420	210	—	
Preset Enable Pulse Width	t_{WH}	5.0	200	100	—	ns
		10	100	50	—	
		15	80	40	—	

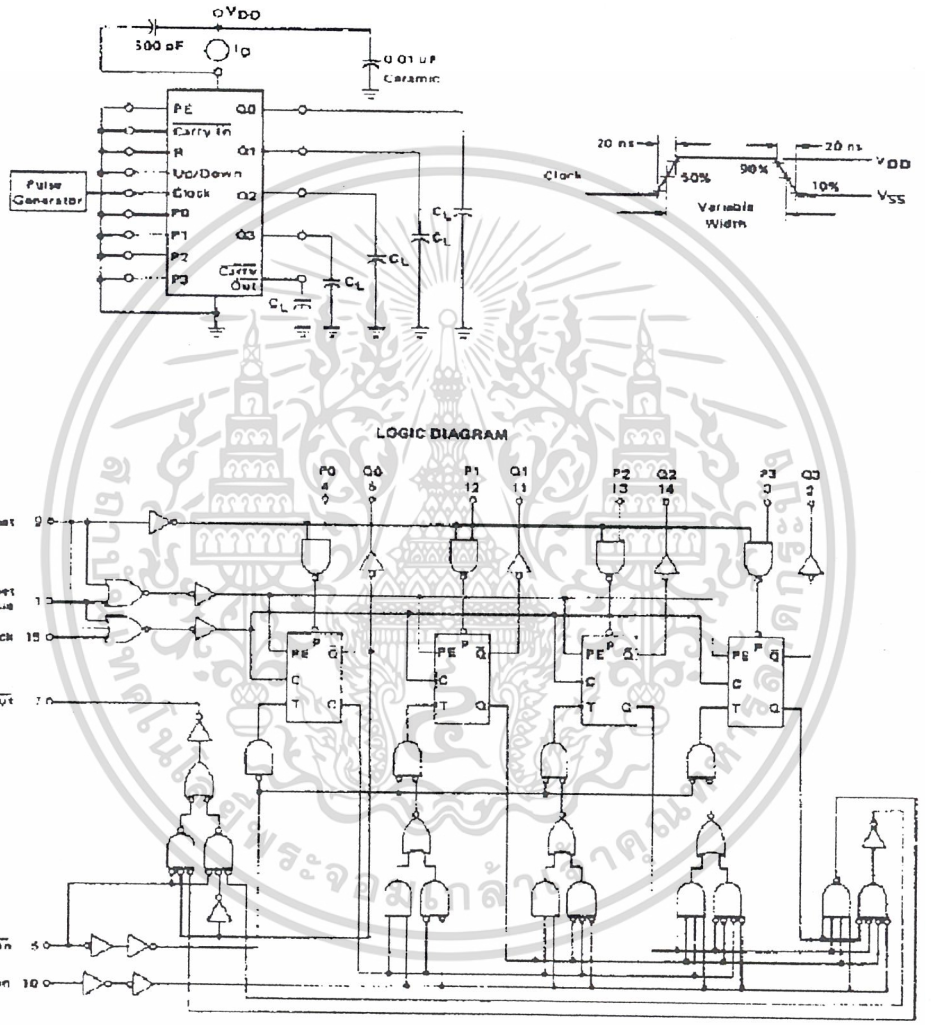
*The formulas given are for the typical characteristics only at 25°C.

#Data labeled "Typ" is not to be used for design purposes but is intended as an indication of the IC's potential performance.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

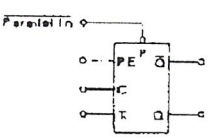
MC14516B

FIGURE 1 – POWER DISSIPATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORM



