

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การพัฒนาวงจรอะซิมเมตริกฮาร์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์สำหรับขับเคลื่อน
มอเตอร์สวิตซ์รีลักแทนซ์

**DEVELOPMENT OF AN ASYMMETRIC HALF- BRIDGE CONVERTER FOR
SWITCHED RELUCTANCE DRIVES**



โดย

นาย อนุรักษ์ มาลากุล ณ อยุธยา
นาย บุญยภักดิ์ สุวรรณชัยสกุล
นาย พิเศษฐ์ ธนวัฒน์ธาดา
นาย ศุภสิทธิ์ เปียวิเศษ

รฟ.
ธล 3217
2550

เลขที่.....
เลขทะเบียน..... **81793**
วัน,เดือน,ปี **24 ส.ค. 2551**

b. 119 3b228
i.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2550

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปีการศึกษา 2550

การพัฒนาวงจรอะซิมเมตริกฮาร์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์สวิตซ์
รีลักแตนซ์

DEVELOPMENT OF AN ASYMMETRIC HALF- BRIDGE CONVERTER FOR
SWITCHED RELUCTANCE DRIVES



โดย
นาย ณัฐกนต์ มาลากุล ณ อยุธยา
นาย บุญยกิตต์ สุวรรณชัยสกุล
นาย พิศิษฐ์ ธนวัฒน์ธาดา
นาย ศุภสิทธิ์ เปี้ยวิเศษ

อาจารย์ที่ปรึกษา

ดร. ภาพ จันท์เจริญสุข

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2550

ภาควิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การพัฒนางจรอะซิมเมตริกฮาร์ฟบริดคอนเวอร์เตอร์สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์
สวิตช์รีลักแตนซ์

ผู้จัดทำ

- 
1. นาย ณัฐกนต์ มาลากุล ณ อยู่ชยา
 2. นาย บุญยกิตต์ สุวรรณชัยสกุล
 3. นาย พิศิษฐ์ ชนวัฒน์ธาดา
 4. นาย ศุภสิทธิ์ เปียวิเศษ

.....อาจารย์ที่ปรึกษา
(ดร. ภาพ จันทร์เจริญสุข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การพัฒนาวงจรอะซิมเมตริกฮาร์ฟบริดจคอนเวอร์เตอร์สำหรับขับเคลื่อน มอเตอร์สวิตช์รีลักแตนซ์

1. นาย ณัฐกนต์ มาลากุล ณ อยุธยา
2. นาย บุญยภักดิ์ สุวรรณชัยสกุล
3. นาย พิศิษฐ์ ธนวัฒน์ธาดา
4. นาย ศุภสิทธิ์ เปียวิเศษ

ดร. ภพ จันท์เจริญสุข อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2550

บทคัดย่อ

ปัญญานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการพัฒนาวงจรอะซิมเมตริกฮาร์ฟบริดจคอนเวอร์เตอร์สามเฟส นอกจากจะจำลองการทำงานของวงจรมอเตอร์ด้วยโปรแกรม Simulink แล้วยังได้มีการจัดสร้างชุดทดลองจริงโดยใช้ดิจิทัลชิคแนลคอนโทรลเลอร์ Dspic ควบคุมสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มขับขาเกต ของสวิตช์แบบ real – time การควบคุมกระแสแบบวงรอบเปิดที่ได้เกิดจากเทคนิคการสวิตช์แบบซอร์ฟสวิตช์แบบซอร์ฟสวิตซ์ , แบบฮาร์ดสวิตซ์ , และแบบซิงเกิลพัลส์ ผลการทดลองที่ได้เป็นที่น่าพอใจ และสามารถที่จะพัฒนาไปสู่การขับเคลื่อนมอเตอร์สวิตช์รีลักแตนซ์ที่มีประสิทธิภาพต่อไปได้

DEVELOPMENT OF AN ASYMMETRIC HALF- BRIDGE CONVERTER FOR SWITCHED RELUCTANCE DRIVES

Nuttakon Malakul Na Ayutthaya

Boonyakit Suwanchaisakul

Pisit Thanawatthada

Suphasit Piavises

Dr.Phop Chancharoensook

Supervisor

2007

ABSTRACT

This thesis presents development of a three-phase asymmetric half-bridge converter. In this project computer simulation using Simulink program was done as well as experimental work. The dsPIC digital signal controller was used for generating PWM signals to drive MOSFET switches. Open-loop current control was achieved using techniques of soft switching hard switching and single – pulse control. The results obtained are satisfactory and this ensure that the converter can be improved to drive SRM with good performance.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ประสบความสำเร็จได้ด้วยดีตามวัตถุประสงค์ ความสำเร็จในครั้งนี้ไม่ได้มาจากความตั้งใจ ความรู้ ความสามารถและความสามัคคีของสมาชิกในกลุ่มเพียงอย่างเดียวแต่ได้มาจากความร่วมมือและความช่วยเหลือจากหลายๆ ฝ่ายด้วยกัน จึงต้องขอกลางถึงเพื่อเป็นการขอบคุณเป็นอย่างสูงและให้เกียรติระลึกถึง

ขอขอบคุณ ดร.ภพ จันท์เจริญสุข อาจารย์ที่ปรึกษา ที่ให้คำแนะนำ เอาใจใส่ ติดตามผลดำเนินงาน และชี้แนะแก้ไขในส่วนที่บกพร่อง ตลอดช่วงเวลาการทำวิจัยครั้งนี้

บิดา มารดา ของสมาชิกในกลุ่มที่ทำโครงการนี้ เพราะท่านเป็นผู้ที่มอบความรัก ความเอาใจใส่ และให้โอกาสทางการศึกษาจนได้มาถึงในขณะนี้ ไม่ว่าจะอุปสรรคจะยากสักเพียงใด กำลังใจจากท่านจะคอยเป็นแรงผลักดันให้พวกเราไปข้างหน้า อีกทั้งทุกคนในครอบครัวที่ให้กำลังใจตลอดมา ข้าพเจ้าและเพื่อนๆในกลุ่มทุกคนขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา ในพระคุณอันหาที่เปรียบมิได้

ขอขอบคุณอาจารย์ทุกๆ ท่านที่ประสิทธิ์ประสาทความรู้ และอบรมสั่งสอนพวกเราคณะผู้จัดทำให้ประสบความสำเร็จจนถึงทุกวันนี้

ขอบคุณเพื่อน ๆ ในกลุ่ม Full-bridge DC-DC converter for Motor drives ซึ่งประกอบไปด้วย นางสาวเพลินพิศ ลีอวนิชวงศ์, นายอาทิตย์ จันทพรโสม, อนุชา พัฒนพล ที่ให้คำแนะนำ และช่วยเหลือในการทำโครงการนี้

ขอบคุณ เจ้าหน้าที่ธุรการ , คุณป้าแม่บ้านประจำชั้น 3-4 ตึก ECC, เพื่อนๆ ร่วมห้องโปรเจกต์ ทุกคนที่คอยเป็นกำลังใจและให้ความช่วยเหลือในทุก ๆ ด้าน

ท้ายสุดนี้ขอขอบคุณสถาบันแห่งนี้ และท่านอาจารย์อันเป็นที่เคารพรักทุกท่านที่ได้อบรมสั่งสอนและมอบความรู้อันเป็นประโยชน์แก่ข้าพเจ้าตั้งแต่วัยเยาว์จนถึงปัจจุบัน ข้าพเจ้าและเพื่อนๆ ขอกราบขอบพระคุณมา ณ ที่นี้

นาย ณัฐกนต์ มาลากุล ณ อยุธยา

นาย บุญยกิตต์ สุวรรณชัยสกุล

นาย พิศิษฐ์ ธนวัฒน์ธาดา

นาย ศุภสิทธิ์ เปียวิเศษ

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ.....	i
ABSTRACT.....	ii
กิตติกรรมประกาศ.....	iii
สารบัญ.....	iv
สารบัญภาพ.....	vi
สารบัญตาราง.....	vii
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความสำคัญและที่มาของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ.....	1
1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดของโครงการ.....	2
1.4 วิธีการที่ใช้ในโครงการ.....	2
1.5 แผนการดำเนินโครงการ.....	3
1.6 การจัดสร้างของเนื้อหาภายในปริญญาานิพนธ์.....	4
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง.....	5
2.1 ความรู้ทั่วไปเกี่ยวกับสวิตช์รีลักแตนซ์มอเตอร์ (SRM)	5
2.2 ลักษณะทั่วไปของ Converters สำหรับ Switched Reluctance Motor (SRM).....	6
2.3 การแบ่งประเภทของ Converters สำหรับ Switched Reluctance Machines (SRM).....	6
2.3.1 แบ่งตามลักษณะโครงสร้างของ Converters.....	6
2.3.1.1 วงจรขับเคลื่อนแบบหนึ่งสวิตช์ต่อเฟส.....	7
2.3.1.2 วงจรขับเคลื่อนแบบสองสวิตช์ต่อเฟส.....	14
2.3.1.3 วงจรขับเคลื่อนแบบที่มีการใช้อุปกรณ์ร่วม.....	16
2.3.2 แบ่งตามลักษณะประเภทการใช้งานของ Converters	17
2.3.2.1 Dissipative Converters.....	18
2.3.2.2 Bifilar' Energy Recovery Converters.....	19
2.3.2.3 Capacitor Only Energy Storage Converters.....	20
2.3.2.4 Circuits with Auxiliary DC : DC Converter.....	21
2.3.2.5 Half Bridge Converters.....	21
2.4 หลักการทำงานของ Asymmetric Half Bridge Converter.....	23

IV

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5	การควบคุมการทำงานของ Asymmetric Half Bridge Converter.....	26
2.5.1	โหมดการควบคุมกระแส.....	26
2.5.1.1	Soft chopping.....	27
2.5.1.2	Hard chopping.....	28
2.5.2	โหมดกระแสพัลส์.....	28
2.6	พิกัดของอุปกรณ์ (Device rating) สำหรับวงจร Asymmetric Half Bridge Converter.....	30
2.7	หลักการการทำงานของ MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor-Field Effect Transistor).....	32
2.7.1	คุณลักษณะของกระแสและแรงดัน.....	32
2.7.2	ข้อจำกัดการทำงานและพื้นที่การทำงาน.....	33
2.7.2.1	แรงดันพังทลาย (Voltage Breakdown).....	33
2.7.2.2	ค่าสูญเสียขณะนำกระแส.....	34
2.8	วงจรขับเกต (Gate Drive).....	35
2.9	ข้อมูลเบื้องต้นของ dsPIC.....	36
2.9.1	คุณสมบัติเด่นโดยรวมของ dsPIC.....	36
2.9.1.1	คุณสมบัติของซีพียู.....	36
2.9.1.2	คุณสมบัติด้านการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล.....	37
2.9.1.3	คุณสมบัติของโมดูลฟังก์ชันพิเศษ.....	37
2.9.1.4	คุณสมบัติของซีพียู dsPIC 30F2010.....	37
2.9.1.5	คุณสมบัติด้านการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล.....	38
2.9.1.6	คุณสมบัติของโมดูลฟังก์ชันพิเศษ.....	39
2.9.2	สถาปัตยกรรมโดยสรุปของ dsPIC30F2010.....	41
2.9.2.1	หน่วยประมวลผลกลาง.....	41
2.9.2.2	หน่วยความจำ.....	41
2.9.2.3	ส่วนประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (DSP Engine).....	42
2.9.2.4	โมดูลฟังก์ชันพิเศษ.....	42
2.9.2.5	พอร์ตอินพุตเอาต์พุต.....	42
2.10	ออปโตคัปเปิลเลอร์ (Optocoupler).....	43
บทที่ 3 การออกแบบ และสร้าง.....		45
3.1	โครงสร้าง และส่วนประกอบของโครงการ.....	45
3.2	วงจรกำลัง.....	45
3.3	ส่วนของวงจรควบคุม.....	46

3.3.1	วงจร dsPIC 30F2010 สร้างสัญญาณควบคุม.....	46
3.3.2	วงจรขับมอเตอร์.....	47
3.4	วงจรเรียงกระแส.....	48
บทที่ 4	ผลการทดลอง.....	56
4.1	การทดลองที่ 1 การสร้างพัลส์วิดโมดูเลชัน (PWM) ด้วยไอซีเบอร์ TL494 และไอซี AND Gate 74LS08.....	56
4.2	การทดลองที่ 2 การทำงานของวงจรจำลอง Single phase Asymmetric Half Bridge Converter ด้วยสัญญาณขับที่ได้จากไอซีเบอร์ TL494 และ ไอซี AND Gate 74LS08.....	57
4.3	การทดลองที่ 3 การสร้างสัญญาณอินพุตสำหรับขับเกดด้วย dsPIC 30F2010.....	58
4.4	การทดลองที่ 4 การสร้างสัญญาณอินพุตขับเกดมอเตอร์กำลังด้วย วงจร Opto coupler TLP 250 จากสัญญาณ ของ dsPIC 30F2010.....	60
4.5	การทดลองที่ 5 การทำงานของวงจร Three phase Asymmetric Half Bridge Converter ด้วยสัญญาณขับเกดที่ได้จาก dsPIC 30F2010.....	62
4.6	การทดลองที่ 6 การทำงานของวงจร Three phase Asymmetric Half Bridge Converter ในโหมดการควบคุมกระแสแบบ Hard chopping.....	66
4.7	การทดลองที่ 7 การทำงานของวงจร Three phase Asymmetric Half Bridge Converter ในโหมดการควบคุมแบบกระแสพัลส์.....	67
บทที่ 5	สรุปและข้อเสนอแนะ.....	69
5.1	สรุปผลของโครงการ.....	70
5.2	ข้อเสนอแนะ.....	71
บรรณานุกรม.....		72
ภาคผนวก.....		73
ภาคผนวก ก.รูปชิ้นงาน.....		74
ภาคผนวก ข.โปรแกรม.....		80
ภาคผนวก ค. Datasheet.....		113
ประวัติผู้เขียน.....		156

สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
2.1 การแบ่งประเภท Converters สำหรับ switched reluctance machines.....7 ตามโครงสร้างของ Converters	
2.2 วงจรแบบหนึ่งสวิตช์ต่อหนึ่งเฟส.....8	
2.3 วงจรแบบหนึ่งสวิตช์ต่อหนึ่งเฟส.....8	
2.4 วงจรแบบหนึ่งสวิตช์ต่อหนึ่งเฟสขณะป้อนพลังงานเข้าขดลวด.....9	
2.5 วงจรแบบหนึ่งสวิตช์ต่อหนึ่งเฟสแบบเพิ่มเติมความต้านทาน.....10	
2.6 วงจรแบบหนึ่งสวิตช์ต่อหนึ่งเฟสแบบเพิ่มเติมความต้านทาน.....10 ขณะป้อนพลังงานเข้าขดลวด	
2.7 วงจรแบบหนึ่งสวิตช์ต่อหนึ่งเฟสแบบเพิ่มเติมความต้านทาน.....10 ขณะลดพลังงานของขดลวด	
2.8 วงจรแบบหนึ่งสวิตช์ต่อหนึ่งเฟสแบบมีตัวต้านทานและซีเนอร์ไดโอด.....11	
2.9 วงจรแบบหนึ่งสวิตช์ต่อหนึ่งเฟสแบบ bifilar-wound.....11	
2.10 วงจรแบบหนึ่งสวิตช์ต่อหนึ่งเฟสแบบ bifilar-wound ขณะเพิ่มพลังงาน.....11	
2.11 วงจรแบบหนึ่งสวิตช์ต่อหนึ่งเฟสแบบ bifilar-wound ขณะลดพลังงาน.....12	
2.12 Oulton SR Drive.....13	
2.13 วงจร Oulton SR Drive ขณะเพิ่มพลังงาน.....13	
2.14 วงจร Oulton SR Drive ขณะลดพลังงาน.....14	
2.15 วงจรขับเคลื่อนแบบสองสวิตช์ต่อเฟส.....14	
2.16 วงจรขับเคลื่อนแบบสองสวิตช์ต่อเฟสขณะเพิ่มพลังงาน.....15	
2.17 วงจรขับเคลื่อนแบบสองสวิตช์ต่อเฟสขณะลดพลังงาน.....15	
2.18 วงจรขับเคลื่อนแบบสองสวิตช์ต่อเฟสขณะคืนพลังงานสู่แหล่งจ่าย.....16	
2.19 วงจรขับเคลื่อนแบบที่มีการใช้ส่วนจ่ายพลังงานร่วมกัน.....17	
2.20 วงจรขับเคลื่อนแบบที่มีการใช้ส่วนกระแสไหลวนร่วมกัน.....17	
2.21 การแบ่งประเภท Converters สำหรับ switched reluctance machines.....18 ตามประเภทการใช้งานของ Converters	
2.22 Dissipative Converter.....18	
2.23 Bifilar Converter.....19	
2.24 Single-phase sood Converter.....20	
2.25 Auxiliary DC Rail Converter.....20	
2.26 Buck –Boost Switched Reluctance Converter.....21	

VII

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.27	Asymmetric Half Bridge Converter.....	21
2.28	การเลือกใช้งานงานของ Single Phase Converter..... สำหรับ Switch Reluctance Drive	22
2.29	แสดงวงจร Asymmetric Half Bridge Converter ของ SRM.....	23
2.30	รูปคลื่นแสดงการทำงานของ Asymmetric Half Bridge Converter (strategy I)	24
2.31	รูปคลื่นแสดงการทำงานของ Asymmetric Half Bridge Converter (strategy II)	25
2.32	แสดงการควบคุมวงจร Asymmetric Half Bridge Converter ในลักษณะ soft chopping	27
2.33	แสดงการควบคุมวงจร Asymmetric Half Bridge Converter ในลักษณะ hard chopping	28
2.34	การควบคุมโหมดกระแสพัลส์.....	29
2.35	กระแสของอุปกรณ์ (Device) เมื่อทำการปรับปรุงการสวิตช์ซึ่งใน Strategy	30
2.36	วงจรมอสเฟส.....	32
2.37	กราฟแสดงลักษณะสมบัติของกระแสและแรงดันของมอสเฟต.....	33
2.38	กราฟความต้านทานระหว่างเดรตและซอล.....	34
2.39	กราฟสัมพันธ์อิทธิคุณของมอสเฟต.....	35
2.40	Block diagram ภายในของไอซีเบอร์ IR2110.....	35
2.41	ลักษณะการต่อใช้งานในการขับมอสเฟต.....	36
2.42	หลักการทำงานของdsPIC.....	41
2.43	แสดงขาการทำงานต่างของ dsPIC 30F2010.....	43
2.44	รูปคลื่นในการสวิตช์ของออปโตคัปเปิลอร์โดยทั่วไป.....	44
2.45	วงจรทดสอบ การทำงานในโหมดพัลส์ของออปโตคัปเปิลอร์แบบไม่อิมิตัว.....	45
2.46	วงจรทดสอบการทำงานในโหมดพัลส์ของออปโตคัปเปิลอร์แบบอิมิตัว.....	45
3.1	บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงาน และการควบคุมของโครงการ.....	46
3.2	วงจรกำลัง Three phase Asymmetric Half Bridge Converter	47
3.3	โครงสร้างของ dsPIC 30F2010 สร้างสัญญาณควบคุม.....	47
3.4	แสดงวงจรขับมอสเฟต Opto-Coupler ที่ใช้ในการทดลอง.....	48
3.5	วงจรเรียงกระแส.....	49
3.6	วงจรจำลอง Single phase Asymmetric Half Bridge Converter..... โดยควบคุมการทำงานแบบ soft chopping	50

VIII

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.7	แสดงคลื่นสัญญาณที่ได้จากการจำลองการทำงานแบบ Soft chopping51 ด้วยโปรแกรม MATLAB
3.8	วงจรจำลอง Single phase Asymmetric Half Bridge Converter52 โดยควบคุมการ ทำงานแบบ hard chopping
3.9	แสดงคลื่นสัญญาณที่ได้จากการจำลองการทำงานแบบ Hard chopping.....53 ด้วยโปรแกรม MATLAB
3.10	วงจรจำลอง Single phase Asymmetric Half Bridge Converter54 โดยควบคุมการ ทำงานแบบ soft alternate chopping
3.11	แสดงคลื่นสัญญาณที่ได้จากการจำลอง.....55 การทำงานแบบ Soft alternate chopping ด้วยโปรแกรม MATLAB
3.12	วงจรจำลอง Single phase Asymmetric Half Bridge Converter55 โดยควบคุมการทำงานแบบ โหมดกระแสพัลส์
3.13	แสดงคลื่นสัญญาณที่ได้จากการจำลองการทำงานแบบ.....56 โหมดกระแสพัลส์ ด้วยโปรแกรม MATLAB
4.1	แสดงสัญญาณที่ได้จากวงจรของไอซีเบอร์ TL49457
4.2	แสดงสัญญาณที่ได้จากวงจรของไอซีเบอร์ TL494.....58 และสัญญาณหลังจากผ่าน AND Gate
4.3	สัญญาณแรงดันและกระแสที่ได้จากสัญญาณขับด้วย59 TL494 และไอซี AND Gate 74LS08
4.4	แสดงขาสัญญาณของ dsPIC 30F2010 ที่ทำการวัดทดสอบ.....59
4.5	แสดงสัญญาณเปรียบเทียบที่วัดได้จาก Port60 ขาสัญญาณ PWM1L/RE0 (C1),PWM2L/RE2 (C2) และ PWM3L/RE4 (C3)
4.6	แสดงสัญญาณเปรียบเทียบที่วัดได้จาก Port61 ขาสัญญาณ PWM1H/RE1 (C1), PWM2H/RE3 (C2) และ PWM3H/RE5 (C3)
4.7	สัญญาณอินพุทขับเกิดมอสเฟสกำลังของเฟส A เปรียบเทียบกับเฟส B.....62
4.8	สัญญาณอินพุทขับเกิดมอสเฟสกำลังของเฟส A เปรียบเทียบกับเฟส C.....62
4.9	สัญญาณอินพุทขับเกิดมอสเฟสกำลังของเฟส B เปรียบเทียบกับเฟส C.....63
4.10	สัญญาณแรงดันและกระแสที่ได้ผ่านโหลด R และ L64 ของเฟส A ที่แรงดันแหล่งจ่าย DC 50 โวลต์
4.11	สัญญาณแรงดันและกระแสที่ได้ผ่านโหลด R และ L64 ของเฟส A ที่แรงดันแหล่งจ่าย DC 100 โวลต์

VIII

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.12	สัญญาณแรงดันและกระแสที่ได้ผ่านโหลด R และ L65 ของเฟส B ที่แรงดันแหล่งจ่าย DC 50 โวลต์	65
4.13	สัญญาณแรงดันและกระแสที่ได้ผ่านโหลด R และ L65 ของเฟส B ที่แรงดันแหล่งจ่าย DC 100 โวลต์	65
4.14	สัญญาณแรงดันและกระแสที่ได้ผ่านโหลด R และ L66 ของเฟส C ที่แรงดันแหล่งจ่าย DC 50 โวลต์	66
4.15	สัญญาณแรงดันและกระแสที่ได้ผ่านโหลด R และ L.....66 ของเฟส C ที่แรงดันแหล่งจ่าย DC 100 โวลต์	66
4.16	สัญญาณอินพุตขับเกตมอสเฟสกำลังทั้งสองตัวในแต่ละเฟส67 กรณี hard chopping	67
4.17	สัญญาณแรงดันและกระแสที่ได้ผ่านโหลด R และ L68 ในแต่ละเฟส กรณี hard chopping	68
4.18	สัญญาณอินพุตขับเกตมอสเฟสกำลังทั้งสองตัวในแต่ละเฟส69 กรณีการควบคุมแบบโหมดกระแสพัลส์	69
4.19	สัญญาณแรงดันและกระแสที่ได้ผ่านโหลด R และ L69 ในแต่ละเฟส กรณีโหมดการควบคุมแบบกระแสพัลส์	69

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความสำคัญและที่มาของปัญหา

โครงการการศึกษาวงจระอะซิมเมตริก ฮาร์ฟบริดจ์ คอนเวอร์เตอร์ เนื่องจากมาจากมอเตอร์สวิตช์รีลักแตนซ์ เริ่มได้รับความนิยมและสนใจในยุโรปและอเมริกา เนื่องจากโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อน ราคาถูก ไม่ต้องมีการบำรุงรักษา รวมทั้งสามารถทำงานได้แม้กระทั่งเฟสใดเฟสหนึ่งเกิดความเสียหาย ด้วยเหตุนี้จึงได้มีการนำมอเตอร์สวิตช์รีลักแตนซ์มาใช้ในภาคธุรกิจอุตสาหกรรมมากขึ้น เช่น นำมาใช้เป็นปั๊มในรถยนต์รุ่นใหม่ๆ มอเตอร์ต่างๆในอากาศยานรุ่นใหม่ เครื่องซักผ้าหรือเครื่องดูดฝุ่นในเครื่องหมายการดำที่แพร่หลายมาก แต่มีข้อด้อยตรงที่ว่าต้องมีวงจรถับเคลื่อนทำให้เป็นการเพิ่มต้นทุนในงานบางประเภท หรือ ปัญหาเกี่ยวกับแรงบิดกระเพื่อม และเสียงรบกวน

ในการศึกษาโครงการนี้เพื่อลดข้อด้อยของวงจรถับเคลื่อน รวมถึงการศึกษากการทำงานของวงจรมีประสิทธิภาพมากที่สุด ซึ่งโครงการการศึกษาวงจระอะซิมเมตริก ฮาร์ฟบริดจ์จะช่วยให้เข้าใจการทำงาน รวมถึงปรับปรุงวงจรถับเคลื่อนให้ดีขึ้น

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ

- เพื่อศึกษาโครงสร้างและหลักการทำงานของวงจระ Asymmetric half bridge converter สำหรับควบคุมสวิตช์รีลักแตนซ์มอเตอร์
- เพื่อศึกษาและนำเสนอแนวทางการออกแบบวงจระ Asymmetric half bridge converter สำหรับควบคุมสวิตช์รีลักแตนซ์มอเตอร์
- เพื่อศึกษาและนำเสนออุปกรณ์ ไมโครคอนโทรลเลอร์ (DSPIC) ในการสร้างสัญญาณควบคุมการทำงานของวงจระ Asymmetric half bridge converter สำหรับควบคุมสวิตช์รีลักแตนซ์มอเตอร์
- เพื่อสร้างชุดขับวงจระ Asymmetric half bridge converter โดยนำไปขับ สวิตช์รีลักแตนซ์มอเตอร์ที่มีโครงสร้างแบบสามเฟส
- เพื่อเป็นแนวทางในการวิเคราะห์และพัฒนางวงจระ Asymmetric half bridge converter สำหรับควบคุมสวิตช์รีลักแตนซ์มอเตอร์ต่อไป
- สามารถทดลองการขับวงจระ โดยใช้ชุดขับวงจระ Asymmetric half bridge converter โดยควบคุมสัญญาณ ด้วยอุปกรณ์ไมโครคอนโทรลเลอร์ (DSPIC) กับโหลด RL ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดของโครงการ

1. ศึกษาและหลักการทํางานและโครงสร้างของวงจร Asymmetric half bridge converter เพื่อนําไปพัฒนาสร้างชุดขับสำหรับสวิตช์รีลักแตนซ์มอเตอร์
2. ออกแบบ, ประดิษฐ์และปรับปรุงวงจรอะซิมเมตริก Asymmetric half bridge converter ให้มีประสิทธิภาพ ในการควบคุมสวิตช์รีลักแตนซ์มอเตอร์ให้ทํางานได้
3. ออกแบบและพัฒนาชุดควบคุมการทํางานของวงจร Asymmetric half bridge converter ด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ (DSPIC)
4. สามารถทดลองการขับวงจร โดยใช้ชุดขับวงจร Asymmetric half bridge converter โดยควบคุมสัญญาณ ด้วยอุปกรณ์ไมโครคอนโทรลเลอร์ (DSPIC) กับโหลด RL ได้

1.4 วิธีการที่ใช้ในโครงการ

จากขอบเขตของโครงการที่ได้ทำการศึกษาจะพบว่าเป็นโครงการที่ทำการออกแบบและศึกษาเกี่ยวกับวงจร Asymmetric half bridge converter ซึ่งวิธีการที่ใช้ในโครงการนั้น จำเป็นที่ต้องเริ่มจากการศึกษาความรู้พื้นฐานโดยทั่วไปของวงจร พร้อมทั้งหลักการทํางานของวงจร รวมถึงทำการออกแบบในส่วนวงจร ซึ่งจะประกอบไปด้วยสองส่วนคือส่วนของวงจรควบคุมและวงจรกำลัง โดยในส่วนของวงจรควบคุมนั้นจะต้องทำการศึกษาการทํางานของส่วนตัวสร้างสัญญาณนั้นคือส่วนของตัว Microcontroller และ ส่วนของวงจรขับซึ่งทำหน้าที่ขับสวิตส์ในวงจรกำลังโดยการทำการแยกกราวด์ของส่วนวงจรกำลังและวงจรควบคุมออกจากกัน จากนั้นทำการสร้างและประกอบวงจรในส่วนต่างๆซึ่งได้แก่วงจรในส่วนควบคุมและวงจรกำลังเข้าด้วยกัน สุดท้ายเป็นการทำการออกแบบการทดลองเพื่อทดสอบการทํางานของวงจร Asymmetric half bridge converter ในลักษณะการทํางานต่างๆ ตามสัญญาณการควบคุมต่างๆ ที่ได้จาก Microcontroller

1.5 แผนการดำเนินโครงการ

ระยะเวลา	2550							2551		
	พ.ค.	มิ.ย.	ก.ค.	ส.ค.	ก.ย.	ต.ค.	พ.ย.	ธ.ค.	ม.ค.	ก.พ.
1.ศึกษาและหาข้อมูลเกี่ยวกับวงจร ASHB และการทำงานของ SRM										
2.การจำลอง Dynamic model ของวงจร ASHB ด้วยโปรแกรม MATLAB										
3.ศึกษาและออกแบบวงจรขับเคลื่อนสำหรับมอเตอร์										
4.ทำการทดลองวงจรสร้างสัญญาณ PWM ด้วย IC เบอร์ TL494 (เพื่อเป็นตัวกำเนิดสัญญาณให้กับวงจรขับเคลื่อนที่ใช้ IC เบอร์ IR2110)										
5.ทดลองสร้างวงจร ASHB หนึ่งเฟส เพื่อขับโหลด R และ L										
6.ศึกษาและเขียนโปรแกรมการสร้างสัญญาณ PWM ด้วย PIC										
7.สร้างวงจร ASHB แบบ 3 เฟส โดยใช้โหลดเป็น R และ L										
8.บันทึกและสรุปผลการดำเนินงานต่างๆที่ได้										

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.6 การจัดโครงสร้างของเนื้อหาในปริิญาานิพนธ์

เนื้อหาภายในปริิญาานิพนธ์เล่มนี้ประกอบด้วย

- บทที่ 2 จะกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานที่นำมาใช้เป็นแนวคิดในการทำโครงการ ซึ่งจะอธิบายทฤษฎีตามส่วนต่าง ๆ ของระบบ อันได้แก่ ทฤษฎีของสวิทช์ รีลัคแตนซ์มอเตอร์ (Switched Reluctance Motor) , ทฤษฎีวงจรรฮาร์ฟบริดจ์ คอนเวอร์เตอร์ (Half-bridge converter) , dsPIC ไมโครคอนโทรลเลอร์
- บทที่ 3 จะกล่าวถึงการออกแบบและการจำลอง ในส่วนของวงจรต่าง ๆ ซึ่งประกอบไปด้วยส่วนของวงจรควบคุม วงจรกำลัง และ วงจรเรียงกระแส
- บทที่ 4 เป็นส่วนของการทดลองและผลการทดลองที่ได้จากการวัดสัญญาณ ต่างๆ ในการทำงานของวงจร Asymmetric half bridge converter ในเฟส ต่างๆทั้งสามเฟส และรวมถึงลักษณะการทำงานต่างๆด้วย
- บทที่ 5 จะเป็นบทสรุปและวิจารณ์โครงการว่าเป็นอย่างไร มีประสิทธิภาพ มากน้อยเพียงใด ปัญหาที่เกิดขึ้นและแนวทางแก้ไขปัญหา รวมถึงคำแนะนำ คำวิจารณ์ทุกเรื่องที่เกิดขึ้นในระหว่างทำโครงการ เพื่อให้ผู้อ่านได้รับข้อมูล และเห็นแนวทางที่จะปฏิบัติได้ง่ายขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง (Related Theories)

2.1 ความรู้ทั่วไปเกี่ยวกับสวิตช์รีลักแตนซ์มอเตอร์ (SRM)

มอเตอร์สวิตช์รีลักแตนซ์มอเตอร์เป็นเครื่องจักรกลไฟฟ้าแบบหนึ่งที่มีโครงสร้างที่ง่าย ประกอบไปด้วยสเตเตอร์และโรเตอร์แบบขั้วยื่น โดยที่สเตเตอร์มีขดลวดพันอยู่ส่วนโรเตอร์นั้นไม่มีขดลวดพัน แรงบิดที่เกิดขึ้นนั้นมาจากที่โรเตอร์หมุนไปในทิศทางที่ทำให้ค่าความเหนี่ยวนำจะมีค่าแปรผันตามตำแหน่งของโรเตอร์

มอเตอร์ชนิดนี้ถูกค้นพบมาเป็นเวลานานแล้ว แต่เพิ่งจะได้รับความสนใจในหมู่นักวิจัยและอุตสาหกรรมในช่วงไม่กี่สิบปีที่ผ่านมาเพราะถึงแม้ว่าโครงสร้างของมอเตอร์จะง่าย แต่การควบคุมให้มอเตอร์ทำงานได้นั้นมีความยุ่งยากซับซ้อน เช่น จำเป็นต้องรู้ตำแหน่งของโรเตอร์เพื่อที่ว่าจะได้ป้อนพลังงานให้กับเฟสต่างๆได้อย่างเหมาะสมและถูกต้องเพื่อที่ได้สร้างแรงบิดในทิศทางที่ต้องการ และในปัจจุบันนั้นอุปกรณ์ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์มีขนาดเล็กและถูกลงจึงทำให้มอเตอร์สวิตช์รีลักแตนซ์จึงเป็นตัวเลือกหนึ่งในการนำมาใช้ทดแทนมอเตอร์ประเภทอื่นๆ

คุณสมบัติของเอสอาร์เอ็ม

มอเตอร์สวิตช์รีลักแตนซ์นี้มีคุณสมบัติต่างๆ ที่เป็นเอกลักษณ์ต่อไปนี้

- ทั้งสเตเตอร์และโรเตอร์เป็นแบบขั้วยื่น (salient poles)
- ที่แต่ละขั้วสเตเตอร์จะมีขดลวดพันอยู่จำนวน 1 ขดเท่านั้น สามารถนำขดลวดที่ขั้วต่างๆ ที่เหมาะสมมาต่อเข้าด้วยกันได้ทั้งแบบขนานหรืออนุกรม และเรียกรวมว่าขดลวดเฟส (Phase Windings)
- ลักษณะการจ่ายพลังงานเข้าขดลวดเฟสจะเป็นลักษณะการเรียงลำดับเฟส เช่นมอเตอร์แบบสามเฟส ก็จะป้อนพลังงานหรือกระแสเข้าขดลวดเฟสในลำดับเฟส A-B-C และ C-B-A เป็นต้น เพื่อให้โรเตอร์สามารถหมุนไปในทิศทางที่ต้องการได้
- ในขณะที่โรเตอร์หมุนนั้น เส้นแรงแม่เหล็กเกี่ยวค้ำ (Flux Linkage) ของเฟสนั้นๆ จะมีลักษณะเป็นรูปสามเหลี่ยม หรือฟันเลื่อย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 ลักษณะทั่วไปของ Converters สำหรับ Switched Reluctance Motor (SRM)

การทำงานของ Power electronic converter สำหรับ switched reluctance motor จำเป็นต้องมีคุณสมบัติหลัก 3 ประการ ดังนี้ ประการแรก สามารถจ่ายแรงดันที่เป็นบวก (Positive voltage loop) เพื่อทำให้เกิดการเพิ่มของเส้นแรงแม่เหล็ก (Flux) ในขดลวดแต่ละเฟสที่ถูกกระตุ้นได้ ประการที่สองจะต้องมีความสามารถในการลดเส้นแรงแม่เหล็ก (Flux) ถ้าระดับของกระแสถึงระดับที่กำหนดไว้ และประการที่สาม จะต้องจ่ายแรงดันที่เป็นลบขณะที่มีการหยุดการทำงาน (Turn off) เป็นการทำงานในช่วงแรงดันที่เป็นลบ (Negative voltage loop)

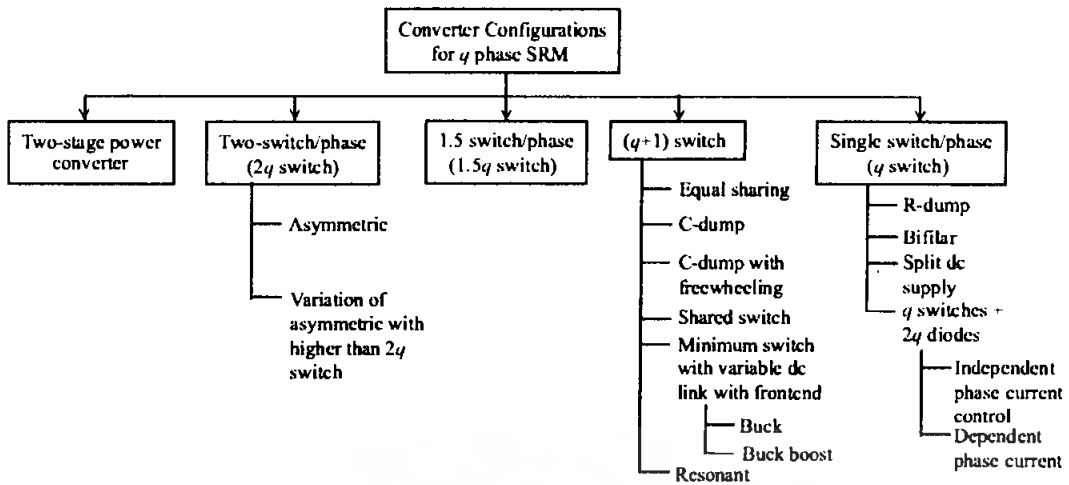
ใน SRM การทำงานของแต่ละเฟสจะแยกกันอย่างอิสระ เป็นผลทำให้ต้องระมัดระวังเรื่องของพลังงานสะสมที่เกิดจากแรงทางสนามแม่เหล็ก (Stored magnetic field energy) พลังงานจากสนามแม่เหล็กจะเกิดขึ้นในช่วงของการเปลี่ยนแปลงการทำงานระหว่างเฟส เป็นผลทำให้อาจจะเกิดการเกินของแรงดันที่ตกคร่อมขดลวดและบนตัวอุปกรณ์สวิตช์ (Switches power semiconductor) ได้ ซึ่งจะส่งผลให้เกิดความเสียหายตามมา โดยการเกิดลักษณะนี้เป็นคุณสมบัติเฉพาะของ Converter สำหรับ SRM อยู่แล้ว แต่สำหรับ Converter ของ SRM โดยทั่วไปสามารถที่จะเกิดการ Freewheel พลังงานที่เกิดขึ้นได้และพลังงานบางส่วนจะมีการแปลงผันเป็นพลังงานทางกลหรือพลังงานทางไฟฟ้า หรือมีการกระจายพลังงานไปในขดลวดของ SRM นอกจากนี้ ยังสามารถที่จะส่งคืนกลับสู่แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง DC อย่างใดอย่างหนึ่งโดยทางไฟฟ้าหรือทางรูปคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic) ก็ได้

2.3 การแบ่งประเภทของ Converters สำหรับ Switched Reluctance Machines (SRM)

ในการแบ่งประเภทของ Converters สำหรับ SRM สามารถทำการแบ่งได้เป็น 2 ลักษณะคือ

2.3.1 แบ่งตามลักษณะโครงสร้างของ Converters

โดยพิจารณาจากจำนวนสวิตช์ (Switch) ที่ใช้งานซึ่งแปรผันตามจำนวนเฟสของ SRM เมื่อจำนวนสวิตช์มีค่าเท่ากับ q , $(q+1)$, $1.5q$, และ $2q$ โดย q เท่ากับจำนวนเฟสของ SRM จะสามารถทำการแบ่งประเภทของ Converter ได้ดังรูปที่ 2.1



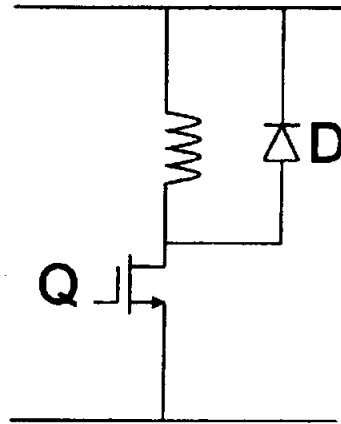
รูปที่ 2.1 การแบ่งประเภท Converters สำหรับ switched reluctance machines ตาม โครงสร้างของ Converters

จากรูปที่ 2.1 จะเห็นว่าการร่วมเอาลักษณะของ Two-stage power converter ซึ่งมีการจัดประเภทของหมวดหมู่ไม่ขึ้นกับจำนวนเฟสของ SRM ถูกนำมารวมอยู่ด้วย โดยทั้งหมดจะถูกนำมาพิจารณาตามรายละเอียดดังต่อไปนี้คือ โครงสร้างของ Converter ยกเว้น two-stage power converter จะสมมุติให้หัวอินพุท (Input) เป็นแหล่งจ่ายกระแสตรง (DC Supply) โดยอาจมาจากแบตเตอรี่ (Batteries) หรือ มาจากการแปรผันจากแหล่งจ่ายกระแสสลับ (AC Supply) ก็ได้

สรุปวงจรกำลังสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์แบบสวิตช์รีลักแตนซ์นั้นจะต้องมีจะต้องมีความสามารถในการจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง รวมทั้งมีความสามารถในการควบคุมขนาดของกระแสที่ไหลในขดลวดได้ด้วย วงจรกำลังสามารถจำแนกออกได้เป็นประเภทต่างๆ ได้สามประเภทคือ วงจรขับเคลื่อนแบบหนึ่งสวิตช์ต่อเฟส วงจรขับเคลื่อนแบบสองสวิตช์ต่อเฟส และวงจรขับเคลื่อนที่มีการใช้อุปกรณ์ร่วมกันของแต่ละเฟส

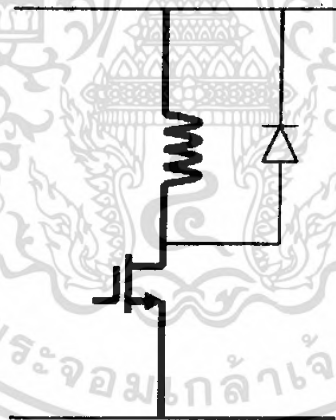
2.3.1.1 วงจรขับเคลื่อนแบบหนึ่งสวิตช์ต่อเฟส

เป็นวงจรขับเคลื่อนแบบที่ง่ายที่สุดและมีราคาถูกที่สุดเพราะใช้สวิตช์แค่หนึ่งตัวต่อหนึ่งเฟส จากที่ได้กล่าวมาแล้ว วงจรกำลังจำเป็นต้องมีเส้นทางเดินกระแสไหลวน เพื่อให้กระแสลดลงสู่ศูนย์ และเส้นแรกแม่เหล็กจะลดลงสู่ศูนย์ก่อนรอบต่อไปของการเคลื่อนที่ของโรเตอร์หรือ สเตโรคัทไป จากรูปที่ 2.2 แสดงถึงวงจรขับเคลื่อนแบบหนึ่งสวิตช์ต่อเฟส โดยประกอบไปด้วย สวิตช์ Q ที่ควบคุมได้ เช่น มอสเฟส หรือ ไอจีบีทีที่ต่ออนุกรมกับขดลวดของเฟสนั้นๆ นอกจากนี้ยังมีไดโอด D อีกหนึ่งตัวต่อเพื่อเป็นทางเดินกระแสไหลวน



รูปที่ 2.2 วงจรแบบหนึ่งสวิทช์ต่อหนึ่งเฟส

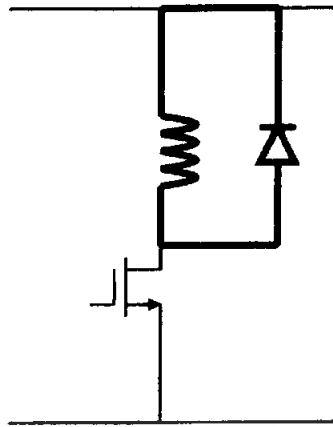
จะเห็นได้ว่าเนื่องจากมีไดโอดเพียงหนึ่งตัวในเส้นทางเดินกระแสไหลวน ดังนั้นเมื่อสวิทช์ Q เปิด วงจรจะปรากฏแรงดันคร่อมขดลวดมีค่าเท่ากับแรงดันตกคร่อมไดโอด D และแรงดันตกคร่อมความต้านทานของขดลวดเท่านั้น กระแสจึงลดลงสู่ศูนย์ได้ช้ามากเนื่องจากแรงดันตกคร่อมขดลวดมีค่าน้อยมาก ในขณะที่สวิทช์ Q ON นั้นแรงดันตกคร่อมขดลวดมีค่าเท่ากับแรงดันดีซี ลิงค์ ส่วนไดโอด D จะถูกไบแอสกลับ กระแสที่ไหลในขดลวดจึงเพิ่มขึ้น ดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 วงจรแบบหนึ่งสวิทช์ต่อหนึ่งเฟสขณะป้อนพลังงานเข้าขดลวด

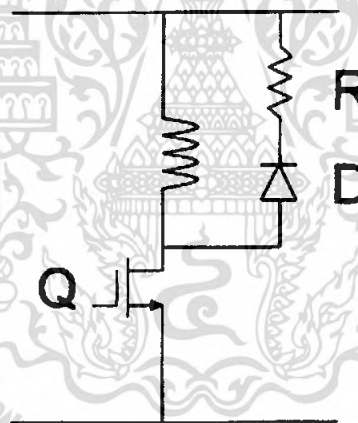
แต่เมื่อสวิทช์ Q OFF กระแสที่ไหลในขดลวดจะไหลย้อนกลับผ่านไปยังไดโอด D และไหลวนอยู่ในลูป แรงดันตกคร่อมขดลวดในขณะนี้มีค่าเท่ากับค่าลบของแรงดันตกคร่อมไดโอด D ดังแสดงในรูป 2.4 จะเห็นได้ว่าการทำงานของวงจรแบบนี้จะทำให้ช่วงระยะเวลาที่กระแสลดลงสู่ศูนย์นั้นนานมาก อาจทำให้กระแยังไหลอยู่ในขณะที่ตำแหน่งของโรเตอร์อยู่ในช่วงที่มีความชันของค่าความเหนียวน่าเป็นลบ และแรงบิดที่เกิดขึ้นจะมีค่าลบและด้านการทิศทางการเคลื่อนที่ของโรเตอร์ วิธีการแก้ไขคือต้องมีการ OFF สวิทช์ Q ก่อนตำแหน่ง aligned เป็นระยะเวลาพอที่จะไม่ทำให้เกิดแรงบิดค่าลบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



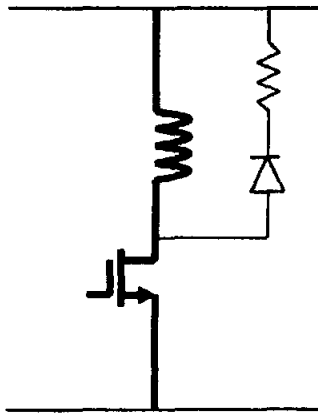
รูปที่ 2.4 วงจรแบบหนึ่งสวิตช์ต่อหนึ่งเฟสขณะป้อนพลังงานเข้าขดลวด

จากวงจรกำลังสำหรับการเคลื่อนที่แบบที่ได้กล่าวมาแล้วมีปัญหาคือกระแสในขดลวดจะลดลงสู่ศูนย์ก่อนรอบการเคลื่อนที่ของโรเตอร์ถัดไปจะใช้เวลาานานมาก อันเนื่องมาจากแรงดันของขดลวดมีค่าเท่ากับแรงดันตกคร่อมไดโอด D รวมกับแรงดันตกคร่อมความต้านทานขดลวดเท่านั้น วงจรนี้อาจถูกดัดแปลงและแก้ไขปัญหาดังกล่าว โดยการเพิ่มตัวต้านทาน R ต่ออนุกรมกับไดโอด D ดังแสดงในรูปที่ 2.5



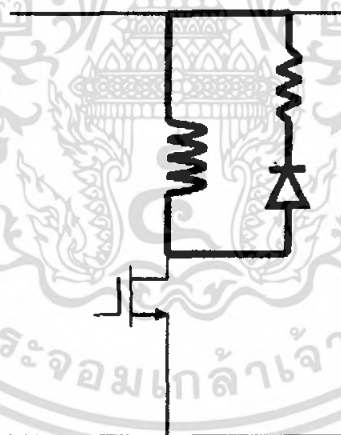
รูปที่ 2.5 วงจรแบบหนึ่งสวิตช์ต่อหนึ่งเฟสแบบเพิ่มเติมความต้านทาน

ในขณะที่สวิตช์ Q ON แรงดันตกคร่อมขดลวดจะมีค่าเท่ากับแรงดันดีซีลิงค์เหมือนกับวงจรแรก เส้นทางเดินของกระแสแสดงในรูปที่ 2.6



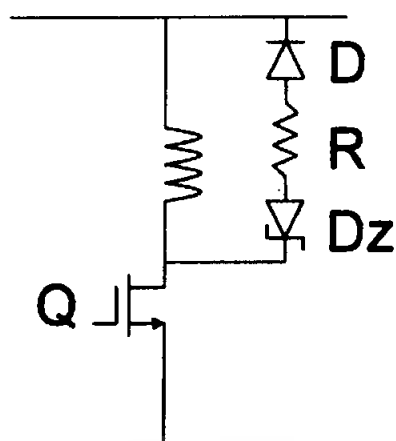
รูปที่ 2.6 วงจรแบบหนึ่งสวิตช์ต่อหนึ่งเฟสแบบเพิ่มเติมความต้านทานขณะป้อนพลังงานเข้าขดลวด

แต่เมื่อสวิตช์ Q OFF กระแสจะไหลวนผ่านไดโอด D และตัวต้านทาน R ในขณะที่แรงดันตกคร่อมขดลวดจะมีค่าเพิ่มขึ้นเนื่องจากค่าของตัวต้านทาน R ที่สูงกว่าความต้านทานขดลวดอย่างเดียว กระแสและเส้นแรงแม่เหล็กลดลงสู่ศูนย์ก่อนรอบต่อไปของการเคลื่อนที่ของโรเตอร์ แต่ข้อเสียก็คือจะทำให้ประสิทธิภาพของวงจรต่ำลงอันเนื่องมาจากตัวต้านทาน R และแรงดันตกคร่อมขดลวดยังมีค่าลดลงเมื่อกระแสลดลงอีกด้วย ซึ่งอาจทำให้เกิดเหตุการณ์ที่กระแสไหลในขณะที่ความชันของค่าความเหนี่ยวนำเมื่อเทียบกับตำแหน่งของโรเตอร์เป็นลบได้ รูปที่ 2.7 แสดงทิศทางการไหลของกระแสเมื่อ สวิตช์ Q OFF



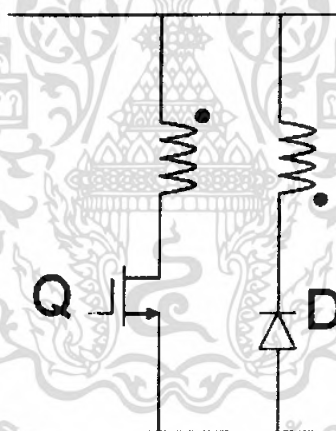
รูปที่ 2.7 วงจรแบบหนึ่งสวิตช์ต่อหนึ่งเฟสแบบเพิ่มเติมความต้านทานขณะลดพลังงานของขดลวด

บางครั้งเมื่อกระแสที่ไหลในขดลวดมีค่าสูง และเมื่อสวิตช์ Q OFF กระแสค่าสูงนั้นอาจจะสร้างแรงดันค่าที่สูงมากตกคร่อมตัวต้านทาน R วิธีการแก้ไขก็คือการเพิ่มซีเนอร์ไดโอด D_2 ดังแสดงในรูปที่ 2.8



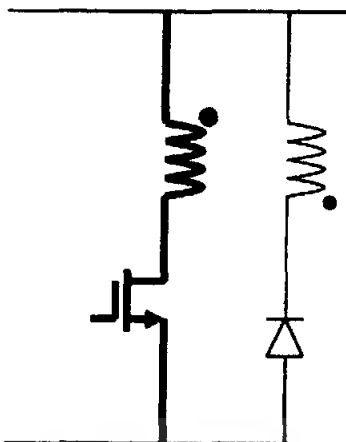
รูปที่ 2.8 วงจรแบบหนึ่งสวิตช์ต่อหนึ่งเฟสแบบมีตัวต้านทานและซีเนอร์ไดโอด

วงจรที่ได้กล่าวมาแล้วจะมีประสิทธิภาพต่ำ อันเนื่องมาจากความสูญเสียในตัวต้านทาน R เพื่อแก้ปัญหาเหล่านี้ หลักการของหม้อแปลงไฟฟ้าจึงได้ถูกนำมาใช้เพื่อสร้างทางเดินกระแสไหลวน และสร้างแรงดันตกคร่อมขดลวดขณะที่สวิตช์ Q OFF ให้มีค่าเท่ากับค่าลบของแรงดันดีซีลิงค์ได้ แสดงในรูปที่ 2.9 วงจรนี้มีชื่อเรียกว่า bifilar-wound



