

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เอชไอพีเออร์สวิตซ์ที่ความถี่สูงสำหรับปรับความเร็วคาปาซิเตอร์-รัน อินดักชั่นมอเตอร์
High Switching Frequency AC Chopper for Variable Speed Capacitor – Run
Induction Motor



เลขหมู่.....
ค.ระเบียน.....
วัน,เดือน,ปี.....

81790

24 ส.ย. 2551

b. 11936010
i.

ปริญญาบัตรนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2550

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปีการศึกษา 2550

เอชไอซีชอปเปอร์สวิตช์ที่ความถี่สูงสำหรับปรับความเร็วคาปาซิเตอร์-รัน อินดักชันมอเตอร์

High Switching Frequency AC Chopper for Variable Speed Capacitor – Run

Induction Motor



อาจารย์ที่ปรึกษา

รองศาสตราจารย์ ดร.วิริยะ พิเชฐจำเริญ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2550

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เอกซิปเปอร์สวิตซ์ที่ความถี่สูงสำหรับปรับความเร็วรอบคาปาซิเตอร์-รัน

อินดักชั่นมอเตอร์

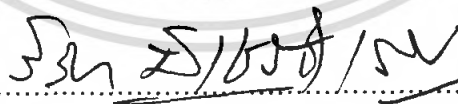
ผู้จัดทำ

นายทรงวุฒิ กั้นตั้งกุล รหัส 48015109

นายมานะ ปานสมบุญ รหัส 48015122

นายราเชนทร์ เพชรคง รหัส 48015125

นายวุฒิชัย วุฒิกิตติวงษ์ รหัส 48015127



.....อาจารย์ที่ปรึกษา

(รองศาสตราจารย์ ดร.วิริยะ พิเชฐจำเริญ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอชไอซีขอปเปอร์สวิตซ์ที่ความถี่สูงสำหรับปรับความเร็วรอบคาปาซิเตอร์-รันอินดักชั่นมอเตอร์

นายทรงวุฒิ กันดังกุล

นายมานะ ปานสมบุญ

นายราเชนทร์ เพชรคง

นายวุฒิชัย วุฒิกิตติวงษ์

รศ.ดร.วิริยะ พิเชฐจำเริญ อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2550

บทคัดย่อ

โครงการนี้ได้นำเสนอหลักการทำงานของวงจรเอชไอซีขอปเปอร์ความถี่สูงซึ่งมีความถี่ในการขอปหรือสับเท่ากับ 20 kHz เพื่อที่จะใช้ในการปรับความเร็วรอบของคาปาซิเตอร์-รัน อินดักชั่นมอเตอร์ โดยวิธีการเปลี่ยนแปลงค่าสลิปหรือการควบคุมแรงดันที่จ่ายให้กับสเดเตอร์ โดยเอชไอซีขอปเปอร์ดังกล่าวจะใช้ทำหน้าที่ในการเปลี่ยนหรือสับคลื่นไซน์ของแรงดันแหล่งจ่ายไฟการไฟฟ้า 50 Hz เป็นคลื่นตัวใหม่ในลักษณะของแรงดันเอชไอซีที่ถูกสับเป็นส่วนย่อยๆ หรือเป็นแ่งๆ ที่มีพัลส์แต่ละแ่งกว้างเท่ากัน และสามารถปรับความกว้างพัลส์ได้โดยการปรับค่าตัวดีไซเคิลแรงดันเอชไอซีที่ถูกสับเป็นส่วนย่อยๆ และสามารถปรับความกว้างพัลส์ได้นี้ยังนำไปวิเคราะห์เพื่อคำนวณหาองค์ประกอบพินดาเมนทอลและฮาร์โมนิกส์ต่างๆ ซึ่งจำเป็นต้องใช้ในการออกแบบวงจรฟิลเตอร์เพื่อกรองให้ได้ความถี่ 50 Hz ออกมาทางด้านเอาต์พุทของวงจรที่นำเสนอ และในส่วนของการปรับความเร็วรอบจะใช้ลักษณะของการเปรียบเทียบการติดตั้งวงจรฟิลเตอร์และไม่ติดตั้งวงจรฟิลเตอร์ เพื่อวิเคราะห์การทำงานของมอเตอร์ กำลังไฟฟ้า ค่าตัวประกอบกำลังและประสิทธิภาพของวงจรเอชไอซีขอปเปอร์ที่สามารถปรับความเร็วของคาปาซิเตอร์-รัน อินดักชั่นมอเตอร์ได้โดยผลที่ได้จากการที่มีการติดตั้งวงจรฟิลเตอร์จะทำให้กำลังไฟฟ้าขาออกและค่าตัวประกอบกำลังของมอเตอร์มีค่าที่ดีขึ้นและแรงดันเอาต์พุทที่ได้จากวงจรเอชไอซีขอปเปอร์ก็สามารถปรับความเร็วรอบของมอเตอร์ได้อย่างดี