LOGIC DIAGRAM

TOGGLE FLIP-FLOP



FLIP-FLOP FUNCTIONAL TRUTH TABLE

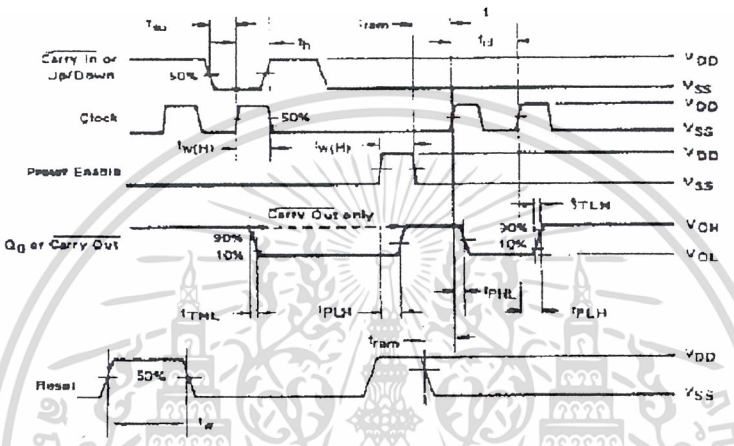
PRESET ENABLE	CLOCK	T	Q_{n+1}
1	X	X	Parallel In
0	⎍	0	Q_n
0	⎍	1	$\overline{Q}_n$
0	⎎	X	Q_n

X = Don't Care

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC14516B

FIGURE 2 – SWITCHING TIME WAVEFORMS



PIN DESCRIPTIONS

INPUTS

P0, P1, P2, P3, Preset Inputs (Pins 4, 12, 13, 3) – Data on these inputs is loaded into the counter when PE is taken high.

Carry In, (Pin 5) — This active-low input is used when cascading stages. Carry In is usually connected to Carry Out of the previous stage. While high, Clock is inhibited.

Clock, (Pin 15) — Binary data is incremented or decremented, depending on the direction of count, on the positive transition of this input.

OUTPUTS

Q0, Q1, Q2, Q3, Binary outputs (Pins 6, 11, 14, 2) — Binary data is present on these outputs with Q0 corresponding to the least significant bit.

Carry Out, (Pin 7) — Used when cascading stages, Carry Out is usually connected to Carry In of the next stage. This synchronous output is active low and may also be used to indicate terminal count.

CONTROLS

PE, Preset Enable, (Pin 1) — Asynchronously loads data on the Preset inputs. This pin is active high and inhibits the clock when high.

R, Reset, (Pin 9) — Asynchronously resets the Q outputs to a low state. This pin is active high and inhibits the clock when high.

Up/Down, (Pin 10) — Controls the direction of count, high for up count, low for down count.

SUPPLY PINS

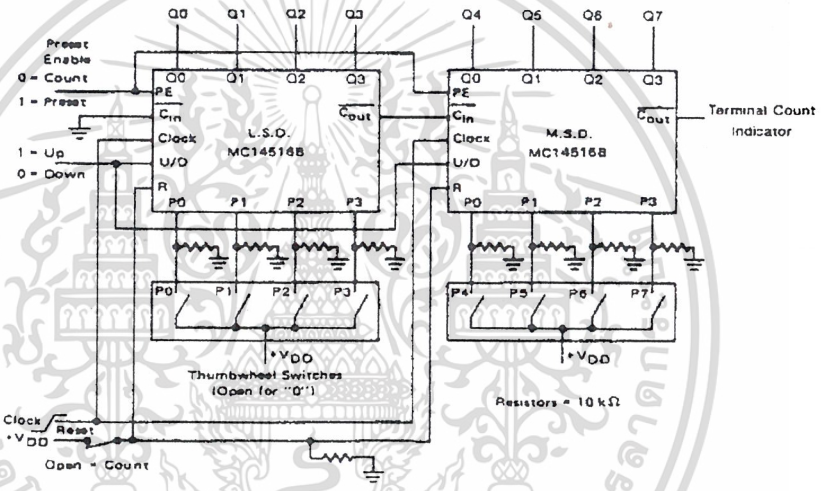
V_{SS}, Negative Supply Voltage, (Pin 8) — This pin is usually connected to ground.

V_{DD}, Positive Supply Voltage, (Pin 16) — This pin is connected to a positive supply voltage ranging from 3.0 volts to 18.0 volts.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC14516B