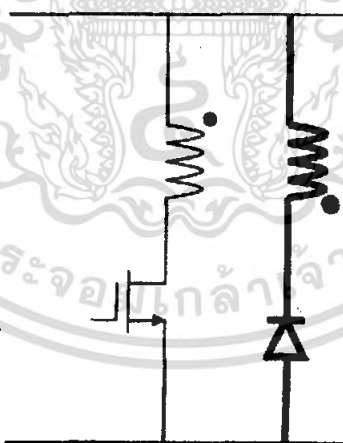
รูปที่ 2.9 วงจรแบบหนึ่งสวิตช์ต่อหนึ่งเฟสแบบ bifilar-wound

ในขณะที่ สวิตช์ Q ON นั้นขดลวดจะได้รับแรงดันมีค่าเท่ากับแรงดันดีซีลิงค์ กระแสในขดลวดจะเพิ่มขึ้นและมีทิศทางไหลเข้า dot ส่วนเส้นทางเดินกระแสไหลวนจะไม่มีกระแสไหลเนื่องมาจาก ไดโอด D จะกั้นการไหลของกระแสดังแสดงในรูปที่ 2.10



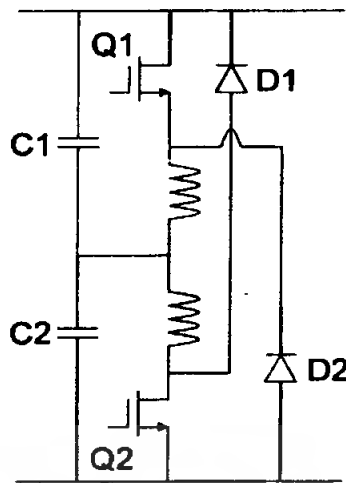
รูปที่ 2.10 วงจรแบบหนึ่งสวิตช์ต่อหนึ่งเฟสแบบ bifilar-wound ขณะเพิ่มพลังงาน

แต่เมื่อสวิตช์ Q OFF กระแสที่เคยไหลอยู่ใน magnetizing inductance ของหม้อแปลงไฟฟ้า จะไหลย้อนออกจาก dot ดังนั้นจึงเกิดกระแสเหนี่ยวนำเข้า dot ของขดลวดในเส้นทางเดินกระแสไหลวน กระแสนี้จะไหลผ่านไดโอด D และ คืบกลับไปยังแหล่งจ่ายดังแสดงในรูปที่ 4.10 นอกจากนี้แรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์ Q จะมีค่าเป็นสองเท่าของแรงดันดีซีลิงค์ ดังนั้นการพิจารณาเลือกพิกัดแรงดันของสวิตช์ Q จึงต้องคำนึงเผื่อไว้ด้วยถึงแม้ว่าวงจรนี้จะสามารถสร้างแรงดันค่าลบคร่อมขดลวดเท่ากับแรงดันดีซีลิงค์ ทำให้กระแสสามารถลงสู่ศูนย์ได้เร็วขึ้นมากกว่าวงจรอื่นๆ ที่ได้กล่าวมาแล้ว แต่วงจรนี้ก็มีข้อเสียคือไม่สามารถสร้างแรงดันศูนย์ได้



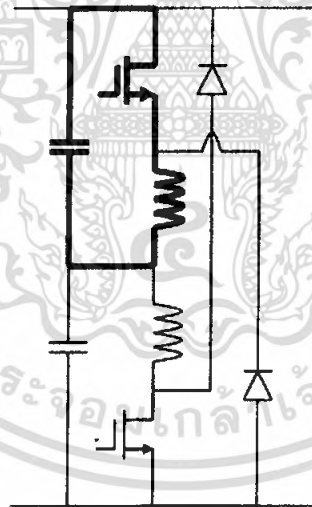
รูปที่ 2.11 วงจรแบบหนึ่งสวิตช์ต่อหนึ่งเฟสแบบ bifilar-wound ขณะลดพลังงาน

สำหรับสวิตช์รีลักแตนซ์มอเตอร์ที่มีจำนวนเฟสเป็นเลขคู่ ก็สามารถออกแบบวงจรขับเคลื่อนแบบหนึ่งสวิตช์ต่อเฟสได้ วงจรนี้เรียกว่า Oulton SR Drive ดังแสดงในรูปที่ 2.12



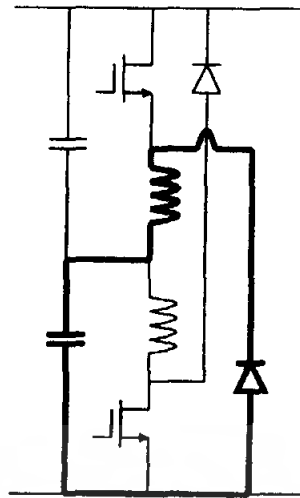
รูปที่ 2.12 วงจร Oulton SR Drive

วงจรนี้ประกอบไปด้วยขดลวดสองเฟสต่ออยู่บนดีซีลิงค์เดียวกัน หลักการทำงานเป็นดังต่อไปนี้ เมื่อต้องการที่จะเพิ่มกระแสเข้าไปในเฟสที่ 1 สวิตช์ Q1 จะ ON กระแสจะไหลเพิ่มขึ้นผ่านสวิตช์ Q1 และขดลวด และจะวนกลับไปตัวเก็บประจุ C1 ดังแสดงในรูปที่ 2.13 ในขณะที่แรงดันตกคร่อมขดลวดของเฟสที่ 1 มีค่าเท่ากับค่าบวกของครึ่งหนึ่งของแรงดันดีซีลิงค์ หรือมีค่าเท่ากับแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C1



รูปที่ 2.13 วงจร Oulton SR Drive ขณะเพิ่มพลังงาน

แต่เมื่อสวิตช์ Q1 OFF นั้น กระแสในขดลวดเฟสที่ 1 จะไหลเข้าไปประจุตัวเก็บประจุ C2 และทำให้ไดโอด D2 ON ดังแสดงในรูปที่ 2.14 ในขณะนี้แรงดันตกคร่อมขดลวดเฟสที่ 1 จะมีค่าประมาณเท่ากับแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C2 หรือประมาณครึ่งหนึ่งของแรงดันดีซีลิงค์

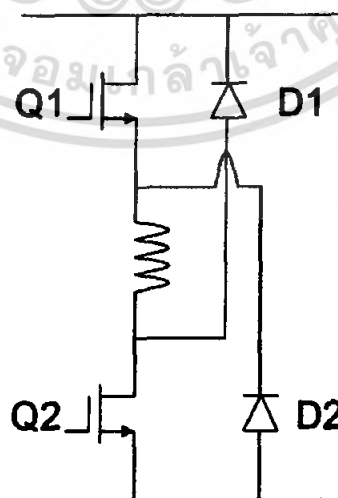


รูปที่ 2.14 วงจร Oulton SR Drive ขณะลดพลังงาน

สำหรับเฟสที่ 2 ก็ทำงานคล้ายกันโดยที่เมื่อ สวิตช์ Q2 ON แรงดันตกคร่อมขดลวดเฟสที่ 2 จะไหลผ่านไดโอด D1 และ ตัวเก็บประจุ C1 จะเห็นได้ว่าตัวเก็บประจุที่ขั้วทั้งสองตัวนั้นจะเกิดการประจุและคายประจุตลอดเวลา ขึ้นอยู่กับสถานะของสวิตช์ Q1 และ Q2 ดังนั้นการออกแบบวงจรควบคุมจึงต้องมีส่วนในการตรวจสอบความสมดุลของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุทั้งสองตัวด้วย มิเช่นนั้นอาจเกิดความเสียหายอันเนื่องมาจากแรงดันไม่สมดุลได้

2.3.1.2 วงจรขับเคลื่อนแบบสองสวิตช์ต่อเฟส

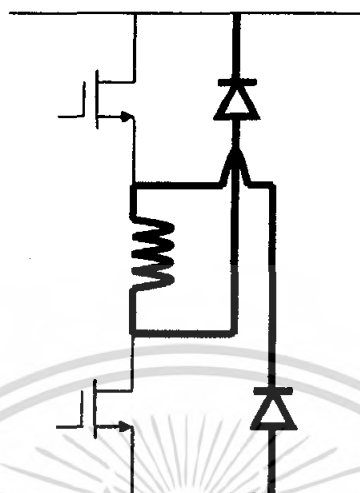
วงจรถูกจัดรูปที่ 2.15 เป็นวงจรถูกนิยมใช้มากที่สุดชนิดหนึ่ง เนื่องจากว่าวงจรมีความสามารถสร้างแรงดันคร่อมขดลวดได้ทั้งค่าบวก ค่าศูนย์ และค่าลบ ดังนั้นจึงมีความสามารถในการควบคุมรูปร่างของกระแสเฟสอย่างมีประสิทธิภาพ



รูปที่ 2.15 วงจรขับเคลื่อนแบบสองสวิตช์ต่อเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งจ่ายดังรูปที่ 2.18 จะเห็นได้ว่ารูปแบบของวงจรขับเคลื่อนแบบนี้จะมีความยืดหยุ่นในการควบคุมกระแสได้ดี นอกจากนี้ถ้าอุปกรณ์ของเฟสใดเฟสหนึ่งเกิดความเสียหาย เฟสที่เหลือยังสามารถทำงานต่อไปได้

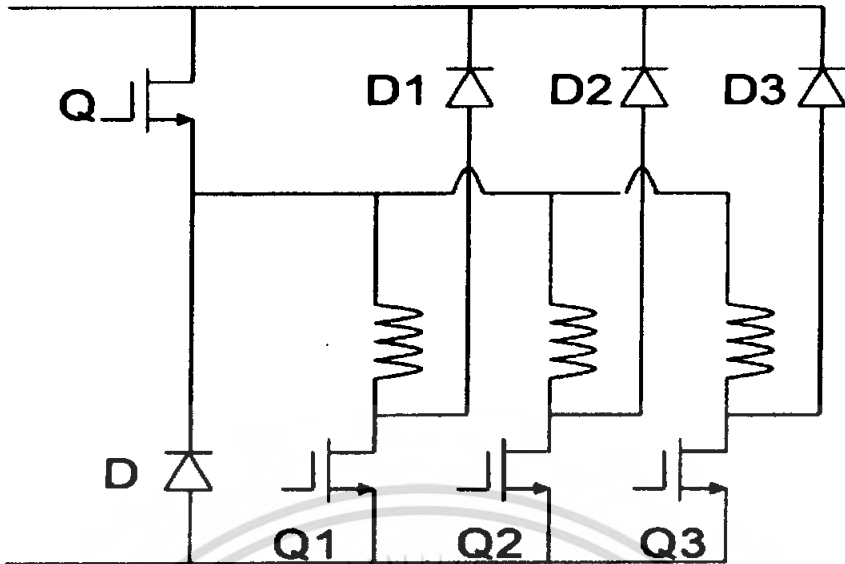


รูปที่ 2.18 วงจรขับเคลื่อนแบบสองสวิตช์ต่อเฟสขณะคืนพลังงานสู่แหล่งจ่าย

2.3.1.3 วงจรขับเคลื่อนแบบที่มีการใช้อุปกรณ์ร่วม

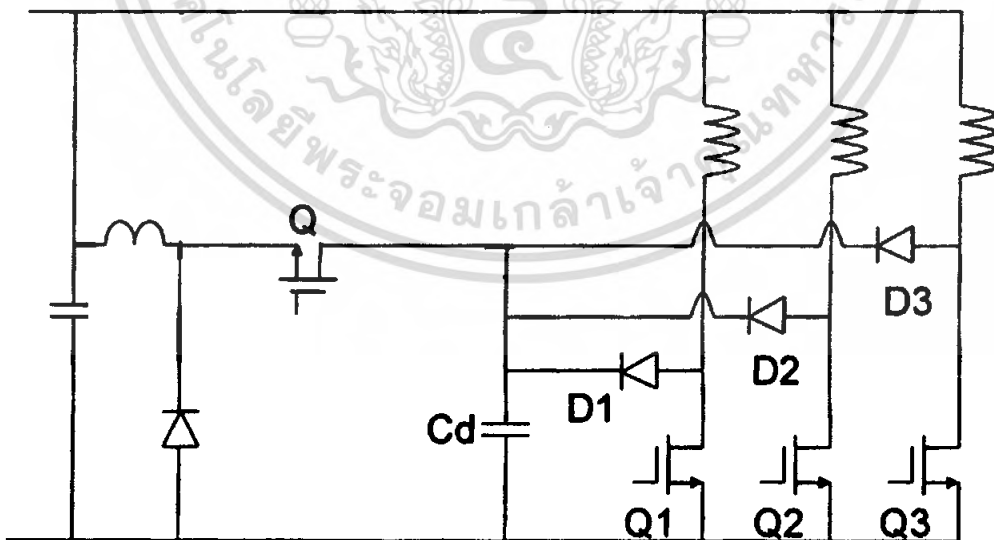
เนื่องจากว่าสวิตช์รีลักแตนซ์มอเตอร์มีโรงงานไม่ซับซ้อน ดังนั้นราคาของตัวมอเตอร์เองจึงมีราคาถูกเมื่อเทียบกับวงจรขับเคลื่อน จากที่ได้กล่าวมาแล้ววงจรขับเคลื่อนแบบสองสวิตช์ต่อเฟส ถึงแม้จะมีความยืดหยุ่นในการควบคุมที่สูงแต่ต้องใช้อุปกรณ์ในการสวิตช์ถึง 4 ตัว นั่นคือสวิตช์ที่ควบคุมได้ 2 ตัว และไดโอดอีก 2 ตัว ดังนั้นจึงเกิดแนวความคิดที่จะใช้อุปกรณ์ร่วมกันของทุกเฟส สามารถจำแนกออกได้เป็น 2 ประเภทคือ การใช้สวิตช์ควบคุมร่วมกัน และการใช้ส่วนกระแสไหลวนร่วมกัน

รูปที่ 2.19 แสดงวงจรขับเคลื่อนของมอเตอร์แบบสามเฟส ซึ่งทั้งสามเฟสนั้นใช้สวิตช์ Q ร่วมกันในการควบคุมกระแส ขณะเดียวกัน สวิตช์ของแต่ละเฟสคือ $Q1$ $Q2$ และ $Q3$ ทำหน้าที่ในการควบคุมการเลือกเฟส ตัวอย่างเช่น ในขณะที่เฟสที่ 1 ทำงาน ถ้าต้องการสร้างกระแสในขดลวดของเฟสที่ 1 สวิตช์ Q และสวิตช์ $Q1$ ต้อง ON พร้อมกัน แต่ถ้าสวิตช์ Q OFF ไดโอด D และ $D1$ จะนำกระแสและแรงดันตกคร่อมขดลวดจะเท่ากับค่าลบของดีซีลิงค์ แต่เนื่องจากอุปกรณ์ดังกล่าวใช้อุปกรณ์ร่วมกัน ดังนั้นเมื่อเทียบกับวงจรแบบสองสวิตช์ต่อเฟสแล้วพบว่าใช้อุปกรณ์น้อยลงไปถึง 4 ตัว นอกจากนี้ถ้าอุปกรณ์ของเฟสใดเฟสหนึ่งเกิดความเสียหายหรือทำงานผิดพลาด ก็จะส่งผลไปถึงเฟสอื่นๆที่เหลือด้วย



รูปที่ 2.19 วงจรขับเคลื่อนแบบที่มีการใช้ส่วนจ่ายพลังงานร่วมกัน

สำหรับวงจรที่ใช้ส่วนกระแสไหลวนนั้นแสดงในรูปที่ 2.20 จะเห็นได้ว่าการต่อไดโอดสำหรับคืนพลังงานกลับไปสู่ตัวเก็บประจุ C_d ซึ่งวงจรนี้มีชื่อเรียกว่า C-dump ซึ่งแรงดันของตัวเก็บประจุ C_d นี้จะถูกควบคุมให้อยู่ที่ประมาณสองเท่าของแรงดันดีซีลิงค์ โดยที่มีวงจรลดทอนแรงดันของ C_d โดยการควบคุมพลังงานคืนกลับไปยังแหล่งจ่าย เช่นเดียวกันกับวงจรที่มีอุปกรณ์ร่วมประเภทแรก ถ้าเกิดความเสียหายกับวงจรลดทอนแรงดัน อาจจะทำให้แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_d เพิ่มขึ้นสูงจนเกิดความเสียหายกับวงจรได้



รูปที่ 2.20 วงจรขับเคลื่อนแบบที่มีการใช้ส่วนกระแสไหลวนร่วมกัน

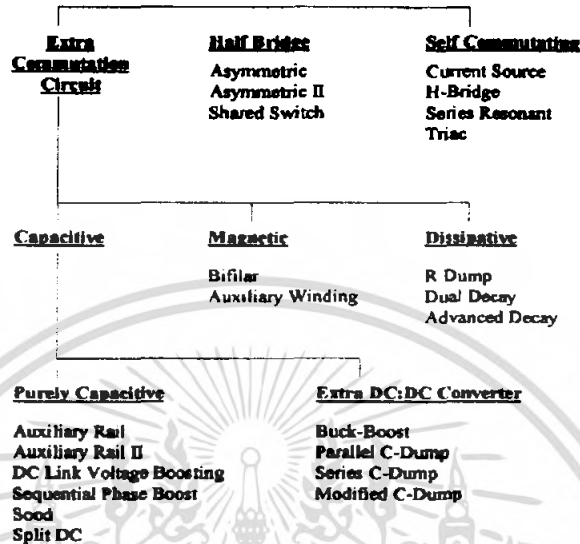
2.3.2 แบ่งตามลักษณะประเภทการใช้งานของ Converters

เราสามารถทำการแบ่งประเภท Switched reluctance drive converter ตามลักษณะ

ของการใช้งานได้เป็น 5 ประเภท คือ Dissipative Converters, 'Bifilar' Energy Recovery

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่เสียค่าใช้จ่าย
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Converters, Capacitor Only Energy Storage Converters, Circuits with Auxiliary DC : DC Converter และ Half-bridge converters, โดยความสัมพันธ์ระหว่างประเภทของ Converter แสดงได้ดังรูปที่ 2.21 ข้างล่างนี้

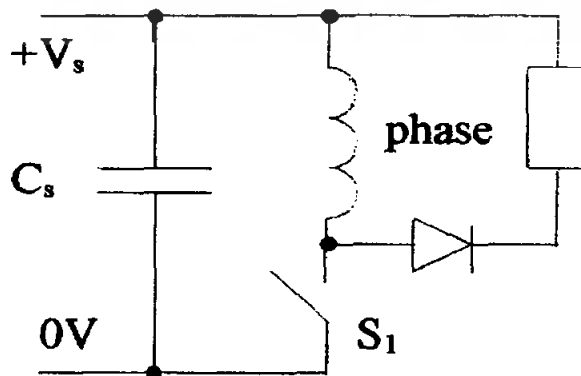


รูปที่ 2.21 การแบ่งประเภท Converters สำหรับ switched reluctance machines ตามประเภทการใช้งานของ Converters

รายละเอียดของ Converters ชนิดต่างๆสามารถอธิบายอย่างคร่าวๆดังต่อไปนี้

2.3.2.1 Dissipative Converters

ในการเลือกใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์นั้น ประสิทธิภาพของอุปกรณ์เป็นสำคัญ รวมทั้งการใช้พลังงานที่น้อย ในการขับเคลื่อนด้วย Dissipative Converter ทำงานด้วยการสะสมพลังงานแม่เหล็ก แต่ไม่คืนพลังงานกลับ โดยในวงจร RC สนับเบอร์ เสริมด้วยตัวเก็บประจุ ช่วยทำให้หลีกเลี่ยงกระแสสะสมจากการทำงานในระยะเวลานานรวมทั้งทำให้เกิดการ Freewheel แต่หากต้องการเพิ่ม converter สองตัวย่อยโดยการต่อแบบขนาน จะทำให้เกิดช่วงการทำงานที่แรงดันเป็นศูนย์โวลต์ (Zero voltage loop)

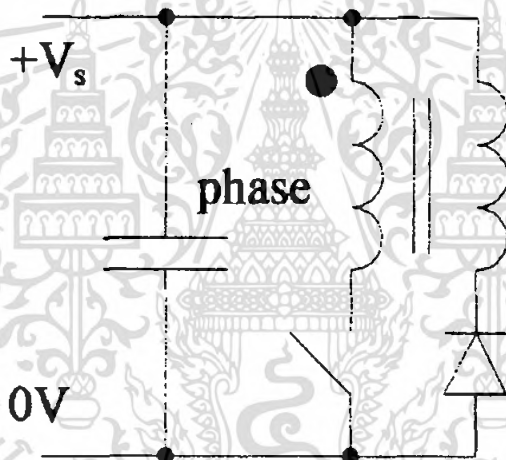


รูปที่ 2.22 Dissipative Converter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.2.2 'Bifilar' Energy Recovery Converters

การที่จะเก็บพลังงานแม่เหล็กในขดลวด ให้นานเท่ากับการเกิดเส้นแรงแม่เหล็ก (Flux) นั้น ต้องทำให้พลังงานสามารถกลับมาใน DC link หรือ เฟสใดเฟสหนึ่งได้ โดยความต่างศักย์จะสูงกว่ากระแส แต่เราสามารถแก้ไขได้ด้วยการใส่วงจรสับเบอ์ลงไปในวงจร ส่วนการเพิ่มสนามแม่เหล็กนั้น ทำได้โดยการเพิ่มขดลวดทองแดงในการพัน 'bifilar' Converter ในส่วนของ primary และ secondary ของมอเตอร์นั้น จะทำการ short-pitched ให้เกิดช่องว่างใน Coil ทางด้านกระแสที่เกิดขึ้นจะเกิดเมื่อสวิตช์ Turn on และเมื่อ Turn off กระแสจะเกิดการถ่ายเทจากด้าน primary ไปยังด้าน secondary โดยสมมุติให้เป็น 1 : 1 Turns - ratio โดยจะเกิดโวลต์เดจ ในการสวิตช์ Turn off เป็น $2V_s$ โดยใน 'bifilar' Converter นี้ไม่ได้หมายถึง 2 -Phase winding แต่เป็นการทำให้เกิด ช่องว่าง (bifilar wound) และใน bifilar นี้จะทำให้เกิด leakage inductance ต่ำ



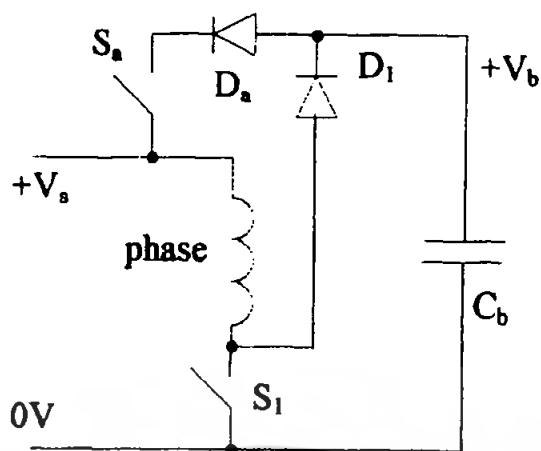
รูปที่ 2.23 Bifilar Converter

2.3.2.3 Capacitor Only Energy Storage Converters

ในการทำให้เกิด freewheel โดยการเพิ่มตัวเก็บประจุเข้าไปนั้น อาจทำให้เกิดการ discharge ในช่วงหลังกับตัวเก็บประจุได้ ต้องระวังแรงดันในตัวเก็บประจุไม่ให้เกินกว่าแรงดันที่ตัวเก็บประจุทนได้ หลายๆครั้งไม่สามารถควบคุม feedback ที่เกิดได้ ฉะนั้นจึงมีการสร้าง DC link voltage boosting converters ซึ่งแยกได้เป็น 2 กรณี

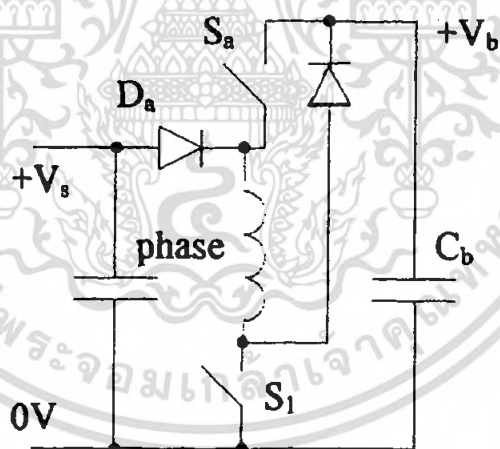
ในกรณีที่หนึ่ง Single - Phase Sood Converter นั้น จะไม่มี dc link capacitance แต่แทนที่ด้วย boost capacitor โดยสามารถใช้แทนแหล่งจ่าย AC ได้ ทำให้เกิดกำลังไฟฟ้าขาเข้าในเฟส ทำให้ครบกระบวนการ Sood หากมีการปิดมอเตอร์นั้นแรงดัน AC line ไม่สามารถไหลกลับได้ ทำให้จะต้องใส่อุปกรณ์ ที่ขาดไม่ได้คือ Fast diode

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.24 Single-phase boost Converter

ในกรณีที่สอง Auxiliary DC Rail Converter นั้นกระแสทั้งหมดจะวิ่งในตัวเก็บประจุตัวที่สอง C_b ดังรูปส่วนของ Auxiliary switch (S_a) จะช่วยให้พลังงานมีการถ่ายเทจาก C_b สู่ Phase winding ระหว่างทำงาน ส่วนอีกทางเลือกหนึ่งของ วงจรนี้คือการทำ อนุกรมของ C_b กับ DC link V_s

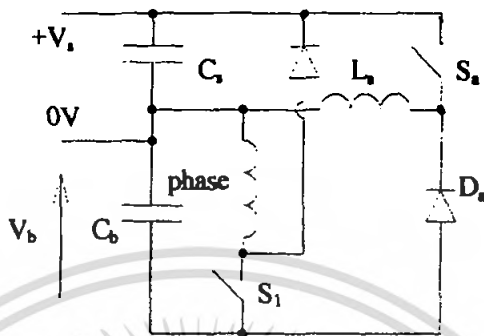


รูปที่ 2.25 Auxiliary DC Rail Converter

ในการต่อตัวเก็บประจุแบบอนุกรม กับ DC link นั้นจะทำให้มีการถ่ายเทพลังงานได้ดีกว่าการต่อขนาน ในระบบอนุญาติให้มี DC link voltage boosting แต่มีไดโอดน้อยลงกว่าแบบ Asymmetric Half-bridge converter ด้วย DC link voltage boosting โดยระบบคอนเวอร์เตอร์ทั้งอนุกรมและขนานจะมี Auxiliary switch รวมทั้งยังมีโวลต์เดจ มากกว่าศูนย์ตลอดระบบเมื่อทำงาน นั้นหมายความว่า Gate - drive ของวงจรถ้าจะไม่ทำงาน

2.3.2.4 Circuits with Auxiliary DC : DC Converter

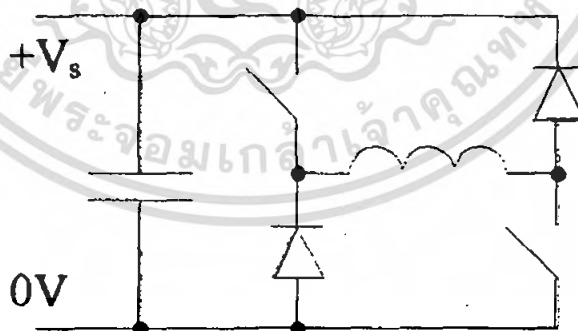
ในวงจร Auxiliary DC Rail Converter นั้นสามารถเพิ่ม DC : DC Converter ใน Auxiliary switch เพื่อให้ควบคุมแบบความเร็วต่ำ และลดการOverlapได้ DC : DC Converter นั้นยังใช้ความต่างศักย์ในการเปิด หรือปิดวงจร Voltage boosting



รูปที่ 2.26 Buck –Boost Switched Reluctance Converter

2.3.2.5 Half Bridge Converters

Asymmetric Half Bridge Converter เป็น Converter ในตระกูล Half-Bridge Converters ซึ่งจะใช้สวิตช์ (switches) และ ไดโอด (diodes) เป็นตัวเชื่อมระหว่างขดลวดแต่ละเฟส (phase winding) กับ dc link เพื่อที่จะทำการป้อนแรงดันที่เป็น บวก, ลบ หรือ ศูนย์ ให้กับขดลวดแต่ละเฟส (phase winding) โดยการทำงานของสวิตช์ (switches) และ ไดโอด (diodes) แต่ละตัวจะเป็นตัวกำหนดขนาดของแรงดันที่ป้อนเข้าขดลวดแต่ละเฟส (phase winding) ใน Half-Bridge Converters จะเห็นว่าจะต้องมีอุปกรณ์ต่ออนุกรมกับขดลวดแต่ละเฟส (phase winding) อยู่เสมอ เป็นผลให้เกิดการเพิ่มการความสูญเสียในการนำ (conduction loss)

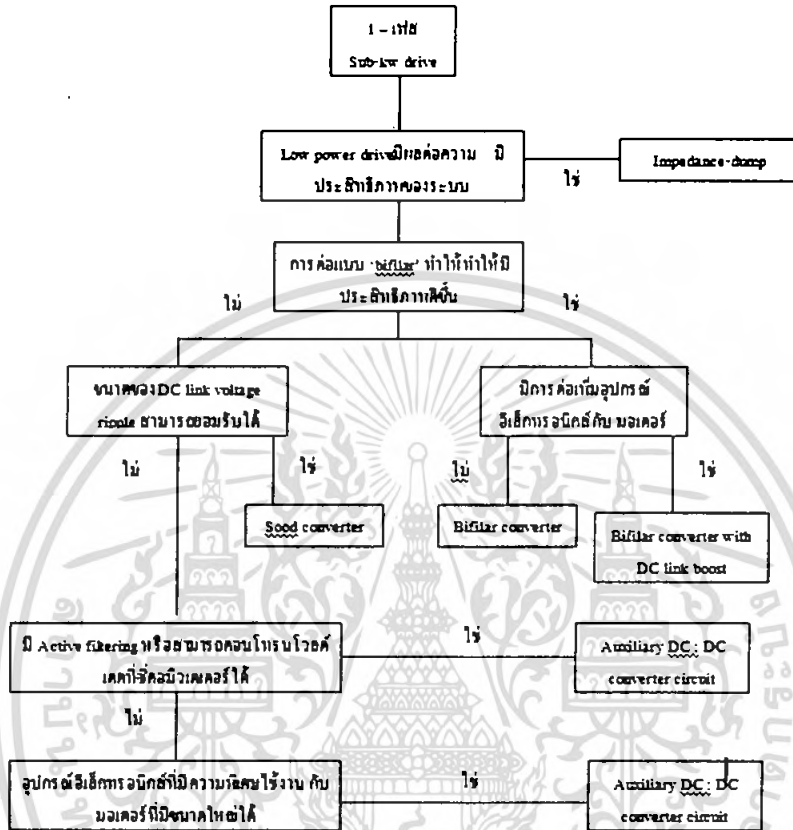


รูปที่ 2.27 Asymmetric Half Bridge Converter

โดยปกติมอเตอร์แบบสวิตช์รีลักแตนซ์ จะไม่สามารถเริ่มทำงานได้ด้วยตัวเอง (Self-starting) ได้ และในชนิดเฟสเดียว Single Phase Switched Reluctance Machines (SRM) นั้น การใช้งานขั้วขดลวดหนึ่งเฟส (Single -phase drives) ช่วยการทำงานจะต้องคำนึงถึงการเลือก Power Converter ที่เหมาะสมด้วย จากการแบ่งประเภทของ Converter สำหรับSRM ที่ผ่านมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

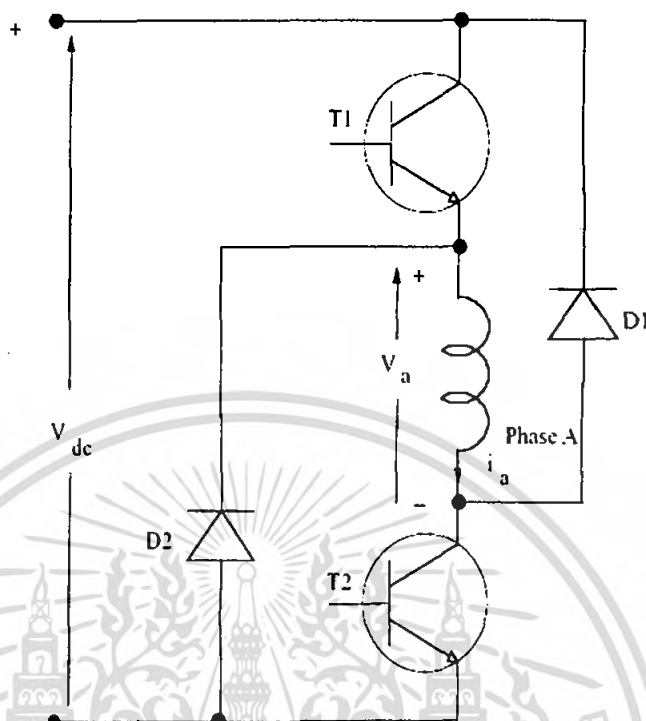
เราสามารถนำมาพิจารณา การเลือกใช้ Converters สำหรับ Single Phase Switched Reluctance Machines (SRM) ได้ตามแผนภาพการเลือกใช้ Converter ที่ได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.28



รูปที่ 2. 28 การเลือกใช้งานของ Single Phase Converter สำหรับ Switch Reluctance Drive

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

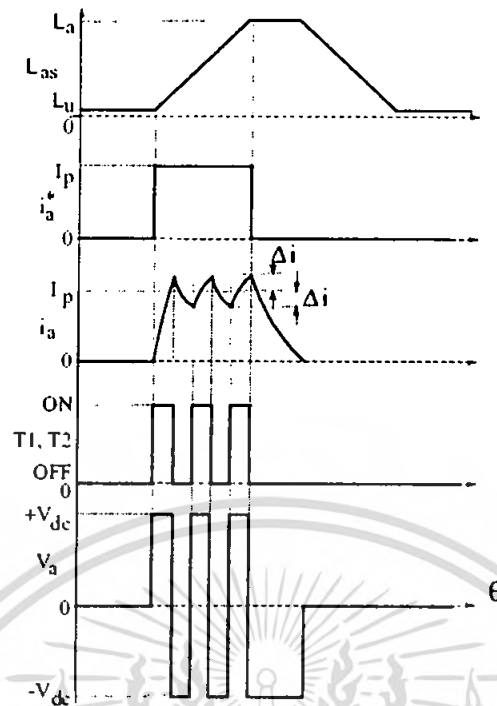
2.4 หลักการทำงานของ Asymmetric Half Bridge Converter



รูปที่ 2.29 แสดงวงจร Asymmetric Half Bridge Converter ของ SRM

จากรูปที่ 2.29 เป็นการแสดงวงจร Asymmetric Half Bridge Converter โดยพิจารณาเพียงเฟสเดียวสมมุติเป็น Phase A ในการควบคุมการทำงานของสวิตช์รีลักแตนซ์มอเตอร์ (SRM) โดยวงจรที่ใช้ในการควบคุมการทำงานของเฟสที่เหลือก็จะมีลักษณะของวงจรที่เหมือนกัน เมื่อพิจารณาการ Turn ON ของทรานซิสเตอร์ (Transistors) T1 และ T2 จะเป็นการปล่อยกระแสให้ไหลเข้าไปใน Phase A ของ SRM จนกระทั่งค่าของกระแสเพิ่มขึ้นไปจนมากกว่าค่าที่ควบคุมไว้ T1 และ T2 ก็จะทำให้การ Turn OFF พลังงานที่ถูกเก็บสะสมในขดลวดเฟส A จะทำการรักษาทิศทางของกระแสให้มีทิศทางเดิมจนกระทั่งกระแสหมดลง ดังนั้นไดโอด D1 และ D2 จะถูกทำให้น่ากระแส (Forward biased) เพื่อส่งพลังงานกลับคืนสู่แหล่งจ่าย ซึ่งจะทำให้กระแส นั้นลดลงอย่างรวดเร็ว จนต่ำกว่าค่าที่ควบคุม ซึ่งการทำงานแบบนี้สามารถพิจารณาได้จากรูปที่

2.30

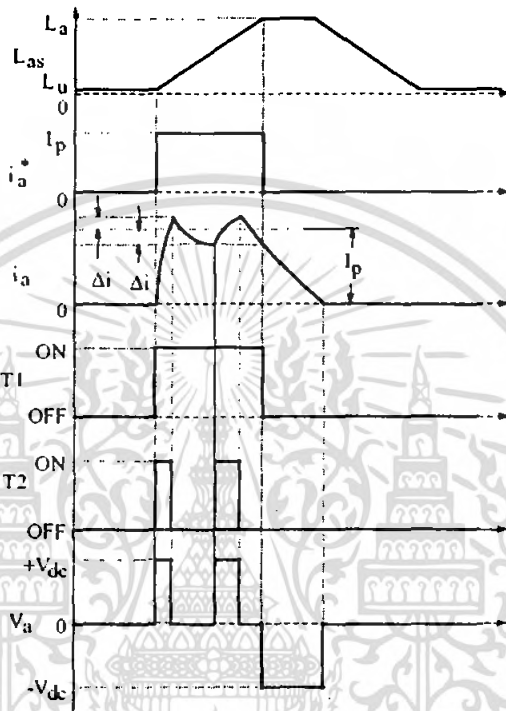


รูปที่ 2.30 รูปคลื่นแสดงการทำงานของ Asymmetric Half Bridge Converter (strategy I)

จากรูปที่ 2.30 สมมุติให้ขนาดของกระแสที่ต้องการมีค่าเท่ากับ I_p ในช่วงที่ค่าความชันของความเหนี่ยวนำเป็นบวก (Positive inductance slope) สำหรับการแสดงค่ากระแสในเฟส A ที่ต้องการซึ่งถูกสร้างจากค่าความเหนี่ยวนำที่เป็นเชิงเส้น กระแสที่เราต้องการในที่นี้คือ i_a^* ซึ่งจะเป็นตัวอ้างอิงใช้กับกระแสที่ถูกป้อนกลับ เพื่อเปรียบเทียบกับกระแสในเฟส A i_a ความแตกต่างของกระแสจะถูกผ่านกระบวนการ Hysteresis controller ด้วยหน้าตาของ Δ_i เมื่อความแตกต่างของกระแสเกิน $-\Delta_i$ สวิตช์ T1 และ T2 จะทำการ Turn OFF พร้อมกัน Hysteresis current controller จะถูกพิจารณาที่เวลานั้น ไดโอด D1 และ D2 จะมีกระแสไหลผ่านและถูกส่งคืนไปที่แหล่งจ่าย dc จะสังเกตเห็นว่าแรงดันของเฟส A ในช่วงนี้จะมีค่าเป็นลบและมีค่าเท่ากับแรงดันที่แหล่งจ่าย ระหว่างช่วงนี้พลังงานที่ถูกสะสมในค่าความเหนี่ยวนำที่ขดลวดของมอเตอร์จะถูกส่งคืนสู่แหล่งจ่าย ดังนั้นการเปลี่ยนแปลงพลังงานระหว่างโหลดและแหล่งจ่ายอย่างช้าๆ ในหนึ่งรอบของเฟสกระแส หลังจากเริ่มสตาร์ท Start ระหว่าง Turn ON และ Turn OFF ของ T1 และ T2 ขดลวดในเฟส จะมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันของ dc link ด้วยกันสองครั้ง โดยผลลัพธ์ นี้จะทำให้เกิดการเสื่อมลงของฉนวน การควบคุมแบบนี้ (Strategy I) เป็นผลให้เกิดการเพิ่มขึ้นของการกระเพื่อม (ripple) ใน dc link capacitor ซึ่งทำให้อายุการใช้งานลดลงและเป็นการเพิ่มความเสี่ยงของการสวิตช์ของสวิตช์ในการทำงาน เนื่องจากมีความถี่ในการเปลี่ยนสถานะจากการเปลี่ยนแปลงพลังงาน โดยทั้งหมดนี้สามารถทำการปรับปรุงให้ดีขึ้นด้วยการทำงานแบบ Alternate switching strategy

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พลังงานที่ถูกสะสม (Energy stored) ในเฟส A สามารถจะเกิดการแพร่กระจายในตัวเองโดยการ Turn OFF เพียง T2 เท่านั้น (Strategy II) ในกรณีนี้กระแสจะเกิดการไหลผ่านอย่างต่อเนื่องผ่าน T1, Phase A และ D1 โดย D1 จะถูกนำกระแส (Forward biased) หลังจาก T2 ถูก Turn OFFทันที แรงดันที่ขดลวดจะกลายเป็นศูนย์ ถ้าไม่คิดแรงดันตกคร่อมที่ ไดโอด และทรานซิสเตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 2.31



รูปที่ 2.31 รูปคลื่นแสดงการทำงานของ Asymmetric Half Bridge Converter (strategy II)

ซึ่งจะมีการเปลี่ยนแปลงกระแสระหว่าง $I_p + \Delta i$ ถึง $I_p - \Delta i$ ในเวลานี้จะทำให้เกิดแรงต่อต้านแรงดันจากแหล่งจ่ายในกระบวนการก่อนหน้า ซึ่งจะทำให้การลดความถี่ของการสวิตช์ซึ่งลดและส่งผลให้ความสูญเสียจากการสวิตช์ซึ่งลดลง (Switching losses) เมื่อกระแสที่ต้องการมีค่าเป็นศูนย์ ทั้ง T1 และ T2 จะถูก Turn off พร้อมกันทันที ในช่วงแรกแรงดันที่ขดลวดจะมีค่าเป็น $-V_{dc}$ ซึ่ง เป็นช่วงที่ D1 และ D2 นั้นนำกระแส และหลังจากนั้นแรงดันที่ป้อนเข้าขดลวดจะมีค่าเป็นศูนย์ ส่วนแรงดันที่ตกคร่อม T2 ระหว่างที่ตัวมัน Turn off และ T1 ON จะมีค่าเท่ากับแรงดันที่แหล่งจ่าย V_{dc}

ดังนั้นพิกัดของกำลัง Power switches และ ไดโอด ควรจะมีค่าต่ำสุดที่ค่าน้อยสุดของแรงดันที่แหล่งจ่าย ส่วนพิกัดของกระแสควรจะมีค่าเท่ากับหรือเป็นอย่างน้อยเท่ากับ I_p / \sqrt{q} เมื่อ q เป็นจำนวนเฟสโดยการเปลี่ยนแปลงช่วงหยุดทำงานระหว่าง T1 และ T2 ในหนึ่งรอบการทำงานของการนำเฟส (phase conduction) จะคล้ายพิกัดของกระแสของไดโอดซึ่งสามารถคำนวณได้ ขณะที่การแพร่กระจายด้วยตัวเอง (self-circulation) จะรักษากระแสที่ผ่านตัวมันเองสำหรับการเปรียบเทียบกับกระแสที่แหล่งจ่ายแรงดัน ซึ่งจะทำให้มีประโยชน์ในการแปรผัน

พลังงานที่ถูกเก็บสะสมไว้ที่การทำงานของ SRM ขณะที่รูปแบบการควบคุมสามารถที่จะใช้การควบคุมของกระแส หรือการส่งคืนของแหล่งจ่าย ซึ่งได้เปรียบเมื่อกระแสถูก Turn off อย่างรวดเร็ว ดังนั้นการเพิ่มขึ้นของพลังงานจะต้องมีค่าความเหนียวในลักษณะที่เรียบหรือ การ Start จะต้องมีความชันที่เป็นลบ นอกจากเงื่อนไขอื่นๆของการกระแสที่มีการบังคับการสูญเสียของพลังงาน หรือแรงบิดที่เป็นลบแล้วยังเป็นการลดค่าแรงบิดเฉลี่ยอีกด้วย

จากที่กล่าวมาทั้งหมดจะสรุปได้ว่าวงจรแปลงผัน (Converter) ชนิดนี้นั้นต้องการทรานซิสเตอร์หรือสวิตช์ 2 ตัว และไดโอด 2 ตัว สำหรับแต่ละเฟส ซึ่งคล้ายคลึงกับวงจรแปลงผันใน มอเตอร์กระแสสลับ (AC Motor) และจะมีการทำงานโดยทั่วไปแบ่งการทำงานเป็น 3 ลักษณะตามขนาดของแรงดันที่ป้อนเข้าขดลวดในแต่ละเฟสของ SRM ดังนี้

ลักษณะที่ 1 T1 และ T2 ทำงาน ON ทั้งคู่ เรียกว่า “fluxing” โดยแรงดันที่ได้จะมีค่าเท่ากับ +VdC (Positive voltage loop) ส่วนกระแส i_a จะมีการเพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ

ลักษณะที่ 2 จะเกิดขึ้นเมื่อมีสวิตช์ตัวใดตัวหนึ่งทำงาน ON และอีกตัว ไม่ทำงาน OFF อาจเป็น T1: ON และ T2 : OFF หรือ T1 : OFF และ T2 : ON ก็ได้ โดยแรงดันที่ได้จะมีค่าเท่ากับศูนย์ (Zero-voltage loop) ลักษณะนี้จะมีไดโอดอีกตัวหนึ่งนำกระแส ส่วนกระแส i_a จะมีการลดลงอย่างช้าๆ ในการทำงานลักษณะนี้ กระแสในเฟส i_a จะ freewheel ผ่านสวิตช์หนึ่งตัวที่ และไดโอดหนึ่งตัว

ลักษณะที่ 3 จะเกิดขึ้นเมื่อสวิตช์ทั้งสองตัวไม่ทำงาน OFF ทั้งคู่ เรียกว่า “defluxing” โดยแรงดันที่ได้จะมีค่าเท่ากับ -VdC (Negative-voltage loop) ในการทำงานลักษณะนี้กระแสในเฟส i_a จะ freewheel ผ่านไดโอดทั้งสองตัวทำให้ เหมือนแหล่งจ่ายที่ป้อนให้กับขดลวดถูกกับขั้ว Vdc จึงเป็นลบ i_a จะลดลงอย่างรวดเร็วจนเป็นศูนย์

2.5 การควบคุมการทำงานของ Asymmetric Half Bridge Converter

หัวข้อนี้จะกล่าวถึงการทำงานของมอเตอร์เชิงพลวัต (Dynamic Operation) ซึ่งอธิบายโดยพิจารณาจากการทำงานของวงจรขับเคลื่อนสองสวิตช์ต่อเฟส หรือ Asymmetric Half Bridge Converter ในการอธิบายการทำงานของมอเตอร์และโหมดต่างๆของวงจรขับเคลื่อน นอกจากนี้โหมดการทำงานต่างๆเหล่านี้ยังมีความสัมพันธ์โดยตรงกับความเร็วของมอเตอร์อีกด้วย

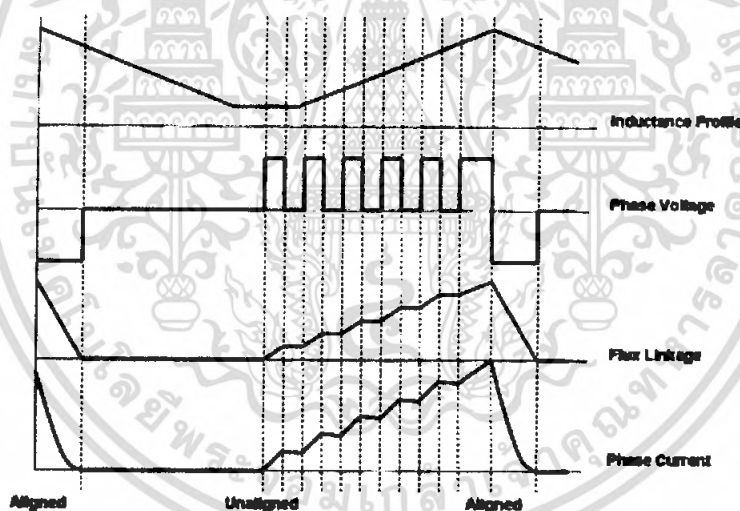
2.5.1 โหมดการควบคุมกระแส

การทำงานในโหมดนี้มีความสำคัญมากในช่วงความเร็วต่ำกว่า Base Speed เนื่องจากว่าการทำงานต่ำกว่า Base Speed นี้จำเป็นต้องมีการควบคุมกระแสที่ไหลในขดลวด ถ้าไม่มีการควบคุมกระแสที่ไหลในขดลวดแล้ว กระแสจะเพิ่มสูงขึ้นมากและส่งผลให้เกิดเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความเสียหายต่อมอเตอร์และระบบขับเคลื่อนได้ การทำงานในโหมดนี้มี 2 รูปแบบคือ แบบ Soft Chopping และแบบ Hard Chopping

ลักษณะการควบคุมการทำงานของวงจรขับ Asymmetric Half Bridge Converter สามารถทำการควบคุมโดยกำหนดคาบการทำงานของสวิตช์ทั้ง T1 และ T2 ให้มีการ Turn on และ Turn off ที่สามารถสร้างสัญญาณของกระแสไปป้อนเข้าขดลวดในแต่ละเฟสของเครื่องจักรสวิตช์รีลักแตนซ์ (SRM) ได้ตามการทำงานที่ต้องการ

2.5.1.1 Soft chopping เป็นการทำงานที่จะมี สวิตช์ T1 หรือ T2 ตัวเดียวเท่านั้นที่ทำการ chopping เรียก T1 ว่า “Chopping Transistor” และสวิตช์อีกตัว T2 เรียกว่า “Commutating Transistor” โดยเมื่อ T1 ON ขดลวดเฟสก็จะได้รับแรงดันดกคร่อมมีค่าเท่ากับแรงดันดีซีลิงค์ ที่เป็นบวก แต่เมื่อ T1 OFF ขดลวดก็จะลัดวงจรผ่าน T2 และ D2 แรงดันที่ถูกป้อนเข้าขดลวดในแต่ละเฟสจะอยู่ระหว่าง $+V_{dc}$ และ 0 จนกระทั่งมีการควบคุมให้สวิตช์ OFF ทั้งคู่ในช่วง defluxing จะทำให้เกิดการ ON ขึ้นที่ D1 และ D2 แทน แรงดันที่ได้จะมีค่าเป็น $-V_{dc}$ เรียก D1 ว่า “Chopping Diode” และ D2 ว่า “Commutating Diode” สามารถพิจารณาการทำงานได้จากรูปที่ 2.32



รูปที่ 2.32 แสดงการควบคุมวงจร Asymmetric Half Bridge Converter ในลักษณะ soft chopping

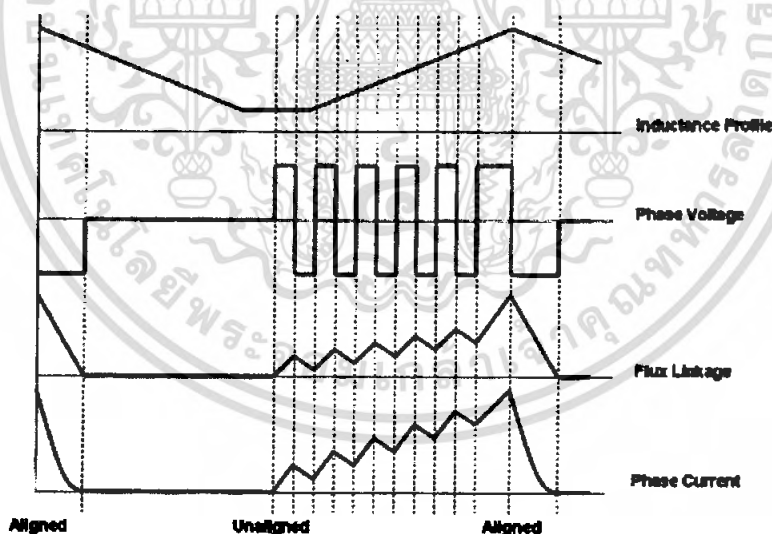
เนื่องจากในช่วง Zero voltage อัตราการเปลี่ยนแปลงของ flux linkage นั้นมีค่าน้อยมาก (จริงๆมีค่าเท่ากับ $-R_i$) และการลดลงของกระแสเป็นไปอย่างช้าๆ แสดงให้เห็นว่าความถี่ในการ chopping (chopping frequency) และ กระแส d.c. link capacitor ทั้งสอง สามารถถูกลดลงอย่างมากสำหรับ current ripple หรือ hysteresis band

เนื่องจากการทำงานในแบบ Soft chopping เราพบว่า มีสวิตช์เพียงตัวเดียวที่ทำหน้าที่ chopping อยู่ตลอดเวลา เป็นผลให้สวิตช์ตัวนั้นเมื่อใช้งานไปในระยะเวลานาน อาจเกิดความเสียหายได้ดังนั้นในการควบคุมแบบ Soft chopping อาจมีการเปลี่ยนแปลง หน้าที่การทำงานของสวิตช์ ให้มีการสลับหน้าที่กันทำงาน เป็นตัว chopping และตัวที่ ON ตลอดช่วง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนูญชาติเห็นไปเซประเขยนต่านการค้ำไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สลับกันไปมาในคาบของการควบคุมการสวิตช์ซึ่ง เรียกว่าการทำงาน แบบ Soft alternate chopping โดยจะทำงานสลับกัน chopping ระหว่างสวิตช์ทั้งสอง ในหนึ่งคาบของการทำงาน ทั้งนี้อาจควบคุมให้มีการ สลับกัน เมื่อถึงกำหนดใน สองคาบหรือ สามคาบ ตามกำหนดก็ได้ แล้วจึงทำการสลับหน้าที่การทำงานของสวิตช์แต่ละตัว ประโยชน์ที่จะได้จากการทำงานในลักษณะนี้จะทำให้ยืดอายุการทำงานของอุปกรณ์สวิตช์เดิมที่เป็นตัว chopping ตลอดเวลาเพราะ ต้องทนต่อการเปลี่ยนแปลงอย่างสัญญาณควบคุมอย่างทันทีทันใดอยู่ตลอดเวลา