High Switching Frequency AC Chopper for Variable Speed Capacitor – Run Induction Motor

Throngwut Kantangkun
Mana Parnsombun
Rachen Petkong
Wuttichai Wuttikittivong
Ass.Prof.Dr. Viriya Pichetjamroen Adviser
Year 2550

ABSTRACT

This project presents an operating principle of high-frequency ac chopper circuit with the chopping frequency of 20 kHz for variable speed of capacitor-run induction motor by change slip method or stator voltage control. The chopper is used to change or chop the sinusoidal waveform of 50 Hz utility supply voltage into another waveform of ac chopped voltage with each pulse width being equal and variable by duty cycle control. The ac chopped voltage with variable pulse width will be analyzed in variable speed of capacitor-run induction motor and the next step for its fundamental and harmonics content which is again necessary for use in LC filter circuit design for 50 Hz sinusoidal filtering on the output side of the proposed circuit. In variable speed of capacitor-run induction motor is used to comparison between ac chopper with filter circuit and ac chopper without filter circuit for analyzed performance of capacitor-run induction motor, output power, power factor and efficiency of ac chopper converter, As result ac chopper with filter can operate output power, power factor and efficiency better than ac chopper without filter and output voltage can vary well the speed of capacitor-run induction motor

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาโทฉบับนี้คงจะไม่สามารถสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี หากไม่ได้รับความช่วยเหลือจากหลายๆ ฝ่าย จากผู้มีพระคุณและบุคคลสำคัญหลายๆ ท่าน ที่ได้อบรมสั่งสอน ให้คำแนะนำ และให้คำปรึกษา ตลอดจนการดำเนินงานที่ผ่านมา โดยเฉพาะอย่างยิ่ง รศ.ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ อาจารย์ที่ปรึกษาปริญญาโท ที่ได้คอยแนะนำ สั่งสอน และให้ความช่วยเหลือในการทำโครงการจนสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

และที่สำคัญที่สุดต้องขอขอบคุณผู้มีพระคุณอันสูงสุดที่ทำให้ข้าพเจ้าได้มีวันนี้ นั่นคือ บิดามารดาของข้าพเจ้าที่ได้อบรมเลี้ยงดู ดูแลเอาใจใส่ ส่งเสียค่าเล่าเรียน ค่าใช้จ่ายต่างๆ เพื่อให้ข้าพเจ้าได้มีโอกาสมีการศึกษาและสามารถเติบโตอยู่ในสังคมนี้ได้ อีกทั้งยังให้กำลังใจในยามที่ข้าพเจ้าเหน็ดเหนื่อย ท้อแท้ อันเป็นพระคุณที่หาที่เปรียบมิได้ ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณมา ณ ที่นี้

และท้ายที่สุดขอขอบคุณพี่เอ็ม ณัฐวุฒิ พลชะดิน พี่ปริญญาโทที่ได้คอยแนะนำ ดูแล และช่วยทุกๆ อย่างทั้งด้านหลักการและทฤษฎี และการสร้างวงจรต่างๆ อย่างและขอขอบคุณพี่ยุทธ พี่ปริญญาเอก พี่ดัน พี่หนึ่ง พี่โจ พี่ๆ ปริญญาโททุกคนที่คอยเป็นที่ปรึกษาในยามที่เกิดปัญหา คอยแนะนำ ดิชม การทำงานต่างๆ อย่างเพื่อให้โครงการออกมาดีขึ้น ซึ่งผู้จัดทำซาบซึ้งถึงความหวังดีและความช่วยเหลือของพี่ๆ ทุกคน ซึ่งต้องขอขอบพระคุณเป็นอย่างมากครับ