FIGURE 3 — PRESETTABLE CASCADED 8-BIT UP/DOWN COUNTER

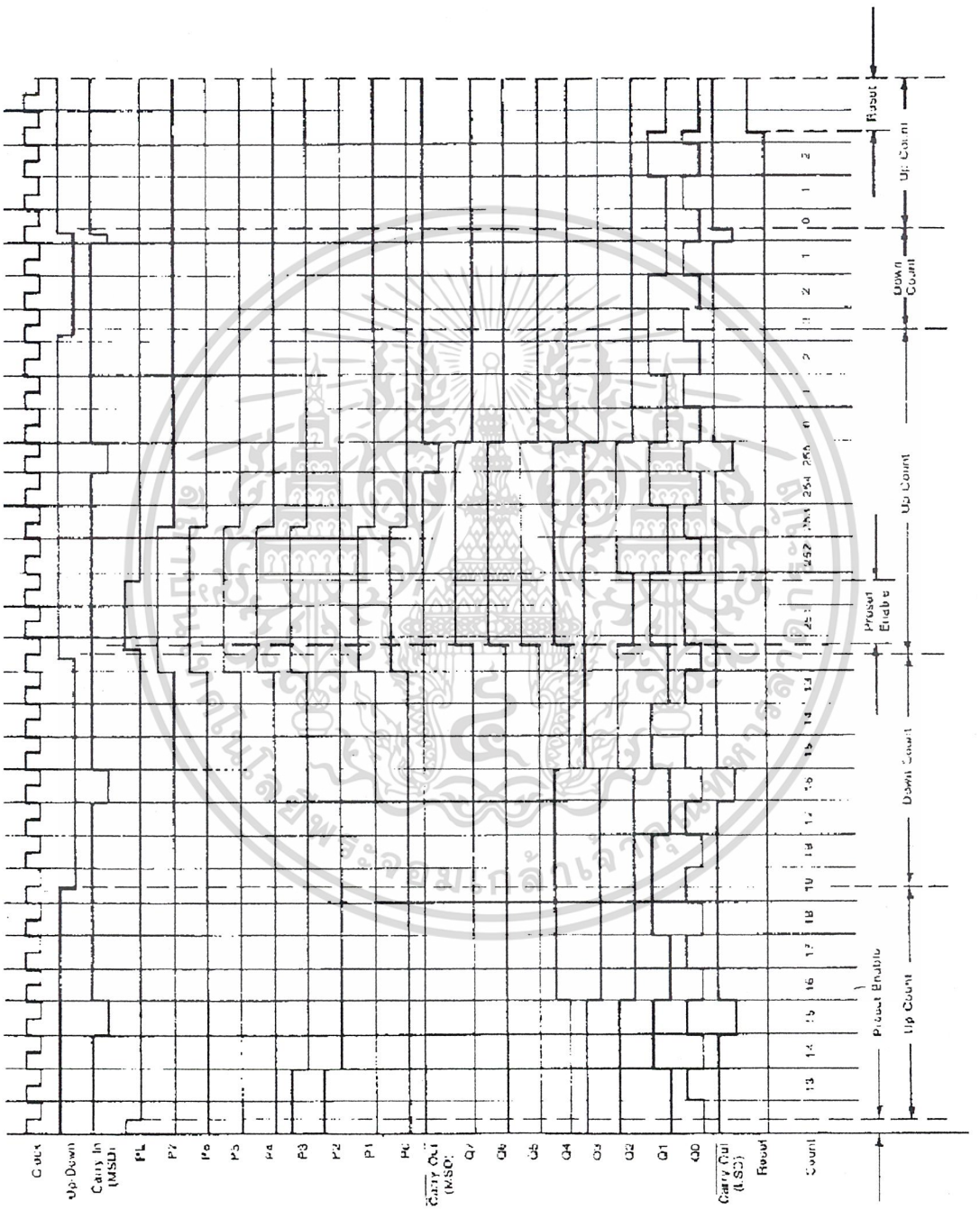


Note: The Least Significant Digit (L.S.D.) counts from a preset value once Preset Enable (PE) goes low. The Most Significant Digit (M.S.D.) is disabled while $\overline{C_{in}}$ is high. When the count of the L.S.D. reaches 0 (count down mode) or reaches 15 (count up mode), $\overline{C_{out}}$ goes low for one complete clock cycle, thus allowing the next counter to decrement/increment one count. (See Timing Diagram) The L.S.D. now counts through another cycle (15 clock pulses) and the above cycle is repeated.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC14516B