2.5.1.2 Hard chopping เป็นการควบคุมให้ สวิตช์ T1และT2 มีการสวิตช์ ON และ OFF พร้อมกัน ซึ่งในขณะที่สวิตช์ทั้งสองตัว OFF ขดลวดเฟสจะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับแรงดันตกคร่อมเท่ากับแรงดันค่าลบของดีซีลิงค์ - V_{dc}

เมื่อเปรียบเทียบการทำงานของสองแบบที่ความถี่ในการสวิตช์เดียวกันแล้ว จะพบว่า แบบ Hard chopping นั้นจะมีกระแสระเหิมที่สูงกว่าแบบ Soft chopping มาก ดังนั้นการทำงานแบบ Soft chopping จึงเหมาะสมกับการควบคุมกระแสในช่วงต่ำกว่า Base Speed หรือ ขณะที่ทำงานเป็นมอเตอร์ นอกจากนี้การทำงานแบบ Soft chopping ยังทำให้มอเตอร์ทำงานโดยมีเสียง Acoustic noise ที่น้อยกว่า และเนื่องจากกระแสระเหิมมีค่าต่ำ ทำให้ตัวเก็บประจุที่ติชิบัสยังมีค่าต่ำอีกด้วย

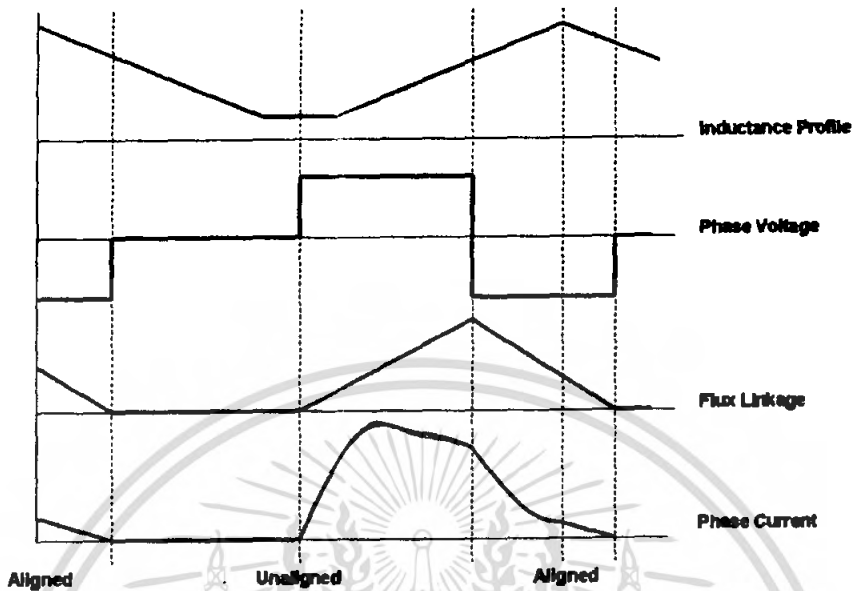


รูปที่ 2.33 แสดงการควบคุมวงจร Asymmetric Half Bridge Converter ในลักษณะ Hard chopping

2.5.2 โหมดกระแสพัลส์

ในการควบคุมการทำงานแบบโหมดกระแสพัลส์นี้ จะเป็นการควบคุมสำหรับการทำงานของมอเตอร์สวิตช์รีลักแตนซ์ที่ทำงานในช่วงความเร็วสูง อันเป็นผลทำให้เกิด Back emf แรงดันไฟฟ้าต้านกลับ ที่มีค่ามากกว่าแรงดันแหล่ง ส่งผลให้กระแสและแรงบิดมีค่าไม่เป็นไปตามที่ต้องการดังนั้นจึงจำเป็นต้องเปลี่ยนลักษณะการควบคุมจากโหมดการควบคุมกระแสมา เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นการควบคุมมุม Turn on และ Turn off ของสวิตช์แทนโดยให้ได้ลักษณะกระแสและแรงบิดตามที่ต้องการ



รูปที่ 2.34 การควบคุมโหมดกระแสพัลส์

จากรูปที่ 2.34 กำหนดให้มุม turn-on อยู่ที่ตำแหน่ง Unaligned พบว่ากระแสเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้นจนกระทั่งขั้วของโรเตอร์และขั้วของสเตเตอร์เริ่มซ้อนทับกันในขณะที่เดียวกัน การเพิ่มขึ้นของค่าความเหนี่ยวนำในขณะที่โรเตอร์เปลี่ยนตำแหน่งจะทำให้ค่าแรงดันต้านกลับ หรือ back emf เพิ่มขึ้นด้วยจนกระทั่งมีค่าเท่ากับแรงดันจากแหล่งจ่าย ณ จุดนี้กระแสจะเพิ่มที่จุดสูงสุด และเมื่อค่าของแรงดันต้านกลับสูงกว่าแรงดันของแหล่งจ่าย จะทำให้ค่าแรงดันตกคร่อมขดลวดมีค่าเป็นลบ และอัตราการเพิ่มของกระแสมีค่าเป็นลบทำให้กระแสค่อยๆ ลดลง แต่ในขณะเดียวกันค่าเส้นแรงแม่เหล็กเกี่ยวคล้อยยังเพิ่มขึ้นแบบเชิงเส้น

เมื่อถึงจุด commutation กระแสในขดลวดจะไหลผ่านไดโอดแทนในทรานซิสเตอร์ หรือ มอสเฟต ทำให้ขดลวดต่อเข้ากับค่าลบของแรงดันจากแหล่งจ่าย กระแสจะตกลงอย่างรวดเร็ว แต่เมื่อโรเตอร์หมุนมาถึงจุด Aligned พบว่าค่าแรงดันต้านกลับมีค่าเป็นลบอันเนื่องมาจากความชันของค่าความเหนี่ยวนำเป็นลบ ดังนั้นค่าแรงดันต้านกลับจะไปหักล้างกับแรงดันค่าลบจากแหล่งจ่ายทำให้อัตราการลดลงของกระแสลดลง และรูปร่างของกระแสมีลักษณะเป็นหางยาวออกไป

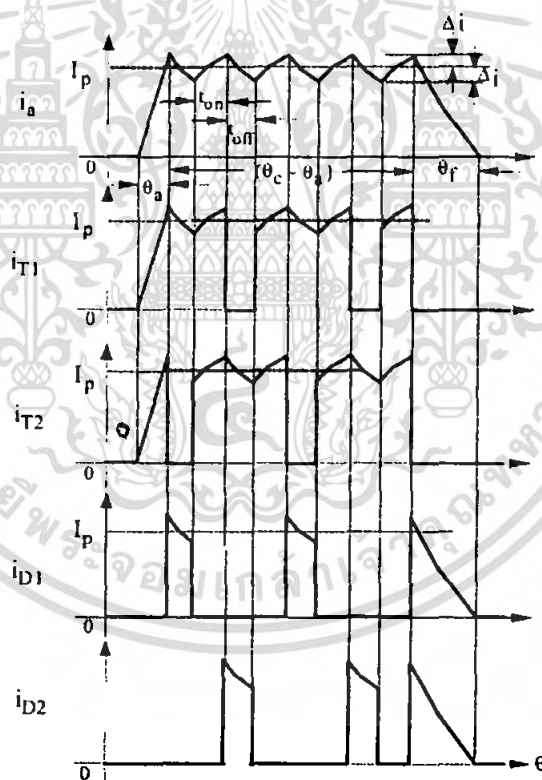
ณ จุด Aligned นี้ถ้ามีการออกแบบมอเตอร์ไม่ดี อาจเกิดเหตุการณ์ที่ค่า back emf มีค่าสูงกว่าค่าแรงดันค่าลบจากแหล่งจ่ายก็ได้ ผลที่ตามมาคือ กระแสจะเพิ่มขึ้นแทนที่จะลดลง เพื่อแก้ไขปัญหานี้เวลาให้มอเตอร์ทำงานใน Single Pulse Mode จะต้อง turn-off ก่อนตำแหน่ง Aligned และเมื่อทำงานในความเร็วสูงขึ้น ก็จำเป็นจะต้องมีการ turn-off ให้เร็วเพิ่มขึ้นด้วย เพราะว่าค่า back emf ขึ้นอยู่กับความเร็วของโรเตอร์ด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นอกจากนี้ จะเห็นได้ว่าการ turn-on นั้นจะทำในช่วง Unaligned ก่อนที่ขั้วของโรเตอร์ และสเตเตอร์จะเริ่มซ้อนทับกัน เพราะหาค่าความเหนี่ยวนำยังมีค่าต่ำอยู่ ดังนั้น กระแสจะยังสามารถเพิ่มขึ้นถึงระดับที่สามารถสร้างแรงบิดที่ต้องการได้ และเมื่อความเร็วเพิ่มขึ้นก็ต้องมีการ Advance มุม turn-on นี้เพื่อไม่ให้กระแสสามารถเพิ่มสูงขึ้นได้

2.6 พิกัดของอุปกรณ์ (Device rating) สำหรับวงจร Asymmetric Half Bridge Converter

ค่าพิกัดแรงดันของอุปกรณ์ที่น้อยที่สุดจะมีค่าเท่ากับค่ามากที่สุดของแรงดัน dc link พิกัดกระแสของอุปกรณ์นั้นจะไม่เป็นไปตามพิกัดแรงดัน ในการหาค่าพิกัดที่เท่ากันของ I_{rms} ใน Power switches และ I_{avg} ใน Diodes จะสังเกตเห็นว่าการอธิบายการทำงานทั้งสองแบบที่กล่าวไว้ในหัวข้อก่อนหน้าคือการทํางาน Strategy I และ II นั้นไม่เพียงพอที่จะทำการหาได้ จึงจำเป็นต้องมีการปรับปรุงลักษณะการทํางานใน Strategy II ให้มีลักษณะตามในรูปที่ 2.35 เพื่อให้พิกัด Power device และ Diodes ในแต่ละเฟส ของ Converter มีค่าเท่ากัน



รูปที่ 2.35 กระแสของอุปกรณ์ (Device) เมื่อทำการปรับปรุงการสวิตช์ซึ่งใน Strategy II

การปรับปรุงการสวิตช์ซึ่งใน Strategy II ใช้การเลือกการไหลวน (freewheeling) ใน D_1 และ D_2 โดยการ Turn off T_2 และ T_1 ตามลำดับ ในช่วงการนำ (conduction region) ให้ $(\theta_c - \theta_a)$ ในรูปที่ 2.35 สมมติว่ามีการ สับสวิตช์ในส่วนการเพิ่มขึ้นจนกระแสช่วงศูนย์ ไปถึง θ_a แต่ละ

สวิตช์เปิดสองครั้งและปิดหนึ่งครั้ง และถูกทำให้ปิดเพื่อปิดอีกครั้ง การสวิตช์จะทำให้ I_{rms} ใน Switches เท่ากับ I_{avg} ใน Diodes ดังรูปที่ 2.35

ค่าเฉลี่ยของ Duty Cycle ในช่วง $(\theta_c - \theta_a)$ สามารถหาได้จาก

$$d_1 = \frac{I_p(R_s + \omega_m)}{V_{dc}} \quad (2.1)$$

โดยสมมุติให้มีการสวิตช์ซึ่งอยู่ในย่านพิกัดของกระแสสวิตช์(Switch) และไดโอด (Diode)

ถ้าสมมุติให้กระแสกระเพื่อมในหนึ่งรอบของการสวิตช์ซึ่งมีค่าเท่ากับ $2\Delta i$ จะทำให้ค่า rms ของกระแสในสวิตช์มีค่าเท่ากับ

$$I_{TI} = \sqrt{\frac{1}{\theta_{rp}} \left\{ (I_p + \Delta i)^2 \cdot \frac{\theta_a}{3} + \left[I_p^2 + \frac{7}{3}(\Delta i)^2 \right] \frac{(\theta_c - \theta_a)}{2} (1 + d_1) \right\}} \quad (2.2)$$

เมื่อ θ_c เป็นมุมในการนำ (conduction angle), θ_a เป็นมุมของการเพิ่มขึ้นของกระแส (current rise angle) และ θ_{rp} เป็นมุมของแต่ละขั้วที่โรเตอร์ ซึ่งเขียนในเทอมของขั้วโรเตอร์ (P_r) จะมีค่าเท่ากับ

$$\theta_{rp} = \frac{2\pi}{P_r} \quad (2.3)$$

ส่วนกระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านไดโอดนั้นสามารถประมาณได้เท่ากับ

$$I_{D1}(\text{ave}) \cong \frac{I_p}{\theta_{pr}} \left[(1 - d_1) \frac{(\theta_c - \theta_a)}{2} + \frac{\theta_f}{2} \right] \quad (2.4)$$

เมื่อ θ_f คือ มุมในการตกลงของกระแส (current fall angle)

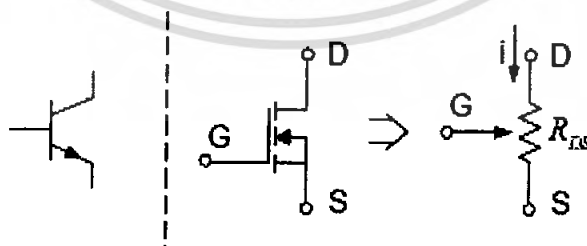
จากสมการ (2.2) และ (2.4) จะเห็นว่าพิกัดกระแสของอุปกรณ์จะขึ้นอยู่กับค่าของกระแสที่ต้องการ I_p , มุมในการนำ (conduction angle) θ_c , มุมของการเพิ่มขึ้นของกระแส (current rise angle) θ_a มุมในการตกลงของกระแส (current fall angle) θ_f และค่าเฉลี่ยของ Duty Cycle d_1 ซึ่งอุปกรณ์จะต้องมีความสัมพันธ์ขึ้นกับค่าสูงสุด โดยสามารถพบได้จากการทำงานที่มีความเร็วหลายหลาก ดังนั้นพิกัดค่ากระแสสูงสุดจะสามารถหาได้จากรอบสูงสุดของการทำงานของกรับ โดยค่าสูงสุดของความเร็ว และค่าต่ำสุดของแรงดัน dc link ซึ่งดูได้จากสมการ (2.1) ซึ่งสรุปได้ว่าพิกัดของอุปกรณ์นั้นจะถูกหาได้จากค่าสูงสุดของการเพิ่มขึ้น (advance), การนำ (conduction) และการตกลง (fall angle)

2.7 หลักการทำงานของ MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor-Field Effect Transistor)

มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมด้วยแรงดันและต้องการกระแสอินพุตที่มีค่าต่ำ มีความสามารถเป็นสวิตช์ที่มีความเร็วสูงและเวลาการสวิตช์ต่ำอยู่ในระดับนาโนวินาที ทำให้ถูกนำมาใช้งานด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังมากขึ้น และมีแนวโน้มที่จะเข้ามาแทนทรานซิสเตอร์ ด้วยความแตกต่างทางฟิสิกส์และโครงสร้างทำให้มอสเฟตไม่มีปัญหาในเรื่องของปรากฏการพังทลายแบบที่สอง (Secondary breakdown) เหมือนทรานซิสเตอร์ แต่อย่างไรก็ตามมอสเฟตยังมีจุดอ่อนในเรื่องที่เกี่ยวกับไฟฟ้าสถิตย์ การเก็บรักษา และมอสเฟตกำลังที่มีขายในท้องตลาดยังมีอัตราทนกำลังที่ต่ำอยู่เมื่อเทียบกับอุปกรณ์สวิตช์ประเภทอื่นๆ แต่มีแนวโน้มที่จะได้รับการพัฒนาขึ้น

2.7.1 คุณสมบัติของกระแสและแรงดัน

มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ 3 ขาเช่นเดียวกับอุปกรณ์สวิตช์ประเภทอื่น โดยมีขาเกตเป็นขาควบคุมกระแสที่ขั้วเอาต์พุตเดรนและซอร์ส ขั้วซอร์สเป็นขั้วร่วม (common) ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตของมอสเฟต คุณสมบัติทั้งเอาต์พุต กระแสเดรน จะขึ้นอยู่กับค่าแรงดันระหว่างเดรนและซอร์ส กับแรงดันที่เกตกับซอร์ส ดังแสดงในภาพข้างล่าง เป็นมอสเฟตแบบ N-Channel ส่วนแบบ P-Channel จะมีลักษณะสมบัติทางเอาต์พุตเช่นเดียวกันแต่จะมีแรงดันและกระแสที่ตรงข้าม ดังนั้นลักษณะสมบัติก็จะอยู่ในควอดแดรนต์ที่สามของระนาบ ในการประยุกต์ใช้งานมอสเฟตในลักษณะของสวิตช์เพื่อควบคุมกำลังที่จะจ่ายให้กับโหลด ซึ่งมอสเฟตจะทำงานที่มีคุณลักษณะในย่านคัตออฟ (cut off region) ผ่านย่านแอกทีฟ (active region) และย่านเชิงเส้น (ohmic region) มอสเฟตจะทำงานอยู่ในลักษณะคัตออฟ เมื่อแรงดันระหว่างขาเกตและซอร์สต่ำกว่าแรงดันเทรชโฮล ซึ่งปกติมอสเฟตกำลังโดยทั่วไปจะมีค่าไม่มากนักซึ่งจะให้ลักษณะเหมือนเปิดวงจร



รูปที่ 2.36 วงจรมอสเฟต

ทำให้แรงดันที่เดรนและซอร์สมีค่าเท่ากับแหล่งจ่ายซึ่งการใช้งานแรงดันที่คร่อมที่เดรนและซอร์สต้องมีค่าไม่เกินค่าแรงดันพังทลาย และมีค่ากำลังไฟฟ้าไม่เกินกว่าที่พิกัดจะทนได้เพราะถ้าเกินจะทำให้มอสเฟตเกิดความเสียหาย เมื่อแรงดันที่เกตและซอร์สมีค่าที่มากพอที่จะให้การทำงาน

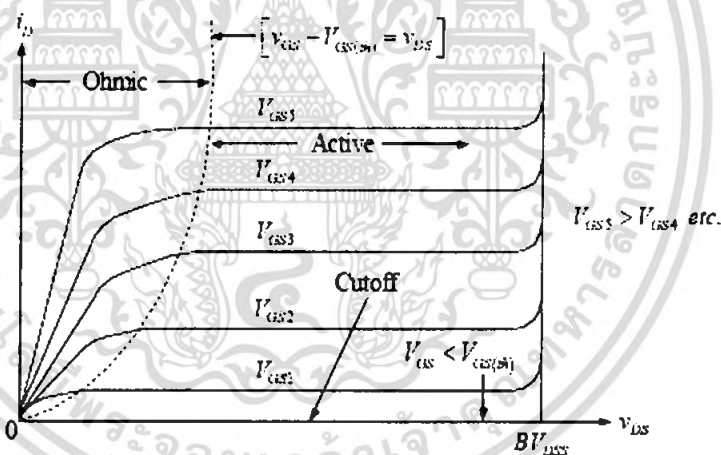
เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของ บริษัท การช่าง อินเตอร์คอมมูนิเคชั่น จำกัด เมื่อผู้ใดเห็น และนำข้อมูลนี้ไปเผยแพร่ การค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มอสเฟดอยู่ในย่านเชิงเส้นใน ขณะที่แรงดันระหว่างเดรนกับซอร์สมีค่าต่ำ ในย่านนี้จะมีค่ากำลังไฟฟ้าเกิดขึ้นที่มอสเฟดค่อนข้างมากโดยมอสเฟดจะทำงานในย่านนี้เมื่อ $V_{GS} - V_{GS(th)} > V_{th} > 0$ ในย่านแอกทีฟกระแสเดรนจะไม่ขึ้นอยู่กับค่าของแรงดันระหว่างขาเดรนและซอร์ส แต่จะขึ้นอยู่กับแรงดันระหว่างเกตและซอร์ส ซึ่งอาจกล่าวได้ว่ากระแสน้ำในตัวในย่านนี้ค่าของกระแสเดรนสามารถหาค่าโดยประมาณได้จากสมการที่ (2.5)

$$i_D = K[V_{GS} - V_{GS(th)}]^2 \quad (2.5)$$

โดยค่า K เป็นค่าคงที่ซึ่งขึ้นอยู่กับคุณลักษณะโครงสร้างของมอสเฟด ที่ช่วงต่อระหว่างย่านเชิงเส้นกับย่านแอกทีฟค่าของ $V_{GS} - V_{GS(th)} = V_{DS}$ ทำให้กระแสเดรนเท่ากับ $i_D = KV_{DS}^2$ ซึ่งแสดงเป็นเส้นดังในภาพที่ 2.37

ซึ่งมอสเฟดกำลังมักจะพิจารณาการทำงานมอสเฟดในลักษณะสวิตช์ ซึ่งจะควบคุมแรงดันระหว่างเกตและซอร์สเมื่อเทียบกับค่า $V_{GS(th)}$ ซึ่งเปรียบได้กับย่านคัตออฟกับย่านแอกทีฟ



รูปที่ 2.37 กราฟแสดงลักษณะสมบัติของกระแสและแรงดันของมอสเฟด

2.7.2 ข้อจำกัดการทำงานและพื้นที่การทำงาน

2.7.2.1 แรงดันพังทลาย (Voltage Breakdown)

มอสเฟดมีอัตราทนแรงดันอยู่สองค่า คือค่าที่ใช้ได้ไม่เกินค่าแรกเป็นค่าของแรงสูงสุด ค่าที่สองเป็นค่า BV สูงสุด ค่าแรงดันที่ยอมรับได้สูงสุดระหว่างเกตและซอร์ส เป็นผลมาจากที่เกตออกไซด์จะพังทลายได้จากสนามไฟฟ้าขนาดใหญ่ซึ่งโดยทั่วไปการพังทลายของสาร SiO_2 จะมีค่าสนามไฟฟ้าประมาณ 5 - 10 ล้าน V/cm ดังนั้นถ้าเกตออกไซด์มีความหนา 1000 Å จะสามารถทนแรงดันระหว่างเกตและซอร์สได้ประมาณ 50 - 100 โวลต์ โดยปกติค่าโดยทั่วไปของจะอยู่ระหว่าง 20 - 30 โวลต์ ซึ่งเป็นค่าที่ได้จากคู่มือที่แสดงค่าที่ปลอดภัยในการใช้งานที่เมื่อเอาไว้อป้องกันพังทลายอย่างถาวรของเกตออกไซด์ในอุปกรณ์ สิ่งที่ต้องระวังอีกอย่างคือ ผลการคำนวณว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

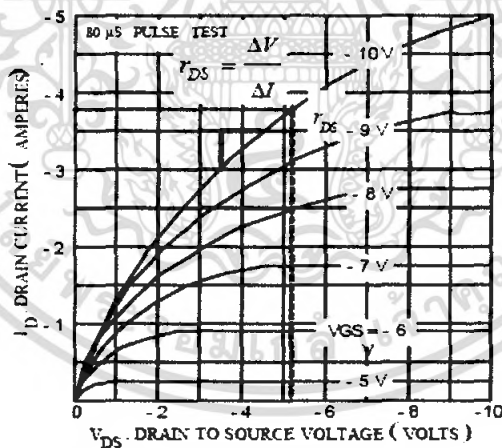
ของไฟฟ้าสถิตย์ที่เกิดขึ้นที่เกดออกไซด์จากการประมาททำให้เกิดออกไซด์นั้นเกิดการแตกและด้วยการต่อซีเนอร์ไดโอดสองตัวอนุกรมกันแบบกลับขั้วต่อคร่อมที่ขาเกตและซอร์สโดยที่ค่าแรงดันซีเนอร์จะต้องน้อยกว่าค่าของ แรงดันสูงสุดที่ยอมได้ที่ขาเดรนกับซอร์ส เป็นค่าแรงดันขนาดใหญ่ของมอสเฟตที่ไม่ทำให้รอยต่อ PN ที่ขาเดรนนั้นเกิดการเสียหายค่าแรงดันพังทลายค่ามากขึ้นขึ้นอยู่กับโครงสร้างมอสเฟตในส่วนของความยาวของแถบกระจายสารและการโด๊ป ดังนั้นการใช้งานจะต้องระวังค่าแรงดันระหว่างเดรนและซอร์สไม่ให้เกินอัตราพิกัดนี้ ตามข้อมูลแต่ละตัวของมอสเฟต

2.7.2.2 ค่าสูญเสียขณะนำกระแส

เมื่อมอสเฟตมีสภาวะนำกระแสจะเกิดกำลังสูญเสียขึ้นที่มอสเฟตอันเนื่องมาจากค่าความต้านทานขณะนำกระแสของมอสเฟตโดยหาได้จากสมการต่อไปนี้

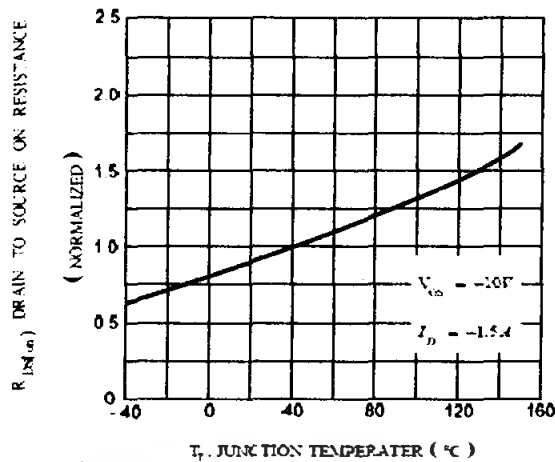
$$P_{(avg)} = I_O^2 \cdot r_{DS(on)} \quad (2.6)$$

ค่าความต้านทานสถิตย์ระหว่างเดรนและซอร์สมีค่าเท่ากับ V_{DS}/I_{DS} ในแต่ละจุด (ส่วน r_{DS} เป็นค่าความต้านทานไดนามิกขณะนำกระแส V_{DS}/I_{DS} ที่แต่ละจุด) ค่าของ r_{DS} นั้นมีส่วนประกอบอยู่สองอย่างคือความต้านทานที่ขนานกับความต้านทานที่ชั้นของสารกึ่งตัวนำ ค่าความต้านทานที่เกิดจากขนานนั้นสามารถเกี่ยวข้องกับแรงดันเกตกับซอร์สที่สั่งให้นำกระแส โดยที่จะมีค่าลดลงได้โดย การเพิ่มแรงดัน V_{GS} แต่ต้องไม่เกินที่กำหนดไว้



รูปที่ 2.38 กราฟความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์ส

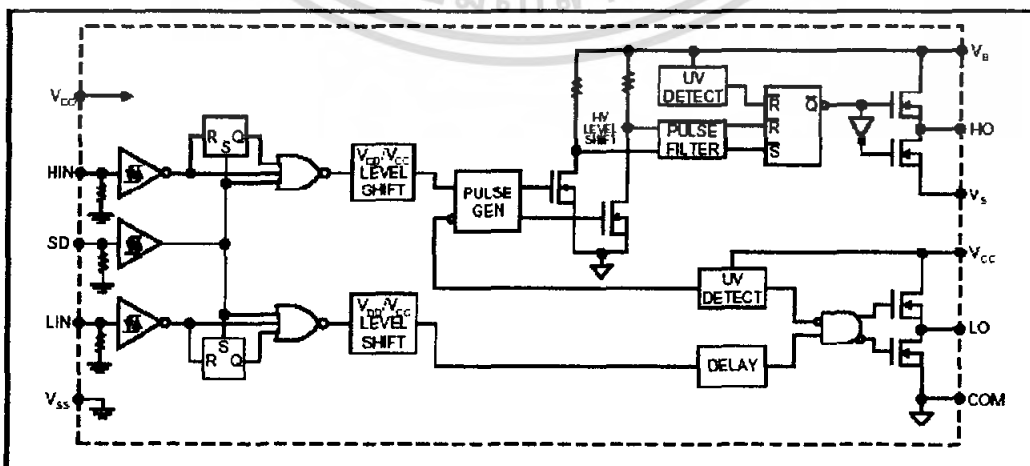
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.39 กราฟสัมประสิทธิ์อุณหภูมิของมอสเฟต

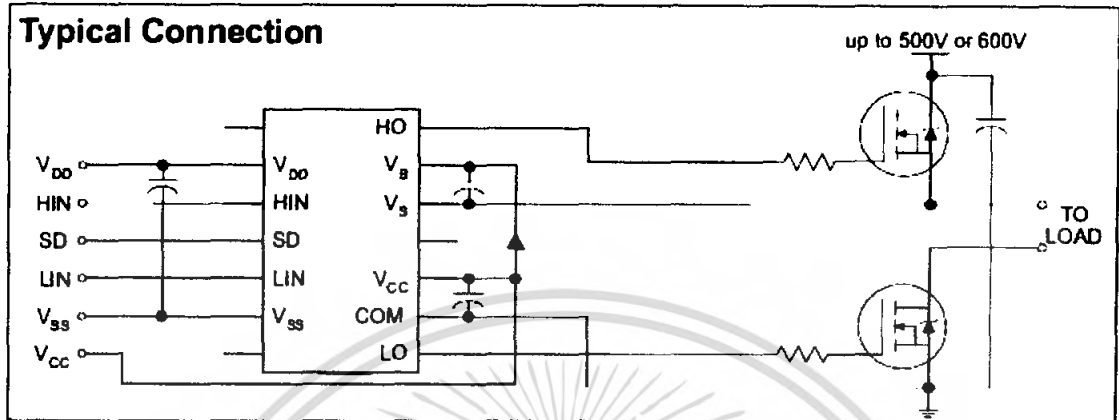
2.8 วงจรขับเกต (Gate Drive)

ในการขับเกตมอสเฟตนั้นเลือกใช้ไอซีเบอร์ IR2110 ซึ่งเป็นไอซีที่ใช้ในงานขับเกตมอสเฟตที่ต่อวงจรโดยเฉพาะสำหรับไอซีเบอร์ IR2110 จะใช้สำหรับการออกแบบวงจรขับของมอสเฟตได้ทั้งด้านบวก (High-side Switch) และด้านลบ (Low-side Switch) และมีการสร้างเดดไทม์ในตัวไอซีอีกด้วย เนื่องจากในอินเวอร์เตอร์มีมอสเฟตกำลังสองกิ่ง แต่ละกิ่งทำการสวิตช์มอสเฟตกำลังแต่ละเฟสในการออกแบบการควบคุมด้วยไอซี IR2110 จำเป็นต้องมีตัวเก็บประจุเพื่อรักษาระดับแรงดันขณะมอสเฟตทำงาน ตัวเก็บประจุที่ใช้จะต้องเป็นชนิดที่มีความเร็วในการเก็บและคายประจุสูงเช่นเดียวกับไดโอดที่ต้องใช้ไดโอดชนิด MUR ซึ่งทำงานได้เร็ว ระหว่างสัญญาณของวงจรขับก่อนส่งไปขับมอสเฟตกำลัง มีการต่อความต้านทานที่มีค่าสูงๆเพื่อลดสัญญาณรบกวน หลักการทำงานของ IR2110 นั้นอธิบายจากบล็อกไดอะแกรมในภาพที่ 3.9 จากบล็อกไดอะแกรม IR2110 ทางด้านอินพุตจะรับสัญญาณแล้วผ่านวงจรชmidtทริกเกอร์เพื่อให้สัญญาณเกิดความแน่นอนมากขึ้นส่วนทางด้านเอาต์พุต ใช้มอสเฟตต่อเป็นลักษณะพุชพูล



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 2.40 Block diagram ภายในของไอซีเบอร์ IR2110. ใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรขับมอสเฟตกำลังตัวล่างเป็นการทำงานแบบธรรมดาทั่วไปและวงจรขับมอสเฟตกำลังตัวบนจะใช้เทคนิคการยกระดับแรงดัน



รูปที่ 2.41 ลักษณะการต่อใช้งานในการขับมอสเฟต

2.9 ข้อมูลเบื้องต้นของ dsPIC

dsPIC คือชื่อของ ไมโครคอนโทรลเลอร์ 16 บิตจาก Microship Technology Inc. ผู้ผลิตไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC โดย Microship Technology ได้กำหนดชื่ออย่างเป็นทางการสำหรับไมโครคอนโทรลเลอร์รุ่นใหม่นี้ว่า Digital Signal Controller หรือ DSC นั้นหมายความว่า dsPIC เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ได้รับการออกแบบมาเป็นพิเศษเพื่องานประมวลผลสัญญาณดิจิทัลสำหรับสร้างระบบควบคุมอัตโนมัติที่มีความสามารถสูง

2.9.1 คุณสมบัติเด่นโดยรวมของ dsPIC

2.9.1.1 คุณสมบัติของซีพียู

- เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ใช้ซีพียูแบบ RISC
- ความเร็วในการทำงานสูงถึง 30 ล้านคำสั่งต่อวินาที
- มี 84 คำสั่งภาษาแอสเซมบลีมาตรฐาน รองรับรูปแบบการอ้างแอดเดรสได้อย่างอิสระ
- ชุดคำสั่งมี 24 บิต สามารถประมวลผลข้อมูลได้ 16 บิต
- มีหน่วยความจำโปรแกรมเป็นแบบแฟลช สามารถลบและเขียนใหม่ได้ไม่น้อยกว่า 100,000 ครั้ง สามารถป้องกันการอ่านได้ และสามารถโปรแกรมตัวเองโดยใช้กระบวนการทางซอฟต์แวร์
- มีหน่วยความจำข้อมูลอีพรอมที่สามารถลบและเขียนใหม่ได้ไม่น้อยกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่เผยแพร่เพื่อการเรียนการสอนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- มีอินเทอร์พรีตเวกเตอร์จำนวนมาก จึงรองรับการตอบสนองสัญญาณอินเทอร์พรีตได้ดี
- มีวงจรตรวจจับแรงดันไฟเลี้ยงต่ำกว่ากำหนดแบบโปรแกรมได้
- มีเพาเวอร์-อนรีเซต เพาเวอร์-อัฟไทเมอร์ และออสซิลเลเตอร์สแตนด์-บายไทเมอร์
- มีวอร์ทซ์ต็อกไทเมอร์แบบโปรแกรมได้
- มีวงจรตรวจสอบการทำงานของวงจรถ้าเกิดสัญญาณนาฬิกา
- รองรับการโปรแกรมในวงจรแบบอนุกรม (ICSP : In-Circuit Serial Programming)
- สามารถเลือกโหมดการใช้พลังงานได้

2.9.1.2 คุณสมบัติด้านการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล

- มีแอกคิวมูเลเตอร์ขนาด 40 บิต 2 ตัว รองรับการประมวลผลทางคณิตศาสตร์ได้เป็นอย่างดี
- มีหน่วยประมวลผลด้านการคูณและหารเลข 17 บิตในรูปฮาร์ดแวร์ จึงทำให้สามารถคูณและหารเลขได้อย่างรวดเร็ว

2.9.1.3 คุณสมบัติของไมโครฟังก์ชันพิเศษ

- สามารถจ่ายกระแสออกทางขาพอร์ตได้ 25 mA ทั้งแบบกระแสซิงก์และซอร์ส
- ไทเมอร์/เคาน์เตอร์มีขนาด 16 บิต ไม่น้อยกว่า 3 ตัว ต่อใช้งานร่วมกันเป็นไทเมอร์ 32บิตได้
- มีไมโครตรวจจับและเปรียบเทียบสัญญาณดิจิทัล
- มีส่วนเชื่อมต่ออุปกรณ์อนุกรมทั้งแบบ SPI และผ่านระบบบัส 12C
- มีไมโครสื่อสารข้อมูลอนุกรม UART พร้อมบัฟเฟอร์แบบ FIFO
- มีวงจรแปลงสัญญาณอะนาลอกเป็นดิจิทัล ความละเอียด 10 หรือ 12 บิต
- มีไมโครสร้างสัญญาณ PWM สำหรับควบคุมมอเตอร์
- มีไมโครเชื่อมต่อตัวเข้ารหัสแบบควอดราเจอร์

2.9.1.4 คุณสมบัติของชิพยู dsPIC 30F2010

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- มี 84 คำสั่งมาตรฐาน รองรับรูปแบบการอ้างแอดเดรสได้อย่างอิสระ
- ชุดคำสั่งมี 24 บิต สามารถประมวลผลข้อมูลได้ 16 บิต
- มีหน่วยความจำโปรแกรมเป็นแบบแฟลช ความจุ 12 กิโลไบต์ สามารถลบและเขียนใหม่ได้ไม่น้อยกว่า 100,000 ครั้ง สามารถป้องกันการอ่านได้
- สามารถโปรแกรมหน่วยความจำโปรแกรมตัวเอง โดยใช้กระบวนการทางซอฟต์แวร์
- มีหน่วยความจำข้อมูลอีอีพรอม 1 กิโลไบต์ ที่สามารถลบและเขียนใหม่ได้ไม่น้อยกว่า 1,000,000 ครั้ง
- มีหน่วยความจำข้อมูลแรม 512 ไบต์
- รีจิสเตอร์ W จัดในรูปของอะเรย์ มีขนาด 16 บิต จำนวน 16 ตัว
- ความเร็วในการทำงานสูงถึง 30 ล้านคำสั่งต่อวินาที
- ความถี่สัญญาณนาฬิกาจากภายนอก ตั้งแต่ย่านไฟตรงจนถึง 40MHz ถึง 10MHz เลือกได้ 3 ระดับ คือ 4 8 หรือ 16 เทา
- รองรับแหล่งกำเนิดสัญญาณอินเตอร์รัปต์ได้สูงสุด 62 แหล่ง รวมทั้งการอินเตอร์รัปต์จากภายนอก 3 แหล่ง
- สามารถกำหนดระดับความสำคัญในการตอบสนองอินเตอร์รัปต์ได้ 8 ระดับ
- มีอินเตอร์รัปต์เวกเตอร์ 48 ตำแหน่ง
- มีวงจรตรวจจับแรงดันไฟเลี้ยงต่ำกว่ากำหนดแบบโปรแกรมได้
- มีเพาเวอร์-อนรีเซต เพาเวอร์-อัฟไทเมอร์ และออสซิลเลเตอร์สคาร์ต-อัฟไทเมอร์
- มีวอร์ชดีออกไทเมอร์แบบโปรแกรมได้
- มีวงจรตรวจสอบการทำงานของวงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา หากผิดพลาดจะเข้าสู่โหมดสัญญาณนาฬิกา RC พลังงานต่ำทันที
- รองรับการโปรแกรมในวงจรแบบอนุกรม (ICSP : In-Circuit Serial Programming)
- สามารถเลือกโหมดการใช้พลังงานได้
- ย่านไฟเลี้ยง 2.5 ถึง 5.5V กระแสไฟฟ้า 2.6 ถึง 44mA ที่ไฟเลี้ยง -5V ขึ้นอยู่กับข้อกำหนดความเร็วในการทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.9.1.5 คุณสมบัติด้านการประมวลสัญญาณดิจิทัล

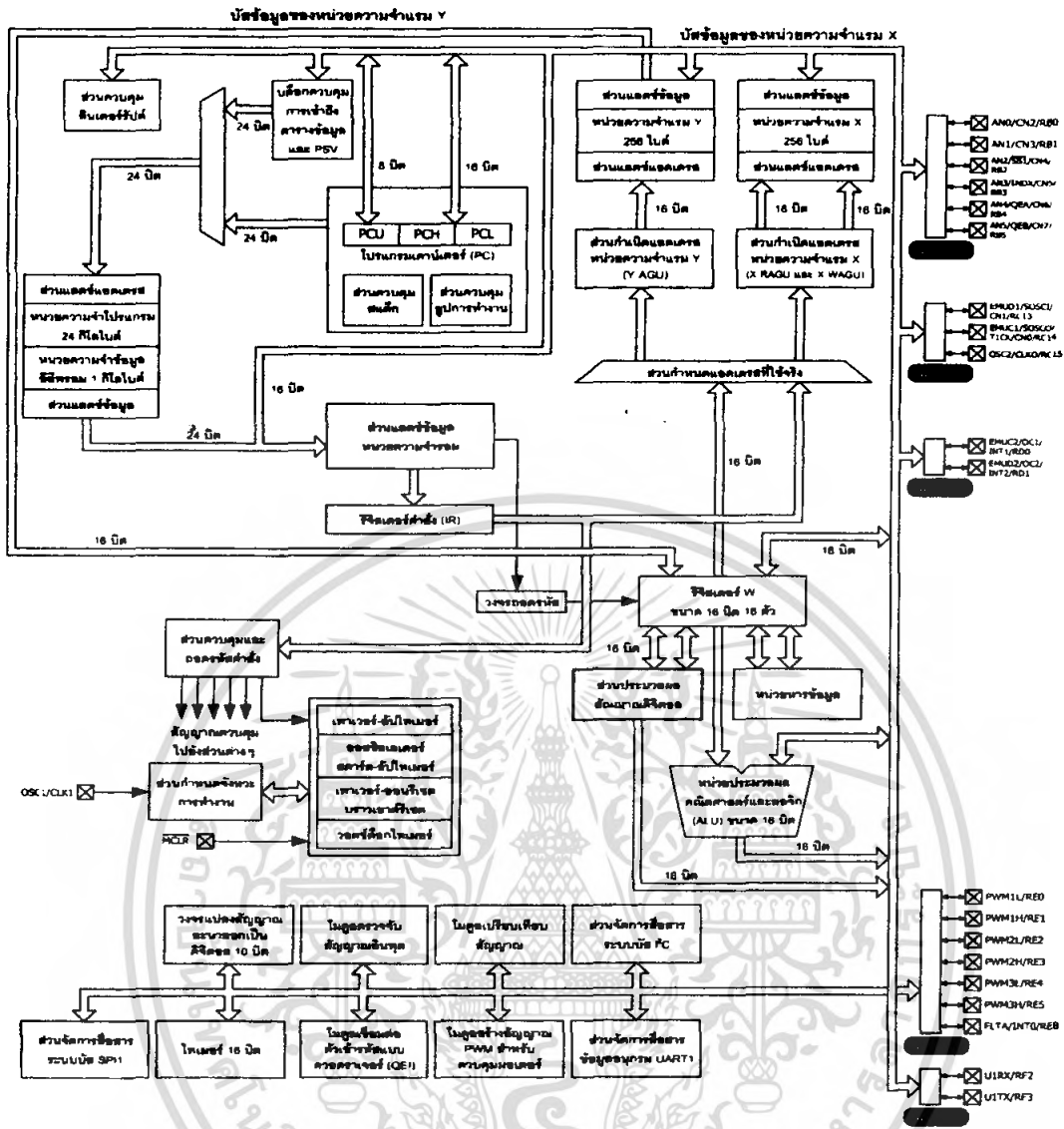
- มีแอกคิวแลเตอร์ขนาด 40 บิต 2 ตัว รองรับการประมวลผลทางคณิตศาสตร์ได้เป็นอย่างดี
- มีหน่วยประมวลผลด้านการคูณและหารเลข 17 บิตในรูปฮาร์ดแวร์ จึงทำให้สามารถคูณและหารเลขได้อย่างรวดเร็ว
- ทำการคูณเลข 16 บิต ได้ภายในสัญญาณนาฬิกาเพียง 1 ไชเกิล
- มีตัวเลื่อนข้อมูลบาร์เรล 40 สเตจ ช่วยให้ประมวลผลข้อมูลที่จำนวนบิตมากๆ ทำได้รวดเร็ว
- มีวงจรเฟรตซ์ข้อมูล จึงทำให้สามารถประมวลผลข้อมูลได้อย่างรวดเร็ว

2.9.1.6 คุณสมบัติของไมโครฟังก์ชันพิเศษ

- สามารถจ่ายกระแสออกทางขาพอร์ตได้ 25 mA ทั้งแบบกระแสซิงค์และซอร์ส
- ไทมเมอร์/เคาน์เตอร์มีขนาด 16 บิต 3 ตัว ต่อใช้งานร่วมกันเป็นไทมเมอร์/เคาน์เตอร์ 32 บิตได้
- มีไมโครตรวจจับสัญญาณดิจิทัลขนาด 16บิต 4 ชุด
- มีไมโครเปรียบเทียบข้อมูลและกำเนิดสัญญาณ PWM ความละเอียด 16 บิต 2 ชุด
 - ในการเปรียบเทียบข้อมูลสามารถเลือกการทำงานได้ 2 โหมด
- มีส่วนเชื่อมต่ออุปกรณ์อนุกรมทั้งแบบ SPI
- มีส่วนเชื่อมต่ออุปกรณ์ผ่านระบบบัส I²C ทั้งแบบ 7 และ 10 บิต กำหนดเป็นมาสเตอร์หรือ สเลฟได้
- มีไมโครสื่อสารข้อมูลอนุกรม UART พร้อมบัฟเฟอร์แบบ FIFO
- มีไมโครสร้างสัญญาณ PWM สำหรับควบคุมมอเตอร์ 6 ช่อง
 - เลือกรูปแบบเอาต์พุตได้ทั้งแบบคอมพลีเมนต์และแบบอิสระ
 - มีโหมดการปรับตำแหน่งการหมุนทั้งแบบปรับขอบสัญญาณและแบบกึ่งกลาง
 - มีส่วนกำเนิดดีวีทีไชเกิล 4 ชุด
 - กำหนดฐานเวลาได้ 4 โหมด
 - สามารถเลือกขั้วของสัญญาณทางเอาต์พุตได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- มีสัญญาณกระตุ้นเพื่อให้ทำงานสัมพันธ์กับวงจรแปลงสัญญาณอะนาลอกเป็นดิจิตอลภายในไมโครคอนโทรลเลอร์
- สามารถควบคุมสัญญาณเอาต์พุตได้
- มีโมดูลเชื่อมต่อตัวเข้ารหัสแบบควอดราเจอร์
 - มีอินพุต Phase A Phase B และรับสัญญาณพัลส์เพื่อกำหนดตำแหน่ง
 - มีตัวนับตำแหน่งขนาด 16 บิต นับได้ทั้งขึ้นทั้งลง
 - แสดงสถานะของทิศทางการนับได้
 - กำหนดโหมดของการวัดตำแหน่งได้ 2 โหมด คือ x2 และ x4
 - มีวงจรกรองสัญญาณรบกวนแบบดิจิตอลจากอินพุตแบบโปรแกรมได้
 - สำหรับกำหนดให้ทำงานเป็นไทเมอร์/เคาน์เตอร์ขนาด 16 บิตได้
 - กำเนิดสัญญาณอินเทอร์รัปต์จากตำแหน่งที่นับเกิน (rollover) หรือ นับขาด (underflow)
- มีวงจรแปลงสัญญาณแปลงอะนาลอกเป็นดิจิตอล ความละเอียด 10 บิต 6 ช่อง
 - อัตราการสุ่มและแปลงสัญญาณ 500 กิโลแซมเปิลต่อวินาที
 - สามารถแปลงสัญญาณเมื่อไมโครคอนโทรลเลอร์ทำงานในโหมดสลีปและไอเดิลได้



รูปที่ 2.42 หลักการทำงานของdsPIC

2.9.2 สถาปัตยกรรมโดยสรุปของ dsPIC30F2010

2.9.2.1 หน่วยประมวลผลกลาง

หน่วยประมวลผลของ dsPIC30F2010 ใช้คำสั่งที่มีความยาว 1 เวิร์ด ขนาด 24 บิต โดยมีโปรแกรมเคาน์เตอร์ขนาด 23 บิต (จริงๆ แล้วโดยโครงสร้างมี 24 บิต แต่ไม่สนใจบิต MSB ซึ่งก็คือบิต 23 และบิต LSB หรือบิต 0 กำหนดเป็น "0" จึงทำให้สามารถติดต่อกับหน่วยความจำโปรแกรมได้สูงสุด 4 เมกะเวิร์ด) เพื่อแจ้งแอดเดรสของหน่วยความจำโปรแกรมที่เข้าไปประมวลผล dsPIC30F2010 มีความจุของหน่วยความจำโปรแกรม 12 กิโลไบต์ เมื่อคำสั่งมีความยาว 24 บิต จึงบรรจุคำสั่งได้จริง 4 กิโลเวิร์ด

รีจิสเตอร์หลักที่ใช้ทำงานคือ รีจิสเตอร์ W (Working register) สำหรับใน dsPIC30F2010 จะแตกต่างจากไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC อย่างมาก โดยรีจิสเตอร์ W ได้รับการจัดโครงสร้างเป็นอะเรย์ขนาด 16 บิต จึงทำให้รองรับทั้งข้อมูล ค่าแอดเดรส หรือค่าของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ญาติเห็นใบใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รีจิสเตอร์ใดๆ ที่ต้องนำมาประมวลผลโดยใน dsPIC30F2010 มีรีจิสเตอร์ W ให้ใช้ทำงานถึง 16 ตัว ส่วนใหญ่ใช้ในการประมวลผลหลัก ส่วนอีกตัวหนึ่งคือ รีจิสเตอร์ W15 จะใช้ทำงานร่วมกับตัวชี้สแต็กในการทำงานของโปรแกรมย่อยและบริการอินเตอร์รัปต์

ด้านการตอบสนองอินเตอร์รัปต์นั้น dsPIC30F2010 มีการจัดสรรพื้นที่เก็บค่าอินเตอร์รัปต์เวกเตอร์ไว้มากถึง 54 ตำแหน่ง และยังสามารถกำหนดระดับความสำคัญได้อีก 8 ระดับด้วย

2.9.2.2 หน่วยความจำ

dsPIC30F2010 มีหน่วยความจำโปรแกรม 4 กิโลเวิร์ด แอดเดรสอยู่ในช่วง 8x000100 ถึง 0x001FFE

สามารถโปรแกรมหรือเขียนข้อมูลลงไปได้ 2 วิธีคือ

1. โดยใช้การโปรแกรมในวงจรแบบอนุกรมหรือ ICSP ผ่านทางขา PGD และ PGC (ขาที่ 17 และ 18) แล้วป้อนสัญญาณพัลส์แรงดันสูงสำหรับโปรแกรมผ่านเข้ามาทางขา MCLR
2. โปรแกรมตัวเองในขณะที่ทำงานหรือ RTSP (Run Time Self-Programming)

ส่วนหน่วยความจำข้อมูลแรมนั้น dsPIC30F2010 ได้จัดสรรเป็น 2 ส่วนคือ หน่วยความจำข้อมูลแรม X และ Y แต่ละส่วนมีขนาด 16 บิต ความจุ 256 ไบต์ รวมเป็น 512 ไบต์ โดยในแต่ละส่วนจะมีตัวกำหนดแอดเดรสแยกออกจากกัน เรียกว่า AGU (Address Generation Unit)

ในขณะที่หน่วยความจำอีอีพรอม dsPIC30F2010 จัดสรรไว้ที่แอดเดรส 0x7FFC00 ถึง 0x7FFFFE มีความจุ 1 กิโลไบต์

2.9.2.3 ส่วนประมวลผลสัญญาณดิจิตอล (DSP Engine)

นับเป็นส่วนประกอบสำคัญอย่างยิ่งของ dsPIC30F2010 เนื่องจาก dsPIC30F2010 ได้รับการออกแบบมาให้ทำงานในด้านการประมวลผลสัญญาณดิจิตอลเป็นหลัก ดังนั้นจึงต้องมีการเพิ่มความสามารถในหน่วยคำนวณทางคณิตศาสตร์และลอจิกอย่างมาก โดยในส่วนประมวลผลสัญญาณดิจิตอลมีหน่วยจัดการคูณเลขขนาด 17 x 17 บิตความเร็วสูง หน่วยประมวลผลทางคณิตศาสตร์และลอจิกอย่างมาก หรือ ALU ขนาด 40 บิต แอวกิวมูลเตอร์ขนาด 40 บิต อีก 2 ตัว และตัวเลื่อนข้อมูล 2 ทิศทางแบบบาเรล (barrel shifter) ขนาด 40 บิต จึงทำให้สามารถจัดการข้อมูลขนาด 16 บิตได้เสถียรขึ้นภายในสัญญาณนาฬิกาเพียงไซเคิลเดียว

2.9.2.4 โมดูลฟังก์ชันพิเศษ

dsPIC30F2010 ได้รวมเอาโมดูลสำหรับทำงานเฉพาะทางไว้อย่างมากมาย ไม่ว่าจะเป็นโมดูลแปลงสัญญาณอะนาลอกเป็นดิจิตอล ความละเอียด 10 บิต โมดูลเชื่อมต่ออุปกรณ์หรือ SPI โมดูลสื่อสารข้อมูลผ่านระบบบัส I²C โมดูลสื่อสารข้อมูลพอร์ตอนุกรมหรือ UART ไทเมอร์ขนาด 16 บิตถึง 3 ตัว และที่เป็นพิเศษอีก 2 โมดูลคือ โมดูลสร้างสัญญาณ PWM เพื่อการควบคุมมอเตอร์และข้อมูลเข้ารหัสแบบควอดราเจอร์ โดยสามารถใช้งานร่วมกันเพื่อสร้างระบบควบคุมมอเตอร์แบบปิดประสิทธิภาพสูง

2.9.2.5 พอร์ตอินพุตเอาต์พุต

dsPIC30F2010 มีพอร์ตให้ใช้งานมากถึง 5 พอร์ต รวม 20 ขา ดังนี้

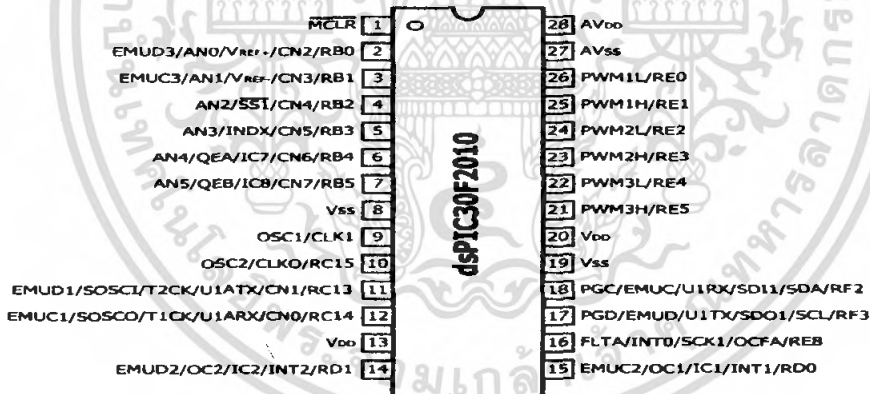
พอร์ต B มี 6 ขาคือ RB0-RB5 โดยทุกขาสามารถกำหนดให้เป็นพอร์ตอินพุตหรือเอาต์พุตได้ และยังสามารถขับกระแสทั้งแบบซิงก์และซอร์สได้สูงถึง 25 mA