นายทรงวุฒิ กันดังกุล
นายมานะ ปานสมบุญ
นายราเชนทร์ เพชรคง
นายวุฒิชัย วุฒิกิตติวงษ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ.....	I
ABSTRACT.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญภาพ.....	VII
สารบัญตาราง.....	XV
บทที่ 1 บทนำ	
1.1 ที่มาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ.....	1
1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดของโครงการ.....	2
1.4 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน.....	2
1.5 ประโยชน์ที่ได้รับจากโครงการ.....	2
1.6 องค์ประกอบของโครงการ.....	3
1.7 แนวความคิดและหลักการที่นำเสนอ.....	4
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	
2.1 บทนำ.....	6
2.2 ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับเฟสเดียว.....	6
2.2.1 มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว (Single Phase Induction Motor: SPIM).....	6
2.3 ชนิดมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว.....	12
2.3.1 มอเตอร์แบบแยกเฟส (Split - Phase Motor).....	12
2.3.2 มอเตอร์ชนิดเริ่มหมุนด้วยตัวเก็บประจุ (Capacitor – Start Motor).....	13
2.3.3 มอเตอร์ชนิดหมุนด้วยตัวเก็บประจุ (Capacitor – Run Motor).....	14
2.3.4 มอเตอร์ชนิดเริ่มหมุนและหมุนด้วยตัวเก็บประจุ.....	14
(Capacitor-Start Capacitor-Run Motor)	
2.3.5 มอเตอร์แบบบังขั้ว (Shaded – pole Motor).....	15

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
2.4 การควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....	15
2.4.1 การเปลี่ยนแปลงขั้วแม่เหล็ก (Pole number changing).....	16
2.4.2 การเปลี่ยนแปลงค่าสลลิป (Slip Control).....	17
2.4.3 Frequency regulation.....	18
2.5 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 1 เฟส.....	20
2.6 วงจรชอปเปอร์กระแสสลับ (AC Chopper)	23
2.6.1 โหมดการทำงานของวงจรเอซีชอปเปอร์.....	24
2.6.2 ลักษณะคลื่นของวงจรเอซีชอปเปอร์ที่ได้จากการทำงานเป็นโหมด.....	30
2.7 การมอดูเลตความกว้างของพัลส์ (Pulse Width Modulation).....	34
2.7.1 การควบคุมแบบ Direct Duty.....	34
2.7.2 Voltage Feed Forward Control.....	35
2.7.3 Current Mode Control.....	36
2.8 การออกแบบฟิลเตอร์กรองผ่านความถี่ต่ำ.....	37
2.9 ทฤษฎี MOSFET พื้นฐาน.....	41
2.9.1 MOSFET กำลัง (Power MOSFET).....	41
2.9.2 ลักษณะสมบัติการสวิตซ์ซิ่ง.....	43
2.10 การเชื่อมต่อด้วยแสง (Opto Isolator).....	45
บทที่ 3 หลักการทำงานและการออกแบบวงจร	
3.1 บทนำ.....	46
3.2 หลักการสร้างคลื่นไซน์ 50 Hz เอาต์พุตที่สามารถปรับค่า rms ของแรงดันได้.....	47
3.3 หลักการทำงาน.....	47
3.4 ส่วนวงจรควบคุม.....	48
3.4.1 วงจรสร้างสัญญาณ PWM ความถี่ 20kHz ที่ปรับค่า Duty Cycle ได้.....	49
3.4.2 วงจร Dead time.....	52
3.4.3 วงจร Zero Crossing.....	55
3.4.4 วงจร Signal Combination.....	57
3.4.5 วงจร Drive and Isolate.....	58