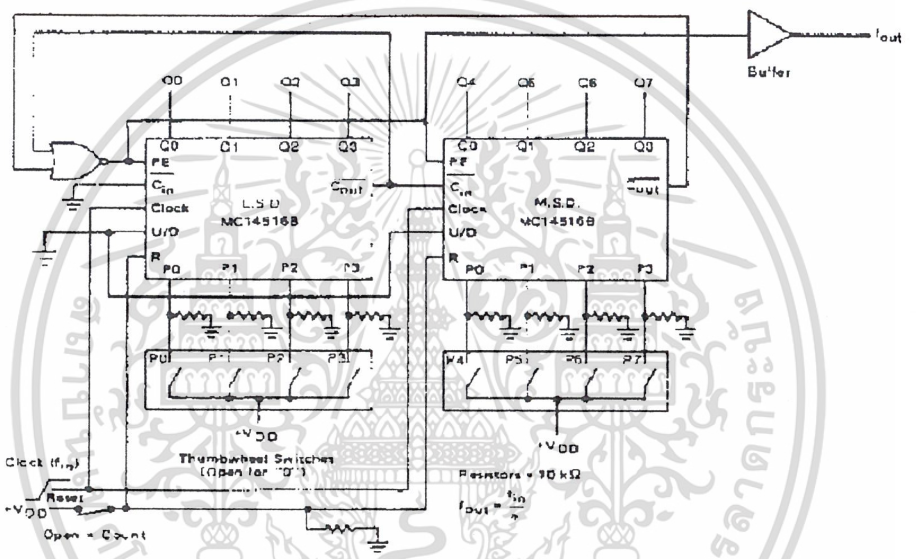
TIMING DIAGRAM FOR THE PRESETTABLE CASCADED 8-BIT UP/DOWN COUNTER



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC14516B

FIGURE 4 — PROGRAMMABLE CASCADED FREQUENCY DIVIDER



Note: The programmable frequency divider can be set by applying the desired divide ratio, in binary, to the preset inputs. For example, the maximum divide ratio of 255 may be obtained by applying a 1111 1111 to the preset inputs P0 to P7. For this divide operation, both counters should be configured in the count down mode. The divide ratio of zero is an undefined state and should be avoided.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

Designer's™ Data Sheet

Insulated Gate Bipolar Transistor with Anti-Parallel Diode

N–Channel Enhancement–Mode Silicon Gate

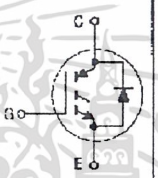
MGW12N120D

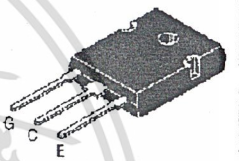
Motorola Preferred Device

IGBT & DIODE IN TO–247
12 A @ 90°C
20 A @ 25°C
1200 VOLTS
SHORT CIRCUIT RATED

This Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) is co–packaged with a soft recovery ultra–fast rectifier and uses an advanced termination scheme to provide an enhanced and reliable high voltage–blocking capability. Short circuit rated IGBT's are specifically suited for applications requiring a guaranteed short circuit withstand time such as Motor Control Drives. Fast switching characteristics result in efficient operation at high frequencies. Co–packaged IGBT's save space, reduce assembly time and cost.

- Industry Standard High Power TO–247 Package with Isolated Mounting Hole
- High Speed E_{off}: 160 µJ per Amp typical at 125°C
- High Short Circuit Capability – 10 µs minimum
- Soft Recovery Free Wheeling Diode is included in the package
- Robust High Voltage Termination
- Robust RBSOA





CASE 340F–03, Style 4
TO–247AE

MAXIMUM RATINGS (T_J = 25°C unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector–Emitter Voltage	V_{CES}	1200	Vdc
Collector–Gate Voltage (R_{GE} = 1.0 MΩ)	V_{CGR}	1200	Vdc
Gate–Emitter Voltage — Continuous	V_{GE}	±20	Vdc
Collector Current — Continuous @ T_C = 25°C Continuous @ T_C = 90°C — Repetitive Pulsed Current (1)	I_{C25} I_{C90} I_{CM}	20 12 40	Adc Apk
Total Power Dissipation @ T_C = 25°C Derate above 25°C	P_D	123 0.98	Watts W/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	–55 to 150	°C
Short Circuit Withstand Time (V_{CC} = 720 Vdc, V_{GE} = 15 Vdc, T_J = 125°C, R_G = 20 Ω)	t_{sc}	10	µs
Thermal Resistance — Junction to Case – IGBT — Junction to Case – Diode Junction to Ambient	$R_{\theta JC}$ $R_{\theta JC}$ $R_{\theta JA}$	1.0 1.4 45	°C/W
Maximum Lead Temperature for Soldering Purposes, 1/8" from case for 5 seconds	T_L	260	°C
Mounting Torque, 6–32 or M3 screw	10 lbf•in (1.13 N•m)		

(1) Pulse width is limited by maximum junction temperature. Repetitive rating.