พอร์ต C มี 3 ขาคือ RC13-RC15

พอร์ต D มี 2 ขาคือ RD0 และ RD1

พอร์ต E มี 7 ขาคือ RE0-RE5 และ RE8

พอร์ต F มี 2 ขาคือ RF2 และ RF3



รูปที่ 2.43 แสดงขาการทำงานต่างของ dsPIC 30F2010

2.9.6 เครื่องมือทางฮาร์ดแวร์สำหรับพัฒนาไมโครคอนโทรลเลอร์ dsPIC

ในการพัฒนาระบบไมโครคอนโทรลเลอร์แบบชิปเดียวนั้น ต้องใช้เครื่องมือร่วมกัน 2 ประเภทคือ เครื่องมือทางซอฟต์แวร์และทางฮาร์ดแวร์ โดยเครื่องมือทางซอฟต์แวร์ประกอบด้วย เท็กซ์เอดิเตอร์ (text editor) สำหรับเขียนโปรแกรม, ตัวแปลโปรแกรมเป็นภาษาเครื่อง หากแปลจากภาษาสูง (เบสิก หรือ ซี) เป็นภาษาแอสเซมบลีจะเรียกว่า คอมไพเลอร์ (compiler) ส่วนตัวแปลภาษาแอสเซมบลีเป็นภาษาเครื่องเพื่อเขียนลงในหน่วยความจำโปรแกรมของไมโครคอนโทรลเลอร์จะเรียกว่า แอสเซมเบลอร์ (assembler)

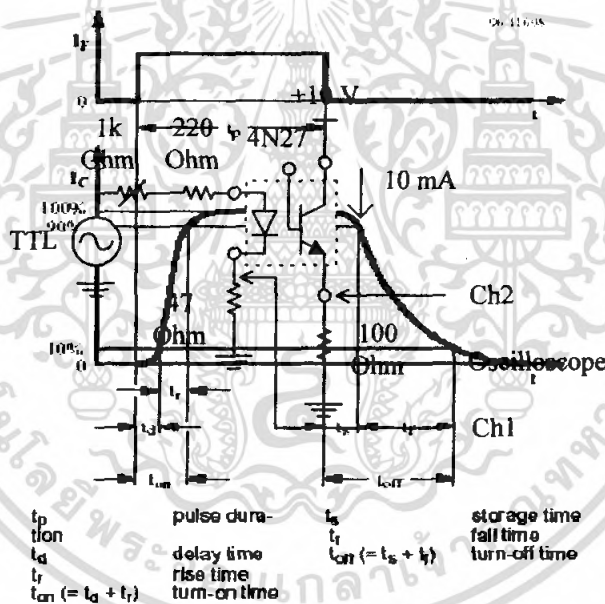
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นอกจากนั้นอาจมีโปรแกรมจำลองการทำงานหรือซิมูเลเตอร์ (simulator) เพื่อทดสอบการทำงานบนคอมพิวเตอร์มาช่วยด้วยก็ได้

ทางด้านเครื่องมือทางฮาร์ดแวร์หลักๆ ประกอบด้วย เครื่องโปรแกรม (programmer) ใช้เขียนข้อมูลลงในหน่วยความจำโปรแกรม, อีมูเลเตอร์ (emulator) หรือตัวเลียนแบบการทำงาน และดีบักเกอร์ (debugger) หรือบอร์ดตรวจสอบการทำงาน

2.10 ออปโตคัปเปิลเลอร์ (Optocoupler)

ออปโตคัปเปิลเลอร์ เป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่สามารถแยกวงจรออกจากกันทางไฟฟ้าได้ โดยอาศัยหลักการเชื่อมโยงทางแสง ภายใน ออปโตคัปเปิลเลอร์จะประกอบด้วย ไดโอดเปล่งแสง LED และตัวรับแสง ในที่นี้คือ โฟโตทรานซิสเตอร์ ได้แก่ เบอร์ 4N27 ในการประยุกต์ใช้งาน ออปโตคัปเปิลเลอร์กับวงจรสวิตซ์ เช่น วงจรดิจิตอล จะมีพารามิเตอร์ที่ใช้ บ่งบอกความเร็วในการทำงานของออปโตคัปเปิลเลอร์ ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.53



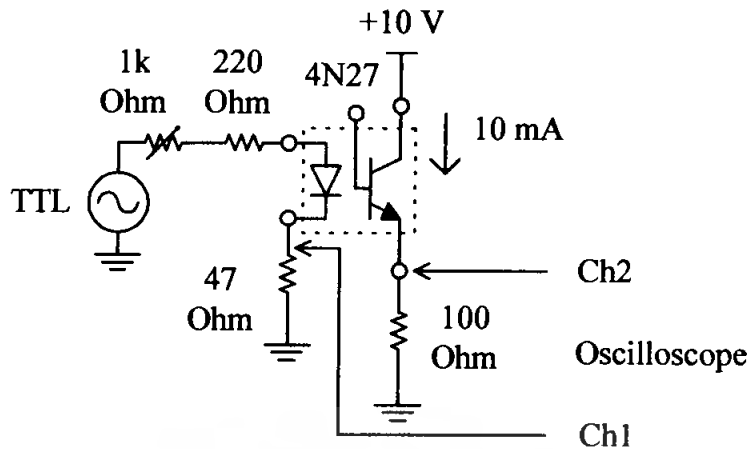
รูปที่ 2.44 รูปคลื่นในการสวิตซ์ของออปโตคัปเปิลเลอร์โดยทั่วไป

โดย I_f คือกระแสที่ไหลผ่านของ LED และ I_c คือกระแสคอลเลคเตอร์ของโฟโตทรานซิสเตอร์ ภายในตัวออปโตคัปเปิลเลอร์ตามลำดับ

การทำงานแบบไม่อิมิตัว

รูปที่ 2.54 เป็นวงจรที่ใช้ทดสอบการทำงานในโหมดพัลส์แบบไม่อิมิตัวของออปโตคัปเปิลเลอร์ ซึ่ง ตัวต้านทานโหลด R_L ที่ต่ออยู่กับขามิตเตอร์ของโฟโตทรานซิสเตอร์จะมีค่าต่ำ (100 Ω) แรงดันไฟเลี้ยงที่ใช้มีค่าสูงประมาณ 10 โวลต์ ปรับให้ค่ากระแสคอลเลคเตอร์มีค่าประมาณ 10 มิลลิแอมป์

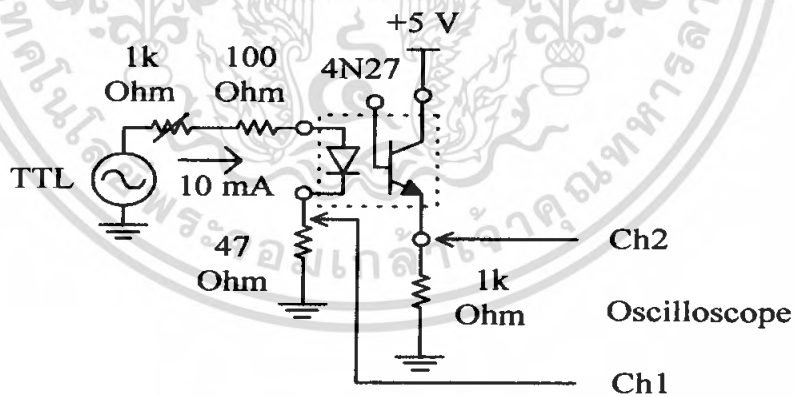
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.45 วงจรทดสอบ การทำงานในโหมดพัลส์ของออปโตคัปเปิลอร์แบบไม่อิมิตัว

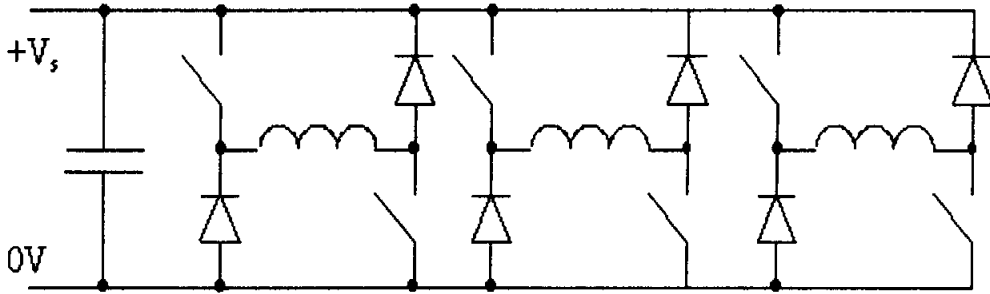
การทำงานแบบอิมิตัว

รูปที่ 2.55 เป็นวงจรที่ใช้ทดสอบการทำงานในโหมดพัลส์แบบอิมิตัวของออปโตคัปเปิลอร์ซึ่ง ตัวต้านทานโหลด R_L จะมีค่าสูงประมาณ $1k \Omega$ เมื่อกระแสไหลผ่าน LED มีค่าสูงประมาณ 10 มิลลิแอมป์และใช้ไฟเลี้ยงต่ำเพียง 5 โวลต์จะทำให้โฟโตทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงอิมิตัว



รูปที่ 2.46 วงจรทดสอบการทำงานในโหมดพัลส์ของออปโตคัปเปิลอร์แบบอิมิตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 วงจรกำลัง Three phase Asymmetric Half Bridge Converter

ส่วนประกอบหลักของวงจร

- 1. Diode MUR 1560 6 ตัว
- 2. Mosfet IRFP 460 6 ตัว

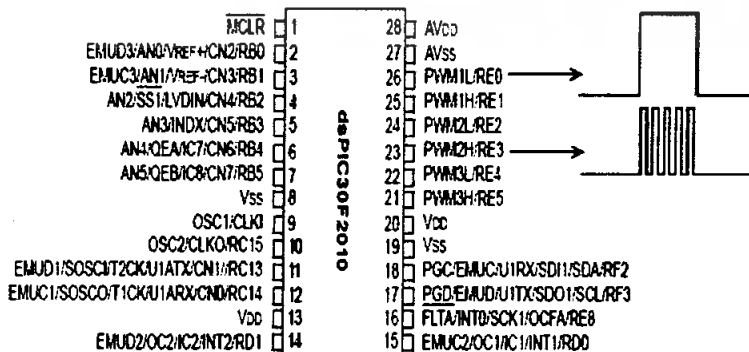
3.3 ส่วนของวงจรควบคุม

แบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ

- 1. ส่วนของสัญญาณควบคุม
- 2. ส่วนของวงจรขับมอสเฟส

3.3.1 วงจร dsPIC 30F2010 สร้างสัญญาณควบคุม

วงจรที่ใช้ในการทดลองนี้ใช้เป็นวงจรสร้างสัญญาณ PWM และ chopping ในการควบคุมสัญญาณแบบต่างๆ โดยรูปคลื่นสัญญาณจะออกที่ขา PWM พอร์ต E โดยจะแบ่งเป็นคู่เฟสมี Hi กับ Low ซึ่งขาHi ทั้งหมดจะสร้างสัญญาณ PWM ในขนาดที่ขา Low จะสร้างสัญญาณ chopping



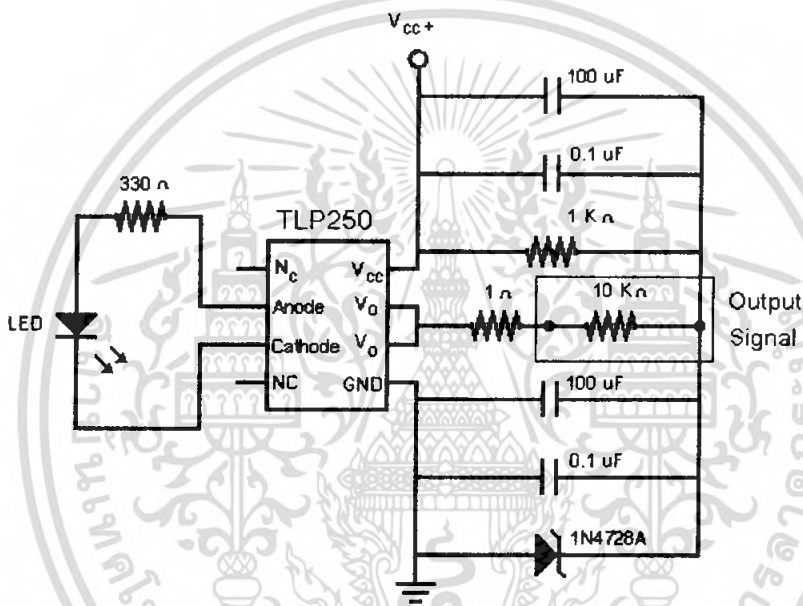
รูปที่ 3.3 โครงสร้างของ dsPIC 30F2010 สร้างสัญญาณควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของโรงเรียนเพื่อใช้ประกอบการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปจะเห็นได้ว่าการต่อนั้นจะมีสัญลักษณ์กำหนดค่าไว้แล้วซึ่งการต่อวงจรนั้นในการทดลองนี้ทำโดยบอร์ดจำลองสำเร็จรูป ซึ่งมีการต่อจุดสัญญาณสำคัญๆ ต่างๆไว้เรียบร้อยแล้ว โดยอุปกรณ์ต่างๆ

3.3.2 วงจรขับมอสเฟต

วงจรที่ใช้ในการทดลองนี้ใช้เป็นวงจรขับมอสเฟตชนิด Opto-coupler โดยใช้ TLP25 เพื่อแยกส่วนการทำงานของวงจรกำลังและวงจรควบคุมให้ปลอดภัยมากขึ้น ป้องกันไม่ให้เกิดแสงจากวงจรกำลังไหลย้อนเข้าสู่วงจรไมโครคอนโทรลเลอร์



รูปที่ 3.4 แสดงวงจรขับมอสเฟต Opto-Coupler ที่ใช้ในการทดลอง

อุปกรณ์ในวงจร Opto-Coupler ที่ใช้ในการทดลอง

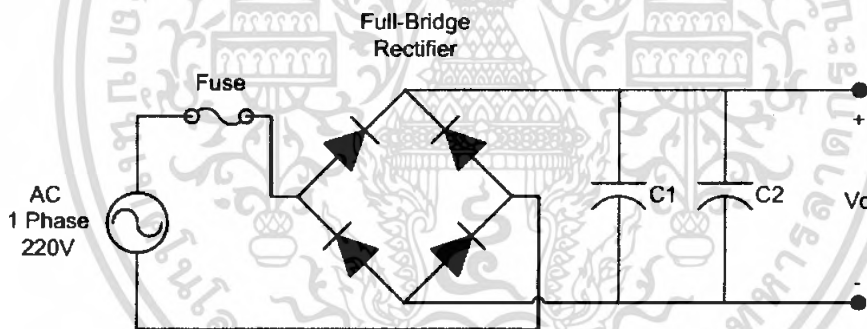
- | | | |
|------------------------|----|-----|
| 1. TLP250 | 6 | ตัว |
| 2. 1N4728A | 6 | ตัว |
| 3. ตัวเก็บประจุ 100 uF | 12 | ตัว |
| 4. ตัวเก็บประจุ 1 KF | 12 | ตัว |
| 5. ตัวต้านทาน 330 Ko | 6 | ตัว |
| 6. ตัวต้านทาน 0.1 Ko | 6 | ตัว |
| 7. บริดจ์ไดโอด | 6 | ตัว |
| 8. ตัวเก็บประจุ 220 uF | 6 | ตัว |
| 9. Connector 12 ขา | 2 | คู่ |

เอกสารนี้เป็น 10. LED ส่วนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ 6 ไปดัดแปลงหรือโยนด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 วงจรเรียงกระแส

เป็นวงจรที่ทำหน้าแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงโดยใช้การทำงานของวงจร Full bridge rectifier ในส่วนการเลือกไดโอดเรียงกระแสจะต้องคำนึงถึงขนาดกระแสพิภักที่ไหลผ่านไดโอด และเนื่องจากการแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง นั้นจะทำให้เกิดการกระเพื่อมขึ้นจึงจำเป็นต้องมีตัวเก็บประจุเพื่อมาช่วยให้มีความเรียบขึ้น

เนื่องจากการกรองสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น ให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่มีระดับแรงดันไฟฟ้าที่เรียบขึ้นนั้นทำได้ยาก ทั้งนี้เนื่องจากแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่ส่งผ่านไปยังโหลดเป็นเพียงครึ่งหนึ่งของแต่ละสัญญาณอินพุตเท่านั้น ดังนั้น ในส่วนนี้จะเป็นการทำความรู้จักกับวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น ซึ่งใช้ไดโอด 2 ตัว ในการที่จะส่งผ่านช่วงครึ่งคลื่นของสัญญาณทั้งสองไปยังโหลด โดยให้ไหลผ่านไปทิศทางเดียวกัน วงจรเรียงกระแสเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับที่มีทิศทางไหลของกระแสไฟฟ้า 2 ทิศทางให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่มีการไหลของทิศทางกระแสไฟฟ้าทิศทางเดียวและแรงดันเอาต์พุตที่ปรากฏพร้อมโหลดจะมีสถานะขั้วไฟเหมือนกันด้วย



รูปที่ 3.5 วงจรเรียงกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 การจำลองระบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

นำเสนอเกี่ยวกับการจำลองวงจร Asymmetric Half Bridge Converter โดยใช้โปรแกรม MATLAB ในลักษณะการทำงานแบบต่างๆ

การจำลอง Dynamic Model ของการควบคุมวงจร Asymmetric Half Bridge Converter แบบต่างๆ

ในขั้นตอนนี้ได้ทำการจำลองวงจร Asymmetric Half Bridge Converter โดยใช้โปรแกรม MATLAB เพื่อศึกษาการทำงานเชิงพลวัตในโหมดการทำงานแบบต่างๆดังต่อไปนี้

- โหมดการควบคุมกระแส

Soft chopping

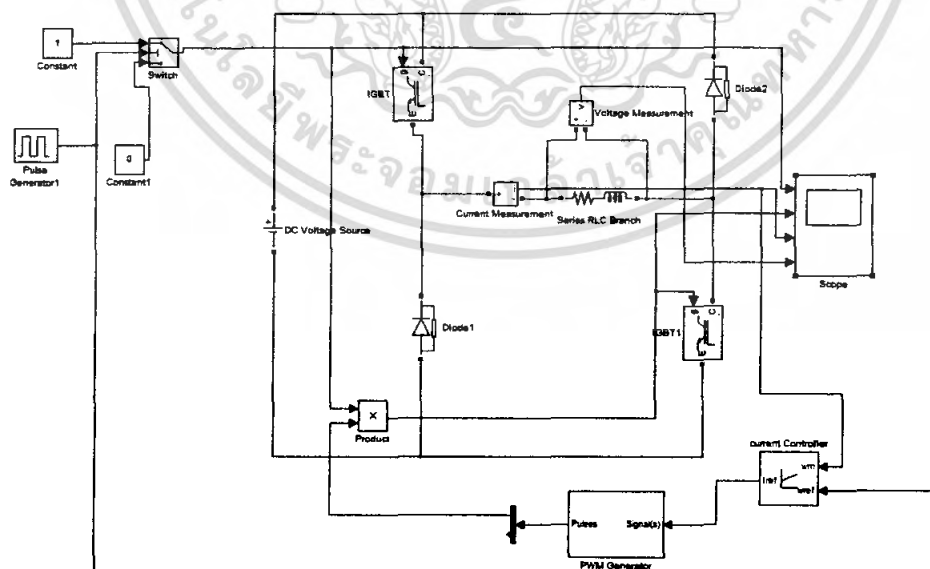
Hard chopping

Soft alternate chopping

- โหมดกระแสพัลส์

Soft chopping

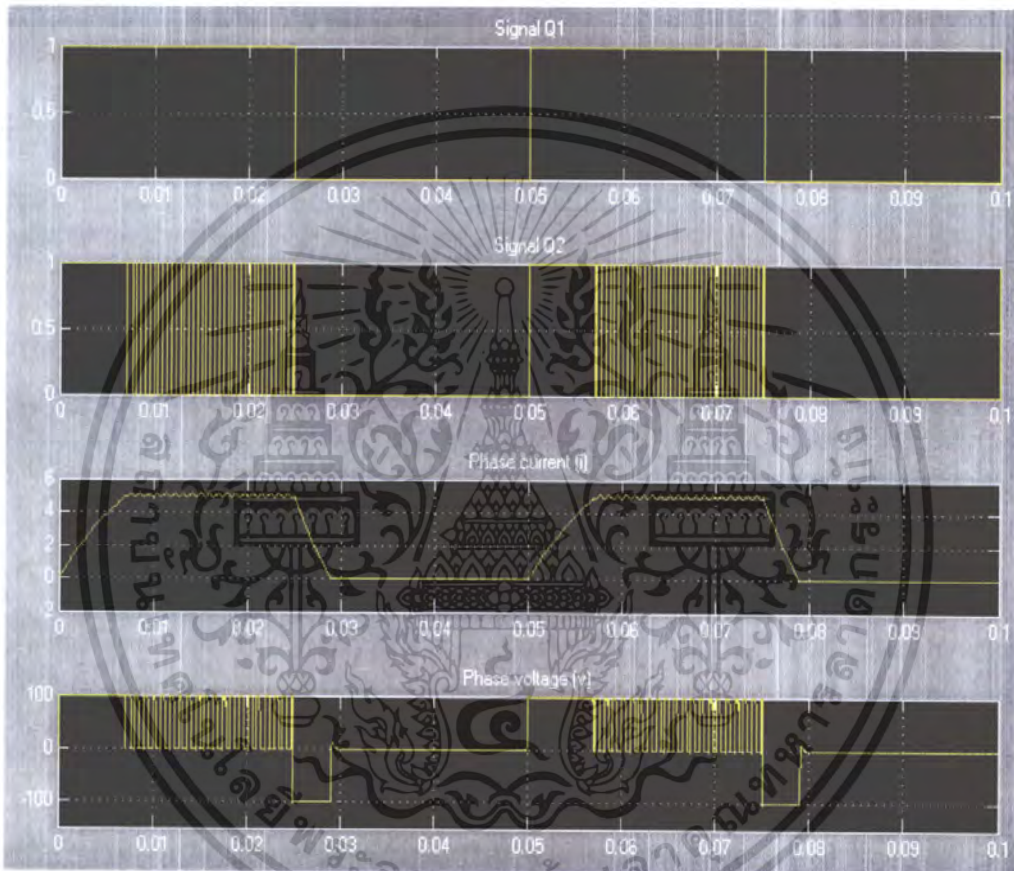
การทำงานแบบ Soft chopping จะมีสวิตช์ Q_1 หรือ Q_2 ตัวเดียวเท่านั้นที่ทำการ Chopping และสวิตช์อีกตัวจะทำการ ON ไปตลอด ขณะที่แรงดันที่ถูกป้อนเข้าขดลวดในแต่ละเฟสจะอยู่ระหว่าง $+V_{dc}$ และ 0 จนกระทั่งมีการควบคุมให้สวิตช์ OFF ทั้งคู่ในช่วง defluxing แรงดันจริงมีค่าเป็น $-V_{dc}$



รูปที่ 3.6 วงจรจำลอง Single phase Asymmetric Half Bridge Converter โดยควบคุมการทำงานแบบ Soft chopping

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การจำลองนี้เป็นการจำลองวงจร Asymmetric Half Bridge Converter เพียงเฟสเดียว โดยทำการป้อนสัญญาณขับเคลื่อนจาก Pulse Generator ให้กับสวิตช์ Q_1 ส่วนสวิตช์ Q_2 สัญญาณขับเคลื่อนที่ได้จะมาจากการควบคุมแบบป้อนกลับ โดยการนำสัญญาณของกระแสเฟส (Phase current) มาเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิงที่กำหนด แล้วจึงนำกลับไปป้อนขับสวิตช์ Q_2 ซึ่งเป็นตัว Chopping แต่ในการทำงานอาจจะกำหนดให้สวิตช์ตัวใดเป็นตัว Chopping ก็ได้ ผลของรูปคลื่นกระแสและแรงดันของเฟสที่ได้จะมีลักษณะเหมือนกันดังรูปข้างล่างนี้



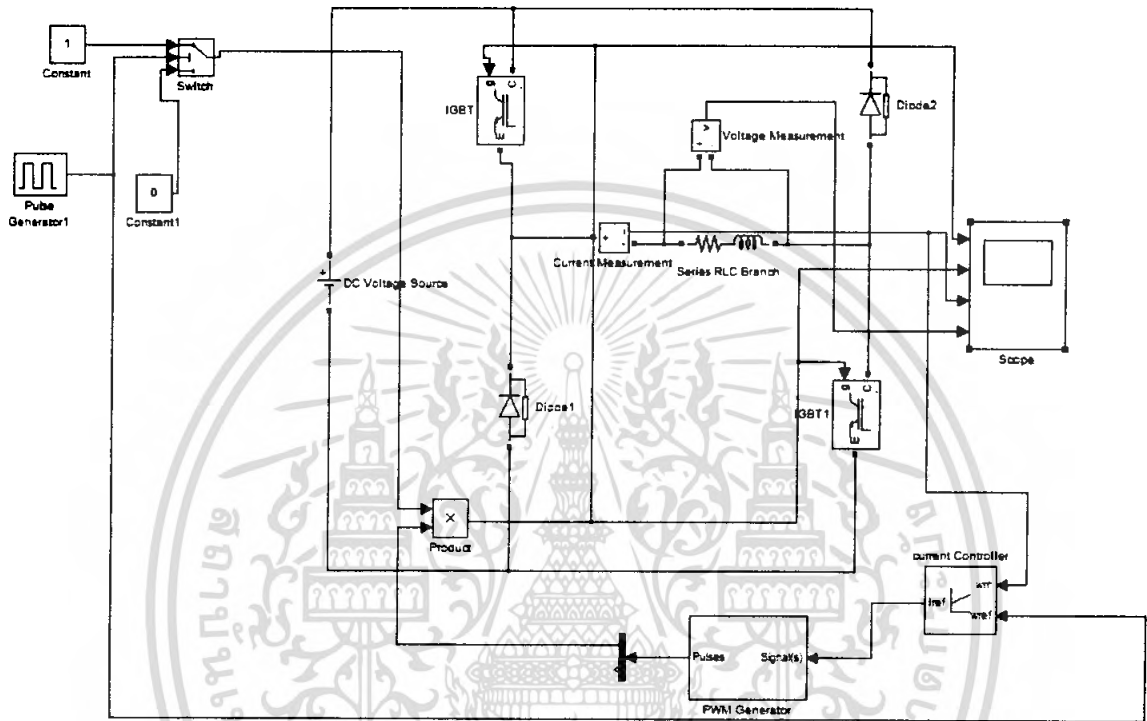
รูปที่ 3.7 แสดงคลื่นสัญญาณที่ได้จากการจำลองการทำงานแบบ Soft chopping ด้วยโปรแกรม MATLAB

จากรูปคลื่นสัญญาณที่ได้ Signal Q_1 และ Signal Q_2 จะเป็นสัญญาณที่นำไปขับสวิตช์ Q_1 และสวิตช์ Q_2 ตามลำดับ โดยจะเห็นว่า Signal Q_2 ที่ขับสวิตช์ Q_2 จะมีลักษณะเป็นแบบที่เรียกว่า Chopping ซึ่งเป็นสัญญาณที่ได้จากการป้อนกลับโดยการนำสัญญาณของกระแสเฟส (Phase current) มาเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิงที่กำหนด ส่วนรูปคลื่นสัญญาณของกระแสเฟส (Phase current) และแรงดันเฟสที่ได้จะเป็นไปตามการทำงานของสวิตช์ Q_1 และ Q_2 ตามที่ได้กล่าวไว้แล้วในหลักการทำงานของวงจร Asymmetric Half Bridge Converter ในบทที่ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Hard chopping

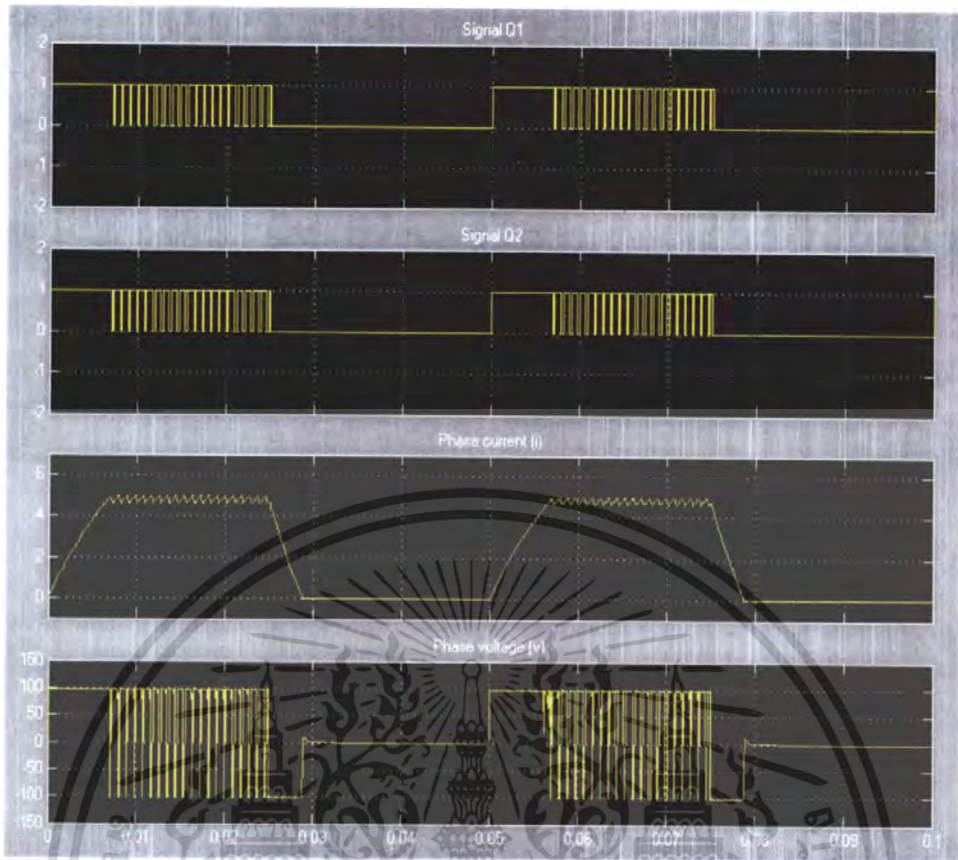
เป็นการควบคุมให้ สวิตช์ Q1 และ Q2 มีการสวิตช์ ON และ OFF พร้อมกัน โดยแรงดันที่ถูกบ้อนเข้าขดลวดในแต่ละเฟสจะอยู่ระหว่าง + V dc และ - V dc จนกระทั่งมีการควบคุมให้สวิตช์ OFF ทั้งคู่และกระแสลดลงจนมีค่าเป็นศูนย์ แรงดันจึงจะมีค่าเป็นศูนย์



รูปที่ 3.8 วงจรจำลอง Single phase Asymmetric Half Bridge Converter โดยควบคุมการทำงานแบบ Hard chopping

จากการจำลองวงจร Asymmetric Half Bridge Converter เพียงเฟสเดียวแบบ Soft chopping โดยทำการบ้อนสัญญาณขับเกิดจาก Pulse Generator ให้กับสวิตช์ Q₁ ส่วนสวิตช์ Q₂ สัญญาณขับเกิดที่ได้จะมาจากการควบคุมแบบบ้อนกลับ โดยการนำสัญญาณของกระแสเฟส (Phase current) มาเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิงที่กำหนด แล้วจึงนำกลับไปบ้อนขับสวิตช์ Q₂ ซึ่งเป็นตัว Chopping แต่ในการทำงานควบคุมการทำงานแบบ Hard chopping จะทำการขับสวิตช์ Q₁ และสวิตช์ Q₂ ทั้งสองตัวด้วยสัญญาณ Chopping ที่มาจากการควบคุมแบบบ้อนกลับแทนซึ่งทำให้เกิดการ ON และ OFF พร้อมกันของสวิตช์ทั้งสองตัว ผลของรูปคลื่นสัญญาณที่ได้สามารถพิจารณาได้จากรูปถัดไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

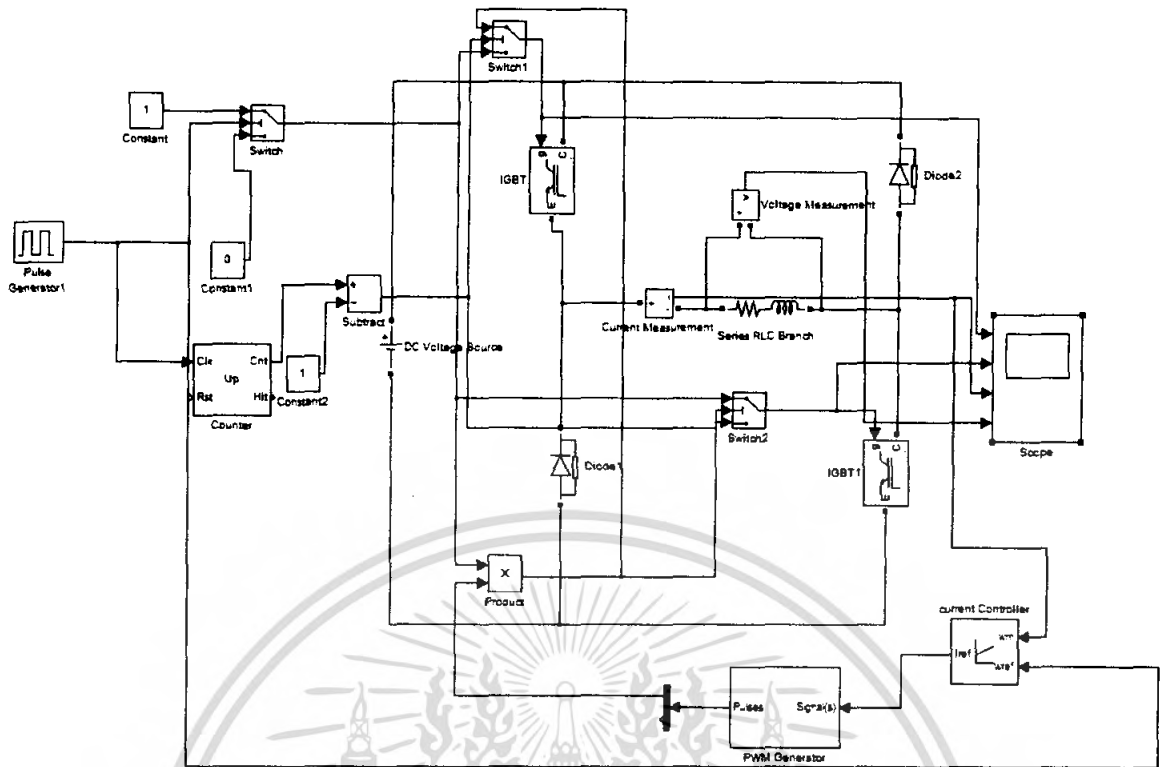


รูปที่ 3.9 แสดงคลื่นสัญญาณที่ได้จากการจำลองการทำงานแบบ Hard chopping ด้วยโปรแกรม MATHLAB

จากรูปคลื่นสัญญาณที่ได้ Signal Q_1 และ Signal Q_2 จะเป็นสัญญาณที่นำไปขับสวิตช์ Q_1 และสวิตช์ Q_2 ตามลำดับ โดยจะเห็นว่า Signal Q_1 และ Signal Q_2 มีลักษณะเป็นแบบที่เรียกว่า Chopping ทั้งคู่และมีลักษณะ ON และ OFF พร้อมกัน ส่วนรูปคลื่นสัญญาณของกระแสเฟส (Phase current) จะมีลักษณะคล้ายกับการควบคุมแบบ Soft chopping แต่ในแบบ Hard chopping จะมีกระแสกระเพื่อมที่สูงกว่าแบบ Soft chopping และแรงดันเฟสที่ได้จะอยู่ระหว่าง $+V_{dc}$ และ $-V_{dc}$ จนกระทั่งมีการควบคุมให้สวิตช์ OFF ทั้งคู่และกระแสลดลงจนมีค่าเป็นศูนย์ แรงดันจึงจะมีค่าเป็นศูนย์

Soft alternate chopping

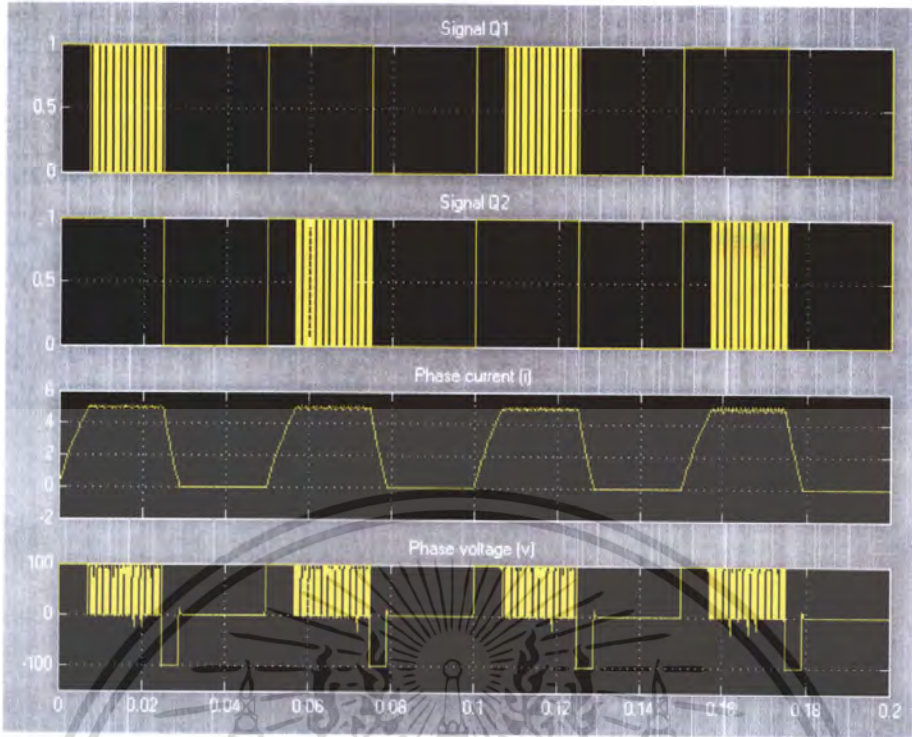
เนื่องจากการทำงานในแบบ Soft chopping เราพบว่า มีสวิตช์เพียงตัวเดียวที่ทำหน้าที่ chopping อยู่ตลอดเวลา เป็นผลให้สวิตช์ตัวนั้นเมื่อใช้งานไปในระยะเวลาอันยาวนาน อาจเกิดความเสียหายได้ตั้งนั้นในการควบคุมแบบ Soft chopping อาจมีการเปลี่ยนแปลง หน้าที่การทำงานของสวิตช์ ให้มีการสลับหน้าที่กันทำงาน เป็นตัว chopping และตัวที่ ON ตลอดช่วงสลับกันไปในการควบคุมการสวิตช์ซึ่ง เรียกว่าการทำงาน แบบ Soft alternate chopping เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปเผยแพร่ขึ้นต้นการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.10 วงจรจำลอง Single phase Asymmetric Half Bridge Converter โดยควบคุมการทำงานแบบ Soft alternate chopping

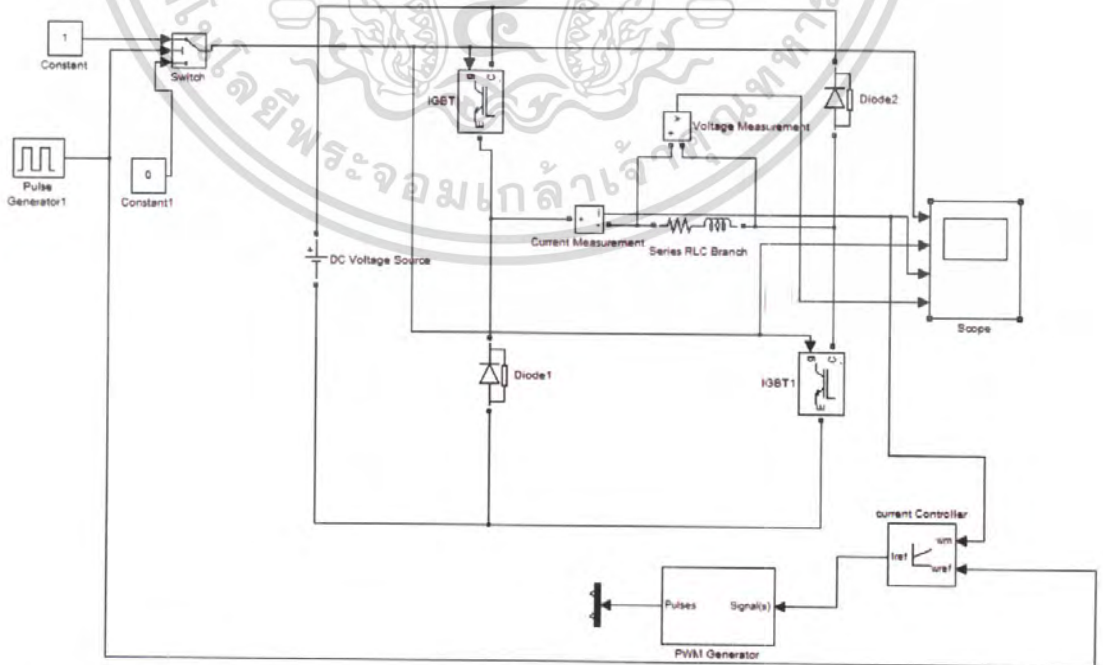
จากวงจรที่ทำการจำลองด้วยโปรแกรม MATHLAB จะเห็นว่ามี การนำ Counter มาเป็นตัวนับจำนวนคาบสัญญาณเพื่อทำการสั่งให้สัญญาณขับเกิดทั้งสองรูปแบบสลับกันจ่ายให้สวิทช์ Q_1 และสวิทช์ Q_2 โดยสวิทช์แต่ละตัวจะได้รับสัญญาณที่เป็น Chopping สลับกับแบบ ON OFF ปกติ แต่จะต้องได้รับสัญญาณที่ตรงข้ามกันคือถ้าตัวหนึ่งได้รับสัญญาณปกติ อีกตัวต้องได้รับสัญญาณที่เป็น Chopping สลับกัน โดยเราสามารถกำหนดได้ว่าจะให้เกิดการสลับกันของสัญญาณที่กี่คาบต่อครั้ง โดยใช้การทำงานในฟังก์ชันของ Counter เป็นตัวกำหนด

ซึ่งจากการจำลองวงจรดังรูปจะได้ผลของรูปคลื่นของ Signal Q_1 และ Signal Q_2 ซึ่งเป็นสัญญาณที่นำไปขับสวิทช์ Q_1 และสวิทช์ Q_2 ตามลำดับ มีลักษณะสลับกันระหว่าง Chopping กับแบบ ON OFF ปกติ โดยในการจำลองนี้ได้กำหนดให้สลับกันที่หนึ่งคาบต่อครั้งเพื่อเปลี่ยนหน้าที่การทำงานของสวิทช์แต่ละตัว ส่วนผลของกระแสและแรงดันเฟสจะมีลักษณะเหมือนกับการทำงานในแบบ Soft chopping ดังดูได้จากรูปต่อไปนี้



รูปที่ 3.11 แสดงคลื่นสัญญาณที่ได้จากการจำลองการทำงานแบบ Soft alternate chopping ด้วยโปรแกรม MATHLAB

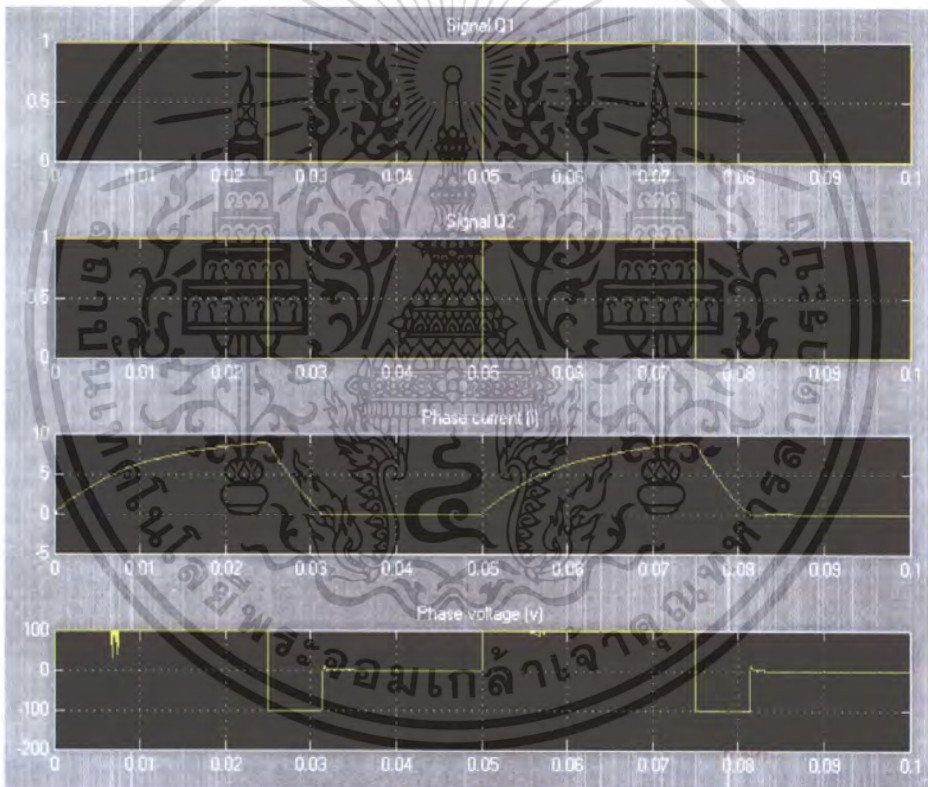
โหมดกระแสพัลส์



รูปที่ 3.12 วงจรจำลอง Single phase Asymmetric Half Bridge Converter โดยควบคุมการเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรณีใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ทำงานแบบ โหมดกระแสพัลส์
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการควบคุมการทำงานแบบโหมดกระแสพัลส์นี้ จะเป็นการควบคุมสำหรับการทำงานของมอเตอร์สวิตช์รีลักแตนซ์ที่ทำงานในช่วงความเร็วสูง อันเป็นผลทำให้เกิด Back emf แรงดันไฟฟ้าต้านกลับ ที่มีค่ามากกว่าแรงดันแหล่ง ส่งผลให้กระแสและแรงบิดมีค่าไม่เป็นไปตามที่ต้องการดังนั้นจึงจำเป็นต้องเปลี่ยนลักษณะการควบคุมจากโหมดการควบคุมกระแสมาเป็นการควบคุมมุม Turn on และ Turn off ของสวิตช์แทนโดยให้ได้ลักษณะกระแสและแรงบิดตามที่ต้องการ

ซึ่งจากการจำลองวงจรดังรูปที่ 3.12 จะได้ผลของรูปคลื่นของ Signal Q₁ และ Signal Q₂ ซึ่งเป็นสัญญาณที่นำไปขับสวิตช์ Q₁ และสวิตช์ Q₂ ตามลำดับ ซึ่งมีลักษณะที่เราสามารถทำการควบคุมได้ โดยการนำไปขับสวิตช์ที่มุมขับต่างๆขึ้นกับกระแสและแรงบิดที่เราต้องการ ส่วนผลของกระแสและแรงดันเฟสจะมีลักษณะดังดูได้จากรูปต่อไปนี้



รูปที่ 3.13 แสดงคลื่นสัญญาณที่ได้จากการจำลองการทำงานแบบ โหมดกระแสพัลส์ ด้วยโปรแกรม MATHLAB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

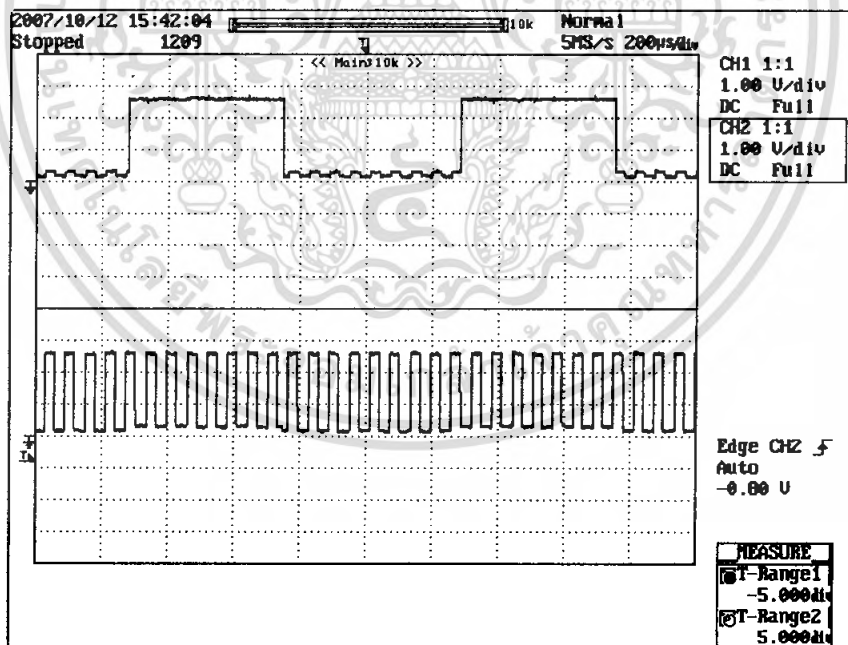
ผลการทดลอง

ในบทนี้จะทำการกล่าวถึงการทดลองการทำงานของวงจรในส่วนต่างๆ พร้อมทั้งบันทึกผลสัญญาณที่ได้จากการทดลองต่างๆ

4.1 การทดลองที่ 1 การสร้างพัลส์วิดมอดูเลชัน (PWM) ด้วยไอซีเบอร์ TL494และไอซี AND Gate 74LS08

การทดลองเป็นการทดลองสร้างสัญญาณพัลส์วิดมอดูเลชัน (PWM) ด้วยไอซีเบอร์ TL494 และไอซี AND Gate 74LS08 เพื่อตัวสร้างสัญญาณอินพุตเข้าวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์เพื่อสั่งให้มอเตอร์ทำงานตามสัญญาณที่ได้รับ

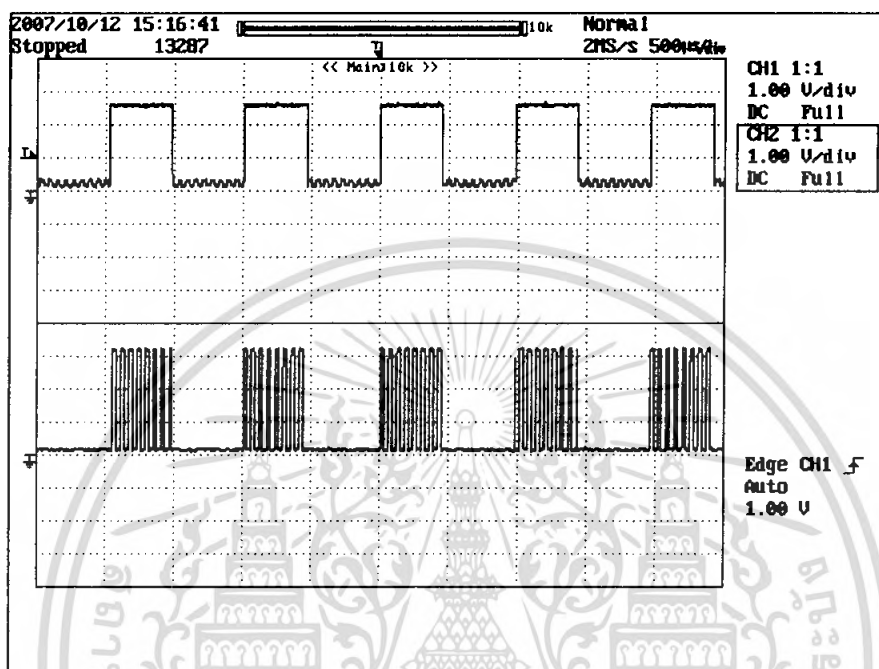
ผลการทดลองที่ 1.1 สัญญาณที่ได้จากวงจรสร้างพัลส์วิดมอดูเลชัน (PWM) ด้วยไอซีเบอร์ TL494 ทั้ง 2 ตัวซึ่งมีความถี่ต่างกัน



รูปที่ 4.1 แสดงสัญญาณที่ได้จากวงจรของไอซีเบอร์ TL494

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลองที่ 1.2 สัญญาณที่ได้จากวงจรของไอซีเบอร์ TL494 และสัญญาณที่ผ่านจากตัวไอซี AND Gate 74LS08