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้เพื่อวัตถุประสงค์อื่นใด
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
3.5 ส่วนวงจรกำลัง.....	60
3.5.1 Powering Mode.....	60
3.5.2 Free Wheeling Mode.....	61
3.5.3 Regenerative Mode.....	62
3.6 การวิเคราะห์หาสมการและคลื่นแรงดันเอาต์พุต.....	63
3.6.1 การวิเคราะห์สวิตชิงฟังก์ชัน.....	63
3.6.2 การคุณสมบัติของสวิตชิงฟังก์ชันกับสมการของแรงดันอินพุต.....	66
3.7 วงจร LC Filter.....	70
3.7.1 การคำนวณหาค่า LC Filter.....	71
3.8 วงจรสแน็บเบอร์.....	77
3.8.1 การวิเคราะห์การทำงานของวงจร RC สแน็บเบอร์.....	78
3.8.2 การคำนวณหาค่า RC สแน็บเบอร์.....	79
บทที่ 4 ผลการทดลอง	
4.1 บทนำ.....	81
4.2 วงจรการทดลองและค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ในวงจรการทดลองของเอชซีชอปเปอร์ สำหรับปรับความเร็วรอบของอินดักชันมอเตอร์คาปาซิเตอร์-รัน.....	81
4.3 วงจรสร้างสัญญาณ PWM ที่มีความถี่ 20 kHz และปรับค่า Duty Cycle ได้.....	82
4.4 วงจร Zero Crossing.....	83
4.5 การทดลองวงจร Dead Time.....	85
4.6 วงจรรวมสัญญาณ.....	86
4.7 การทดลองวงจร Drive and Isolate.....	88
4.8 การทดลองในส่วนของการก่อนผ่านวงจร Filter และหลังวงจร Filter.....	90
4.9 การทดลองในส่วนของแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต.....	96
4.10 การทดลองในส่วนของกำลังไฟฟ้า Power factor และประสิทธิภาพ.....	101
4.11 ผลจากการ Simulation จากโปรแกรม PSpice.....	107

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
บทที่ 5 บทสรุปและเสนอแนวทางที่จะดำเนินการ	
5.1 สรุปโครงการ.....	109
5.2 วิจารณ์โครงการและสรุปปัญหาที่เกิดขึ้น.....	109
5.3 แนวทางการพัฒนาโครงการ.....	110
บรรณานุกรม.....	111
ภาคผนวก.....	112
ประวัติผู้เขียน.....	159



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
1.1 บล็อกไดอะแกรมของวงจรเอซีชอปเปอร์สวิตช์ที่ความถี่สูงที่มี LC ฟิลเตอร์.....	4
1.2 แนวความคิดของการคูณกันของคลื่นไซน์ 50 Hz กับคลื่น PWM.....	5
1.3 วงจรการทำงานของเอซีชอปเปอร์สวิตช์ที่ความถี่สูง.....	5
2.1 โครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว.....	7
2.2 การสั้น (หรือการกระเพื่อม) ของสนามแม่เหล็กและสนามแม่เหล็กหมุน.....	9
2.3 ภาพตัดของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว.....	10
2.4 คุณลักษณะแรงบิด-ความเร็วเนื่องจากเส้นแรงแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้าและถอยหลัง.....	10
2.5 วงจรสมมูลของโรเตอร์.....	11
2.6 คุณลักษณะ แรงบิด-ความเร็ว ค่าจริงของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวจากการ เปลี่ยนแปลงของรูปคลื่นเส้นแรงแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้าและถอยหลัง.....	11
2.7 มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวชนิดขดลวดแยก.....	13
2.8 มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวชนิดเริ่มต้นหมุนด้วยตัวเก็บประจุ.....	13
2.9 มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวชนิดหมุนด้วยตัวเก็บประจุ.....	14
2.10 มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวชนิดเริ่มต้นหมุนและหมุนด้วยตัวเก็บประจุ.....	14
2.11 มอเตอร์เหนี่ยวนำแบบบังขั้ว.....	15
2.12 วิธีการควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....	16
2.13 แสดงการควบคุมความเร็วด้วยการปรับค่าระดับแรงดันไฟฟ้าที่สเตเตอร์.....	17
2.14 Typical cascade coupling.....	18
2.15 ค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์เมื่อเปลี่ยนค่าความถี่และแรงดันไฟฟ้า.....	19
2.16 แสดงคุณลักษณะแรงบิด-ความเร็วรอบของมอเตอร์ที่ความถี่ต่างๆ กัน เมื่อ กำหนดให้ค่าระดับแรงดันคงที่.....	19
2.17 วงจรสมมูลทางไฟฟ้าของโรเตอร์ต่อเฟส 2 รูปแบบ.....	21
2.18 วงจรสมมูลทางไฟฟ้าของสเตเตอร์ต่อเฟส.....	21
2.19 วงจรสมมูลทางไฟฟ้าของมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อพิจารณาทางด้านสเตเตอร์.....	22
2.20 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ใช้สำหรับพิจารณาค่ากำลังไฟฟ้า.....	22
2.21 แผนภูมิการเปลี่ยนแปลงกำลังงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 1 เฟส.....	23