Designer's Data for "Worst Case" Conditions — The Designer's Data Sheet permits the design of most circuits entirely from the information presented. SOA Limit curves — representing boundaries on device characteristics — are given to facilitate "worst case" design.

Preferred devices are Motorola recommended choices for future use and best overall value.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MGW12N120D

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_J = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic		Symbol	Min	Typ	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS						
Collector–to–Emitter Breakdown Voltage (V_{GE} = 0 Vdc, I_C = 25 μAdc)		BV_{CES}	1200	—	—	Vdc
Temperature Coefficient (Positive)			—	870	—	mV/°C
Zero Gate Voltage Collector Current (V_{CE} = 1200 Vdc, V_{GE} = 0 Vdc)		I_{CES}	—	—	100	μAdc
(V_{CE} = 1200 Vdc, V_{GE} = 0 Vdc, T_J = 125°C)			—	—	2500	
Gate–Body Leakage Current (V_{GE} = ± 20 Vdc, V_{CE} = 0 Vdc)		I_{GES}	—	—	250	nAdc
ON CHARACTERISTICS (1)						
Collector–to–Emitter On–State Voltage (V_{GE} = 15 Vdc, I_C = 5.0 Adc)		$V_{CE(on)}$	—	2.71	3.37	Vdc
(V_{GE} = 15 Vdc, I_C = 5.0 Adc, T_J = 125°C)			—	3.78	—	
(V_{GE} = 15 Vdc, I_C = 10 Adc)			—	3.72	4.42	
Gate Threshold Voltage (V_{CE} = V_{GE}, I_C = 1.0 mAdc)		$V_{GE(th)}$	4.0	6.0	8.0	Vdc
Threshold Temperature Coefficient (Negative)			—	10	—	mV/°C
Forward Transconductance (V_{CE} = 10 Vdc, I_C = 10 Adc)		gfe	—	12	—	Mhos
DYNAMIC CHARACTERISTICS						
Input Capacitance	(V_{CE} = 25 Vdc, V_{GE} = 0 Vdc, f = 1.0 MHz)	C_{ies}	—	1000	—	pF
Output Capacitance		C_{oes}	—	126	—	
Transfer Capacitance		C_{res}	—	106	—	
SWITCHING CHARACTERISTICS (1)						
Turn–On Delay Time	(V_{CC} = 720 Vdc, I_C = 10 Adc, V_{GE} = 15 Vdc, L = 300 μH, R_G = 20 Ω, T_J = 25°C) Energy losses include "tail"	$t_{d(on)}$	—	74	—	ns
Rise Time		t_r	—	83	—	
Turn–Off Delay Time		$t_{d(off)}$	—	76	—	
Fall Time		t_f	—	231	—	
Turn–Off Switching Loss		E_{off}	—	0.55	1.33	mJ
Turn–On Switching Loss		E_{on}	—	1.21	1.88	
Total Switching Loss		E_{ts}	—	1.76	3.21	
Turn–On Delay Time	(V_{CC} = 720 Vdc, I_C = 10 Adc, V_{GE} = 15 Vdc, L = 300 μH, R_G = 20 Ω, T_J = 125°C) Energy losses include "tail"	$t_{d(on)}$	—	66	—	ns
Rise Time		t_r	—	87	—	
Turn–Off Delay Time		$t_{d(off)}$	—	120	—	
Fall Time		t_f	—	575	—	
Turn–Off Switching Loss		E_{off}	—	1.49	—	mJ
Turn–On Switching Loss		E_{on}	—	2.37	—	
Total Switching Loss		E_{ts}	—	3.86	—	
Gate Charge	(V_{CC} = 720 Vdc, I_C = 10 Adc, V_{GE} = 15 Vdc)	Q_T	—	29	—	nC
		Q_1	—	13		
		Q_2	—	12		
DIODE CHARACTERISTICS						
Diode Forward Voltage Drop (I_{EC} = 5.0 Adc)		V_{FEC}	—	2.26	3.32	Vdc
(I_{EC} = 5.0 Adc, T_J = 125°C)			—	1.37	—	
(I_{EC} = 10 Adc)			—	2.86	4.18	

(1) Pulse Test: Pulse Width ≤ 300 μs, Duty Cycle ≤ 2%.