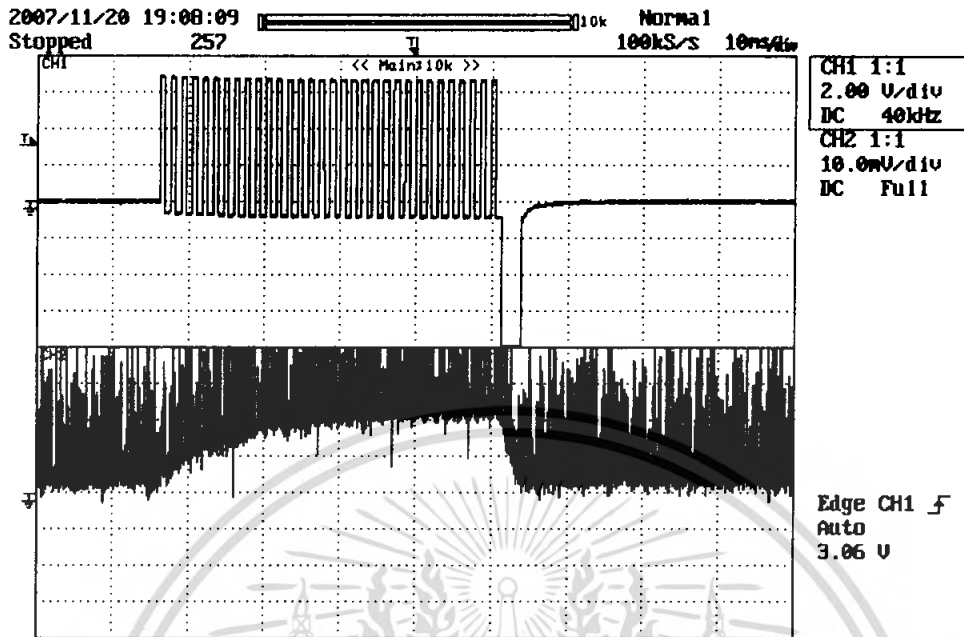
รูปที่ 4.2 แสดงสัญญาณที่ได้จากวงจรของไอซีเบอร์ TL494 และสัญญาณหลังจากผ่าน AND Gate

4.2 การทดลองที่ 2 การทำงานของวงจรจำลอง Single phase Asymmetric Half Bridge Converter ด้วยสัญญาณขับที่ได้จากไอซีเบอร์ TL494 และไอซี AND Gate 74LS08

การทดลองนี้เป็นการทดลองการทำงานของวงจรจำลอง Single phase Asymmetric Half Bridge Converter โดยตรวจวัดสัญญาณแรงดันและกระแสที่ได้ผ่านโหลด R และ L

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

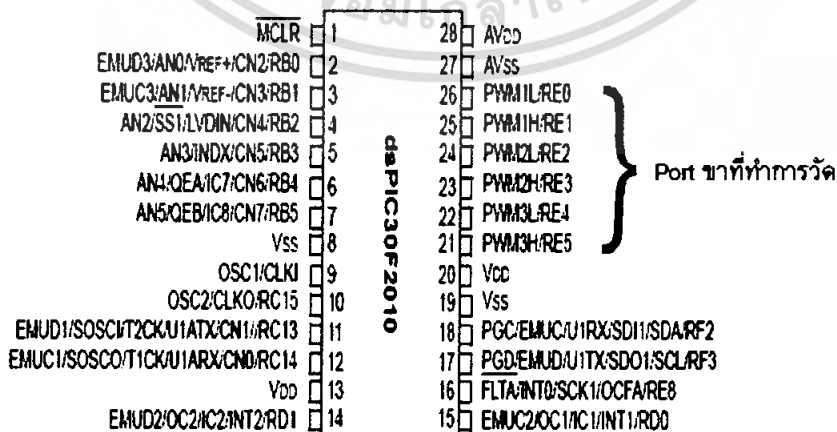
ผลการทดลองที่ 2.1 สัญญาณแรงดันและกระแสที่ได้ผ่านโหลด R และ L



รูปที่ 4.3 สัญญาณแรงดันและกระแสที่ได้จากสัญญาณขับด้วย TL494 และไอซี AND Gate 74LS08

4.3 การทดลองที่ 3 การสร้างสัญญาณเอินพุทสำหรับขับเกตด้วย dsPIC 30F2010

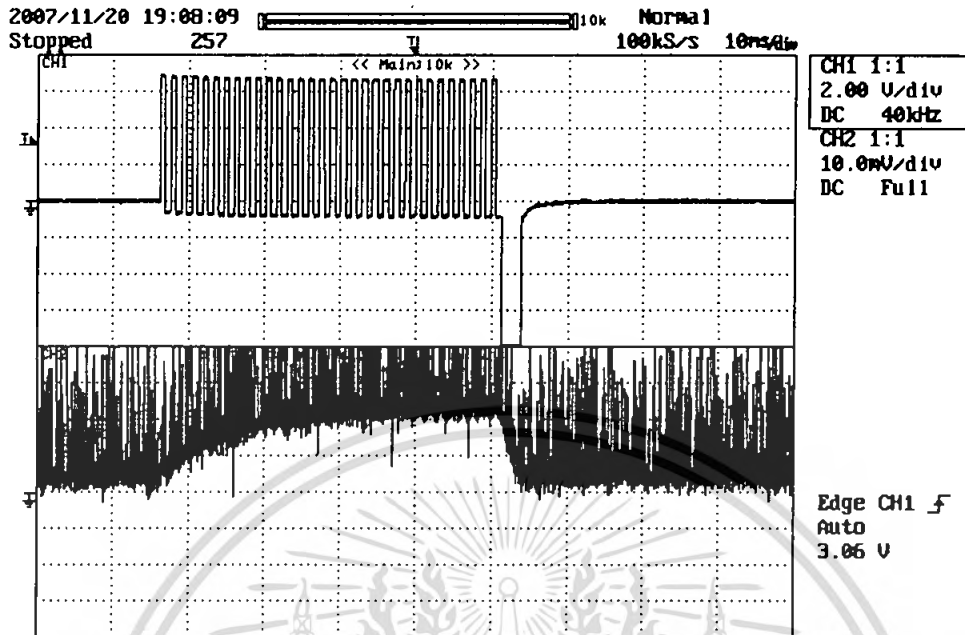
ในการทดลองนี้จะทำการวัดสัญญาณที่ได้ออกมาจากขาของ dsPIC 30F2010 ใน Port การทำงานทั้ง 6 ขาได้แก่ PWM1L/RE0, PWM1H/RE1, PWM2L/RE2, PWM2H/RE3, PWM3L/RE4 และ PWM3H/RE5 ซึ่งแสดงไว้ดังรูป



รูปที่ 4.4 แสดงขาสัญญาณของ dsPIC 30F2010 ที่ทำการวัดทดสอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลองที่ 2.1 สัญญาณแรงดันและกระแสที่ได้ผ่านโหลด R และ L

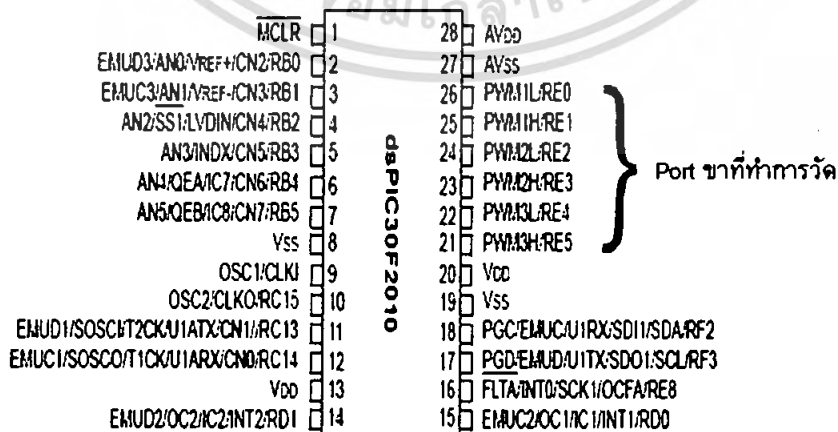


รูปที่ 4.3 สัญญาณแรงดันและกระแสที่ได้จากสัญญาณขับด้วย TL494 และไอซี AND Gate

74LS08

4.3 การทดลองที่ 3 การสร้างสัญญาณเอินพุทสำหรับขับเกตด้วย dsPIC 30F2010

ในการทดลองนี้จะทำการวัดสัญญาณที่ได้ออกมาจากขาของ dsPIC 30F2010 ใน Port การทำงานทั้ง 6 ขาได้แก่ PWM1L/RE0, PWM1H/RE1, PWM2L/RE2, PWM2H/RE3, PWM3L/RE4 และ PWM3H/RE5 ซึ่งแสดงไว้ดังรูป

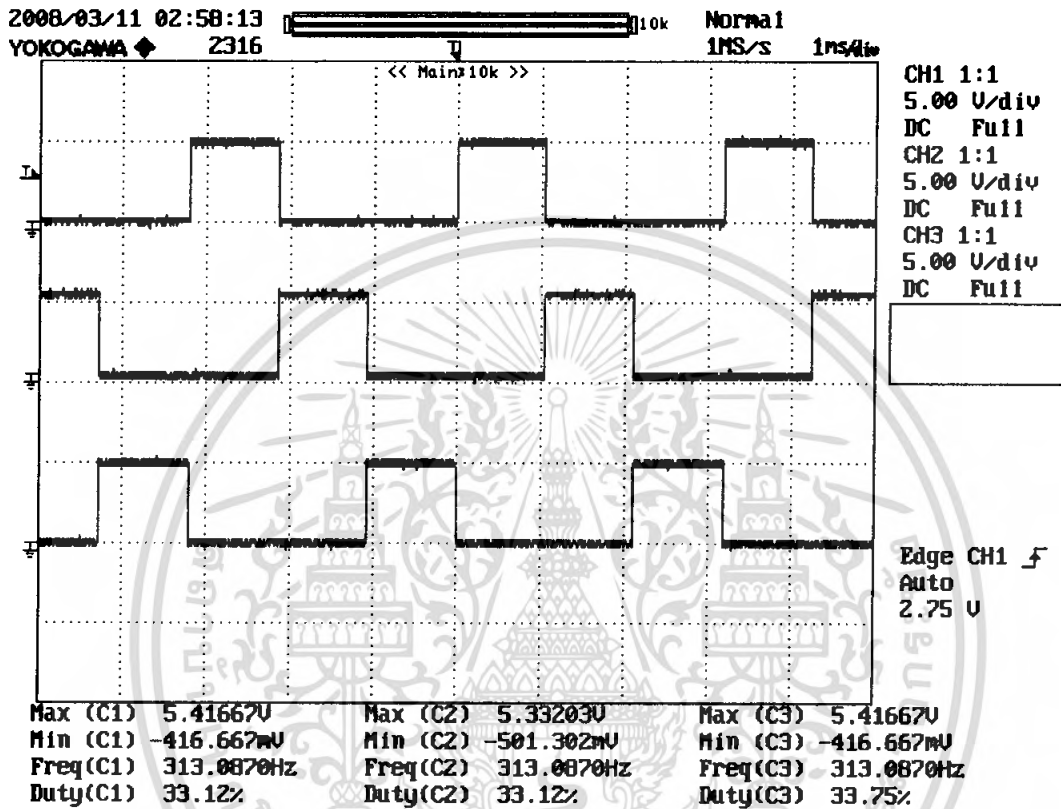


รูปที่ 4.4 แสดงขาสัญญาณของ dsPIC 30F2010 ที่ทำการวัดทดสอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการทดลองจะได้สัญญาณต่างๆที่ออกมาจาก dsPIC 30F2010 ทั้ง 6 ขา ดังนี้

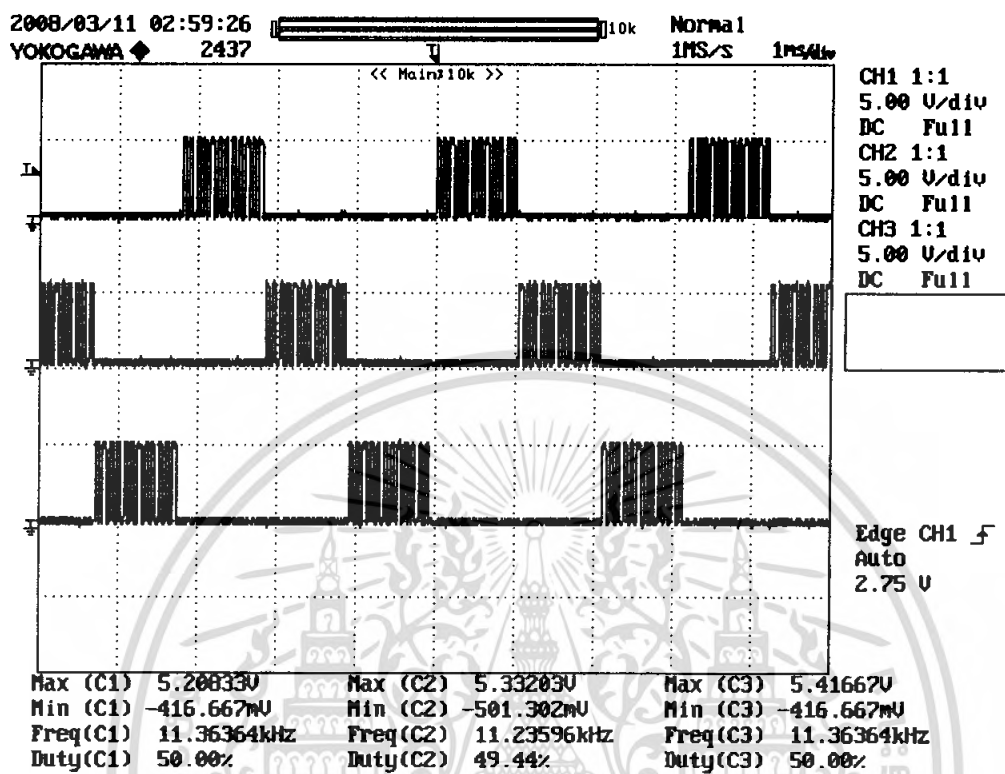
ผลการทดลองที่ 3.1 การเปรียบเทียบสัญญาณที่ออกมาจาก Port ขาสัญญาณ PWM1L/RE0, PWM2L/RE2 และ PWM3L/RE4



รูปที่ 4.5 แสดงสัญญาณเปรียบเทียบที่วัดได้จาก Port ขาสัญญาณ PWM1L/RE0(C1), PWM2L/RE2(C2) และ PWM3L/RE4(C3)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลองที่ 3.2 การเปรียบเทียบสัญญาณที่ออกมาจาก Port ขาสัญญาณ PWM1H/RE1, PWM2H/RE3 และ PWM3H/RE5



รูปที่ 4.6 แสดงสัญญาณเปรียบเทียบที่วัดได้จาก Port ขาสัญญาณ PWM1H/RE1(C1), PWM2H/RE3(C2) และ PWM3H/RE5(C3)

4.4 การทดลองที่ 4 การสร้างสัญญาณอินพุตขั้วเกิดมอสเฟสกำลังด้วย วงจร Opto coupler TLP 250 จากสัญญาณ ของ dsPIC 30F2010

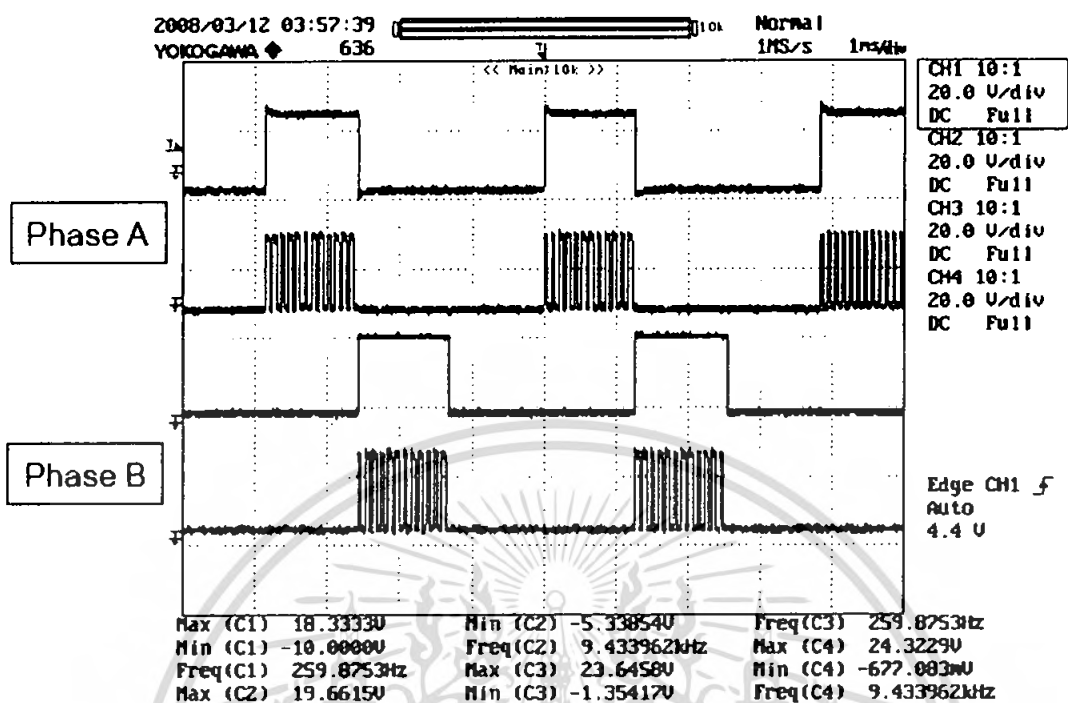
การทดลองนี้จะเป็นการตรวจวัดสัญญาณที่ผ่านออกมาจากวงจรขั้วเกิด Opto coupler TLP 250 โดยเราจะทำการแบ่งแยกการทำงานออกเป็นเฟสๆ จำนวน 3 เฟส ได้แก่ เฟส A เฟส B และเฟส C ซึ่งแต่ละเฟสจะได้รับสัญญาณอินพุตมาจาก dsPIC 30F2010 ที่ Port ขาสัญญาณต่างๆดังนี้

เฟส A ได้รับสัญญาณจาก PWM1L/RE0 และ PWM1H/RE1

เฟส B ได้รับสัญญาณจาก PWM2L/RE2 และ PWM2H/RE3

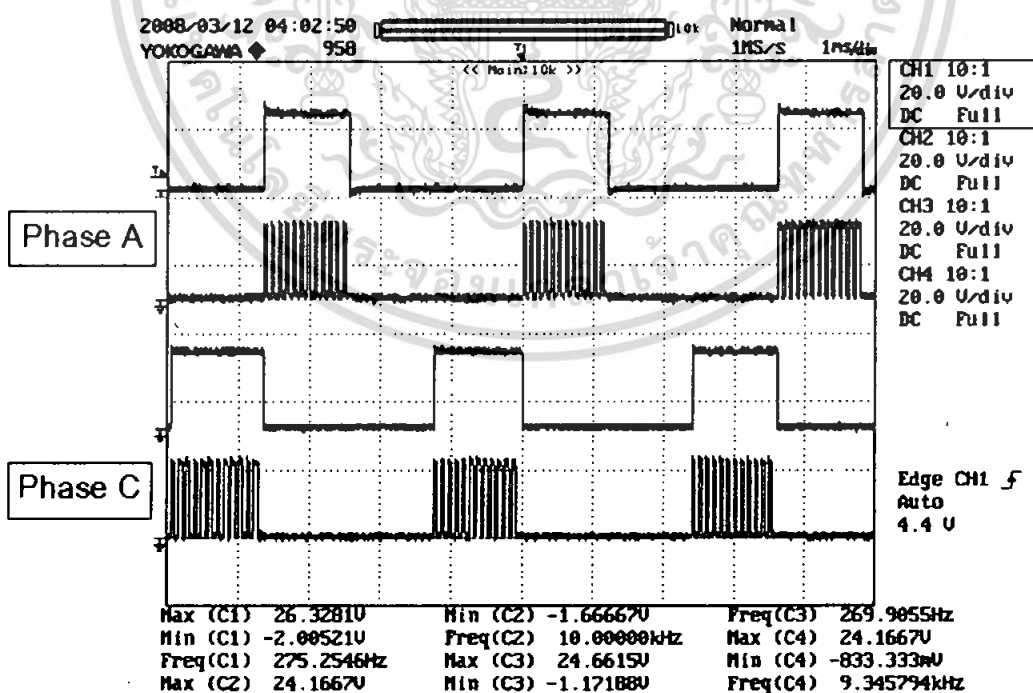
เฟส C ได้รับสัญญาณจาก PWM3L/RE4 และ PWM3H/RE5

ผลการทดลองที่ 4.1 สัญญาณอินพุตขั้วเกิดมอสเฟสกำลังของเฟส A เปรียบเทียบกับเฟส B



รูปที่ 4.7 สัญญาณอินพุตขั้วเกิดมอสเฟสกำลังของเฟส A เปรียบเทียบกับเฟส B

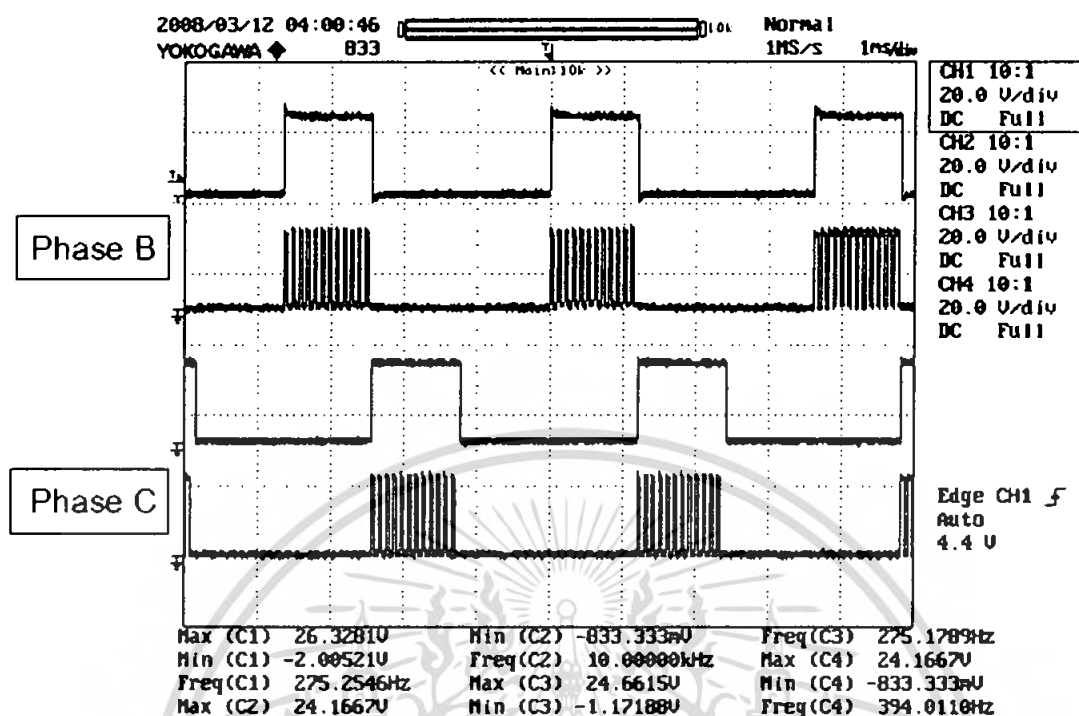
ผลการทดลองที่ 4.2 สัญญาณอินพุตขั้วเกิดมอสเฟสกำลังของเฟส A เปรียบเทียบกับเฟส C



รูปที่ 4.8 สัญญาณอินพุตขั้วเกิดมอสเฟสกำลังของเฟส A เปรียบเทียบกับเฟส C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลองที่ 4.3 สัญญาณอินพุตขั้วเกิดมอสเฟสกำลังของเฟส B เปรียบเทียบกับเฟส C



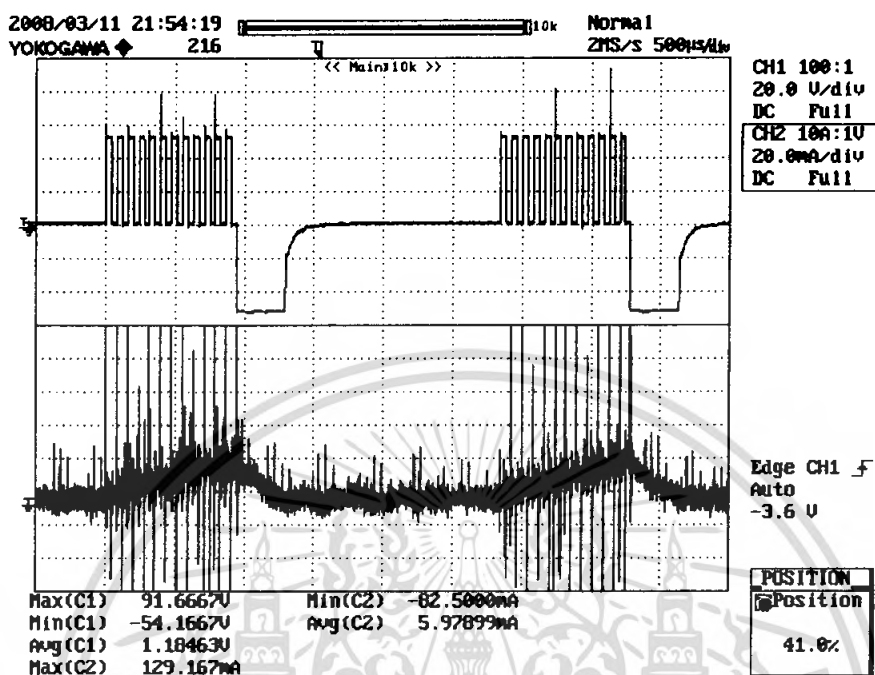
รูปที่ 4.9 สัญญาณอินพุตขั้วเกิดมอสเฟสกำลังของเฟส B เปรียบเทียบกับเฟส C

4.5 การทดลองที่ 5 การทำงานของวงจร Three phase Asymmetric Half Bridge Converter ด้วยสัญญาณขั้วเกิดที่ได้จาก dsPIC 30F2010

การทดลองนี้เป็นการทดสอบการทำงานของวงจร Three phase Asymmetric Half Bridge Converter โดยใช้สัญญาณขั้วเกิดที่ได้จาก dsPIC 30F2010 ผ่านวงจรขับ Opto coupler TLP 250 และทำการบันทึกผลสัญญาณแรงดันและกระแสที่ได้ผ่านโหลด R และ L ในแต่ละเฟสทั้งสามเฟส

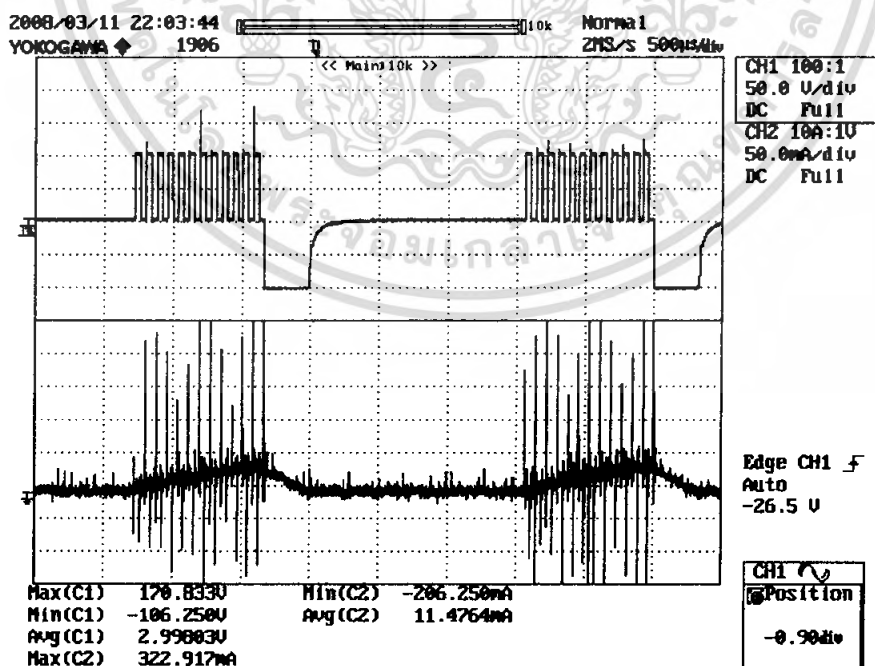
ผลการทดลองที่ 5.1 สัญญาณแรงดันและกระแสที่ได้ผ่านโหลด R และ L ของเฟส A

ที่แรงดันแหล่งจ่าย DC 50 โวลต์



รูปที่ 4.10 สัญญาณแรงดันและกระแสที่ได้ผ่านโหลด R และ L ของเฟส A ที่แรงดันแหล่งจ่าย DC 50 โวลต์

ที่แรงดันแหล่งจ่าย DC 100 โวลต์

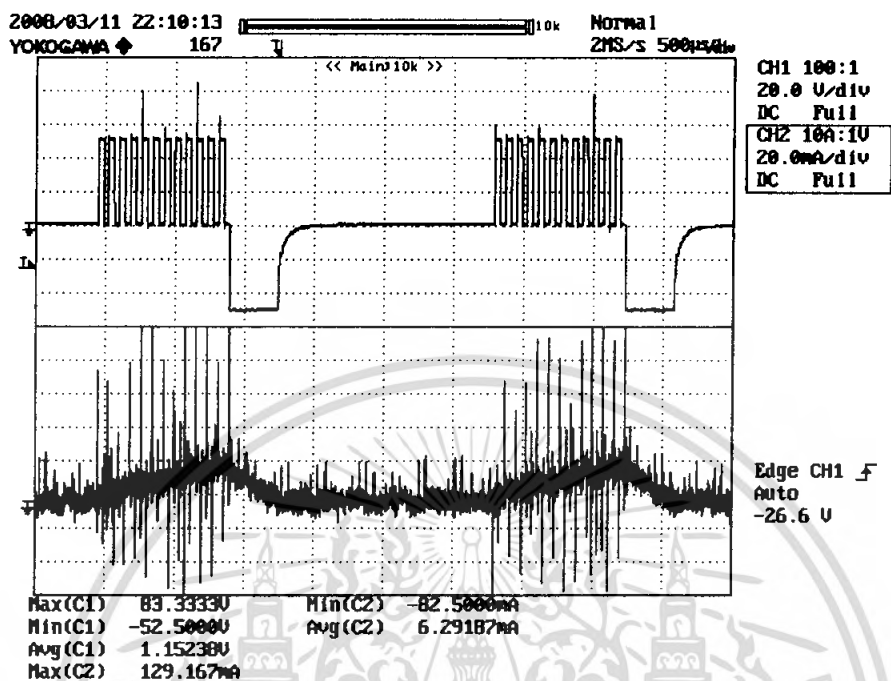


รูปที่ 4.11 สัญญาณแรงดันและกระแสที่ได้ผ่านโหลด R และ L ของเฟส A ที่แรงดันแหล่งจ่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ DC 100 โวลต์เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

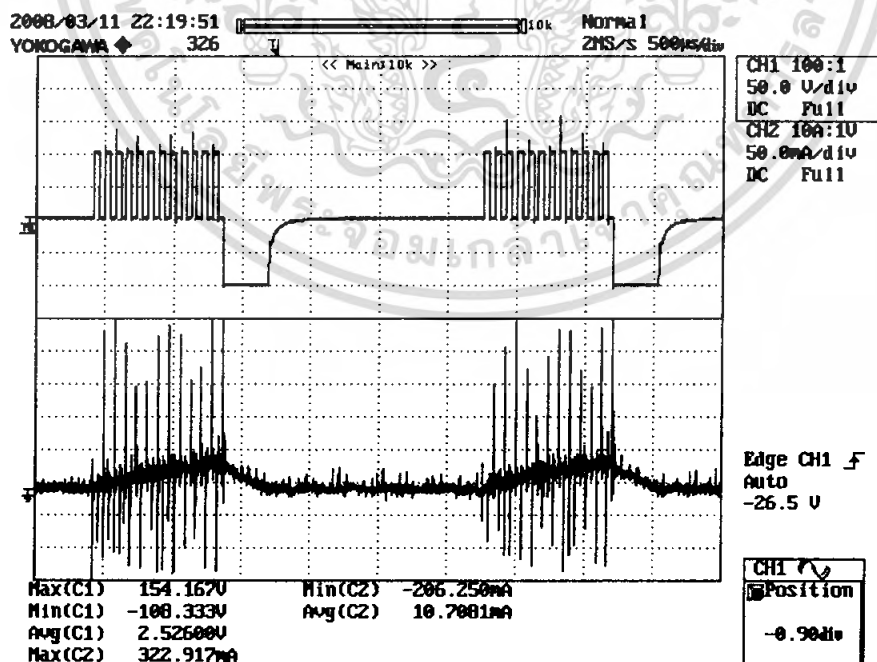
ผลการทดลองที่ 5.2 สัญญาณแรงดันและกระแสที่ได้ผ่านโหลด R และ L ของเฟส B

ที่แรงดันแหล่งจ่าย DC 50 โวลต์



รูปที่ 4.10 สัญญาณแรงดันและกระแสที่ได้ผ่านโหลด R และ L ของเฟส B ที่แรงดันแหล่งจ่าย DC 50 โวลต์

ที่แรงดันแหล่งจ่าย DC 100 โวลต์

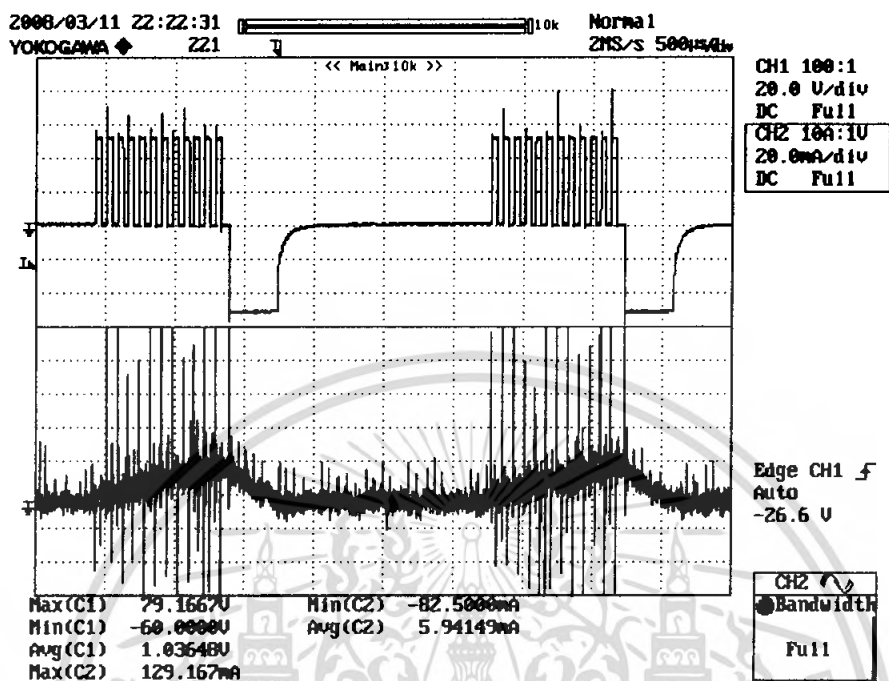


รูปที่ 4.11 สัญญาณแรงดันและกระแสที่ได้ผ่านโหลด R และ L ของเฟส B ที่แรงดันแหล่งจ่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ DC 100 โวลต์ เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

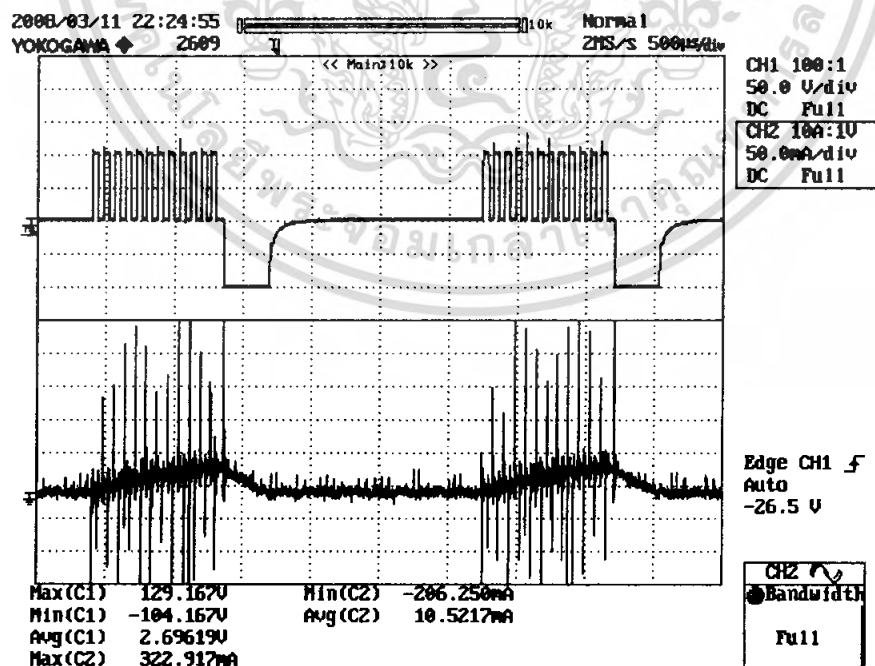
ผลการทดลองที่ 5.3 สัญญาณแรงดันและกระแสที่ได้ผ่านโหลด R และ L ของเฟส C

ที่แรงดันแหล่งจ่าย DC 50 โวลต์



รูปที่ 4.10 สัญญาณแรงดันและกระแสที่ได้ผ่านโหลด R และ L ของเฟส C ที่แรงดันแหล่งจ่าย DC 50 โวลต์

ที่แรงดันแหล่งจ่าย DC 100 โวลต์



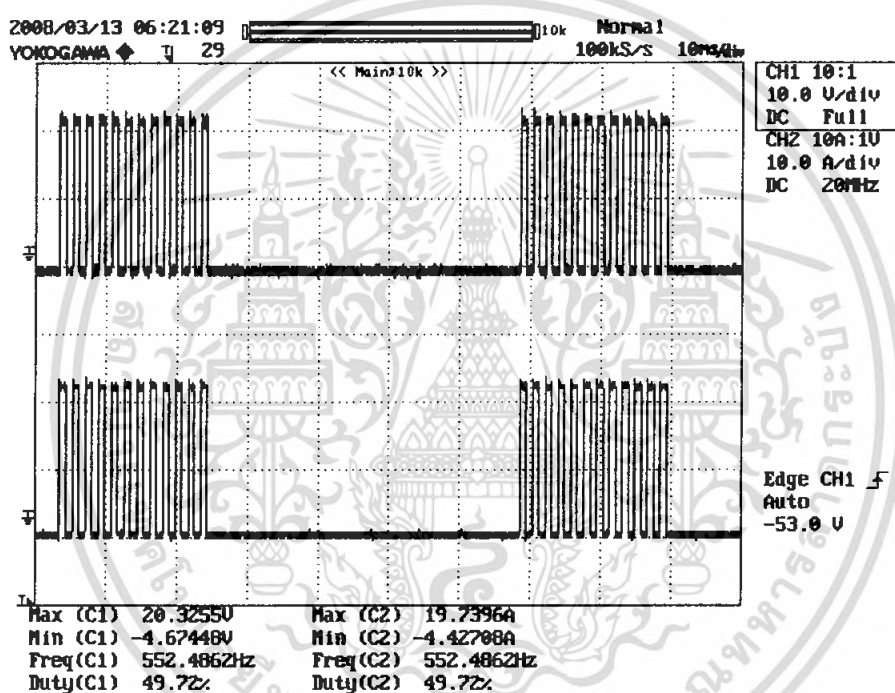
รูปที่ 4.11 สัญญาณแรงดันและกระแสที่ได้ผ่านโหลด R และ L ของเฟส C ที่แรงดันแหล่งจ่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ DC 100 โวลต์ เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.6 การทดลองที่ 6 การทำงานของวงจร Three phase Asymmetric Half Bridge Converter ในโหมดการควบคุมกระแสแบบ Hard chopping

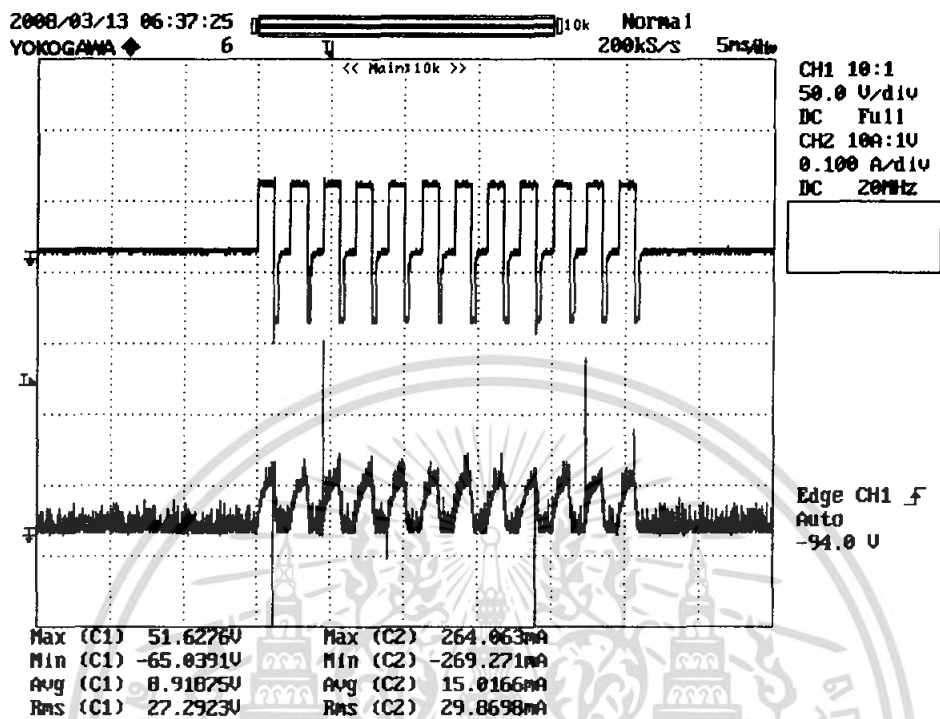
การทดลองนี้เป็นการทดสอบการทำงานของวงจร Asymmetric Half Bridge Converter ในโหมดการควบคุมกระแสแบบ hard chopping โดยทำการเปลี่ยนสัญญาณควบคุมที่ได้จาก dsPIC 30F2010 ให้มีลักษณะการทำงานเป็นแบบ hard chopping คือมีการทำงานสวิตช์พร้อมกันในทุกช่วง

ผลการทดลองที่ 6.1 สัญญาณอินพุตขั้วเบรกมอสเฟสกำลังทั้งสองตัวในแต่ละเฟส กรณี hard chopping



รูปที่ 4.12 สัญญาณอินพุตขั้วเบรกมอสเฟสกำลังทั้งสองตัวในแต่ละเฟส กรณี hard chopping

ผลการทดลองที่ 6.2 สัญญาณแรงดันและกระแสที่ได้ผ่านโหลด R และ L ในแต่ละเฟส กรณี Hard chopping

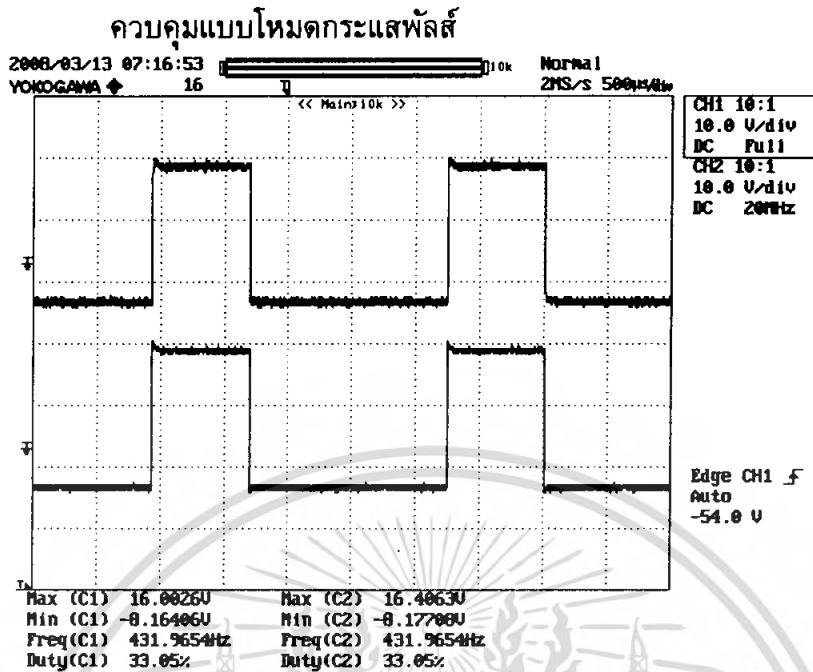


รูปที่ 4.13 สัญญาณแรงดันและกระแสที่ได้ผ่านโหลด R และ L ในแต่ละเฟส กรณี hard chopping

4.7 การทดลองที่ 7 การทำงานของวงจร Three phase Asymmetric Half Bridge Converter ในโหมดการควบคุมแบบกระแสพัลส์

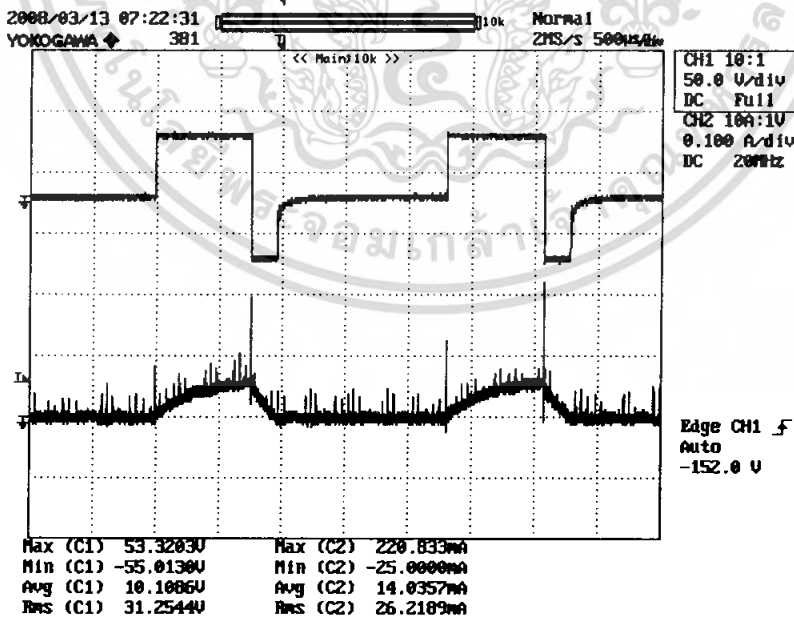
การทดลองนี้เป็นการทดสอบการทำงานของวงจร Asymmetric Half Bridge Converter ในโหมดการควบคุมแบบกระแสพัลส์ โดยทำการเปลี่ยนสัญญาณควบคุมที่ได้จาก dsPIC 30F2010 ให้มีลักษณะการทำงานเป็นแบบโหมดกระแสพัลส์

ผลการทดลองที่ 7.1 สัญญาณอินพุตชั้บเกิดมอสเฟสกำลังทั้งสองตัวในแต่ละเฟส กรณีการ



รูปที่ 4.14 สัญญาณอินพุตชั้บเกิดมอสเฟสกำลังทั้งสองตัวในแต่ละเฟส กรณีการควบคุมแบบ
โหมดกระแสพัลส์

ผลการทดลองที่ 7.2 สัญญาณแรงดันและกระแสที่ได้ผ่านโหลด R และ L ในแต่ละเฟส กรณี
โหมดการควบคุมแบบกระแสพัลส์



รูปที่ 4.15 สัญญาณแรงดันและกระแสที่ได้ผ่านโหลด R และ L ในแต่ละเฟส กรณีโหมดการ
ควบคุมแบบกระแสพัลส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปและข้อเสนอนะ

5.1 สรุปผลของโครงการ

จากการทดลองเมื่อทำการป้อนสัญญาณขับเกิดให้แก่มอสเฟสกำลัง ในรูปแบบสัญญาณการทำงานต่างๆ พร้อมทั้งทำการจ่ายแรงดันกระแสตรงที่ระดับแรงดันต่างๆ ให้แก่วงจรกำลัง Asymmetric Half Bridge Converter ทั้งสามเฟส ซึ่งทำการต่ออยู่กับโหลด R และ L จะพบว่าเราสามารถวัดสัญญาณแรงดัน และ กระแสที่ไหลผ่านโหลด R และ L ในแต่ละเฟสได้ โดยสัญญาณแรงดันและกระแสที่ได้จะมีลักษณะดังรูปตามผลการทดลอง ซึ่งเป็นผลมาจากการทำงานของสวิตช์ในช่วงการทำงานต่างๆ

โดยขนาดของแรงดันที่ไหลผ่านโหลดค่าสูงสุดนั้นจะมีค่าเท่ากับแรงดันไฟกระแสตรงที่ระดับต่างๆซึ่งถูกป้อนให้กับวงจรกำลัง และกระแสที่ไหลผ่านโหลดในช่วงนี้จะมีลักษณะค่อยเพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ ที่เป็นเช่นนี้เนื่องมาจากเป็นการทำงานในขณะที่สวิตช์ทั้งสองตัวในแต่ละเฟสได้รับสัญญาณจากวงจรขับในลักษณะที่มีการสั่งให้ทำงาน ON ทั้งสองสวิตช์ แรงดันจากแหล่งจ่ายจึงจ่ายให้แก่โหลดได้โดยตรง กระแสที่ไหลได้รับจึงค่อยๆเพิ่มขึ้นเมื่อได้รับแรงดันส่วนในช่วงที่แรงดันที่ไหลผ่านโหลดที่มีค่าเป็นศูนย์นั้นจะเกิดจากการทำงานของสวิตช์ในช่วงที่มีสวิตช์ตัวใดตัวหนึ่งได้รับสัญญาณทำงาน ON และอีกตัวหยุดทำงาน OFF เป็นผลให้โหลดไม่ได้รับแรงดันตกคร่อมจากแหล่งจ่ายกระแสตรงที่ป้อนให้วงจรกำลัง ในช่วงนี้จะทำให้เกิดการ freewheeling ของ diode เป็นผลทำให้รูปสัญญาณกระแสที่ไหลผ่านโหลดมีค่าลดลง แต่เนื่องจากโหลดเป็นโหลด L ด้วย ทำให้กระแสไม่สามารถลดลงได้อย่างทันทีทันใด และเมื่อถึงการทำงานในช่วงที่สวิตช์สองตัวทำงาน ON พร้อมกันอีกครั้งกระแสก็จะเพิ่มขึ้นไปใหม่ดังสามารถดูได้จากรูปการทดลอง และช่วงสุดท้ายช่วงที่แรงดันที่ไหลผ่านโหลดค่าต่ำสุดนั้นจะมีค่าเท่ากับค่าลบของแรงดันไฟกระแสตรงที่ระดับต่างๆซึ่งถูกป้อนให้กับวงจรกำลัง อันเนื่องมาจากเป็นการทำงานในขณะที่สวิตช์ทั้งสองตัวในแต่ละเฟสได้รับสัญญาณจากวงจรขับในลักษณะที่มีการสั่งให้หยุดทำงาน OFF ทั้งสองสวิตช์ ในช่วงนี้จะทำให้ไดโอดทั้งสองตัวที่เหลือในแต่ละเฟสมีสภาวะการนำกระแสแทน เป็นผลให้โหลดได้รับแรงดันที่ต่อกลับทิศทางกับแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแทน สัญญาณกระแสในช่วงนี้จะค่อยเริ่มลดลงจนเป็นศูนย์ในที่สุด

จากการควบคุมกระแสแบบวงรอบเปิดที่ได้จากการทดลองประกอบไปด้วยเทคนิคการสวิตช์ 3 แบบ คือ Soft chopping, Hard chopping, และ โหมดกระแสพัลส์ ซึ่งผลที่ได้เป็นที่น่าพอใจในระดับหนึ่ง

ซึ่งจะเห็นได้ว่าการทำงานของวงจร Asymmetric Half Bridge Converter ในแต่ละเฟสนั้นจะมีความเป็นอิสระกันคือจะไม่ทำงานพร้อมกันในแต่ละเฟสและสามารถควบคุมให้มีการทำงานเป็นลำดับเฟสตามสัญญาณขับที่ป้อนให้แก่สวิตช์ในแต่ละเฟส ทั้งนี้จึงทำให้วงจร Asymmetric Half Bridge Converter นั้นมีความเหมาะสมในการควบคุมการทำงานของเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปเผยแพร่ในเชิงพาณิชย์ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Switched reluctance motors ที่ต้องการแรงดันและกระแสป้อนเข้าในขดลวดแต่ละเฟสเป็นลำดับตามการทำงานที่ขดลวดแต่ละเฟสเพื่อหมุนตัวมอเตอร์

5.2 ข้อเสนอแนะ

- ปรับปรุงวงจรให้มีการทำงานในแบบวงรอบปิดของการควบคุมกระแส นั่นคือมีการปรับวัฏจักรงานของสัญญาณ PWM (ที่ใช้ในการขับนำสวิตซ์ซึ่งทำงานแบบ chopping) ให้เหมาะสมเพื่อเพิ่มหรือลดกระแสโดยใช้ PI regulator ร่วมกับสัญญาณป้อนกลับของกระแสที่วัดจากเซ็นเซอร์กระแส

- ในการขับนำมอเตอร์ SRM คอนเวอร์เตอร์จะต้องได้รับสัญญาณคอนมิตเดชั่นมาจากเซ็นเซอร์วัดตำแหน่งมุมโรเตอร์ที่ถูกติดตั้งนั้นจึงจะต้องจัดเตรียมระบบดังกล่าวในแบบ Real-time control ที่ใช้ digital controller



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

- [1] สุพัฒน์ กิตติรัตน์สัจจา , มอเตอร์สวิตซ์รีลักแตนซ์: ทฤษฎีและการออกแบบ , แผนกตำรา คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง , เมษายน 2550
- [2] รศ.ดร.วีระเชษฐ ชันเงิน / วุฒิพล ชาราธิ์เศรษฐ์ , อิเล็กทรอนิกส์กำลัง, คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง , 4 มกราคม 2549
- [3] Miller THE (2001) **Electronic control of switched reluctance machines.**Newness UK
- [4] T J E Miller, **Electronic Control of Switched Reluctance Machines**, Reed Education and Professional Publishing Ltd, UK. , 2001
- [5] คู่มือการทดลอง **DSPIC MICROCONTROLLER** เบื้องต้น ด้วยโปรแกรมภาษา **C** กับ **MPLAB C30** , นคร ภัคดีชาติ และคณะ , 25 เม.ษ 2549
- [6] J.G. Cho, G. H. Rim, and F. C. Lee, “ Zero-voltage and zero-current-switching full-bridge PWM converter using a secondary active clamp,” in **Proc. IEEE PESC’96**, 1996, pp. 657-663.
- [7] T. Funaki, J. C. Balda, J. Junghans, A. Jangwanitert, S. Mounce, F.D. Barlow, H. A. Mantooth, T. Kimoto, and T. Hikihara, “Switching characteristics of Sic JFET and schottky diode in high-temperature dc-dc power converters,” **IEICE Electronics Express**, Vol.2, No.3, 2005, pp. 97-102.
- [8] อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ จิรศักดิ์ ส่งบุญแก้ว และ วริษฐ์ ธรรมศิริโรจน์, “ การพัฒนาและการประยุกต์ใช้งานวงจรควบคุมการบ้อนกลับ โดยใช้วงจรควบคุมค่าเฉลี่ยของโหมดกระแสที่มีความคงทน,” **วารสารวิชาการเทคโนโลยีอุตสาหกรรม**, ปีที่1, ฉบับที่ 1, 2548, หน้า 1-8.