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ(ต่อ)

ภาพที่	หน้า
2.22 แสดง Block Diagram ของวงจรควบคุมและวงจรถ้าล้าง.....	24
2.23 ลักษณะสัญญาณขับเกตและคลื่นอินพุตเอาต์พุต.....	25
2.24 ลักษณะของคลื่นก่อนเข้าและหลังเข้าวงจรเอชไอซีฮอปเปอร์.....	25
2.25 ลักษณะคลื่นก่อนผ่านและหลังผ่าน LC ฟิลเตอร์.....	26
2.26 ลักษณะวงจรของโหมดจ่ายกำลังในครึ่งไซเคิลบวก.....	26
2.27 ลักษณะวงจรของโหมดจ่ายกำลังในครึ่งไซเคิลลบ.....	27
2.28 โหมดพรีวีลในครึ่งไซเคิลบวก.....	28
2.29 โหมดพรีวีลในครึ่งไซเคิลลบ.....	28
2.30 โหมดรีเจนเนอเรทีฟในครึ่งไซเคิลลบของ V_s รับกำลังไฟฟ้าคืนจากโหลด เกิดขึ้นในช่วงที่แรงดันเอาต์พุตเป็นลบและกระแสเอาต์พุตเป็นบวก.....	29
2.31 โหมดรีเจนเนอเรทีฟในครึ่งไซเคิลบวกของแรงดัน V_s รับกำลังไฟฟ้าคืนจากโหลด เกิดขึ้นในช่วงที่แรงดันเอาต์พุตเป็นบวกและกระแสเอาต์พุตเป็นลบ.....	29
2.32 รูปคลื่นไซน์อินพุต 50 Hz ที่ถูกสับด้วยความถี่ 20 kHz.....	30
2.33 รูปคลื่นไซน์อินพุต 50 Hz ที่ถูกสับด้วยความถี่ 2 kHz.....	30
2.34 คลื่นแรงดันและกระแสอินพุตของวงจรเอชไอซีฮอปเปอร์ที่ค่า Duty Cycle เท่ากับ 10 %.....	31
2.35 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตที่ยังไม่กรองเอาฮาโมนิกส์ความถี่สูงออกของ วงจรเอชไอซีฮอปเปอร์ที่ค่า Duty Cycle เท่ากับ 10 %.....	31
2.36 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตที่กรองเอาฮาโมนิกส์ความถี่สูงออกแล้วของ วงจรเอชไอซีฮอปเปอร์ที่ค่า Duty Cycle เท่ากับ 10 %.....	32
2.37 คลื่นแรงดันและกระแสอินพุตของวงจรเอชไอซีฮอปเปอร์ที่ค่า Duty Cycle เท่ากับ 50 %.....	32
2.38 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตที่ยังไม่กรองเอาฮาโมนิกส์ความถี่สูงออกของ วงจรเอชไอซีฮอปเปอร์ที่ค่า Duty Cycle เท่ากับ 50 %.....	32
2.39 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตที่กรองเอาฮาโมนิกส์ความถี่สูงออกแล้วของ วงจรเอชไอซีฮอปเปอร์ที่ค่า Duty Cycle เท่ากับ 50 %.....	33
2.40 คลื่นแรงดันและกระแสอินพุตของวงจรเอชไอซีฮอปเปอร์ที่ค่า Duty Cycle เท่ากับ 90%.....	33