(continued)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MGW12N120D

ELECTRICAL CHARACTERISTICS — continued (T_J = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic		Symbol	Min	Typ	Max	Unit
DIODE CHARACTERISTICS — continued						
Reverse Recovery Time	(I_F = 10 Adc, V_R = 720 Vdc, dI_F/dt = 100 A/μs)	t_{rr}	—	116	—	ns
		t_a	—	69	—	
		t_b	—	47	—	
Reverse Recovery Stored Charge		Q_{RR}	—	0.86	—	μC
Reverse Recovery Time	(I_F = 10 Adc, V_R = 720 Vdc, dI_F/dt = 100 A/μs, T_J = 125°C)	t_{rr}	—	234	—	ns
		t_a	—	149	—	
		t_b	—	85	—	
Reverse Recovery Stored Charge		Q_{RR}	—	1.40	—	μC
INTERNAL PACKAGE INDUCTANCE						
Internal Emitter Inductance (Measured from the emitter lead 0.25" from package to emitter bond pad)		L_E	—	13	—	nH

TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS

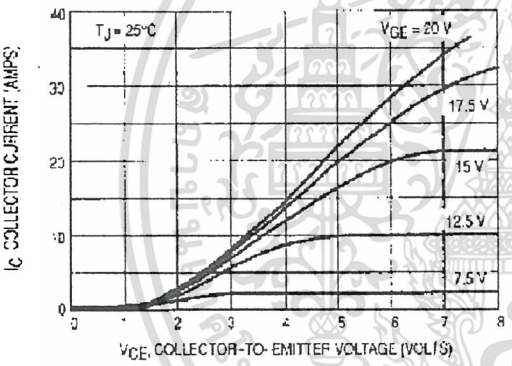


Figure 1. Output Characteristics, T_J = 25°C

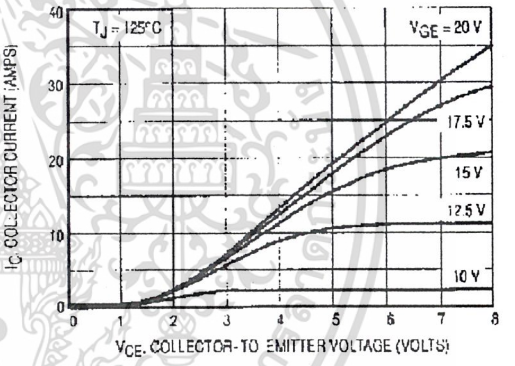


Figure 2. Output Characteristics, T_J = 125°C

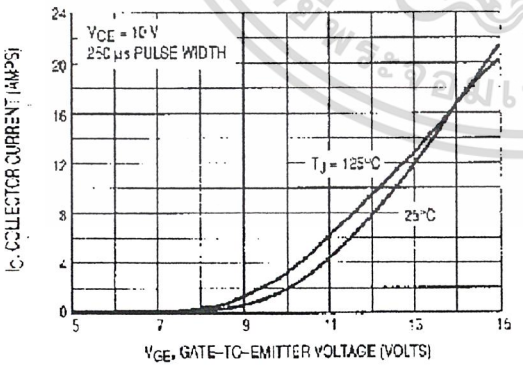


Figure 3. Transfer Characteristics

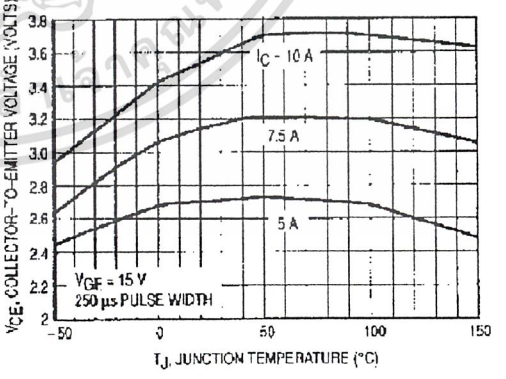


Figure 4. Collector–to–Emitter Saturation Voltage versus Junction Temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