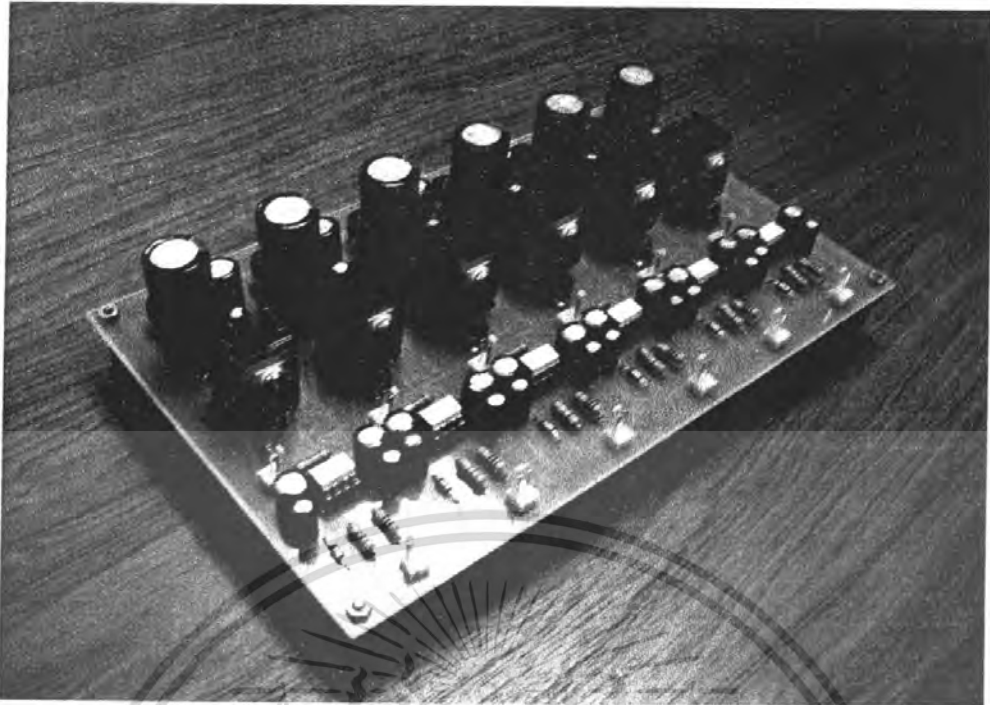
- [9] M. Barnes and C. Pollock **"SELECTING POWER ELECTRONIC CONVERTERS FOR SINGLE PHASE SWITCHED RELUCTANCE MOTORS"** **Power Electronics and Variable Speed Drives** , 21-23 September 1998 , Conference Publication No. 456 0 IEEE 1998
- [10] P. Chanchaoensook, M. F. Rahman **"Modification of a Switching Strategy for Asymmetric Half-Bridge Converters for Switched Reluctance Motor Drives"** **IEE 2003**
- [11] Krishnan, R., **Switched Reluctance Motor Drives: Modeling, Simulation. Analysis Design and Applications, Industrial Electronics Series** , CRC Press , Boca Raton , 2001
- [12] Miller, T.J.E., **Switched Reluctance Motors and Their Control**, Oxford University Press , New York , 1993.
- [13] P. Chanchaoensook and M. F. Rahman, **"Modification of a Switching Strategy for Asymmetric Half-Bridge Converters for Switched Reluctance Motor Drives,"** in **Proceedings of the 5th IEEE International Conference on Power Electronics and Drives Systems (PEDS 2003)** , SINGAPORE , Nov. 2003 , pp. 932-937



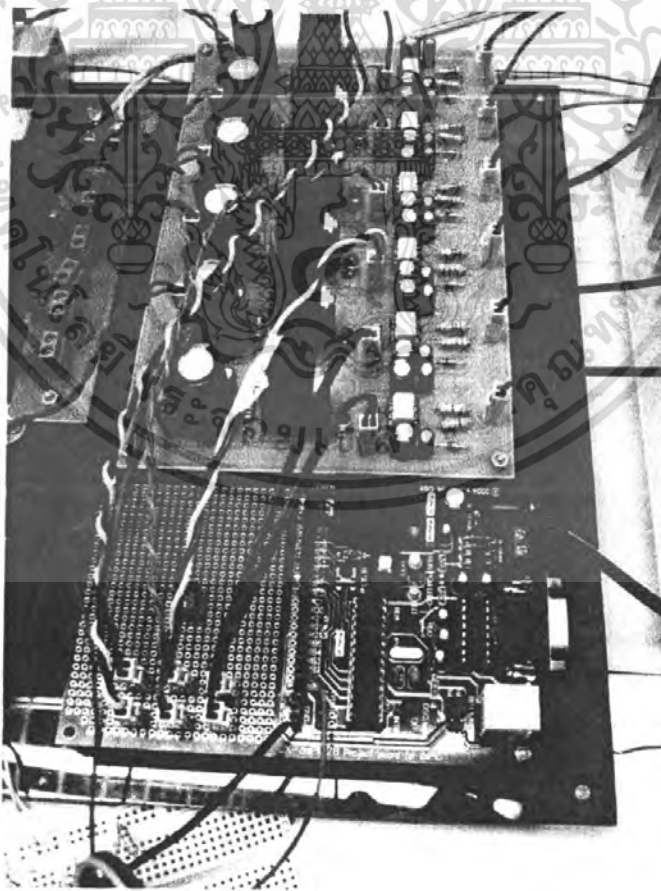
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



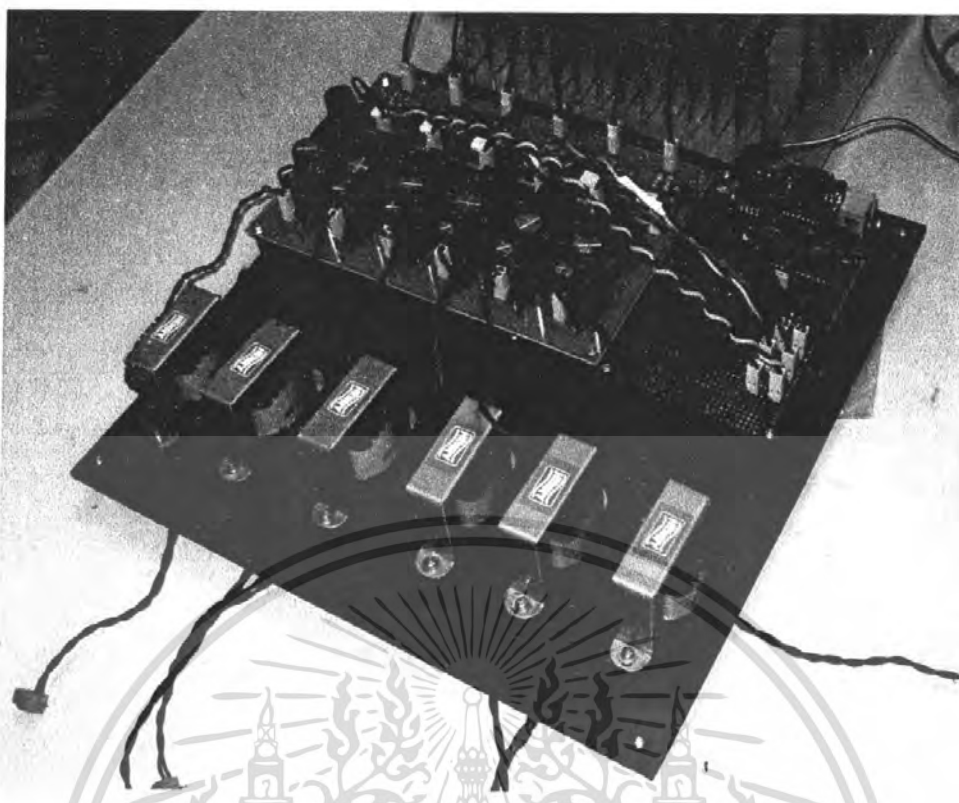
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



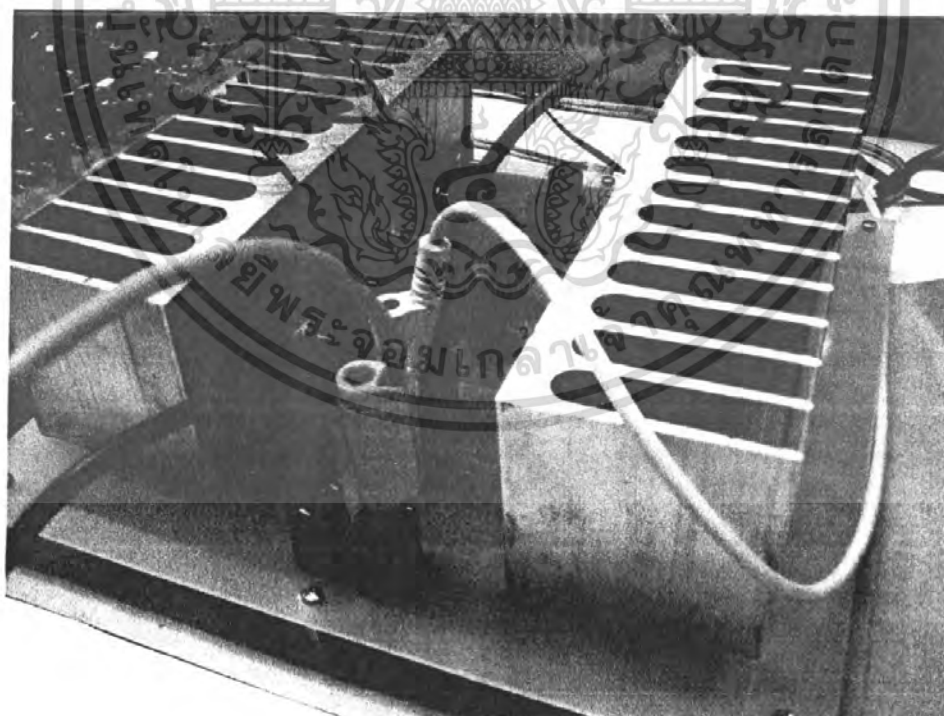
รูป ก. 3 วงจร Full-Bridge Rectifier 24 volt และ วงจรขับ Opto coupler TLP250



รูปที่ ก. 4 รูปแสดงการต่อสัญญาณ dsPIC ให้แก่ วงจรขับ Opto coupler TLP250
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนูญเตเห็นใบเซบระเอียงนด้านกรค้ำ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อิกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป ก . 5 วงจรสร้างสัญญาณขับเคลื่อนมอเตอร์กำลัง



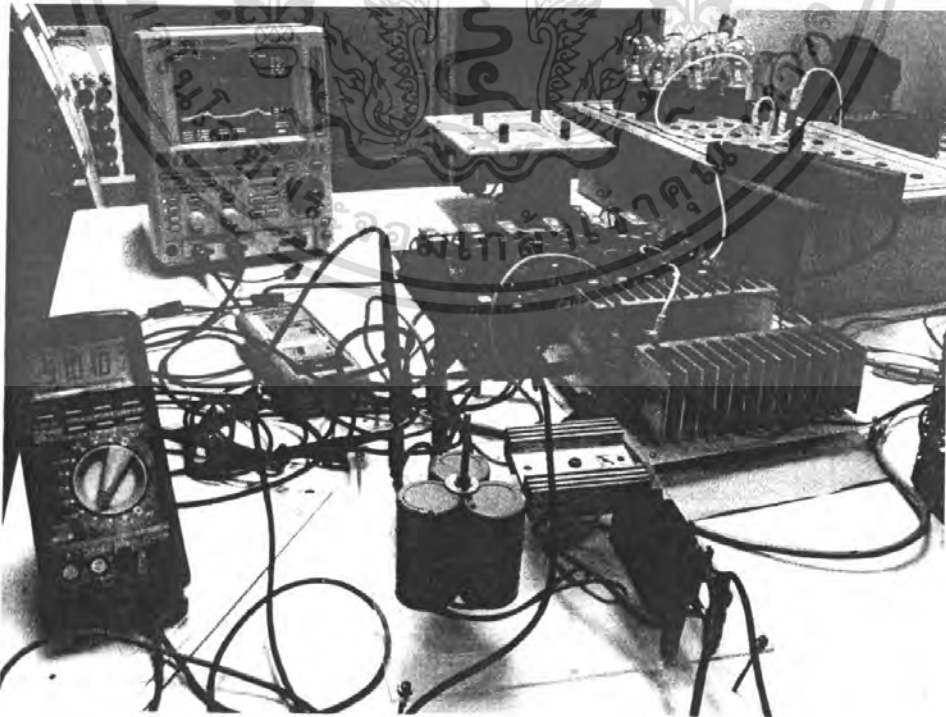
รูปที่ ก . 6 รูปวงจรกำลังอะซิมเมตริกคอนเวอเตอร์ 3 เฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป ก. 7 รูปแสดงการต่อเชื่อมการทำงานระหว่างวงจรกำลังอะซิมเมตริกฮาร์ฟบริดจ์กับวงจร

ควบคุม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ ก. 8 รูปแสดงการเชื่อมต่อวงจรแปลงผันอะซิมเมตริกฮาร์ฟบริดจ์ระโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ข.
โปรแกรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โค้ดโปรแกรม โหมด Timer

TIMER FUNCTIONS

This section contains a list of individual functions for Timer and an example of use of the functions. Functions may be implemented as macros.

ConfigIntTimer1, ConfigIntTimer2, ConfigIntTimer3, ConfigIntTimer4, ConfigIntTimer5

Description: This function configures the 16-bit timer interrupt.

Include: timer.h

Prototype: void ConfigIntTimer1(unsigned int *config*);

void ConfigIntTimer2(unsigned int *config*);

void ConfigIntTimer3(unsigned int *config*);

void ConfigIntTimer4(unsigned int *config*);

void ConfigIntTimer5(unsigned int *config*);

Arguments: *config* Timer interrupt priority and enable/disable information as defined below:

Tx_INT_PRIOR_7

Tx_INT_PRIOR_6

Tx_INT_PRIOR_5

Tx_INT_PRIOR_4

Tx_INT_PRIOR_3

Tx_INT_PRIOR_2

Tx_INT_PRIOR_1

Tx_INT_PRIOR_0

Tx_INT_ON

Tx_INT_OFF

Return Value: None

Remarks: This function clears the 16-bit Interrupt Flag (TxIF) bit and then sets the interrupt priority and enables/disables the interrupt.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Source File: ConfigIntTimer1.c

ConfigIntTimer2.c

ConfigIntTimer3.c

ConfigIntTimer4.c

ConfigIntTimer5.c

Code Example: ConfigIntTimer1(T1_INT_PRIOR_3 & T1_INT_ON);

ConfigIntTimer23, ConfigIntTimer45

Description: This function configures the 32-bit timer interrupt.

Include: timer.h

Prototype: void ConfigIntTimer23(unsigned int *config*);

void ConfigIntTimer45(unsigned int *config*);

Arguments: *config* Timer interrupt priority and enable/disable information as defined below:

Tx_INT_PRIOR_7

Tx_INT_PRIOR_6

Tx_INT_PRIOR_5

Tx_INT_PRIOR_4

Tx_INT_PRIOR_3

Tx_INT_PRIOR_2

Tx_INT_PRIOR_1

Tx_INT_PRIOR_0

Tx_INT_ON

Tx_INT_OFF

Return Value: None

Remarks: This function clears the 32-bit Interrupt Flag (TxIF) bit and then sets the interrupt priority and enables/disables the interrupt.

Source File: ConfigIntTimer23.c

ConfigIntTimer45.c

Code Example: ConfigIntTimer23(T3_INT_PRIOR_5 & T3_INT_ON);

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

OpenTimer1, OpenTimer2, OpenTimer3, OpenTimer4, OpenTimer5

Description: This function configures the 16-bit timer module.

Include: timer.h

Prototype: void OpenTimer1(unsigned int *config*,
unsigned int *period*)

void OpenTimer2(unsigned int *config*,
unsigned int *period*)

void OpenTimer3(unsigned int *config*,
unsigned int *period*)

void OpenTimer4(unsigned int *config*,
unsigned int *period*)

void OpenTimer5(unsigned int *config*,
unsigned int *period*)

Arguments: *config* This contains the parameters to be configured in the TxCON register as defined below:

Timer Module On/Off

Tx_ON

Tx_OFF

Timer Module Idle mode On/Off

Tx_IDLE_CON

Tx_IDLE_STOP

Timer Gate time accumulation enable

Tx_GATE_ON

Tx_GATE_OFF

Timer prescaler

Tx_PS_1_1

Tx_PS_1_8

Tx_PS_1_64

Tx_PS_1_128

Timer Synchronous clock enable

Tx_SYNC_EXT_ON

Tx_SYNC_EXT_OFF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Timer clock source

Tx_SOURCE_EXT

Tx_SOURCE_INT

period This contains the period match value to be stored into the PR register

Return Value: None

Remarks: This function configures the 16-bit Timer Control register and sets the period match value into the PR register

Source File: OpenTimer1.c

OpenTimer2.c

OpenTimer3.c

OpenTimer4.c

OpenTimer5.c

Code Example:

```
OpenTimer1(T1_ON & T1_GATE_OFF &
T1_PS_1_8 & T1_SYNC_EXT_OFF &
T1_SOURCE_INT, 0xFF);
```

Timer Gate time accumulation enable

Tx_GATE_ON

Tx_GATE_OFF

Timer prescaler

Tx_PS_1_1

Tx_PS_1_8

Tx_PS_1_64

Tx_PS_1_128

Timer Synchronous clock enable

Tx_SYNC_EXT_ON

Tx_SYNC_EXT_OFF

Timer clock source

Tx_SOURCE_EXT

Tx_SOURCE_INT

period This contains the period match value to be stored into the

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PR register

Return Value: None

Remarks: This function configures the 16-bit Timer Control register and sets the period match value into the PR register

Source File: OpenTimer1.c

OpenTimer2.c

OpenTimer3.c

OpenTimer4.c

OpenTimer5.c

Code Example:

```
OpenTimer1(T1_ON & T1_GATE_OFF &
T1_PS_1_8 & T1_SYNC_EXT_OFF &
T1_SOURCE_INT, 0xFF);
```

OpenTimer23, OpenTimer45

Description: This function configures the 32-bit timer module.

Include: timer.h

Prototype: void OpenTimer23(unsigned int *config*,
unsigned long *period*);

void OpenTimer45(unsigned int *config*,
unsigned long *period*);

Arguments: *config* This contains the parameters to be configured in the TxCON register as defined below:

Timer module On/Off

Tx_ON

Tx_OFF

Timer Module Idle mode On/Off

Tx_IDLE_CON

Tx_IDLE_STOP

Timer Gate time accumulation enable

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Tx_GATE_ON

Tx_GATE_OFF

Timer prescaler

Tx_PS_1_1

Tx_PS_1_8

Tx_PS_1_64

Tx_PS_1_128

Timer Synchronous clock enable

Tx_SYNC_EXT_ON

Tx_SYNC_EXT_OFF

Timer clock source

Tx_SOURCE_EXT

Tx_SOURCE_INT

period This contains the period match value to be stored into the 32-bit PR register.

Return Value: None

Remarks: This function configures the 32-bit Timer Control register and sets the period match value into the PR register

Source File: OpenTimer23.c

OpenTimer45.c

Code Example:

```
OpenTimer23(T2_ON & T2_GATE_OFF &
T2_PS_1_8 & T2_32BIT_MODE_ON &
T2_SYNC_EXT_OFF &
T2_SOURCE_INT, 0xFFFF);
```

Example of Use

```
#define __dsPIC30F6014__
#include <p30fxxx.h>
#include<timer.h>
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

unsigned int timer_value;
void __attribute__((__interrupt__)) _T1Interrupt(void)
{
PORTDbits.RD1 = 1; /* turn off LED on RD1 */
WriteTimer1(0);
IFS0bits.T1IF = 0; /* Clear Timer interrupt flag */
}
int main(void)
{
unsigned int match_value;
TRISDbits.TRISD1 = 0;
PORTDbits.RD1 = 1; /* turn off LED on RD1 */
/* Enable Timer1 Interrupt and Priority to "1" */
ConfigIntTimer1(T1_INT_PRIOR_1 & T1_INT_ON);
WriteTimer1(0);
match_value = 0xFFFF;
OpenTimer1(T1_ON & T1_GATE_OFF & T1_IDLE_STOP &
T1_PS_1_1 & T1_SYNC_EXT_OFF &
T1_SOURCE_INT, match_value);
/* Wait till the timer matches with the period value */
while(1)
{
timer_value = ReadTimer1();
if(timer_value >= 0x7FFF)
{
PORTDbits.RD1 = 0; /* turn on LED on RD1 */
}
}
CloseTimer1();
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรม TIMER ที่ใช้

```

#include <p30f2010.h> // Header file for dsPIC30F2010

#include<timer.h>           // Module function for Timer

unsigned long timer_value; // Keep interval for timer2/3

//-----Set-----//

_FOSC(CSW_FSCM_ON & XT_PLL4);
_FWDT(WDT_OFF);

//-----Set Timer Mode-----//

int main(void)
{
    unsigned long match_value;

    TRISEbits.TRISE0 = 0;
    TRISEbits.TRISE1 = 0;
    TRISEbits.TRISE2 = 0;
    TRISEbits.TRISE3 = 0;
    LATEbits.LATE0 = 0;
    LATEbits.LATE1 = 0;
    LATEbits.LATE2 = 0;
    LATEbits.LATE3 = 0;

    ConfigIntTimer1(T1_INT_PRIOR_1 & // Timer1 interrupt priority 1
                   T1_INT_OFF);      // Enable interrupt for
timer1

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

WriteTimer1(0);           // Clear count value at TMR1 register
match_value = 7373;      // Load value Interval 1 ms

OpenTimer1(T1_ON &       // Start timer1
           T1_GATE_OFF & // Disable gate pin for timer1
           T1_IDLE_STOP & // Stop timer in idle mode
           T1_PS_1_1 &   // Prescaler 1:1
           T1_SYNC_EXT_OFF & // Disable sync
           external source
           T1_SOURCE_INT, match_value); // Wait till the timer
matches with the period value

//-----Open port PWM-----//

while(1) // Wait for interrupt
{
    timer_value = ReadTimer1(); // Read counter value
    if((timer_value >= 0)&&(timer_value <= 2025))
    {
        LATEbits.LATE0 = 1;
        LATEbits.LATE1 = 0;
        LATEbits.LATE2 = 0;
    }
    if((timer_value >=2026 )&&(timer_value <=2048 ))
    {
        LATEbits.LATE0 = 0;
        LATEbits.LATE1 = 0;
        LATEbits.LATE2 = 0;
    }
}

if((timer_value >= 0 )&&(timer_value <= 205 ))

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

{
LATEbits.LATE3 = 1;
}
if((timer_value >= 206 )&&(timer_value <= 411 ))
{
LATEbits.LATE3 = 0;
}
if((timer_value >= 412 )&&(timer_value <= 617 ))
{
LATEbits.LATE3 = 1;
}
if((timer_value >= 618 )&&(timer_value <= 823 ))
{
LATEbits.LATE3 = 0;
}
if((timer_value >= 824 )&&(timer_value <= 1029 ))
{
LATEbits.LATE3 = 1;
}
if((timer_value >= 1030 )&&(timer_value <= 1235 ))
{
LATEbits.LATE3 = 0;
}
if((timer_value >= 1236 )&&(timer_value <= 1441 ))
{
LATEbits.LATE3 = 1;
}
if((timer_value >= 1442 )&&(timer_value <= 1647 ))
{
LATEbits.LATE3 = 0;
}
if((timer_value >= 1648 )&&(timer_value <= 1853 ))
{
LATEbits.LATE3 = 1;
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

}
if((timer_value >= 1854 )&&(timer_value <= 2048 ))
{
LATEbits.LATE3 = 0;
}

if((timer_value >=2049 )&&(timer_value <=4072 ))
{
LATEbits.LATE0 = 0;
LATEbits.LATE1 = 1;
LATEbits.LATE2 = 0;
}

if((timer_value >=4073 )&&(timer_value <=4095 ))
{
LATEbits.LATE0 = 0;
LATEbits.LATE1 = 0;
LATEbits.LATE2 = 0;
}

if((timer_value >=4096 )&&(timer_value <=6144))
{
LATEbits.LATE0 = 0;
LATEbits.LATE1 = 0;
LATEbits.LATE2 = 1;
}

}

}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

}

โค้ดโปรแกรม PWM โหมด Override

OverrideMCPWM

Description: This function configures the OVDCON register.

Include: pwm.h

Prototype: void OverrideMCPWM(unsigned int *config*);Arguments: *config* This contains the parameters to be configured in the

OVDCON register as defined below:

Output controlled by PWM generator

PWM_GEN_4H

PWM_GEN_3H

PWM_GEN_2H

PWM_GEN_1H

PWM_GEN_4L

PWM_GEN_3L

PWM_GEN_2L

PWM_GEN_1L

Bit defines related to PWM4 is available only for certain devices and the suitable data sheet should be referred to.

Output controlled by POUT bits

PWM_POUT_4H

PWM_POUT_4L

PWM_POUT_3H

PWM_POUT_3L

PWM_POUT_2H

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PWM_POUT_2L
 PWM_POUT_1H
 PWM_POUT_1L

Bit defines related to PWM4 is available only for certain devices and the suitable data sheet should be referred to.

Return Value None

Remarks: This functions configures the PWM Output Override and Manual Control bits of the OVDCON register.

Source File: OverrideMCPWM.c

Code Example:

```

config = PWM_GEN_1L &
PWM_GEN_1H &
PWM_POUT1L_INACT &
PWM_POUT3L_INACT;
OverrideMCPWM(config);

```

Example of Use

```

#define __dsPIC30F6010__
#include <p30fxxx.h>
#include <pwm.h>
void __attribute__((__interrupt__)) _PWMInterrupt(void)
{
IFS2bits.PWMIF = 0;
}
int main()
{
/* Holds the PWM interrupt configuration value*/
unsigned int config;
/* Holds the value to be loaded into dutycycle register */

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

unsigned int period;
/* Holds the value to be loaded into special event compare register */
unsigned int sptime;
/* Holds PWM configuration value */
unsigned int config1;
/* Holds the value be loaded into PWMCON1 register */
unsigned int config2;
/* Holds the value to configure the special event trigger
postscale and dutycycle */
unsigned int config3;
/* The value of 'duty cyclereg' determines the duty cycle
register(PDCx) to be written */
unsigned int duty cyclereg;
unsigned int dutycycle;
unsigned char updatedisable;
/* Configure pwm interrupt enable/disable and set interrupt
priorities */
config = (PWM_INT_EN & PWM_FLTA_DIS_INT & PWM_INT_PR1
& PWM_FLTA_INT_PR0
& PWM_FLTB_DIS_INT & PWM_FLTB_INT_PR0);
ConfigIntMCPWM( config );
/* Configure PWM to generate square wave of 50% duty cycle */
duty cyclereg = 1;
duty cycle = 0x3FFF;
updatedisable = 0;
SetDCMCPWM(duty cyclereg,duty cycle,updatedisable);
period = 0x7fff;
sptime = 0x0;
config1 = (PWM_EN & PWM_PTSIDL_DIS & PWM_OP_SCALE16
& PWM_IPCLK_SCALE16 &
PWM_MOD_UPDN);
config2 = (PWM_MOD1_COMP & PWM_PDIS4H & PWM_PDIS3H &
PWM_PDIS2H & PWM_PEN1H & PWM_PDIS4L &
PWM_PDIS3L & PWM_PDIS2L & PWM_PEN1L);

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

config3 = (PWM_SEVOPS1 & PWM_OSYNC_PWM & PWM_UEN);
OpenMCPWM(period,sptime,config1,config2,config3);
while(

```

ADC12 FUNCTIONS

This section contains a list of individual functions for the 12 bit ADC and an example of use of the functions. Functions may be implemented as macros.

ConfigIntADC12

Description: This function configures the ADC interrupt.

Include: adc12.h

Prototype: void ConfigIntADC12(unsigned int *config*);

Arguments: *config* ADC interrupt priority and enable/disable information as defined below:

ADC Interrupt enable/disable

ADC_INT_ENABLE

ADC_INT_DISABLE

ADC Interrupt priority

ADC_INT_PRI_0

ADC_INT_PRI_1

ADC_INT_PRI_2

ADC_INT_PRI_3

ADC_INT_PRI_4

ADC_INT_PRI_5

ADC_INT_PRI_6

ADC_INT_PRI_7

Return Value: None

Remarks: This function clears the Interrupt Flag (ADIF) bit and then sets the interrupt priority and enables/disables the interrupt.

Source File: ConfigIntADC12.c

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Code Example: ConfigIntADC12(ADC_INT_PRI_6 &
ADC_INT_ENABLE);

OpenADC12

Description: This function configures the ADC.

Include: adc12.h

Prototype: void OpenADC12(unsigned int *config1*,
unsigned int *config2*,
unsigned int *config3*,
unsigned int *configport*,
unsigned int *configscan*)

Arguments: *config1* This contains the parameters to be configured in the ADCON1 register as defined below:

Module On/Off

ADC_MODULE_ON

ADC_MODULE_OFF

Idle mode operation

ADC_IDLE_CONTINUE

ADC_IDLE_STOP

Result output format

ADC_FORMAT_SIGN_FRACT

ADC_FORMAT_FRACT

ADC_FORMAT_SIGN_INT

ADC_FORMAT_INTG

Conversion trigger source

ADC_CLK_AUTO

ADC_CLK_TMR

ADC_CLK_INT0

ADC_CLK_MANUAL

Auto sampling select

ADC_AUTO_SAMPLING_ON

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ADC_AUTO_SAMPLING_OFF

Sample enable

ADC_SAMP_ON

ADC_SAMP_OFF

config2 This contains the parameters to be configured in the ADCON2 register as defined below:

Voltage Reference

ADC_VREF_AVDD_AVSS

ADC_VREF_EXT_AVSS

ADC_VREF_AVDD_EXT

ADC_VREF_EXT_EXT

Scan selection

ADC_SCAN_ON

ADC_SCAN_OFF

Number of samples between interrupts

ADC_SAMPLES_PER_INT_1

ADC_SAMPLES_PER_INT_2

.....

ADC_SAMPLES_PER_INT_15

ADC_SAMPLES_PER_INT_16

Buffer mode select

ADC_ALT_BUF_ON

ADC_ALT_BUF_OFF

Alternate Input Sample mode select

ADC_ALT_INPUT_ON

ADC_ALT_INPUT_OFF

config3 This contains the parameters to be configured in the ADCON3 register as defined below:

Auto Sample Time bits

ADC_SAMPLE_TIME_0

ADC_SAMPLE_TIME_1

.....

ADC_SAMPLE_TIME_30

ADC_SAMPLE_TIME_31

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Conversion Clock Source select

ADC_CONV_CLK_INTERNAL_RC

ADC_CONV_CLK_SYSTEM

Conversion clock select

ADC_CONV_CLK_Tcy2

ADC_CONV_CLK_Tcy

ADC_CONV_CLK_3Tcy2

.....

ADC_CONV_CLK_32Tcy

configport This contains the pin select to be configured into the ADPCFG register as defined below:

ENABLE_ALL_ANA

ENABLE_ALL_DIG

ENABLE_AN0_ANA

ENABLE_AN1_ANA

ENABLE_AN2_ANA

.....

ENABLE_AN15_ANA

configscan This contains the scan select parameter to be configured into the ADCSSL register as defined below:

SCAN_NONE

SCAN_ALL

SKIP_SCAN_AN0

SKIP_SCAN_AN1

.....

SKIP_SCAN_AN15

Return Value: None

Remarks: This function configures the ADC for the following parameters:

Operating mode, Sleep mode behavior, Data o/p format, Sample Clk Source, VREF source, No of samples/int, Buffer Fill mode, Alternate i/p sample mod, Auto sample time, Conv clock source, Conv Clock Select bits, Port Config Control bits.

Source File: OpenADC12.c

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
Code Example: OpenADC12(ADC_MODULE_OFF &
ADC_IDLE_CONTINUE &
ADC_FORMAT_INTG &
ADC_AUTO_SAMPLING_ON,
ADC_VREF_AVDD_AVSS &
ADC_SCAN_OFF &
ADC_BUF_MODE_OFF &
ADC_ALT_INPUT_ON &
ADC_SAMPLES_PER_INT_15,
ADC_SAMPLE_TIME_4 &
ADC_CONV_CLK_SYSTEM &
ADC_CONV_CLK_Tcy,
ENABLE_AN0_ANA,
SKIP_SCAN_AN1 &
SKIP_SCAN_AN2 &
SKIP_SCAN_AN5 &
SKIP_SCAN_AN7);
```

ReadADC12

Description: This function reads the ADC Buffer register which contains the conversion value.

Include: adc12.h

Prototype: unsigned int ReadADC12(unsigned char *bufIndex*);

Arguments: *bufIndex* This is the ADC buffer number which is to be read.

Return Value: None

Remarks: This function returns the contents of the ADC Buffer register. User should provide *bufIndex* value between 0 to 15 to ensure correct read of the ADCBUF0 to ADCBUFF register.

Source File: ReadADC12.c

Code Example: unsigned int result;

```
result = ReadADC12(5);
```

Example of Use

```
#define __dsPIC30F6010__
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

#include <p30fxxx.h>
#include<adc10.h>
unsigned int Channel, PinConfig, Scanselct, Adcon3_reg, Adcon2_reg,
Adcon1_reg;
int main(void)
{
unsigned int result[20], i;
ADCON1bits.ADON = 0; /* turn off ADC */
Channel = ADC_CH0_POS_SAMPLEA_AN4 &
ADC_CH0_NEG_SAMPLEA_NVREF &
ADC_CH0_POS_SAMPLEB_AN2 &
ADC_CH0_NEG_SAMPLEB_AN1;
SetChanADC1(Channel);
ConfigIntADC10(ADC_INT_DISABLE);
PinConfig = ENABLE_AN4_ANA;
Scanselct = SKIP_SCAN_AN2 & SKIP_SCAN_AN5 &
SKIP_SCAN_AN9 & SKIP_SCAN_AN10 &
SKIP_SCAN_AN14 & SKIP_SCAN_AN15;
Adcon3_reg = ADC_SAMPLE_TIME_10 &
ADC_CONV_CLK_SYSTEM &
ADC_CONV_CLK_13Tcy;
Adcon2_reg = ADC_VREF_AVDD_AVSS &
ADC_SCAN_OFF &
ADC_ALT_BUF_OFF &
ADC_ALT_INPUT_OFF &
ADC_CONVERT_CH0123 &
ADC_SAMPLES_PER_INT_16;
Adcon1_reg = ADC_MODULE_ON &
ADC_IDLE_CONTINUE &
ADC_FORMAT_INTG &
ADC_CLK_MANUAL &
ADC_SAMPLE_SIMULTANEOUS &
ADC_AUTO_SAMPLING_OFF;
OpenADC10(Adcon1_reg, Adcon2_reg,

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

Adcon3_reg,PinConfig, Scanselect);
i = 0;
while(i <16 )
{
ADCON1bits.SAMP = 1;
while(!ADCON1bits.SAMP);
ConvertADC10();
while(ADCON1bits.SAMP);
while(!BusyADC10());
while(BusyADC10());
result[i] = ReadADC10(i);
i++;
}
}

```

โปรแกรม PWM ที่ใช้งาน

```

#define _dsPIC30F2010_

#include <p30f2010.h>

#include <pwm.h>
int adc0;

//-----Set-----//

_FOSC(CSW_FSCM_ON & XT_PLL4);
_FWDT(WDT_OFF);

//----- Loop delay Time -----//

void delay(unsigned int ms)
{
    unsigned int x,a;           // Keep for counter loop

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

    for(x=0;x<ms;x++)
    {
        for(a=0;a<1;a++);    // Loop for delay 1 millisec per unit
    }
}

//-----Open A/D Mode-----//

void ADC_Init(void)
{
    ADCON1 = 0;
    ADCON2 = 0;
    ADCON3 = 0;
    ADPCFG = 0x003C;
    ADCHS = 0x0003;
    ADCON1bits.ADON = 1;
}

//-----Mode A/D-----//

int ReadADC(unsigned int channel)
{
    int Delay;
    if(channel > 0x000F) return(0);
    ADCHS = channel;
    ADCON1bits.SAMP = 1;
    for(Delay = 0; Delay < 20; Delay++);
    IFS0bits.ADIF = 0;
    ADCON1bits.SAMP = 0;
    while(!IFS0bits.ADIF);
    return(ADCBUF0);
}

//-----Set PWM Mode-----//

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

int main(void)
{
    unsigned int config;           // Holds the PWM interrupt configuration value

    config = PWM_GEN_1H &
            PWM_GEN_1L &
            PWM_GEN_2H &
            PWM_GEN_2L &
            PWM_GEN_3H &
            PWM_GEN_3L &
            PWM_POUT1H_ACT &
            PWM_POUT1L_ACT &
            PWM_POUT2H_ACT &
            PWM_POUT2L_ACT &
            PWM_POUT3H_ACT &
            PWM_POUT3L_ACT;

    OverrideMCPWM (config);
    ADC_Init();

    //----- Open PWM Mode Override -----//
    while(1)
    {
        adc0 = ReadADC(0);

        PWMCON1 = 0x0FFF;

        PWMCON2 = 0x0002;

        OVDCON   = 0x0003;
        delay(adc0);
        OVDCON   = 0x0001;
        delay(adc0);
    }
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

OVDCON      = 0x0003;
delay(adc0);
OVDCON      = 0x0001;
delay(adc0);
OVDCON      = 0x0003;
delay(adc0);
OVDCON      = 0x0001;
delay(adc0);
OVDCON      = 0x0003;
delay(adc0);
OVDCON      = 0x0001;
delay(adc0);

OVDCON      = 0x000C;
delay(adc0);
OVDCON      = 0x0004;
delay(adc0);
OVDCON      = 0x000C;
delay(adc0);
OVDCON      = 0x0004;
delay(adc0);
OVDCON      = 0x000C;
delay(adc0);
OVDCON      = 0x0004;
delay(adc0);

OVDCON      = 0x000C;
delay(adc0);
OVDCON      = 0x0004;
delay(adc0);
OVDCON      = 0x0004;
delay(adc0);

OVDCON      = 0x0030;
delay(adc0);
OVDCON      = 0x0010;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

        delay(adc0);
        OVDCON    = 0x0030;
        delay(adc0);
        OVDCON    = 0x0010;
        delay(adc0);
        OVDCON    = 0x0030;
        delay(adc0);
        OVDCON    = 0x0010;
        delay(adc0);
        OVDCON    = 0x0030;
        delay(adc0);
        OVDCON    = 0x0010;
        delay(adc0);
    }
}

สัญญาฉบับแบบ chopping + chopping

#define _dsPIC30F2010_
#include <p30f2010.h>
#include <pwm.h>
int adc0;
int a;
//-----
//-----//
//-----Set-----//
//-----
//-----//
_FOSC(CSW_FSCM_ON & XT_PLL4);
_FWDT(WDT_OFF);

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
//----- Function initial PWM -----
//
//-----
//-----
```

```
void delay(unsigned int ms)
```

```
{
    unsigned int x,a;           // Keep for counter loop
    for(x=0;x<ms;x++)
    {
        for(a=0;a<1;a++);      // Loop for delay 1 millisec per unit
    }
}
```

```
//-----
```

```
void ADC_Init(void)
```

```
{
    ADCON1 = 0;
    ADCON2 = 0;
    ADCON3 = 0;
    ADPCFG = 0x003C;
    ADCHS = 0x0003;
    ADCON1bits.ADON = 1;
}
```

```
//-----
```

```
int ReadADC(unsigned int channel)
```

```
{
    int Delay;
    if(channel > 0x000F) return(0);
    ADCHS = channel;
    ADCON1bits.SAMP = 1;
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

for(Delay = 0; Delay < 20; Delay++);
    IFS0bits.ADIF = 0;
    ADCON1bits.SAMP = 0;
    while(!IFS0bits.ADIF);
return(ADCBUF0);
}
void __attribute__((__interrupt__)) _PWMInterrupt(void)
{
    IFS2bits.PWMIF = 0;
    a = ReadADC(3);
    if(a > 300)
        { OVDCON = 0X0010;
        }
    else { OVDCON = 0X0030;
    }
}

int main(void)
{
    unsigned int config; // Holds the PWM interrupt configuration value

    config = PWM_GEN_1H &
            PWM_GEN_1L &
            PWM_GEN_2H &
            PWM_GEN_2L &
            PWM_GEN_3H &
            PWM_GEN_3L &
            PWM_POUT1H_ACT &
            PWM_POUT1L_ACT &
            PWM_POUT2H_ACT &

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

        PWM_POUT2L_ACT &
        PWM_POUT3H_ACT &
        PWM_POUT3L_ACT;

OverrideMCPWM (config);
ADC_Init();
    while(1)
    {
        adc0 = ReadADC(0);
        PWMCON1 = 0x0FFF;
        PWMCON2 = 0x0002;

        OVDCON    = 0x0003;
        delay(adc0);
        OVDCON    = 0x0000;
        delay(adc0);
        OVDCON    = 0x0003;
        delay(adc0);
        OVDCON    = 0x0000;
        delay(adc0);
        OVDCON    = 0x0003;
        delay(adc0);
        OVDCON    = 0x0000;
        delay(adc0);
        OVDCON    = 0x0003;
        delay(adc0);
        OVDCON    = 0x0000;
        delay(adc0);

        OVDCON    = 0x0003;
        delay(adc0);
        OVDCON    = 0x0000;
        delay(adc0);
        OVDCON    = 0x0003;
        delay(adc0);
    }

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

OVDCON    = 0x0000;
delay(adc0);
OVDCON    = 0x0003;
delay(adc0);
OVDCON    = 0x0000;
delay(adc0);
OVDCON    = 0x0003;
delay(adc0);
OVDCON    = 0x0000;
delay(adc0);

```

```

OVDCON    = 0x0003;
delay(adc0);
OVDCON    = 0x0000;
delay(adc0);
OVDCON    = 0x0003;
delay(adc0);
OVDCON    = 0x0000;
delay(adc0);
OVDCON    = 0x0003;
delay(adc0);
OVDCON    = 0x0000;
delay(adc0);
OVDCON    = 0x0003;
delay(adc0);
OVDCON    = 0x0000;
delay(adc0);
OVDCON    = 0x0003;
delay(adc0);
OVDCON    = 0x0000;
delay(adc0);

```

```

OVDCON    = 0x000C;
delay(adc0);
OVDCON    = 0x0000;
delay(adc0);
OVDCON    = 0x000C;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

delay(adc0);
OVDCON      = 0x0000;
delay(adc0);
OVDCON      = 0x000C;
delay(adc0);
OVDCON      = 0x0000;
delay(adc0);
OVDCON      = 0x000C;
delay(adc0);
OVDCON      = 0x0000;
delay(adc0);

```

```

OVDCON      = 0x000C;
delay(adc0);
OVDCON      = 0x0000;
delay(adc0);
OVDCON      = 0x000C;
delay(adc0);
OVDCON      = 0x0000;
delay(adc0);
OVDCON      = 0x000C;
delay(adc0);
OVDCON      = 0x0000;
delay(adc0);
OVDCON      = 0x000C;
delay(adc0);
OVDCON      = 0x0000;

```

```

delay(adc0);

```

```

OVDCON      = 0x000C;
delay(adc0);
OVDCON      = 0x0000;
delay(adc0);
OVDCON      = 0x000C;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

delay(adc0);
OVDCON      = 0x0000;
delay(adc0);
OVDCON      = 0x000C;
delay(adc0);
OVDCON      = 0x0000;
delay(adc0);
OVDCON      = 0x000C;
delay(adc0);
OVDCON      = 0x0000;
delay(adc0);
OVDCON      = 0x0030;
delay(adc0);
OVDCON      = 0x0000;
delay(adc0);
OVDCON      = 0x0030;
delay(adc0);
OVDCON      = 0x0000;
delay(adc0);
OVDCON      = 0x0030;
delay(adc0);
OVDCON      = 0x0000;
delay(adc0);
OVDCON      = 0x0030;
delay(adc0);
OVDCON      = 0X0000;
delay(adc0);

OVDCON      = 0x0030;
delay(adc0);
OVDCON      = 0x0000;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