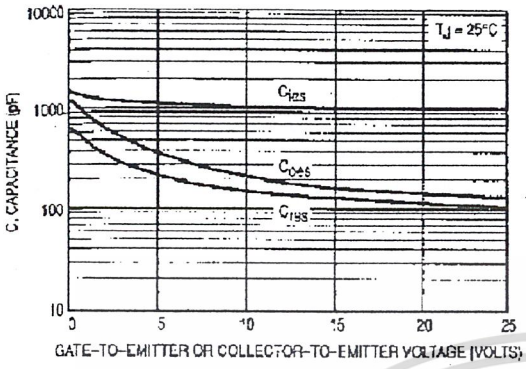


Figure 5. Capacitance Variation

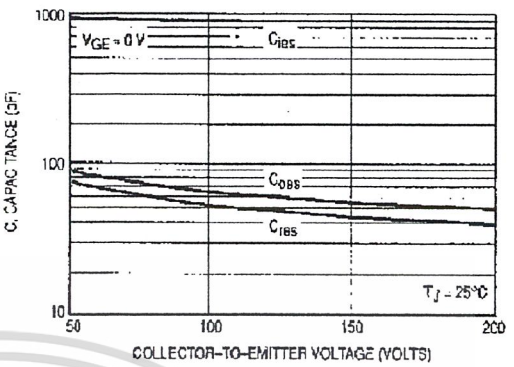


Figure 5b. High Voltage Capacitance Variation

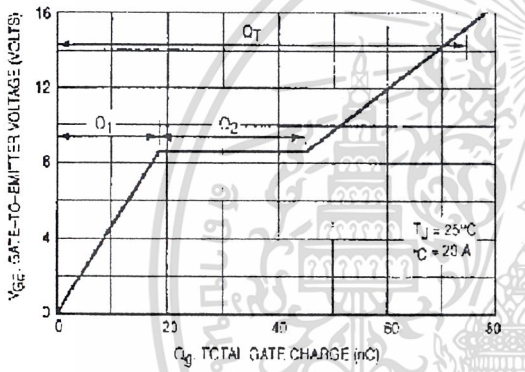


Figure 6. Gate–to–Emitter and Collector–to–Emitter Voltage versus Total Charge

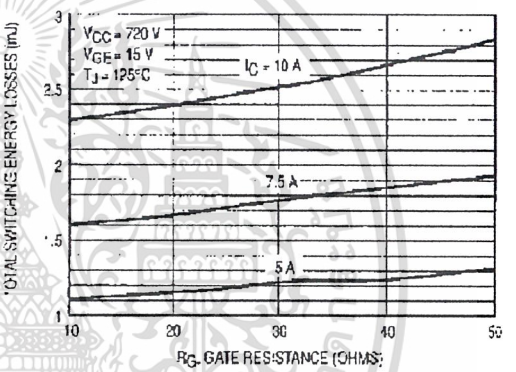


Figure 7. Total Switching Losses versus Gate Resistance

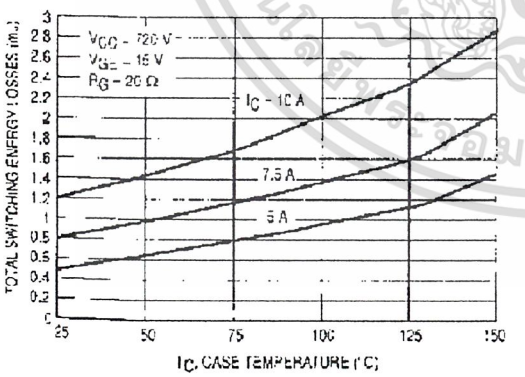


Figure 8. Total Switching Losses versus Case Temperature

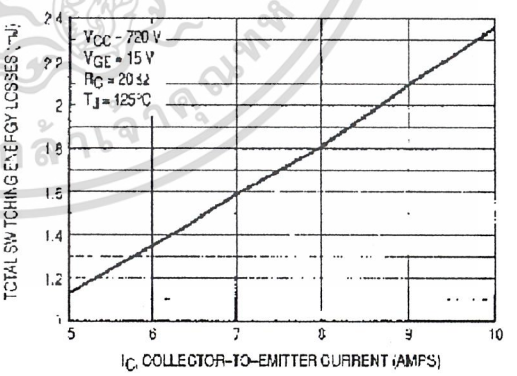


Figure 9. Total Switching Losses versus Collector–to–Emitter Current

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MGW12N120D

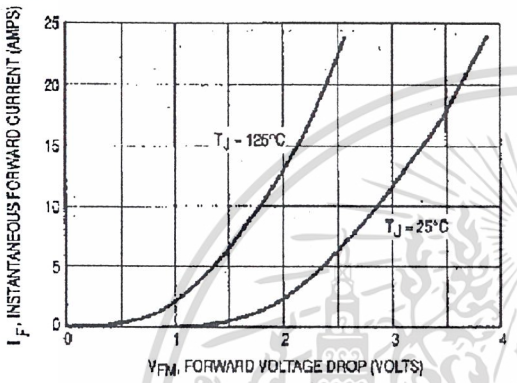


Figure 10. Maximum Forward Drop versus Instantaneous Forward Current

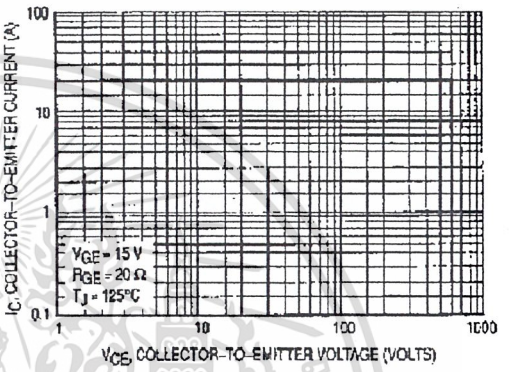


Figure 11. Reverse Biased Safe Operating Area

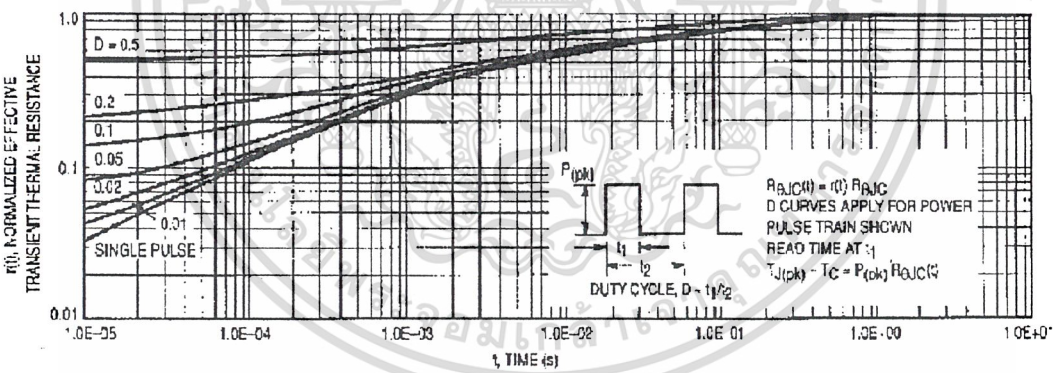


Figure 12. Thermal Response

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

โครงงานการควบคุมมอเตอร์ด้วยเทคนิคการควบคุมสลิปสมรรถนะสูงนี้ สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ต้องขอขอบพระคุณอาจารย์ที่ปรึกษา 2 ท่าน คือ ร.ศ.ดร.วิริยะ พิเชฐจำเริญ และ ดร.วิจิตร กิณเรศ เป็นอย่างสูง เพราะอาจารย์ทั้งสองท่านนี้ได้ให้คำแนะนำปรึกษา ให้ข้อมูลและช่วยหาจุดบกพร่องต่าง ๆ ของโครงนี้ และขอขอบคุณ อ.สุรินทร์ คำฝอย และ พี่โทมัส และอาจารย์ทุกท่านที่ร่วมให้คำแนะนำปรึกษาต่าง ๆ รวมทั้งเพื่อน ๆ และรุ่นพี่รุ่นน้องที่ช่วยเป็นกำลังใจให้ในการทำงานตลอดมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

1. วิจิตร กิณเรศ ,"สามเฟส เดลต้าม็อดดูเลต พีดับบลิวเอ็ม อินเวอร์เตอร์ สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ" ,วิทยานิพนธ์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ ปีการศึกษา 2534
2. Ned Mohan ,Tore M. Underland ,Willium P. Robbins ,"Power Electronics : Converters ,Applications and Design" ,Second Edition ,John Wiley & Sons ,Inc. ,1995
3. Muhammad H. Rashid ,"Power Electronics : Circuits ,Devices ,and Applications" ,Prentice-Hall ,Inc. ,1998
4. B.K. Bose ,"Power Electronics and AC Drives" ,Prentice-Hall ,Inc. ,1986
5. Taniguchi ,Takeda ,Prof. T Hirasa ,"High Performance Slip Power Recovery Induction Motor" ,IEE Proceedings ,Vol.134 ,Pt.B ,No.4 ,July1987

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้