delay(adc0);
OVDCON    = 0x0030;
delay(adc0);
OVDCON    = 0x0000;
delay(adc0);
OVDCON    = 0x0030;
delay(adc0);
OVDCON    = 0x0000;
delay(adc0);
OVDCON    = 0x0030;
delay(adc0);
OVDCON    = 0x0000;
delay(adc0);
OVDCON    = 0x0000;
}
}

```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก 3
Data sheet

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



MICROCHIP

dsPIC30F2010 **Data Sheet**

High-Performance, 16-Bit
Digital Signal Controllers

Note the following details of the code protection feature on Microchip devices:

- Microchip products meet the specification contained in their particular Microchip Data Sheet.
- Microchip believes that its family of products is one of the most secure families of its kind on the market today, when used in the intended manner and under normal conditions.
- There are dishonest and possibly illegal methods used to breach the code protection feature. All of these methods, to our knowledge, require using the Microchip products in a manner outside the operating specifications contained in Microchip's Data Sheets. Most likely, the person doing so is engaged in theft of intellectual property.
- Microchip is willing to work with the customer who is concerned about the integrity of their code.
- Neither Microchip nor any other semiconductor manufacturer can guarantee the security of their code. Code protection does not mean that we are guaranteeing the product as "unbreakable."

Code protection is constantly evolving. We at Microchip are committed to continuously improving the code protection features of our products. Attempts to break Microchip's code protection feature may be a violation of the Digital Millennium Copyright Act. If such acts allow unauthorized access to your software or other copyrighted work, you may have a right to sue for relief under that Act.

Information contained in this publication regarding device applications and the like is provided only for your convenience and may be superseded by updates. It is your responsibility to ensure that your application meets with your specifications. MICROCHIP MAKES NO REPRESENTATIONS OR WARRANTIES OF ANY KIND WHETHER EXPRESS OR IMPLIED, WRITTEN OR ORAL, STATUTORY OR OTHERWISE, RELATED TO THE INFORMATION, INCLUDING BUT NOT LIMITED TO ITS CONDITION, QUALITY, PERFORMANCE, MERCHANTABILITY OR FITNESS FOR PURPOSE. Microchip disclaims all liability arising from this information and its use. Use of Microchip devices in life support and/or safety applications is entirely at the buyer's risk, and the buyer agrees to defend, indemnify and hold harmless Microchip from any and all damages, claims, suits, or expenses resulting from such use. No licenses are conveyed, implicitly or otherwise, under any Microchip intellectual property rights.

**QUALITY MANAGEMENT SYSTEM
CERTIFIED BY DNV
== ISO/TS 16949:2002 ==**



dsPIC30F2010

28-Pin dsPIC30F2010 Enhanced Flash 16-Bit Digital Signal Controller

Note: This data sheet summarizes features of this group of dsPIC30F devices and is not intended to be a complete reference source. For more information on the CPU, peripherals, register descriptions and general device functionality, refer to the "dsPIC30F Family Reference Manual" (DS70046). For more information on the device instruction set and programming, refer to the "dsPIC30F/33F Programmer's Reference Manual" (DS70157).

High-Performance Modified RISC CPU:

- Modified Harvard architecture
- C compiler optimized instruction set architecture
- 83 base instructions with flexible addressing modes
- 24-bit wide instructions, 16-bit wide data path
- 12 Kbytes on-chip Flash program space
- 512 bytes on-chip data RAM
- 1 Kbyte nonvolatile data EEPROM
- 16 x 16-bit working register array
- Up to 30 MIPs operation:
 - DC to 40 MHz external clock input
 - 4 MHz-10 MHz oscillator input with PLL active (4x, 8x, 16x)
- 27 interrupt sources
- Three external interrupt sources
- 8 user-selectable priority levels for each interrupt
- 4 processor exceptions and software traps

DSP Engine Features:

- Modulo and Bit-Reversed modes
- Two 40-bit wide accumulators with optional saturation logic
- 17-bit x 17-bit single-cycle hardware fractional/integer multiplier
- Single-cycle Multiply-Accumulate (MAC) operation
- 40-stage Barrel Shifter
- Dual data fetch

Peripheral Features:

- High current sink/source I/O pins: 25 mA/25 mA
- Three 16-bit timers/counters; optionally pair up 16-bit timers into 32-bit timer modules
- Four 16-bit capture input functions
- Two 16-bit compare/PWM output functions
 - Dual Compare mode available
- 3-wire SPI modules (supports 4 Frame modes)
- I²C™ module supports Multi-Master/Slave mode and 7-bit/10-bit addressing
- Addressable UART modules with FIFO buffers

Motor Control PWM Module Features:

- 6 PWM output channels
 - Complementary or Independent Output modes
 - Edge and Center-Aligned modes
- 4 duty cycle generators
- Dedicated time base with 4 modes
- Programmable output polarity
- Dead-time control for Complementary mode
- Manual output control
- Trigger for synchronized A/D conversions

Quadrature Encoder Interface Module Features:

- Phase A, Phase B and Index Pulse input
- 16-bit up/down position counter
- Count direction status
- Position Measurement (x2 and x4) mode
- Programmable digital noise filters on inputs
- Alternate 16-bit Timer/Counter mode
- Interrupt on position counter rollover/underflow

Analog Features:

- 10-bit Analog-to-Digital Converter (ADC) with:
 - 1 Msps (for 10-bit A/D) conversion rate
 - Six input channels
 - Conversion available during Sleep and Idle
- Programmable Brown-out Reset

dsPIC30F2010

Special Digital Signal Controller Features:

- Enhanced Flash program memory:
 - 10,000 erase/write cycle (min.) for industrial temperature range, 100K (typical)
- Data EEPROM memory:
 - 100,000 erase/write cycle (min.) for industrial temperature range, 1M (typical)
- Self-reprogrammable under software control
- Power-on Reset (POR), Power-up Timer (PWRT) and Oscillator Start-up Timer (OST)
- Flexible Watchdog Timer (WDT) with on-chip low-power RC oscillator for reliable operation
- Fail-Safe clock monitor operation

- Detects clock failure and switches to on-chip low-power RC oscillator
- Programmable code protection
- In-Circuit Serial Programming™ (ICSP™) programming capability
- Selectable Power Management modes
 - Sleep, Idle and Alternate Clock modes

CMOS Technology:

- Low-power, high-speed Flash technology
- Wide operating voltage range (2.5V to 5.5V)
- Industrial and Extended temperature ranges
- Low power consumption

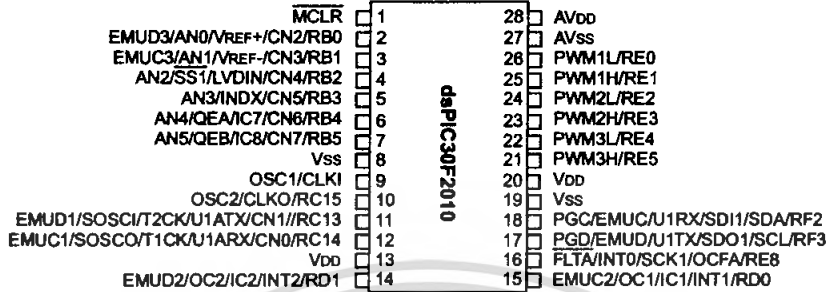
dsPIC30F Motor Control and Power Conversion Family*

Device	Pins	Program Mem. Bytes/Instructions	SRAM Bytes	EEPROM Bytes	Timer 16-bit	Input Cap	Output Comp/Std PWM	Motor Control PWM	A/D 10-bit 1 Msps	Quad Enc	UART	SPI	PC™	CAN
dsPIC30F2010	28	12K/4K	512	1024	3	4	2	6 ch	6 ch	Yes	1	1	1	-
dsPIC30F3010	28	24K/8K	1024	1024	5	4	2	6 ch	6 ch	Yes	1	1	1	-
dsPIC30F4012	28	48K/16K	2048	1024	5	4	2	6 ch	6 ch	Yes	1	1	1	1
dsPIC30F3011	40/44	24K/8K	1024	1024	5	4	4	6 ch	9 ch	Yes	2	1	1	-
dsPIC30F4011	40/44	48K/16K	2048	1024	5	4	4	6 ch	9 ch	Yes	2	1	1	1
dsPIC30F5015	64	66K/22K	2048	1024	5	4	4	8 ch	16 ch	Yes	1	2	1	1
dsPIC30F6010	80	144K/48K	8192	4096	5	8	8	8 ch	16 ch	Yes	2	2	1	2
dsPIC30F6010A	80	144K/48K	8192	4096	5	8	8	8 ch	16 ch	Yes	2	2	1	2

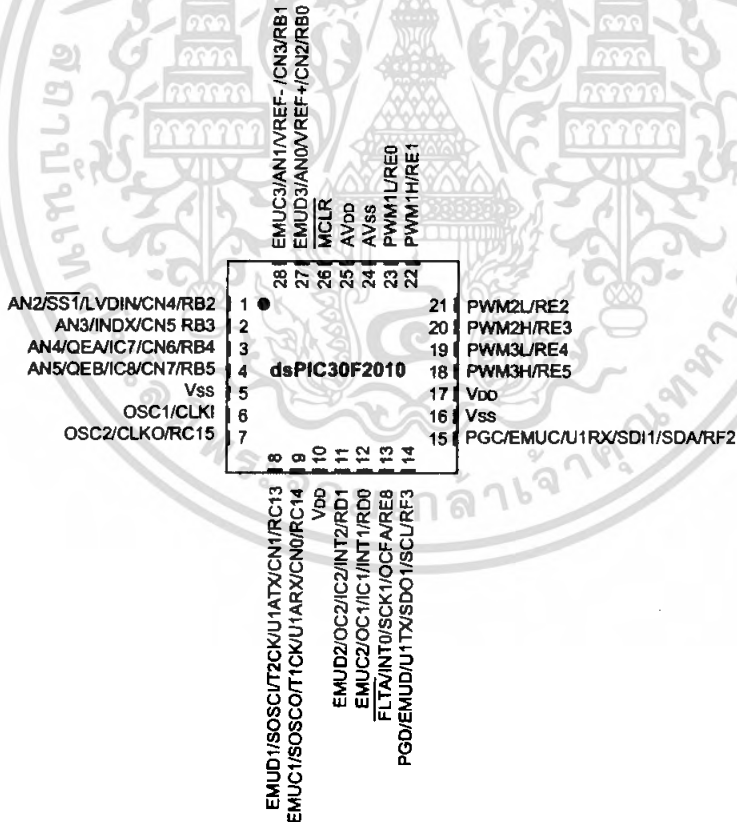
* This table provides a summary of the dsPIC30F2010 peripheral features. Other available devices in the dsPIC30F Motor Control and Power Conversion Family are shown for feature comparison.

Pin Diagrams

28-Pin SDIP and SOIC



28-Pin QFN



dsPIC30F2010

Table of Contents

1.0	Device Overview	5
2.0	CPU Architecture Overview	9
3.0	Memory Organization	19
4.0	Address Generator Units	31
5.0	Interrupts	37
6.0	Flash Program Memory	43
7.0	Data EEPROM Memory	49
8.0	I/O Ports	53
9.0	Timer1 Module	57
10.0	Timer2/3 Module	61
11.0	Input Capture Module	67
12.0	Output Compare Module	71
13.0	Quadrature Encoder Interface (QEI) Module	75
14.0	Motor Control PWM Module	81
15.0	SPI Module	91
16.0	I2C Module	95
17.0	Universal Asynchronous Receiver Transmitter (UART) Module	103
18.0	10-bit High-Speed Analog-to-Digital Converter (ADC) Module	111
19.0	System Integration	123
20.0	Instruction Set Summary	137
21.0	Development Support	145
22.0	Electrical Characteristics	149
23.0	Packaging Information	187
	The Microchip Web Site	199
	Customer Change Notification Service	199
	Customer Support	199
	Reader Response	200
	Product Identification System	201

TO OUR VALUED CUSTOMERS

It is our intention to provide our valued customers with the best documentation possible to ensure successful use of your Microchip products. To this end, we will continue to improve our publications to better suit your needs. Our publications will be refined and enhanced as new volumes and updates are introduced.

If you have any questions or comments regarding this publication, please contact the Marketing Communications Department via E-mail at docerrors@microchip.com or fax the Reader Response Form in the back of this data sheet to (480) 792-4150. We welcome your feedback.

Most Current Data Sheet

To obtain the most up-to-date version of this data sheet, please register at our Worldwide Web site at:

<http://www.microchip.com>

You can determine the version of a data sheet by examining its literature number found on the bottom outside corner of any page. The last character of the literature number is the version number, (e.g., DS30000A is version A of document DS30000).

Errata

An errata sheet, describing minor operational differences from the data sheet and recommended workarounds, may exist for current devices. As device/documentation issues become known to us, we will publish an errata sheet. The errata will specify the revision of silicon and revision of document to which it applies.

To determine if an errata sheet exists for a particular device, please check with one of the following:

- Microchip's Worldwide Web site; <http://www.microchip.com>
- Your local Microchip sales office (see last page)

When contacting a sales office, please specify which device, revision of silicon and data sheet (include literature number) you are using.

Customer Notification System

Register on our web site at www.microchip.com to receive the most current information on all of our products.

1.0 DEVICE OVERVIEW

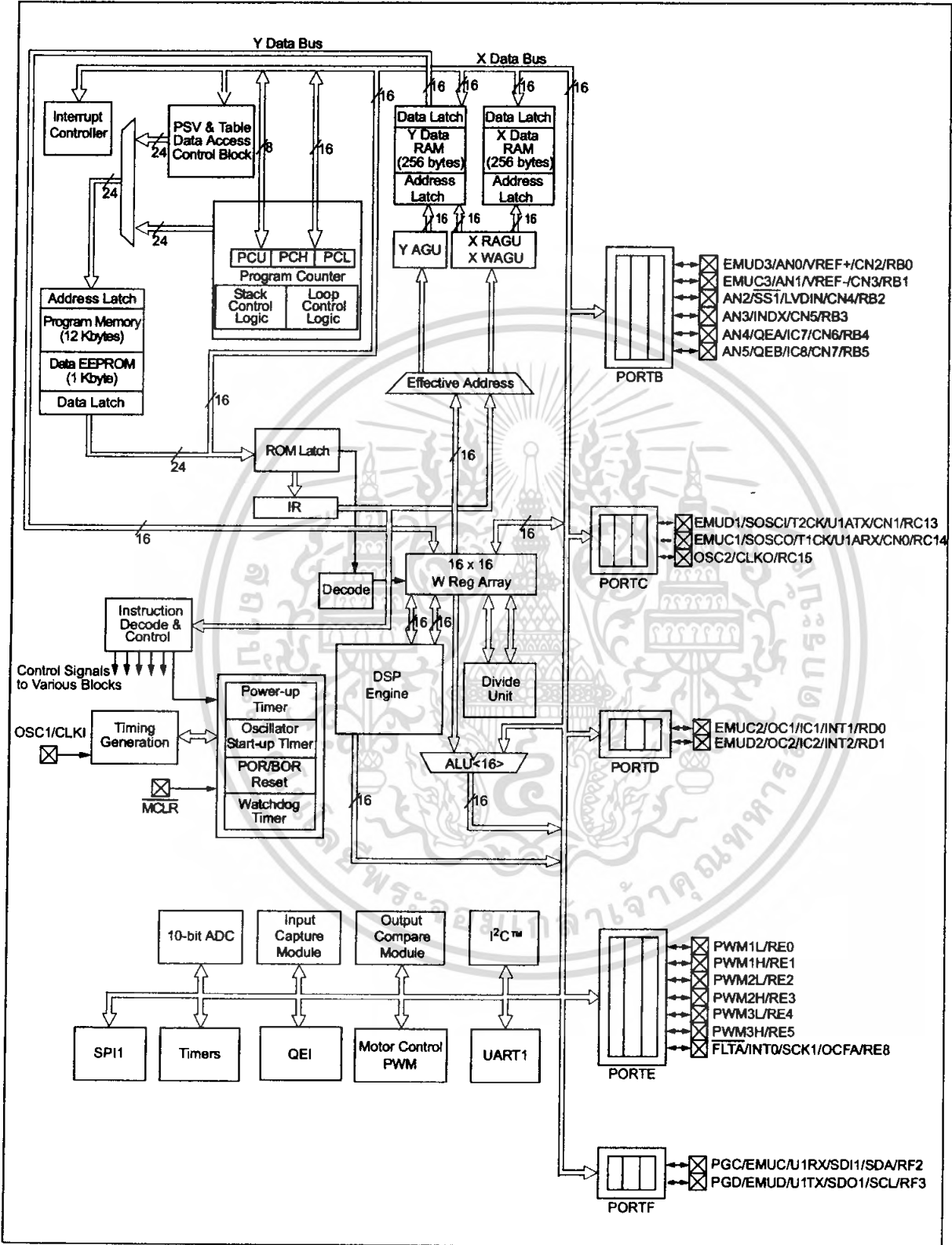
Note: This data sheet summarizes features of this group of dsPIC30F devices and is not intended to be a complete reference source. For more information on the CPU, peripherals, register descriptions and general device functionality, refer to the "dsPIC30F Family Reference Manual" (DS70046). For more information on the device instruction set and programming, refer to the "dsPIC30F/33F Programmer's Reference Manual" (DS70157).

This document contains device specific information for the dsPIC30F2010 device. The dsPIC30F devices contain extensive Digital Signal Processor (DSP) functionality within a high-performance 16-bit microcontroller (MCU) architecture. Figure 1-1 shows a device block diagram for the dsPIC30F2010 device.



dsPIC30F2010

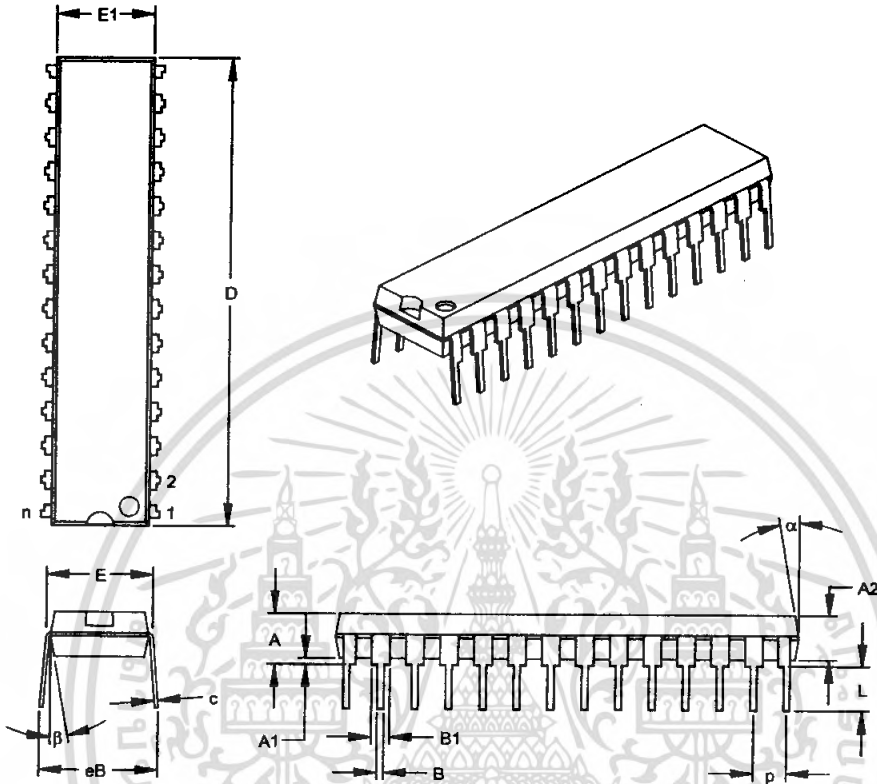
FIGURE 1-1: dsPIC30F2010 BLOCK DIAGRAM



dsPIC30F2010

28-Lead Skinny Plastic Dual In-line (SP) – 300 mil Body (PDIP)

Note: For the most current package drawings, please see the Microchip Packaging Specification located at <http://www.microchip.com/packaging>



Dimension Limits	Units	INCHES*			MILLIMETERS		
		MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX
Number of Pins	n	28			28		
Pitch	P		.100			2.54	
Top to Seating Plane	A	.140	.150	.160	3.56	3.81	4.06
Molded Package Thickness	A2	.125	.130	.135	3.18	3.30	3.43
Base to Seating Plane	A1	.015			0.38		
Shoulder to Shoulder Width	E	.300	.310	.325	7.62	7.87	8.26
Molded Package Width	E1	.275	.285	.295	6.99	7.24	7.49
Overall Length	D	1.345	1.365	1.385	34.16	34.67	35.18
Tip to Seating Plane	L	.125	.130	.135	3.18	3.30	3.43
Lead Thickness	c	.008	.012	.015	0.20	0.29	0.38
Upper Lead Width	B1	.040	.053	.065	1.02	1.33	1.65
Lower Lead Width	B	.016	.019	.022	0.41	0.46	0.56
Overall Row Spacing	§ eB	.320	.350	.430	8.13	8.89	10.92
Mold Draft Angle Top	α	5	10	15	5	10	15
Mold Draft Angle Bottom	β	5	10	15	5	10	15

* Controlling Parameter

§ Significant Characteristic

Notes:

Dimension D and E1 do not include mold flash or protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed .010" (0.254mm) per side.

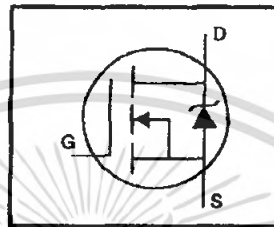
JEDEC Equivalent: MO-095

Drawing No. C04-070

IRFP460PbF

HEXFET® Power MOSFET

- Dynamic dv/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- Isolated Central Mounting Hole
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements
- Lead-Free

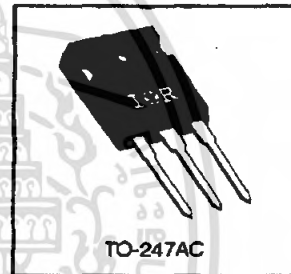


$V_{DSS} = 500V$
$R_{DS(on)} = 0.27\Omega$
$I_D = 20A$

Description

Third Generation HEXFETs from International Rectifier provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The TO-247 package is preferred for commercial-industrial applications where higher power levels preclude the use of TO-220 devices. The TO-247 is similar but superior to the earlier TO-218 package because of its isolated mounting hole. It also provides greater creepage distance between pins to meet the requirements of most safety specifications.




Absolute Maximum Ratings

Parameter	Max.	Units
I_D @ $T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	20
I_D @ $T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	13
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	80
P_D @ $T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	280
	Linear Derating Factor	2.2
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	960
I_{AR}	Avalanche Current ③	20
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ④	28
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ⑤	3.5
T_J	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf·in (1.1 N·m)


Thermal Resistance

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	—	—	0.45	°C/W
$R_{\theta CS}$	—	0.24	—	°C/W
$R_{\theta JA}$	—	—	40	°C/W

Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	500	—	—	V	$V_{GS}=0V, I_D=250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.63	—	V/°C	Reference to 25°C , $I_D=1mA$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.27	Ω	$V_{GS}=10V, I_D=12A$ ②
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS}=V_{GS}, I_D=250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	13	—	—	S	$V_{DS}=50V, I_D=12A$ ②
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	$V_{DS}=500V, V_{GS}=0V$
		—	—	250		$V_{DS}=400V, V_{GS}=0V, T_J=125^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS}=20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		$V_{GS}=-20V$
Q_g	Total Gate Charge	—	—	210	nC	$I_D=20A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	29		$V_{DS}=400V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	110		$V_{GS}=10V$ See Fig. 6 and 13 ②
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	18	—	ns	$V_{DN}=250V$
t_r	Rise Time	—	59	—		$I_D=20A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	110	—		$R_G=4.3\Omega$
t_f	Fall Time	—	58	—		$R_D=13\Omega$ See Figure 10 ②
L_D	Internal Drain Inductance	—	5.0	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact 
L_S	Internal Source Inductance	—	13	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	4200	—	pF	$V_{GS}=0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	870	—		$V_{DS}=25V$
C_{riss}	Reverse Transfer Capacitance	—	350	—		$f=1.0MHz$ See Figure 5

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	20	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode. 
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	80		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.8	V	$T_J=25^\circ\text{C}, I_S=20A, V_{GS}=0V$ ③
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	570	860	ns	$T_J=25^\circ\text{C}, I_r=20A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	5.7	8.6	μC	$di/dt=100A/\mu s$ ④
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S+L_D)				

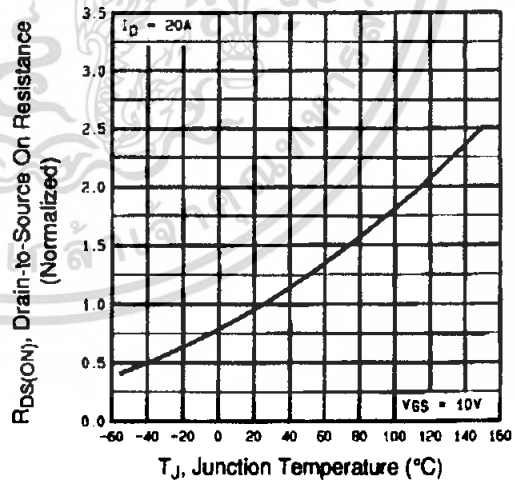
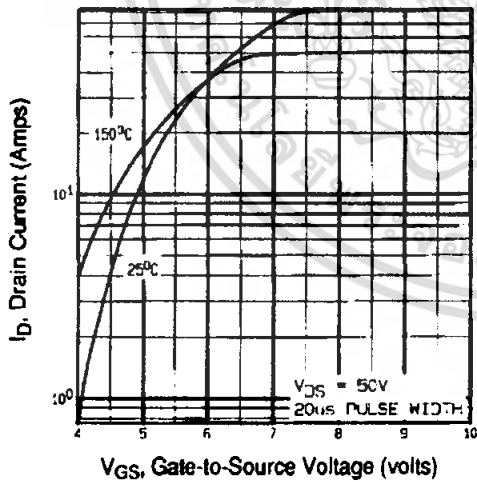
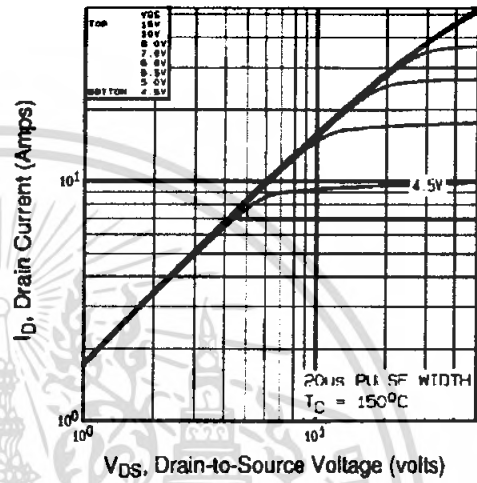
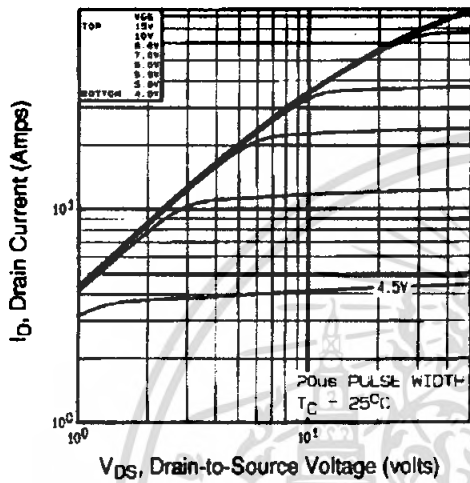
Notes:

① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)

③ $I_{SD} \leq 20A, di/dt \leq 160A/\mu s, V_{DS} \leq V_{(BR)DSS}, T_J \leq 150^\circ\text{C}$

② $V_{DD}=50V, \text{starting } T_J=25^\circ\text{C}, L=4.3mH, R_G=25\Omega, I_{AS}=20A$ (See Figure 12)

④ Pulse width $\leq 300 \mu s$; duty cycle $\leq 2\%$.



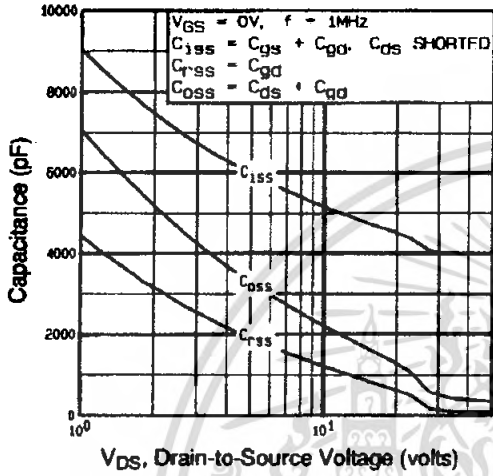


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

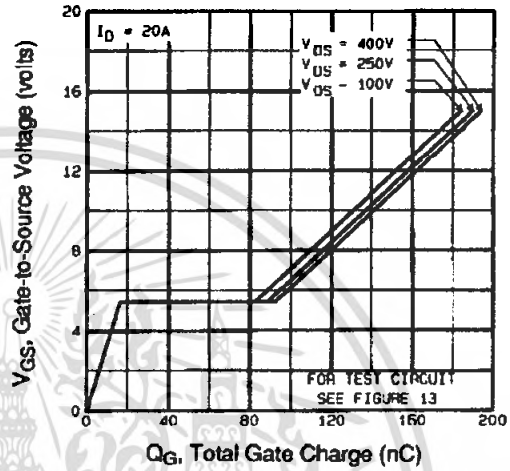


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

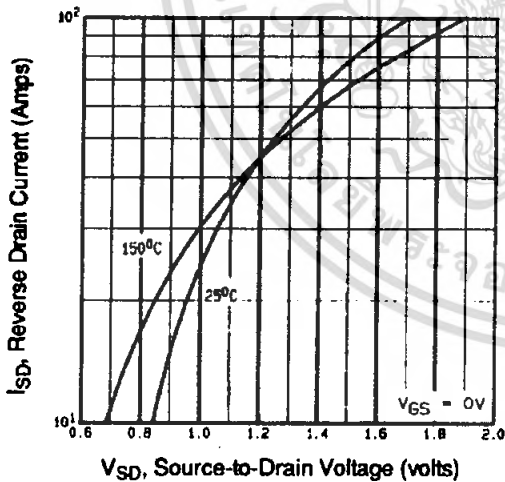


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

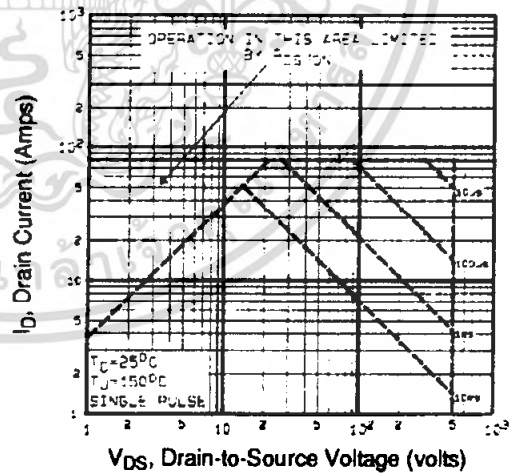


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

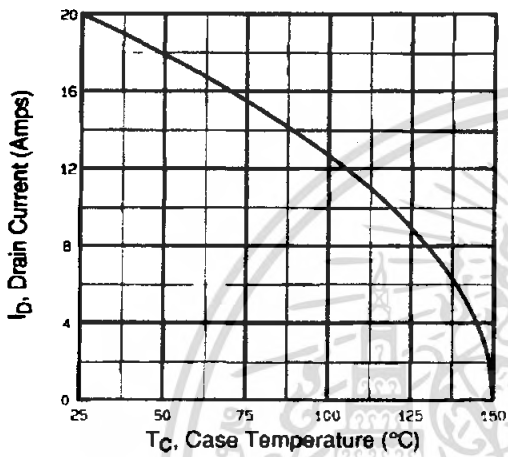


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

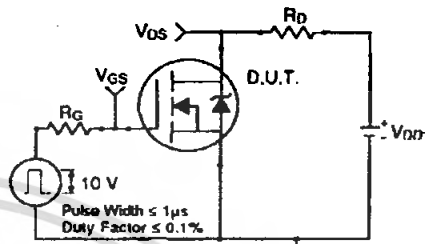


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

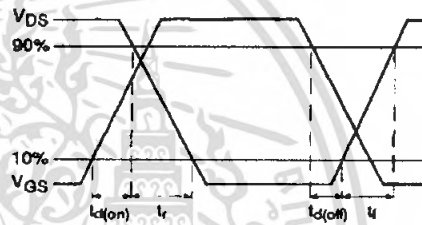


Fig 10b. Switching Time Waveforms

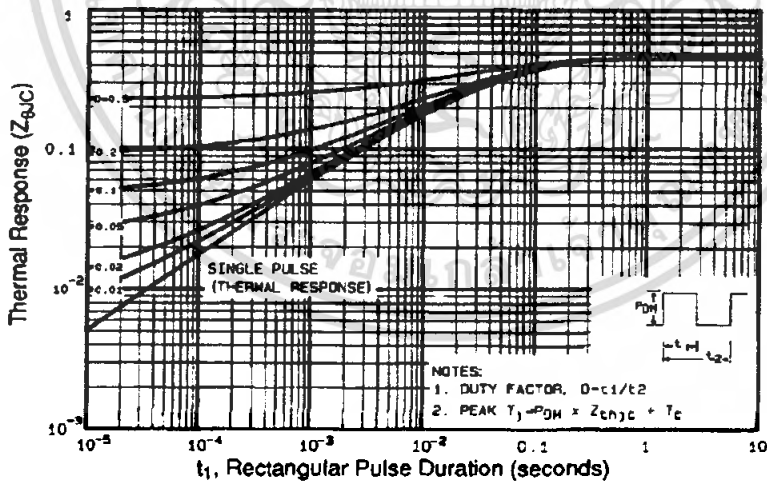


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

IRFP460PbF

International
IGR Rectifier

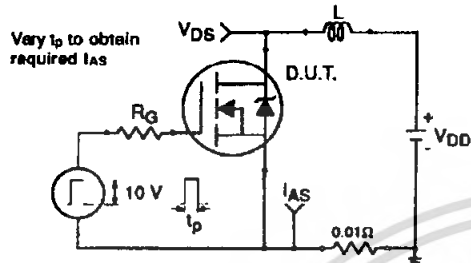


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

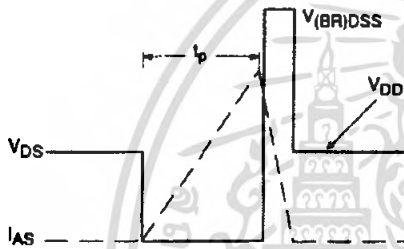


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

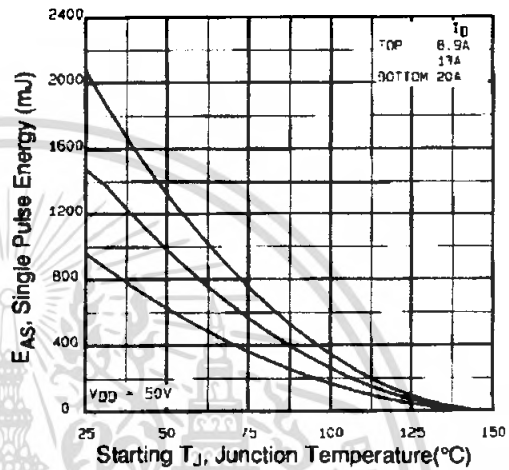


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

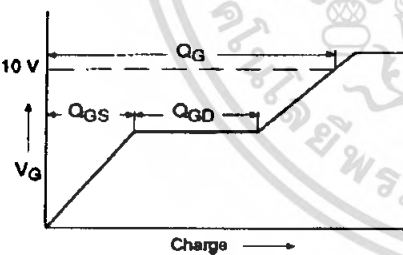


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

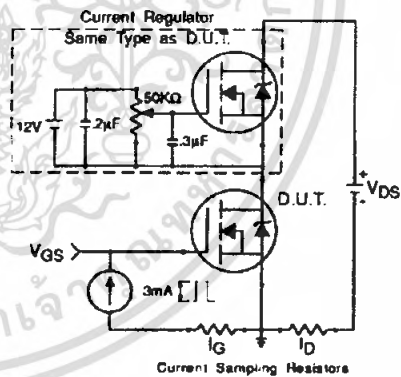


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

Appendix A: Figure 14, Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit – See page 1505

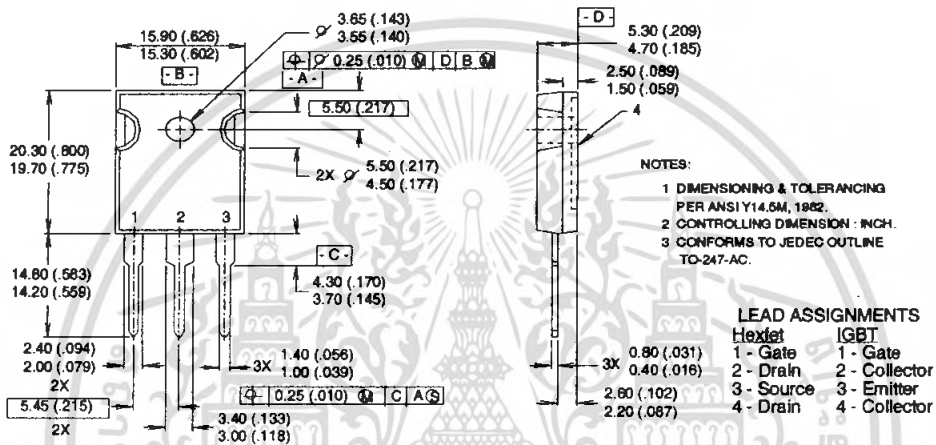
Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1511

International
IGR Rectifier

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TO-247AC Package Outline

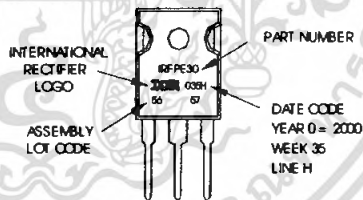
Dimensions are shown in millimeters (inches)



TO-247AC Part Marking Information

EXAMPLE: THIS IS AN IRFP30 WITH ASSEMBLY LOT CODE 5657 ASSEMBLED ON WW 36, 2000 IN THE ASSEMBLY LINE "H"

Note: "P" in assembly line position indicates "Lead-Free"



Data and specifications subject to change without notice.

MUR1510, MUR1515, MUR1520, MUR1540, MUR1560

Preferred Devices

SWITCHMODE™ Power Rectifiers

... designed for use in switching power supplies, inverters and as free wheeling diodes, these state-of-the-art devices have the following features:

- Ultrafast 35 and 60 Nanosecond Recovery Time
- 175°C Operating Junction Temperature
- Popular TO-220 Package
- High Voltage Capability to 600 Volts
- Low Forward Drop
- Low Leakage Specified @ 150°C Case Temperature
- Current Derating Specified @ Both Case and Ambient Temperatures

Mechanical Characteristics:

- Case: Epoxy, Molded
- Weight: 1.9 grams (approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead Temperature for Soldering Purposes: 260°C Max. for 10 Seconds
- Shipped 50 units per plastic tube
- Marking: U1510, U1515, U1520, U1540, U1560

MAXIMUM RATINGS

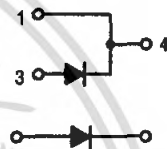
Please See the Table on the Following Page



ON Semiconductor™

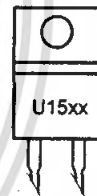
<http://onsemi.com>

**ULTRAFAST
RECTIFIERS
15 AMPERES
100-600 VOLTS**



TO-220AC
CASE 221B
PLASTIC

MARKING DIAGRAM



U15xx = Device Code
xx = 10, 15, 20,
40 or 60

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
MUR1510	TO-220	50 Units/Rail
MUR1515	TO-220	50 Units/Rail
MUR1520	TO-220	50 Units/Rail
MUR1540	TO-220	50 Units/Rail
MUR1560	TO-220	50 Units/Rail

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

MUR1510, MUR1515, MUR1520, MUR1540, MUR1560

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	MUR					Unit
		1510	1515	1520	1540	1560	
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V_{RRM} V_{RWM} V_R	100	150	200	400	600	Volts
Average Rectified Forward Current (Rated V_R)	$I_{F(AV)}$	15 @ $T_C = 150^\circ\text{C}$			15 @ $T_C = 145^\circ\text{C}$		Amps
Peak Rectified Forward Current (Rated V_R , Square Wave, 20 kHz)	I_{FRM}	30 @ $T_C = 150^\circ\text{C}$			30 @ $T_C = 145^\circ\text{C}$		Amps
Nonrepetitive Peak Surge Current (Surge applied at rated load conditions halfwave, single phase, 60 Hz)	I_{FSM}	200			150		Amps
Operating Junction Temperature and Storage Temperature Range	T_J, T_{stg}	-65 to +175					$^\circ\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS

Maximum Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	1.5	$^\circ\text{C/W}$
--	-----------------	-----	--------------------

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Maximum Instantaneous Forward Voltage (Note 1.) ($I_F = 15$ Amps, $T_C = 150^\circ\text{C}$) ($I_F = 15$ Amps, $T_C = 25^\circ\text{C}$)	V_F	0.85 1.05	1.12 1.25	1.20 1.50	Volts
Maximum Instantaneous Reverse Current (Note 1.) (Rated dc Voltage, $T_C = 150^\circ\text{C}$) (Rated dc Voltage, $T_C = 25^\circ\text{C}$)	I_R	500 10	500 10	1000 10	μA
Maximum Reverse Recovery Time ($I_F = 1.0$ Amp, $di/dt = 50$ Amps/ μs)	t_{rr}	35	60		ns

1. Pulse Test: Pulse Width = 300 μs , Duty Cycle $\leq 2.0\%$.

<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MUR1510, MUR1515, MUR1520, MUR1540, MUR1560

MUR1510, MUR1515, MUR1520

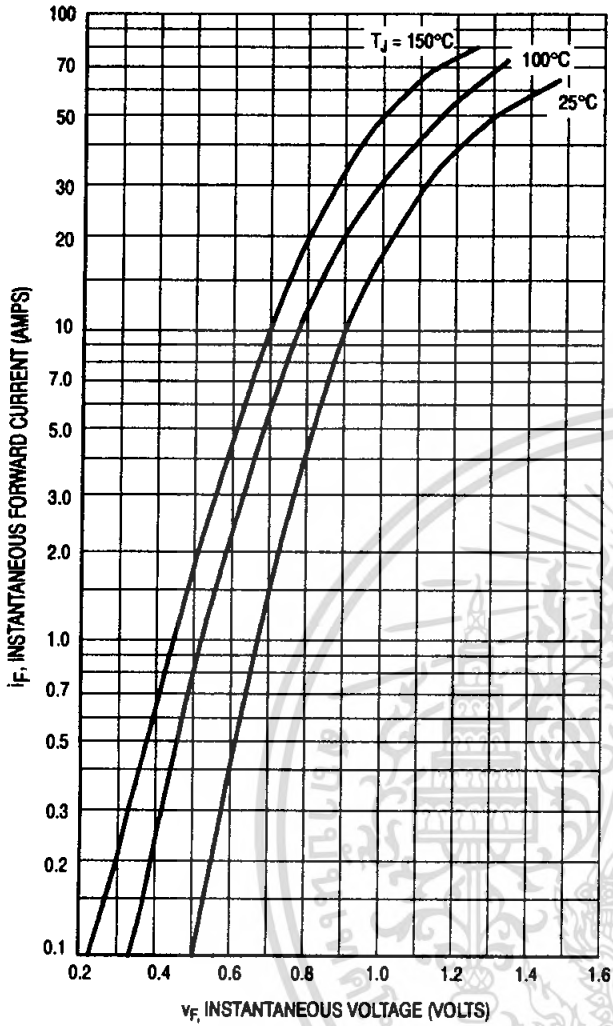


Figure 1. Typical Forward Voltage

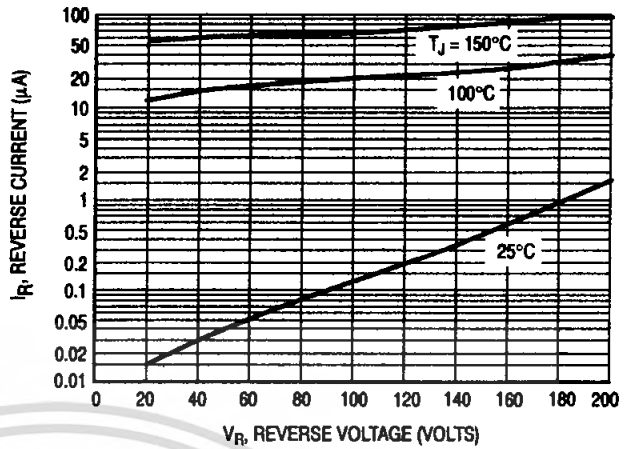


Figure 2. Typical Reverse Current

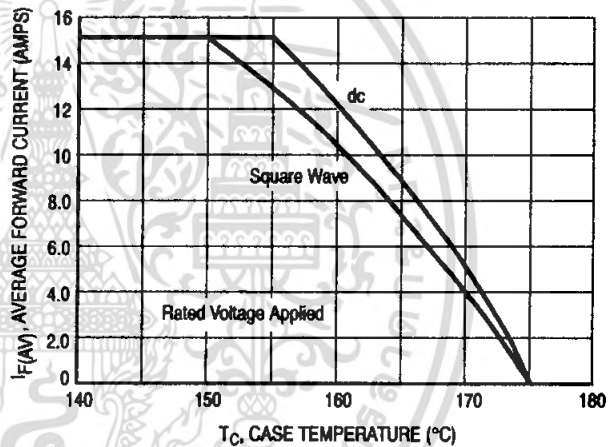


Figure 3. Current Derating, Case

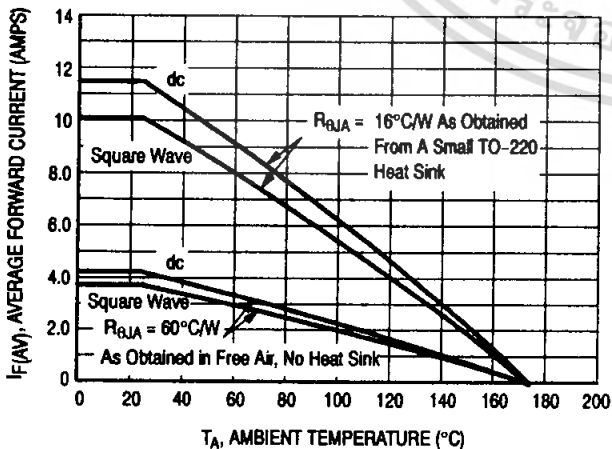


Figure 4. Current Derating, Ambient

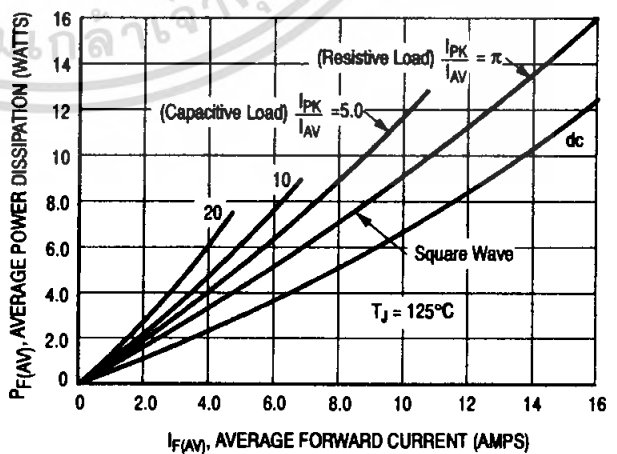


Figure 5. Power Dissipation

<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน 3 การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MUR1510, MUR1515, MUR1520, MUR1540, MUR1560

MUR1540

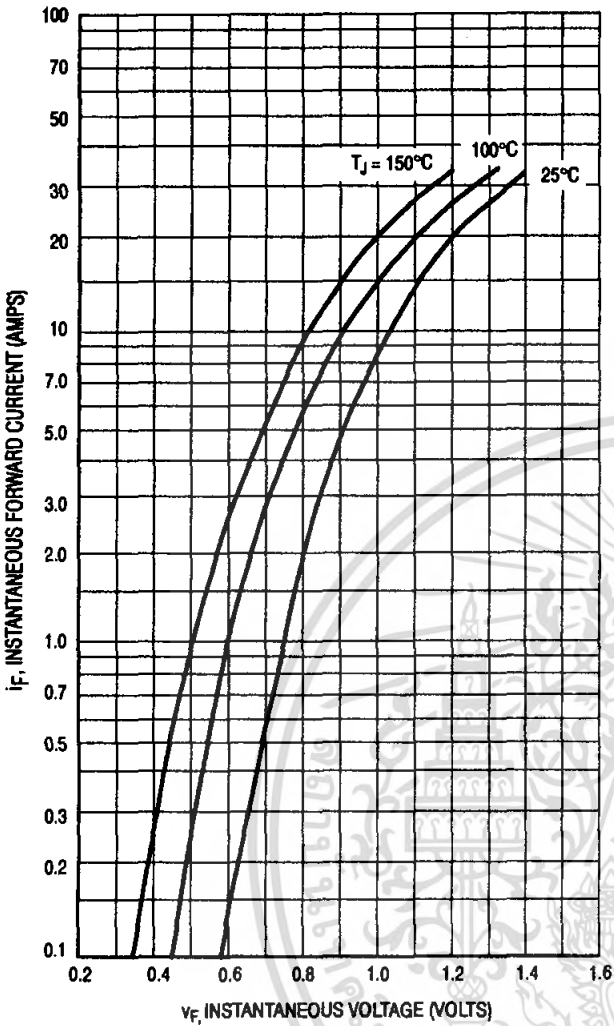


Figure 6. Typical Forward Voltage

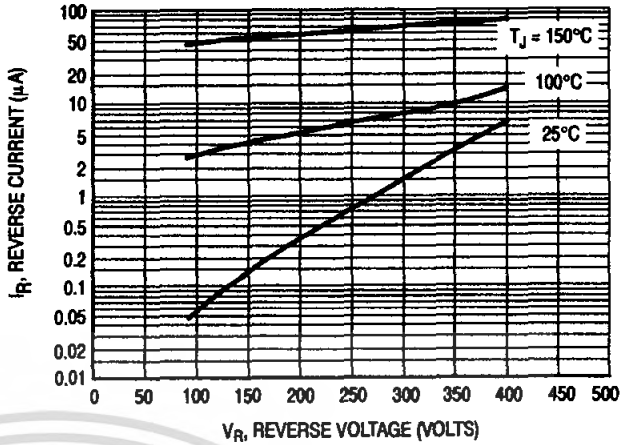


Figure 7. Typical Reverse Current

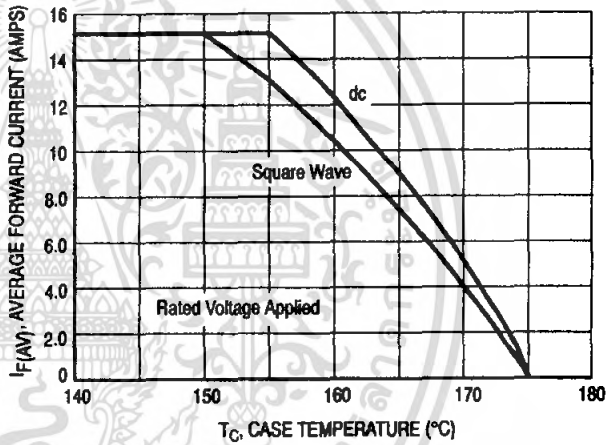


Figure 8. Current Derating, Case

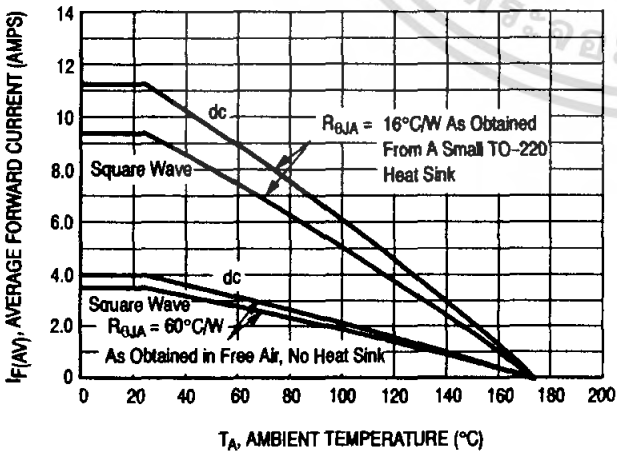


Figure 9. Current Derating, Ambient

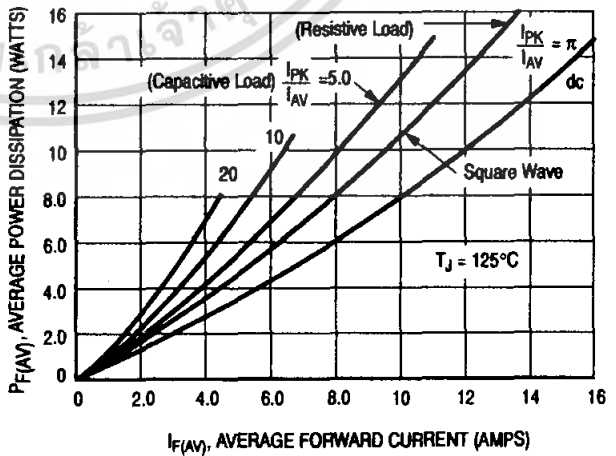


Figure 10. Power Dissipation

<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MUR1510, MUR1515, MUR1520, MUR1540, MUR1560

MUR1560

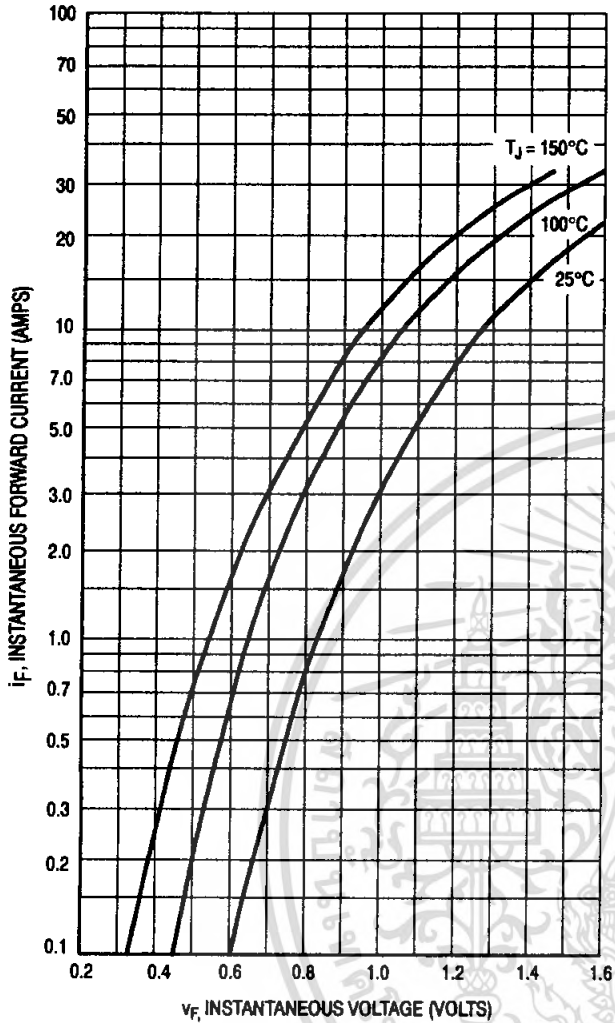


Figure 11. Typical Forward Voltage

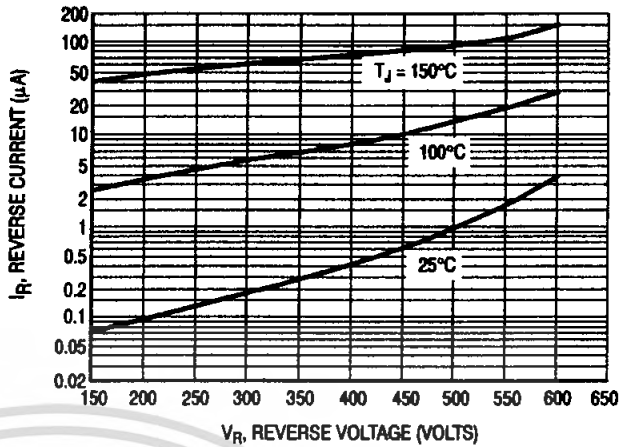


Figure 12. Typical Reverse Current

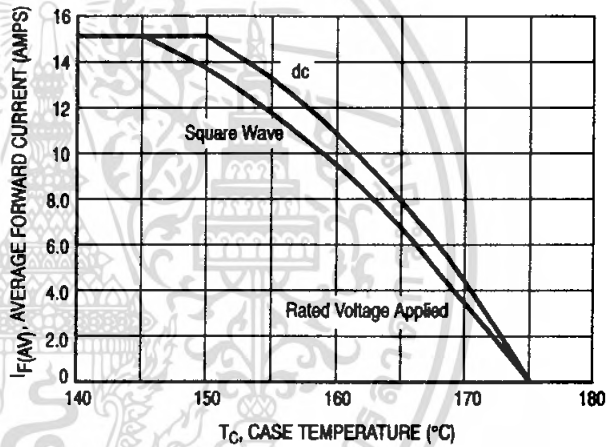


Figure 13. Current Derating, Case

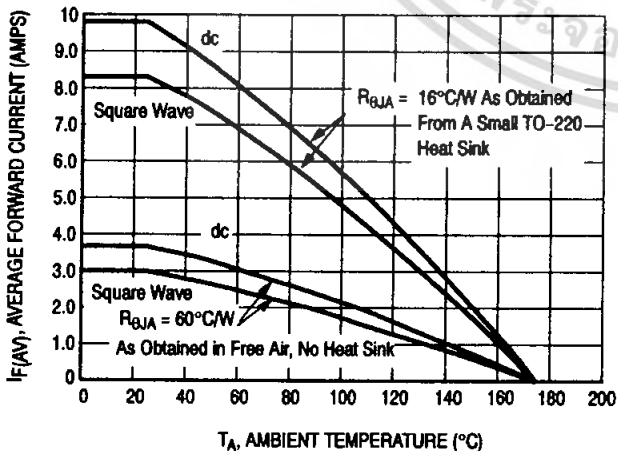


Figure 14. Current Derating, Ambient

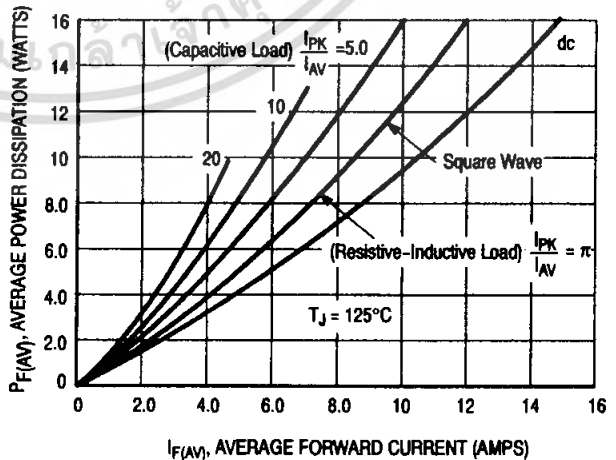


Figure 15. Power Dissipation

<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน 5 การศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MUR1510, MUR1515, MUR1520, MUR1540, MUR1560

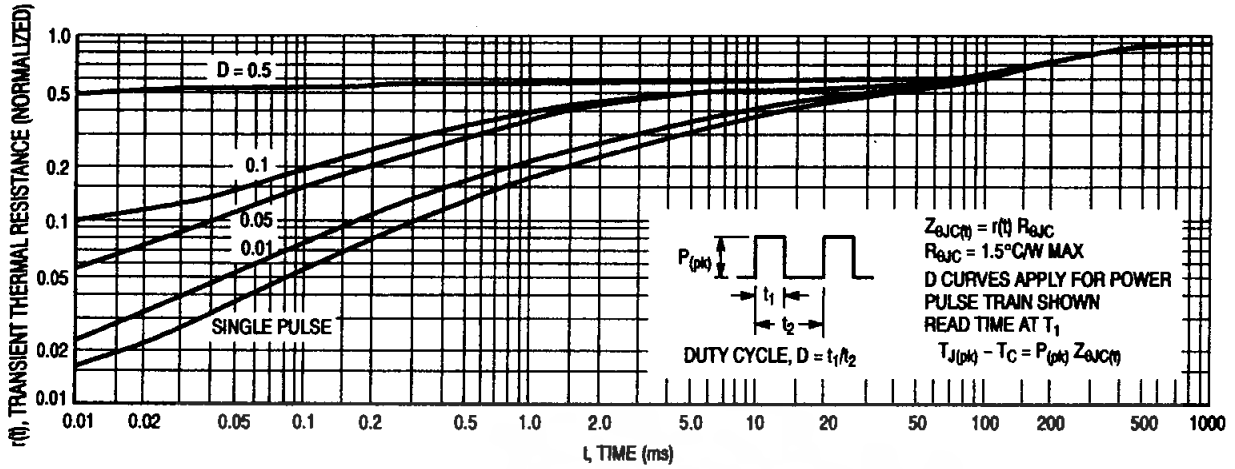


Figure 16. Thermal Response

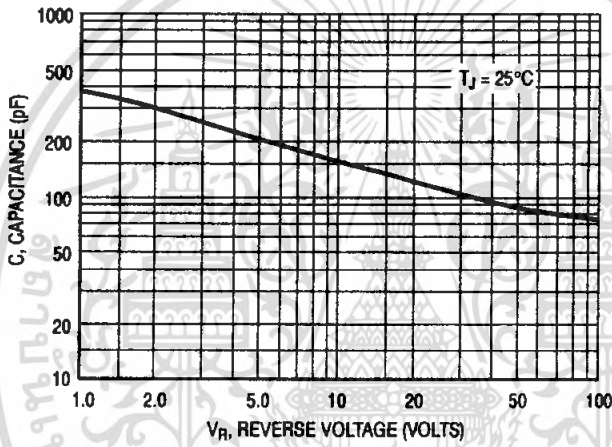


Figure 17. Typical Capacitance

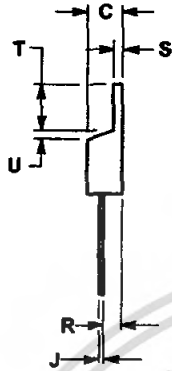
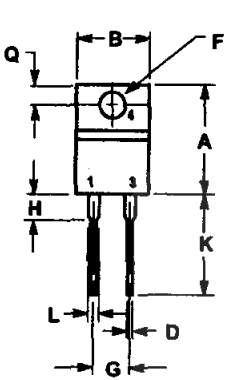
<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน 6 การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MUR1510, MUR1515, MUR1520, MUR1540, MUR1560

PACKAGE DIMENSIONS

TO-220 TWO-LEAD CASE 221B-04 ISSUE D



NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.595	0.620	15.11	15.75
B	0.380	0.405	9.65	10.29
C	0.180	0.190	4.66	4.82
D	0.025	0.035	0.64	0.89
F	0.142	0.147	3.61	3.73
G	0.190	0.210	4.83	5.33
H	0.110	0.130	2.79	3.30
J	0.018	0.025	0.46	0.64
K	0.500	0.582	12.70	14.27
L	0.045	0.060	1.14	1.52
Q	0.100	0.120	2.54	3.04
R	0.080	0.110	2.04	2.79
S	0.045	0.055	1.14	1.39
T	0.235	0.255	5.97	6.48
U	0.000	0.050	0.000	1.27




<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MUR1510, MUR1515, MUR1520, MUR1540, MUR1560

SWITCHMODE is a trademark of Semiconductor Components Industries, LLC.

ON Semiconductor and  are trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC (SCILLC). SCILLC reserves the right to make changes without further notice to any products herein. SCILLC makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does SCILLC assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in SCILLC data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. SCILLC does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. SCILLC products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the SCILLC product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use SCILLC products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold SCILLC and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that SCILLC was negligent regarding the design or manufacture of the part. SCILLC is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

PUBLICATION ORDERING INFORMATION

NORTH AMERICA Literature Fulfillment:

Literature Distribution Center for ON Semiconductor
P.O. Box 5163, Denver, Colorado 80217 USA
Phone: 303-675-2175 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada
Fax: 303-675-2176 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada
Email: ONlit@hibbertco.com
Fax Response Line: 303-675-2167 or 800-344-3810 Toll Free USA/Canada

N. American Technical Support: 800-282-9855 Toll Free USA/Canada

EUROPE: LDC for ON Semiconductor – European Support

German Phone: (+1) 303-308-7140 (Mon-Fri 2:30pm to 7:00pm CET)
Email: ONlit-german@hibbertco.com
French Phone: (+1) 303-308-7141 (Mon-Fri 2:00pm to 7:00pm CET)
Email: ONlit-french@hibbertco.com
English Phone: (+1) 303-308-7142 (Mon-Fri 12:00pm to 5:00pm GMT)
Email: ONlit@hibbertco.com

EUROPEAN TOLL-FREE ACCESS*: 00-800-4422-3781

*Available from Germany, France, Italy, UK, Ireland

CENTRAL/SOUTH AMERICA:

Spanish Phone: 303-308-7143 (Mon-Fri 8:00am to 5:00pm MST)
Email: ONlit-spanish@hibbertco.com
Toll-Free from Mexico: Dial 01-800-288-2872 for Access –
then Dial 866-297-9322

ASIA/PACIFIC: LDC for ON Semiconductor – Asia Support

Phone: 303-675-2121 (Tue-Fri 9:00am to 1:00pm, Hong Kong Time)
Toll Free from Hong Kong & Singapore:
001-800-4422-3781
Email: ONlit-asia@hibbertco.com

JAPAN: ON Semiconductor, Japan Customer Focus Center

4-32-1 Nishi-Gotanda, Shinagawa-ku, Tokyo, Japan 141-0031
Phone: 81-3-5740-2700
Email: r14525@onsemi.com

ON Semiconductor Website: <http://onsemi.com>

For additional information, please contact your local Sales Representative.

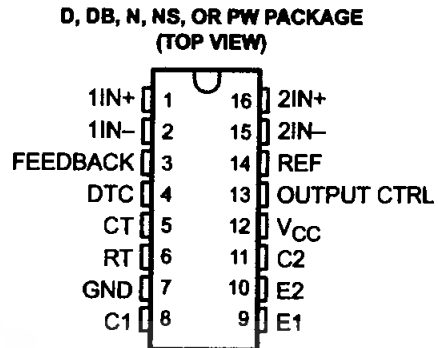
MUR1520/D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494 PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074D – JANUARY 1983 – REVISED MAY 2002

- Complete PWM Power-Control Circuitry
- Uncommitted Outputs for 200-mA Sink or Source Current
- Output Control Selects Single-Ended or Push-Pull Operation
- Internal Circuitry Prohibits Double Pulse at Either Output
- Variable Dead Time Provides Control Over Total Range
- Internal Regulator Provides a Stable 5-V Reference Supply With 5% Tolerance
- Circuit Architecture Allows Easy Synchronization



description

The TL494 incorporates all the functions required in the construction of a pulse-width-modulation (PWM) control circuit on a single chip. Designed primarily for power-supply control, this device offers the flexibility to tailor the power-supply control circuitry to a specific application.

The TL494 contains two error amplifiers, an on-chip adjustable oscillator, a dead-time control (DTC) comparator, a pulse-steering control flip-flop, a 5-V, 5%-precision regulator, and output-control circuits.

The error amplifiers exhibit a common-mode voltage range from -0.3 V to $V_{CC} - 2\text{ V}$. The dead-time control comparator has a fixed offset that provides approximately 5% dead time. The on-chip oscillator can be bypassed by terminating RT to the reference output and providing a sawtooth input to CT, or it can drive the common circuits in synchronous multiple-rail power supplies.

The uncommitted output transistors provide either common-emitter or emitter-follower output capability. The TL494 provides for push-pull or single-ended output operation, which can be selected through the output-control function. The architecture of this device prohibits the possibility of either output being pulsed twice during push-pull operation.

The TL494C is characterized for operation from 0°C to 70°C . The TL494I is characterized for operation from -40°C to 85°C .

AVAILABLE OPTIONS

T _A	PACKAGED DEVICES				
	SMALL OUTLINE (D)	PLASTIC DIP (N)	SMALL OUTLINE (NS)	SHRINK SMALL OUTLINE (DB)	THIN SHRINK SMALL OUTLINE (PW)
0°C to 70°C	TL494CD	TL494CN	TL494CNS	TL494CDB	TL494CPW
-40°C to 85°C	TL494ID	TL494IN	—	—	—

The D, DB, NS, and PW packages are available taped and reeled. Add the suffix R to device type (e.g., TL494CDR).



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

**TEXAS
INSTRUMENTS**

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 2002, Texas Instruments Incorporated

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

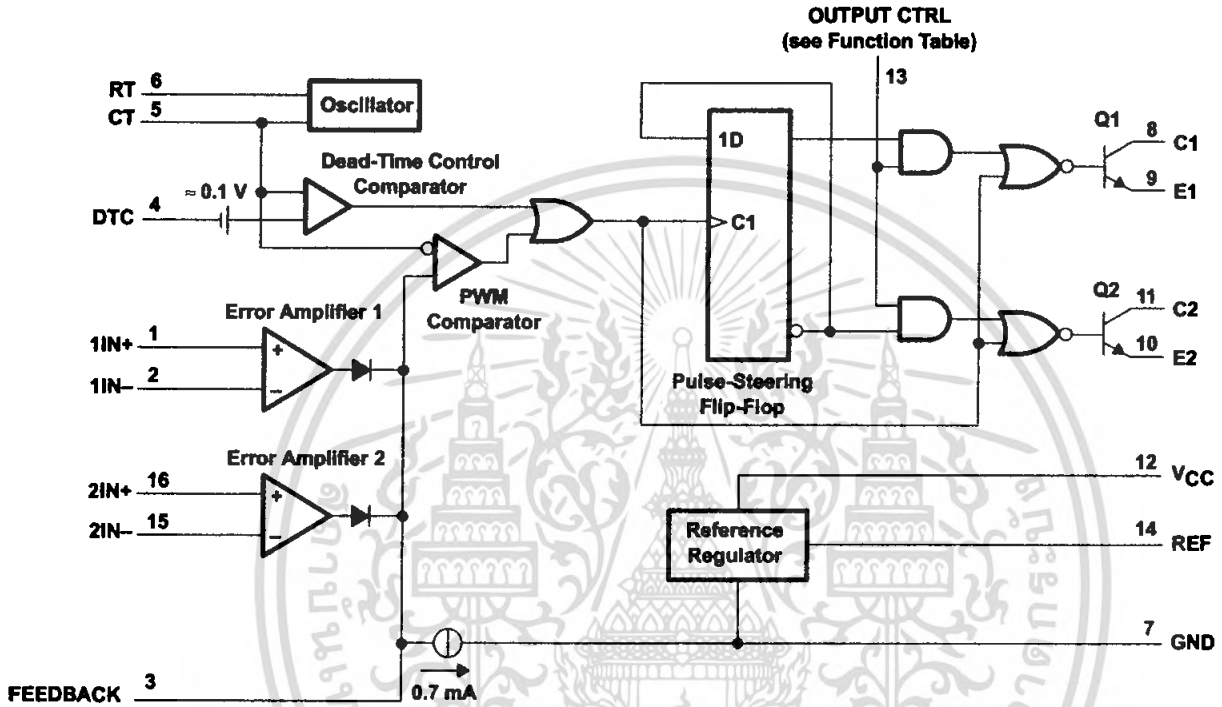
TL494 PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074D – JANUARY 1983 – REVISED MAY 2002

FUNCTION TABLE

INPUT TO OUTPUT CTRL	OUTPUT FUNCTION
$V_I = \text{GND}$	Single-ended or parallel output
$V_I = V_{\text{ref}}$	Normal push-pull operation

functional block diagram



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494 PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074D – JANUARY 1983 – REVISED MAY 2002

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)†

Supply voltage, V_{CC} (see Note 1)	41 V
Amplifier input voltage, V_I	$V_{CC} + 0.3$ V
Collector output voltage, V_O	41 V
Collector output current, I_O	250 mA
Package thermal impedance, θ_{JA} (see Note 2 and 3):	
D package	73°C/W
DB package	82°C/W
N package	67°C/W
NS package	64°C/W
PW package	108°C/W
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	260°C
Storage temperature range, T_{stg}	-65°C to 150°C

† Stresses beyond those listed under "absolute maximum ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under "recommended operating conditions" is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

- NOTES:
1. All voltage values are with respect to the network ground terminal.
 2. Maximum power dissipation is a function of $T_J(\max)$, θ_{JA} , and T_A . The maximum allowable power dissipation at any allowable ambient temperature is $P_D = (T_J(\max) - T_A)/\theta_{JA}$. Operating at the absolute maximum T_J of 150°C can affect reliability.
 3. The package thermal impedance is calculated in accordance with JESD 51-7.

recommended operating conditions

		MIN	MAX	UNIT	
V_{CC}	Supply voltage	7	40	V	
V_I	Amplifier input voltage	-0.3	$V_{CC}-2$	V	
V_O	Collector output voltage		40	V	
	Collector output current (each transistor)		200	mA	
	Current into feedback terminal		0.3	mA	
f_{osc}	Oscillator frequency	1	300	kHz	
C_T	Timing capacitor	0.47	10000	nF	
R_T	Timing resistor	1.8	500	k Ω	
T_A	Operating free-air temperature	TL494C	0	70	°C
		TL494I	-40	85	



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับลูกค้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074D – JANUARY 1983 – REVISED MAY 2002

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range, $V_{CC} = 15\text{ V}$, $f = 10\text{ kHz}$ (unless otherwise noted)

reference section

PARAMETER	TEST CONDITION [†]	TL494C, TL494I			UNIT
		MIN	TYP [‡]	MAX	
Output voltage (REF)	$I_O = 1\text{ mA}$	4.75	5	5.25	V
Input regulation	$V_{CC} = 7\text{ V to }40\text{ V}$		2	25	mV
Output regulation	$I_O = 1\text{ mA to }10\text{ mA}$		1	15	mV
Output voltage change with temperature	$\Delta T_A = \text{MIN to MAX}$		2	10	mV/V
Short-circuit output current [§]	REF = 0 V		25		mA

[†] For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

[‡] All typical values, except for parameter changes with temperature, are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

[§] Duration of the short circuit should not exceed one second.

oscillator section, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\text{ k}\Omega$ (see Figure 1)

PARAMETER	TEST CONDITION [†]	TL494, TL494I			UNIT
		MIN	TYP [‡]	MAX	
Frequency			10		kHz
Standard deviation of frequency [¶]	All values of V_{CC} , C_T , R_T , and T_A constant		100		Hz/kHz
Frequency change with voltage	$V_{CC} = 7\text{ V to }40\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		1		Hz/kHz
Frequency change with temperature [#]	$\Delta T_A = \text{MIN to MAX}$			10	Hz/kHz

[†] For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

[‡] All typical values, except for parameter changes with temperature, are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

[¶] Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula:

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (x_n - \bar{X})^2}{N - 1}}$$

[#] Temperature coefficient of timing capacitor and timing resistor are not taken into account.

error-amplifier section (see Figure 2)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL494, TL494I			UNIT
		MIN	TYP [‡]	MAX	
Input offset voltage	$V_O (\text{FEEDBACK}) = 2.5\text{ V}$		2	10	mV
Input offset current	$V_O (\text{FEEDBACK}) = 2.5\text{ V}$		25	250	nA
Input bias current	$V_O (\text{FEEDBACK}) = 2.5\text{ V}$		0.2	1	μA
Common-mode input voltage range	$V_{CC} = 7\text{ V to }40\text{ V}$	-0.3 to $V_{CC}-2$			V
Open-loop voltage amplification	$\Delta V_O = 3\text{ V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, $V_O = 0.5\text{ V to }3.5\text{ V}$	70	95		dB
Unity-gain bandwidth	$V_O = 0.5\text{ V to }3.5\text{ V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$		800		kHz
Common-mode rejection ratio	$\Delta V_O = 40\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	65	80		dB
Output sink current (FEEDBACK)	$V_{ID} = -15\text{ mV to }-5\text{ V}$, $V (\text{FEEDBACK}) = 0.7\text{ V}$	0.3	0.7		mA
Output source current (FEEDBACK)	$V_{ID} = 15\text{ mV to }5\text{ V}$, $V (\text{FEEDBACK}) = 3.5\text{ V}$	-2			mA

[‡] All typical values, except for parameter changes with temperature, are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75285

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494 PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074D – JANUARY 1983 – REVISED MAY 2002

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range, $V_{CC} = 15\text{ V}$, $f = 10\text{ kHz}$ (unless otherwise noted)

output section

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP†	MAX	UNIT
Collector off-state current		$V_{CE} = 40\text{ V}$, $V_{CC} = 40\text{ V}$		2	100	μA
Emitter off-state current		$V_{CC} = V_C = 40\text{ V}$, $V_E = 0$			-100	μA
Collector-emitter saturation voltage	Common emitter	$V_E = 0$, $I_C = 200\text{ mA}$		1.1	1.3	V
	Emitter follower	$V_{O}(C1\text{ or }C2) = 15\text{ V}$, $I_E = -200\text{ mA}$		1.5	2.5	
Output control input current		$V_I = V_{ref}$			3.5	mA

† All typical values except for temperature coefficient are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

dead-time control section (see Figure 1)

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP†	MAX	UNIT
Input bias current (DEAD-TIME CTRL)		$V_I = 0\text{ to }5.25\text{ V}$		-2	-10	μA
Maximum duty cycle, each output		V_I (DEAD-TIME CTRL) = 0, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\text{ k}\Omega$		45%		
Input threshold voltage (DEAD-TIME CTRL)	Zero duty cycle			3	3.3	V
	Maximum duty cycle		0			

† All typical values except for temperature coefficient are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

PWM comparator section (see Figure 1)

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP†	MAX	UNIT
Input threshold voltage (FEEDBACK)		Zero duty cycle		4	4.5	V
Input sink current (FEEDBACK)		V (FEEDBACK) = 0.7 V	0.3	0.7		mA

† All typical values except for temperature coefficient are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

total device

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP†	MAX	UNIT
Standby supply current	$R_T = V_{ref}$. All other inputs and outputs open	$V_{CC} = 15\text{ V}$		6	10	mA
		$V_{CC} = 40\text{ V}$		9	15	
Average supply current		V_I (DEAD-TIME CTRL) = 2 V, See Figure 1		7.5		mA

† All typical values except for temperature coefficient are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

switching characteristics, $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP†	MAX	UNIT
Rise time	Common-emitter configuration, See Figure 3			100	200	ns
Fall time				25	100	
Rise time	Emitter-follower configuration, See Figure 4			100	200	ns
Fall time				40	100	

† All typical values except for temperature coefficient are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494
PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074D – JANUARY 1983 – REVISED MAY 2002

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

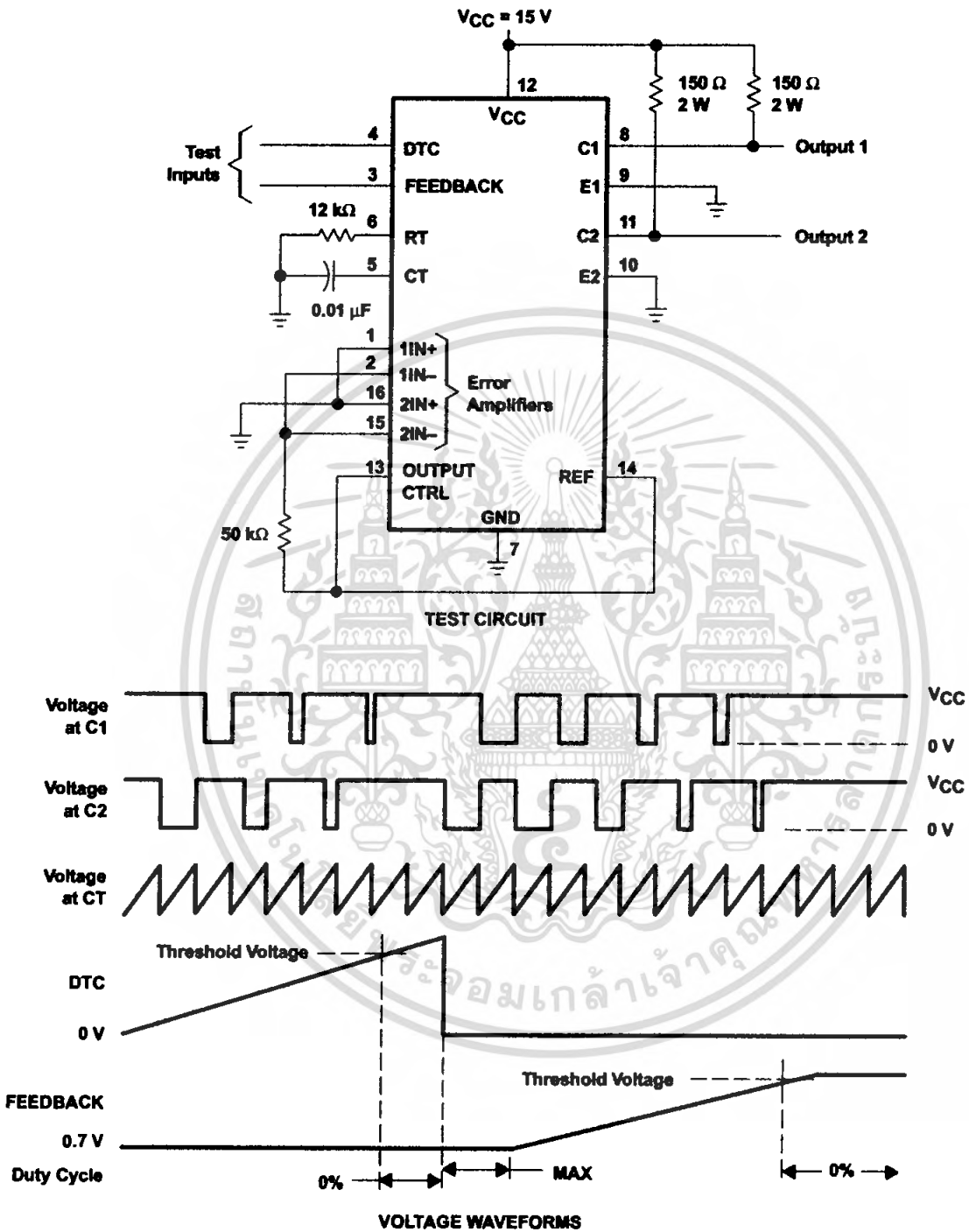


Figure 1. Operational Test Circuit and Waveforms



POST OFFICE BOX 855303 • DALLAS, TEXAS 75265

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

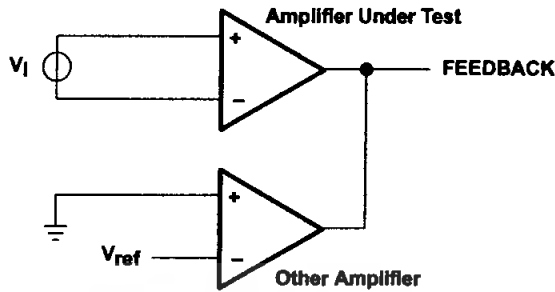
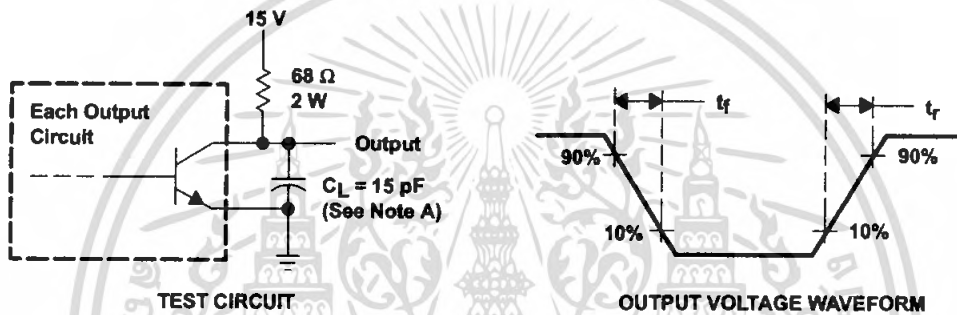
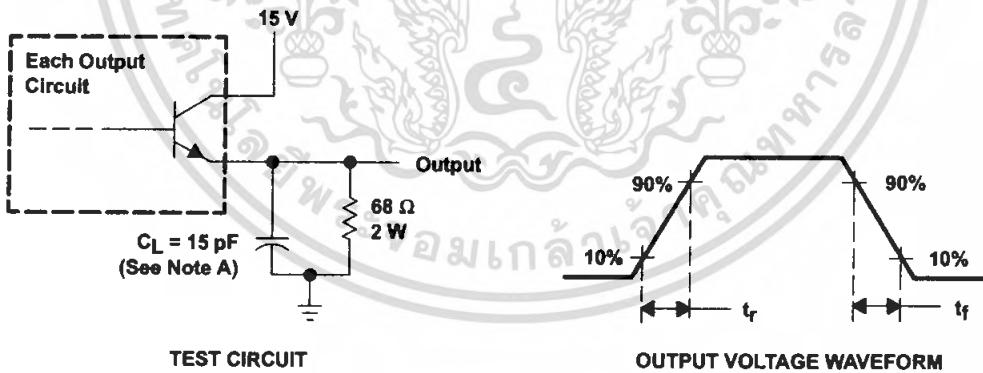


Figure 2. Amplifier Characteristics



NOTE A: C_L includes probe and jig capacitance.

Figure 3. Common-Emitter Configuration



NOTE A: C_L includes probe and jig capacitance.

Figure 4. Emitter-Follower Configuration

TL494
PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074D – JANUARY 1983 – REVISED MAY 2002

TYPICAL CHARACTERISTICS

**OSCILLATOR FREQUENCY AND
 FREQUENCY VARIATION†**

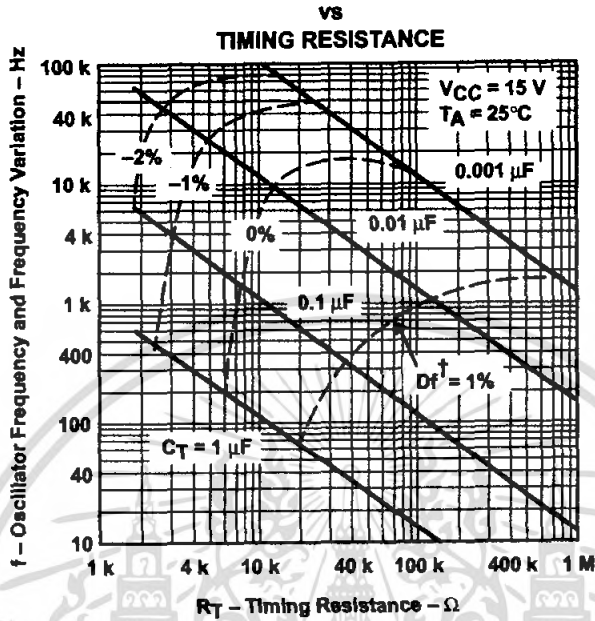


Figure 5

**AMPLIFIER VOLTAGE AMPLIFICATION
 vs
 FREQUENCY**

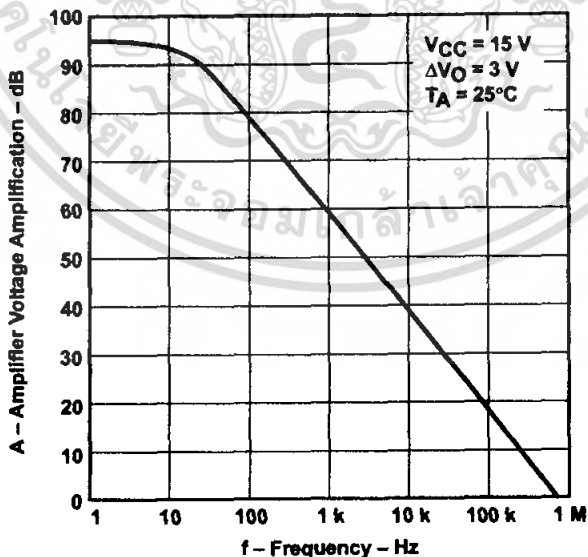


Figure 6



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments Incorporated and its subsidiaries (TI) reserve the right to make corrections, modifications, enhancements, improvements, and other changes to its products and services at any time and to discontinue any product or service without notice. Customers should obtain the latest relevant information before placing orders and should verify that such information is current and complete. All products are sold subject to TI's terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgment.

TI warrants performance of its hardware products to the specifications applicable at the time of sale in accordance with TI's standard warranty. Testing and other quality control techniques are used to the extent TI deems necessary to support this warranty. Except where mandated by government requirements, testing of all parameters of each product is not necessarily performed.

TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. Customers are responsible for their products and applications using TI components. To minimize the risks associated with customer products and applications, customers should provide adequate design and operating safeguards.

TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any TI patent right, copyright, mask work right, or other TI intellectual property right relating to any combination, machine, or process in which TI products or services are used. Information published by TI regarding third-party products or services does not constitute a license from TI to use such products or services or a warranty or endorsement thereof. Use of such information may require a license from a third party under the patents or other intellectual property of the third party, or a license from TI under the patents or other intellectual property of TI.

Reproduction of information in TI data books or data sheets is permissible only if reproduction is without alteration and is accompanied by all associated warranties, conditions, limitations, and notices. Reproduction of this information with alteration is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for such altered documentation.

Resale of TI products or services with statements different from or beyond the parameters stated by TI for that product or service voids all express and any implied warranties for the associated TI product or service and is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for any such statements.

Mailing Address:

Texas Instruments
Post Office Box 655303
Dallas, Texas 75265

Copyright © 2002, Texas Instruments Incorporated

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This datasheet has been download from:

www.datasheetcatalog.com

Datasheets for electronics components.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TLP250

Transistor Inverter
 Inverter For Air Conditionor
 IGBT Gate Drive
 Power MOS FET Gate Drive

The TOSHIBA TLP250 consists of a GaAlAs light emitting diode and a integrated photodetector.

This unit is 8-lead DIP package.

TLP250 is suitable for gate driving circuit of IGBT or power MOS FET.

- Input threshold current: $I_F=5\text{mA}(\text{max.})$
- Supply current (I_{CC}): $11\text{mA}(\text{max.})$
- Supply voltage (V_{CC}): $10\text{--}35\text{V}$
- Output current (I_O): $\pm 1.5\text{A}(\text{max.})$
- Switching time (t_{pLH}/t_{pHL}): $1.5\mu\text{s}(\text{max.})$
- Isolation voltage: $2500V_{\text{rms}}(\text{min.})$
- UL recognized: UL1577, file No.E67349
- Option (D4) type

VDE approved: DIN VDE0884/06.92,certificate No.76823

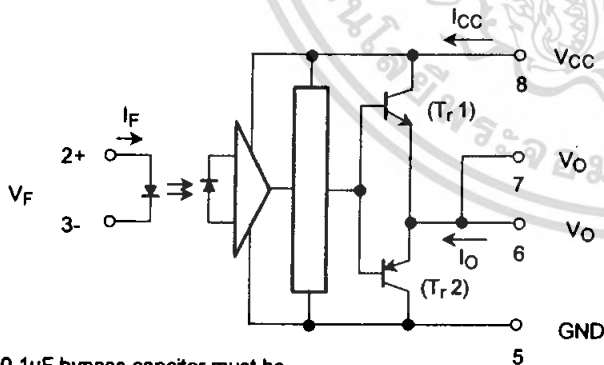
Maximum operating insulation voltage: 630V_{PK}

Highest permissible over voltage: 4000V_{PK}

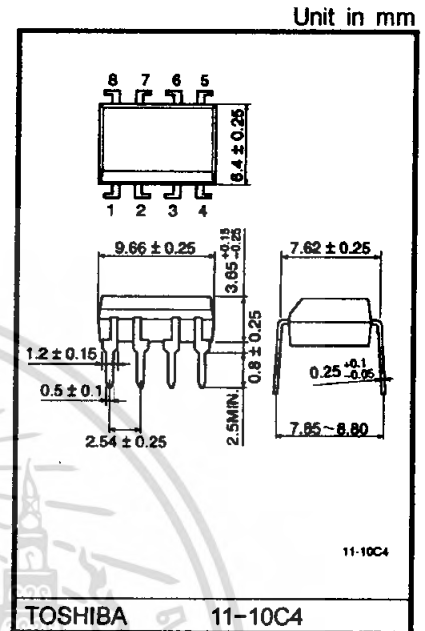
(Note) When a VDE0884 approved type is needed, please designate the "option (D4)"

- Creepage distance: $6.4\text{mm}(\text{min.})$
- Clearance: $6.4\text{mm}(\text{min.})$

Schematic

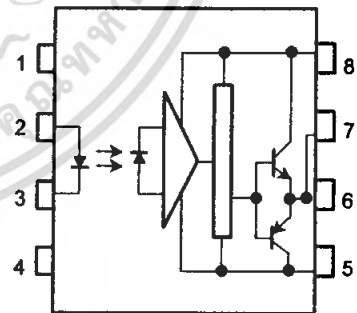


A $0.1\mu\text{F}$ bypass capacitor must be connected between pin 8 and 5 (See Note 5).



Weight: 0.54 g

Pin Configuration (top view)



- 1: N.C.
- 2: Anode
- 3: Cathode
- 4: N.C.
- 5: GND
- 6: V_O (Output)
- 7: V_O
- 8: V_{CC}

Truth Table

		Tr1	Tr2
Input LED	On	On	Off
	Off	Off	On

Absolute Maximum Ratings (Ta = 25°C)

Characteristic		Symbol	Rating	Unit	
LED	Forward current	I_F	20	mA	
	Forward current derating (Ta ≥ 70°C)	$\Delta I_F / \Delta T_a$	-0.36	mA / °C	
	Peak transient forward current (Note 1)	I_{FPT}	1	A	
	Reverse voltage	V_R	5	V	
	Junction temperature	T_J	125	°C	
Detector	"H" peak output current ($P_W \leq 2.5\mu s, f \leq 15kHz$) (Note 2)	I_{OPH}	-1.5	A	
	"L" peak output current ($P_W \leq 2.5\mu s, f \leq 15kHz$) (Note 2)	I_{OPL}	+1.5	A	
	Output voltage	V_O	(Ta ≤ 70°C)	35	V
			(Ta = 85°C)	24	
	Supply voltage	V_{CC}	(Ta ≤ 70°C)	35	V
			(Ta = 85°C)	24	
	Output voltage derating (Ta ≥ 70°C)	$\Delta V_O / \Delta T_a$	-0.73	V / °C	
	Supply voltage derating (Ta ≥ 70°C)	$\Delta V_{CC} / \Delta T_a$	-0.73	V / °C	
	Junction temperature	T_J	125	°C	
Operating frequency (Note 3)	f	25	kHz		
Operating temperature range	T_{opr}	-20~85	°C		
Storage temperature range	T_{stg}	-55~125	°C		
Lead soldering temperature (10 s)	T_{sol}	260	°C		
Isolation voltage (AC, 1 min., R.H. ≤ 60%) (Note 4)	BV_S	2500	Vrms		

(Note 1) Pulse width $P_W \leq 1\mu s, 300pps$

(Note 2) Exponential waveform

(Note 3) Exponential waveform, $I_{OPH} \leq -1.0A (\leq 2.5\mu s), I_{OPL} \leq +1.0A (\leq 2.5\mu s)$

(Note 4) Device considered a two terminal device: Pins 1, 2, 3 and 4 shorted together, and pins 5, 6, 7 and 8 shorted together.

(Note 5) A ceramic capacitor(0.1μF) should be connected from pin 8 to pin 5 to stabilize the operation of the high gain linear amplifier. Failure to provide the bypassing may impair the switching property. The total lead length between capacitor and coupler should not exceed 1cm.

Recommended Operating Conditions

Characteristic	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit
Input current, on	$I_{F(ON)}$	7	8	10	mA
Input voltage, off	$V_{F(OFF)}$	0	—	0.8	V
Supply voltage	V_{CC}	15	—	30 20	V
Peak output current	I_{OPH}/I_{OPL}	—	—	±0.5	A
Operating temperature	T_{opr}	-20	25	70 85	°C

Electrical Characteristics (Ta = -20~70°C, unless otherwise specified)

Characteristic		Symbol	Test Circuit	Test Condition	Min.	Typ.*	Max.	Unit	
Input forward voltage		V _F	—	I _F = 10 mA, Ta = 25°C		1.6	1.8	V	
Temperature coefficient of forward voltage		ΔV _F / ΔTa	—	I _F = 10 mA	—	-2.0	—	mV / °C	
Input reverse current		I _R	—	V _R = 5V, Ta = 25°C		—	10	μA	
Input capacitance		C _T	—	V = 0, f = 1MHz, Ta = 25°C	—	45	250	pF	
Output current	"H" level	I _{OPH}	3	V _{CC} = 30V (*1)	I _F = 10 mA V ₈₋₆ = 4V	-0.5	-1.5	—	A
	"L" level	I _{OPL}	2						
Output voltage	"H" level	V _{OH}	4	V _{CC1} = +15V, V _{EE1} = -15V R _L = 200Ω, I _F = 5mA	11	12.8	—	V	
	"L" level	V _{OL}	5	V _{CC1} = +15V, V _{EE1} = -15V R _L = 200Ω, V _F = 0.8V	—	-14.2	-12.5		
Supply current	"H" level	I _{CCH}	—	V _{CC} = 30V, I _F = 10mA Ta = 25°C	—	7	—	mA	
				V _{CC} = 30V, I _F = 10mA	—	—	11		
	"L" level	I _{CCL}	—	V _{CC} = 30V, I _F = 0mA Ta = 25°C	—	7.5	—		
				V _{CC} = 30V, I _F = 0mA	—	—	11		
Threshold input current	"Output L→H"	I _{FLH}	—	V _{CC1} = +15V, V _{EE1} = -15V R _L = 200Ω, V _O > 0V	—	1.2	5	mA	
Threshold input voltage	"Output H→L"	I _{FHL}	—	V _{CC1} = +15V, V _{EE1} = -15V R _L = 200Ω, V _O < 0V	0.8	—	—	V	
Supply voltage		V _{CC}	—		10	—	35	V	
Capacitance (input-output)		C _S	—	V _S = 0, f = 1MHz Ta = 25°C	—	1.0	2.0	pF	
Resistance(input-output)		R _S	—	V _S = 500V, Ta = 25°C R.H. ≤ 60%	1×10 ¹²	10 ¹⁴	—	Ω	

* All typical values are at Ta = 25°C (*1): Duration of I_O time ≤ 50μs

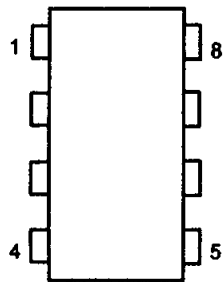
Switching Characteristics (Ta = -20~70°C , unless otherwise specified)

Characteristic	Symbol	Test Cir-cuit	Test Condition	Min.	Typ.*	Max.	Unit
Propagation delay time	L→H	t_{pLH}	$I_F = 8mA$ $V_{CC1} = +15V, V_{EE1} = -15V$ $R_L = 200\Omega$	—	0.15	0.5	μs
	H→L	t_{pHL}		—	0.15	0.5	
Output rise time	t_r	6		—	—	—	
Output fall time	t_f			—	—	—	
Common mode transient immunity at high level output	C_{MH}	7	$V_{CM} = 600V, I_F = 8mA$ $V_{CC} = 30V, T_a = 25^\circ C$	-5000	—	—	V / μs
Common mode transient immunity at low level output	C_{ML}	7	$V_{CM} = 600V, I_F = 0mA$ $V_{CC} = 30V, T_a = 25^\circ C$	5000	—	—	V / μs

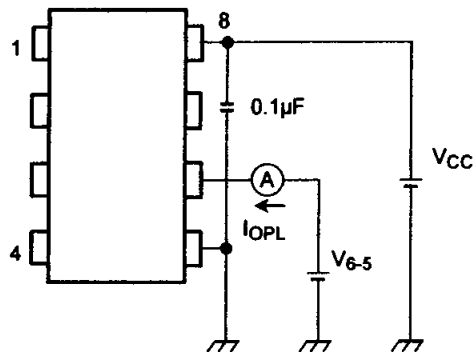
* All typical values are at Ta = 25°C



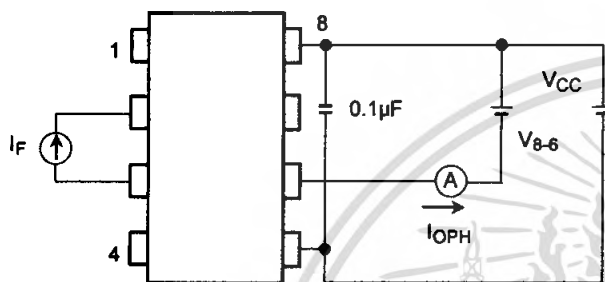
Test Circuit 1 :



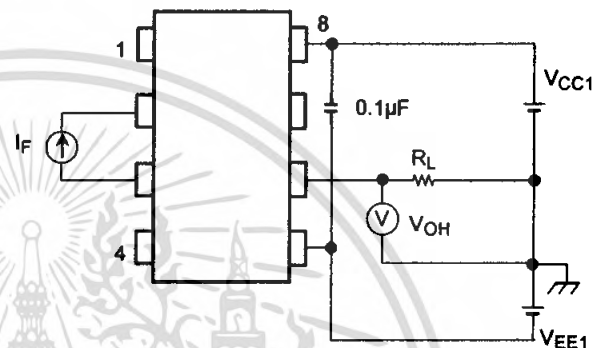
Test Circuit 2 : IOPL



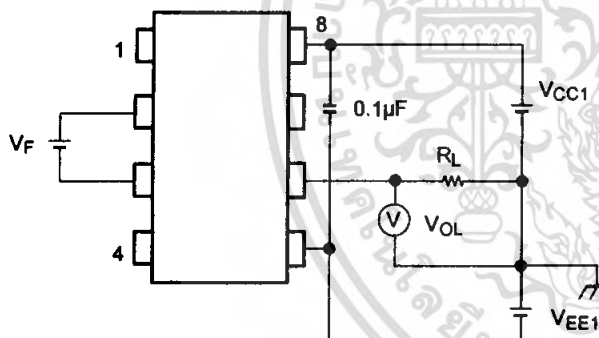
Test Circuit 3 : IOPH



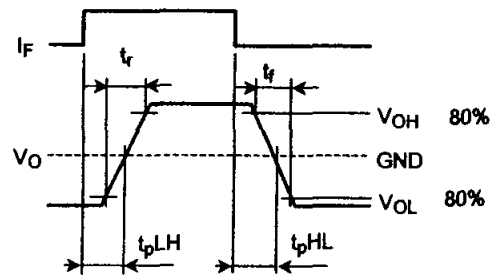
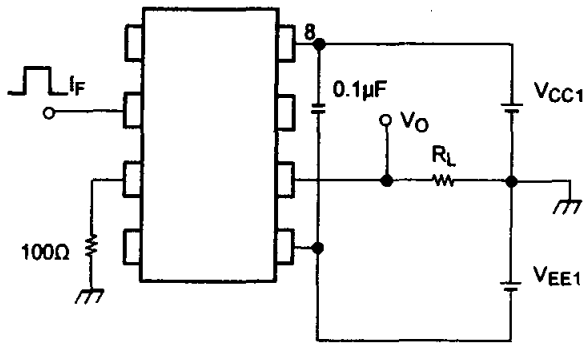
Test Circuit 4 : VOH



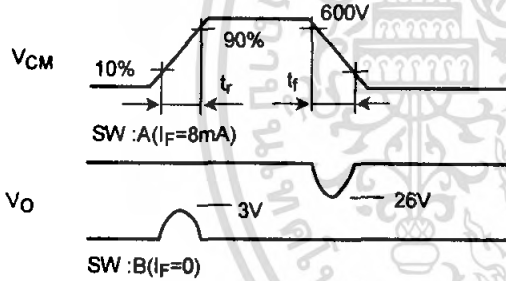
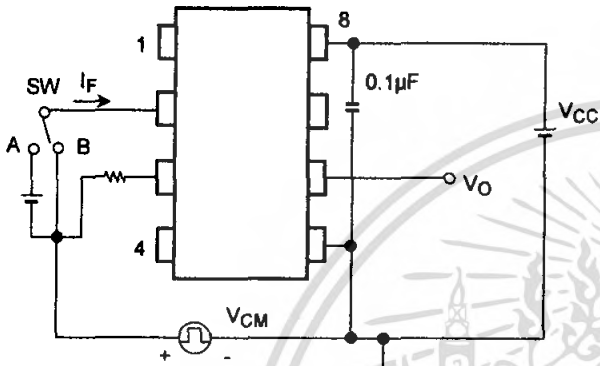
Test Circuit 5 : VOL



Test Circuit 6: t_{pLH} , t_{pHL} , t_r , t_f



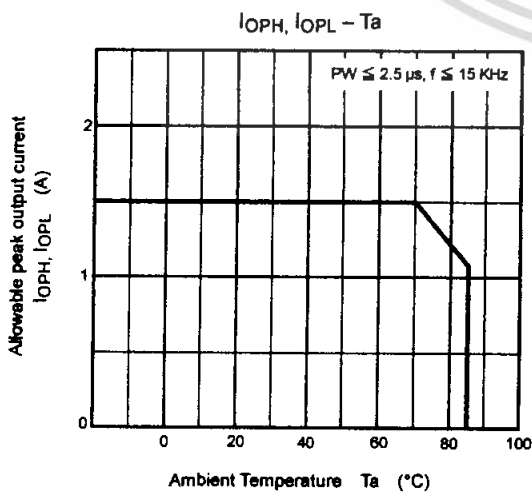
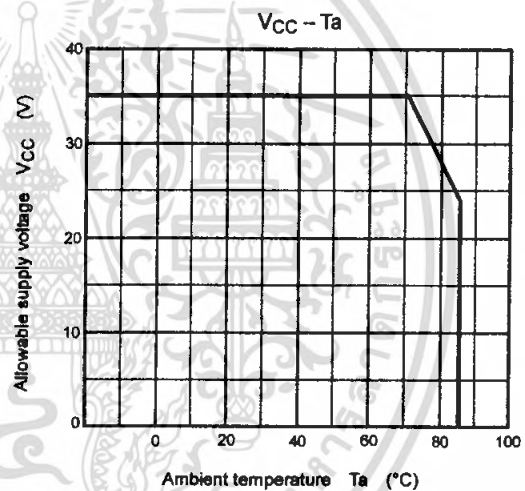
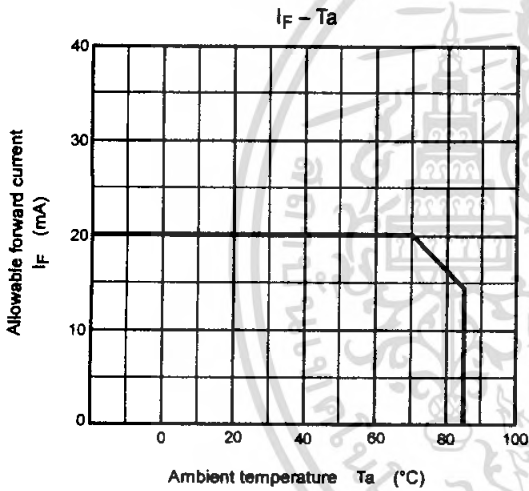
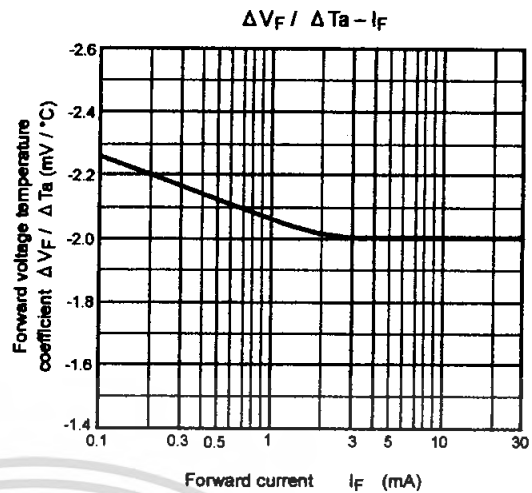
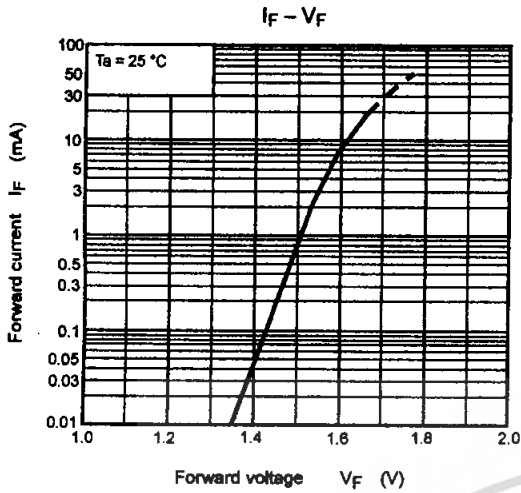
Test Circuit 7: C_{MH} , C_{ML}



$$C_{ML} = \frac{480 \text{ (V)}}{t_r \text{ (\mu s)}}$$

$$C_{MH} = \frac{480 \text{ (V)}}{t_f \text{ (\mu s)}}$$

$C_{ML}(C_{MH})$ is the maximum rate of rise (fall) of the common mode voltage that can be sustained with the output voltage in the low (high) state.



RESTRICTIONS ON PRODUCT USE

000707EBC

- TOSHIBA is continually working to improve the quality and reliability of its products. Nevertheless, semiconductor devices in general can malfunction or fail due to their inherent electrical sensitivity and vulnerability to physical stress. It is the responsibility of the buyer, when utilizing TOSHIBA products, to comply with the standards of safety in making a safe design for the entire system, and to avoid situations in which a malfunction or failure of such TOSHIBA products could cause loss of human life, bodily injury or damage to property. In developing your designs, please ensure that TOSHIBA products are used within specified operating ranges as set forth in the most recent TOSHIBA products specifications. Also, please keep in mind the precautions and conditions set forth in the "Handling Guide for Semiconductor Devices," or "TOSHIBA Semiconductor Reliability Handbook" etc..
- The TOSHIBA products listed in this document are intended for usage in general electronics applications (computer, personal equipment, office equipment, measuring equipment, industrial robotics, domestic appliances, etc.). These TOSHIBA products are neither intended nor warranted for usage in equipment that requires extraordinarily high quality and/or reliability or a malfunction or failure of which may cause loss of human life or bodily injury ("Unintended Usage"). Unintended Usage include atomic energy control instruments, airplane or spaceship instruments, transportation instruments, traffic signal instruments, combustion control instruments, medical instruments, all types of safety devices, etc.. Unintended Usage of TOSHIBA products listed in this document shall be made at the customer's own risk.
- Gallium arsenide (GaAs) is a substance used in the products described in this document. GaAs dust and fumes are toxic. Do not break, cut or pulverize the product, or use chemicals to dissolve them. When disposing of the products, follow the appropriate regulations. Do not dispose of the products with other industrial waste or with domestic garbage.
- The products described in this document are subject to the foreign exchange and foreign trade laws.
- The information contained herein is presented only as a guide for the applications of our products. No responsibility is assumed by TOSHIBA CORPORATION for any infringements of intellectual property or other rights of the third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any intellectual property or other rights of TOSHIBA CORPORATION or others.
- The information contained herein is subject to change without notice.

This datasheet has been download from:

www.datasheetcatalog.com

Datasheets for electronics components.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน



นาย ณัฐกนต์ มาลากุล ณ อยุธยา
เกิดวันที่ 6 ธันวาคม พ.ศ. 2528 ที่จังหวัดกระบี่
สำเร็จมัธยมศึกษาตอนต้นจาก
โรงเรียนอยุธยาวิทยาลัย จังหวัดพระนครศรีอยุธยา
สำเร็จมัธยมศึกษาตอนปลายจาก
โรงเรียนอยุธยาวิทยาลัย จังหวัดพระนครศรีอยุธยา

เข้าศึกษาที่คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปี พ.ศ. 2547 มีความสนใจและความถนัดในสาขาวิศวกรรมไฟฟ้าแขนงไฟฟ้ากำลัง ความสามารถทางคอมพิวเตอร์และการใช้โปรแกรม Microsoft Office ทักษะภาษาต่างประเทศ ภาษาอังกฤษ
ฝึกงานที่การไฟฟ้าส่วนภูมิภาค ระหว่างวันที่ 1 เมษายน – 30 พฤษภาคม พ.ศ.2550



นาย บุญยภักดิ์ สุวรรณชัยกุล
เกิดวันที่ 25 ธันวาคม พ.ศ. 2528 ที่จังหวัดกรุงเทพมหานคร
สำเร็จมัธยมศึกษาตอนต้นจาก
โรงเรียนเตรียมอุดมศึกษาน้อมเกล้า จังหวัดกรุงเทพมหานคร
สำเร็จมัธยมศึกษาตอนปลายจาก

โรงเรียนเตรียมอุดมศึกษาน้อมเกล้า จังหวัดกรุงเทพมหานคร เข้า
ศึกษาที่คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ในปี พ.ศ. 2547 มีความสนใจและความถนัดในสาขาวิศวกรรมไฟฟ้าแขนงไฟฟ้ากำลัง
ความสามารถทางคอมพิวเตอร์และการใช้โปรแกรม Microsoft Office
ทักษะภาษาต่างประเทศ ภาษาอังกฤษ
ฝึกงานที่การไฟฟ้าส่วนภูมิภาค ระหว่างวันที่ 1 เมษายน – 30 พฤษภาคม พ.ศ.2550

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



นาย พิเศษฐ์ ชวนวัฒน์ธาดา

เกิดวันที่ 4 กรกฎาคม พ.ศ. 2528 ที่จังหวัดกรุงเทพมหานคร

สำเร็จมัธยมศึกษาตอนต้นจาก

โรงเรียนวัดนวลนรดิศ จังหวัดกรุงเทพมหานคร

สำเร็จมัธยมศึกษาตอนปลายจาก

โรงเรียนวัดนวลนรดิศ จังหวัด กรุงเทพมหานคร

เข้าศึกษาที่คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปี พ.ศ. 2547 มีความสนใจและความถนัดในสาขาวิศวกรรมไฟฟ้าแขนงไฟฟ้ากำลัง ความสามารถทางคอมพิวเตอร์และการใช้โปรแกรม Microsoft Office ทักษะภาษาต่างประเทศ ภาษาอังกฤษ

ฝึกงานที่บริษัท เซฟรอนสำรวจและผลิต (ประเทศไทย) จำกัด ระหว่างวันที่ 15 มีนาคม – 30 พฤษภาคม พ.ศ. 2550



นาย สุกสิทธิ์ เปียวิเศษ

เกิดวันที่ 10 มกราคม พ.ศ. 2529 ที่จังหวัดอุดรธานี

สำเร็จมัธยมศึกษาตอนต้นจาก

โรงเรียนโยธินบูรณะ จังหวัดกรุงเทพมหานคร

สำเร็จมัธยมศึกษาตอนปลายจาก

โรงเรียนโยธินบูรณะ จังหวัดกรุงเทพมหานคร

เข้าศึกษาที่คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า

เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ในปี พ.ศ. 2547 มีความสนใจและความถนัดในสาขาวิศวกรรมไฟฟ้าแขนงไฟฟ้ากำลัง

ความสามารถทางคอมพิวเตอร์และการใช้โปรแกรม Microsoft Office

ทักษะภาษาต่างประเทศ ภาษาอังกฤษ

ฝึกงานที่การไฟฟ้าส่วนภูมิภาค ระหว่างวันที่ 1 เมษายน – 30 พฤษภาคม พ.ศ. 2550

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้