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
2.41 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตที่ยังไม่กรองเอาฮาโมนิกส์ความถี่สูงออกของ วงจรถือชอปเปอร์ที่ค่า Duty Cycle เท่ากับ 90 %.....	33
2.42 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตที่กรองเอาฮาโมนิกส์ความถี่สูงออกแล้วของ วงจรถือชอปเปอร์ที่ค่า Duty Cycle เท่ากับ 90 %.....	34
2.43 รูปคลื่นวงจรถูกคุมแบบ Direct Duty.....	35
2.44 รูปคลื่นวงจรถูกคุมแบบ Voltage Feed Forward Control.....	35
2.45 รูปคลื่นและวงจรถูกคุมแบบ Current Mode Control.....	36
2.46 วงจรสมมูลของวงจรถือชอปเปอร์.....	39
2.47 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า Duty ratio กับค่า TH_1 และ TH_2	40
2.48 Block Diagram แสดงชนิดของ MOSFET.....	42
2.49 แสดงโครงสร้างและสัญลักษณ์ของมอสเฟตแบบ Depletion.....	42
2.50 แสดงโครงสร้างและสัญลักษณ์ของมอสเฟตแบบ Enhancement.....	43
2.51 โมเดลการสวิตช์ซึ่งที่ Steady state ของมอสเฟต.....	43
2.52 โมเดลแฝงของ Enhancement – type MOSFET.....	44
2.53 โมเดลสวิตช์ซึ่งของมอสเฟต.....	44
2.54 รูปสัญญาณในการสวิตช์ซึ่งของมอสเฟต.....	44
2.55 โครงสร้างและสัญลักษณ์ของอุปกรณ์เชื่อมต่อด้วยแสง.....	45
3.1 วงจรถือชอปเปอร์และบล็อกไดอะแกรมของการสร้างสัญญาณขับเกท.....	46
3.2 บล็อกไดอะแกรมของวงจรถือชอปเปอร์สวิตช์ที่ความถี่สูง.....	47
3.3 วงจรถือชอปเปอร์สวิตช์ที่ใช้สำหรับปรับความเร็วรอบอินดักชั่นมอเตอร์.....	47
3.4 บล็อกไดอะแกรมของการสร้างสัญญาณขับของวงจรถือชอปเปอร์.....	48
3.5 แสดงการรวมสัญญาณของสัญญาณสี่เหลี่ยม 50 Hz และสัญญาณ PWM 20 kHz ในช่วง แรงดันไซน์จากบวกไปลบที่ค่า Duty Cycle = 80%.....	49
3.6 แสดงการรวมสัญญาณของสัญญาณสี่เหลี่ยม 50 Hz และสัญญาณ PWM 20 kHz ในช่วงแรงดันไซน์จากลบไปบวกที่ค่า Duty Cycle = 80%.....	50
3.7 การต่อวงจรสร้างสัญญาณสี่เหลี่ยมความถี่ 20 kHz ที่สามารถปรับ Duty Cycle ได้.....	50

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
3.8 แสดงโครงสร้างภายในและการจัดวางขาของ TL 494.....	51
3.9 รูปคลื่นแรงดันที่ได้จากแรงดันพื้นเสียบกับแรงดันอ้างอิง.....	51
3.10 เอาต์พุตจากวงจรสร้างสัญญาณ PWM ความถี่ 20 kHz ที่ปรับ Duty Cycle ได้.....	51
3.11 การต่อวงจรกำหนดเวลา Dead time ของสัญญาณ.....	52
3.12 สัญญาณที่จะสร้าง Dead time.....	52
3.13 สัญญาณที่สร้างให้กลับกัน.....	53
3.14 สัญญาณที่ถูกหน่วงการลงออกไป.....	53
3.15 สัญญาณที่มีจุดทับกัน.....	53
3.16 สัญญาณที่มี Dead time ที่สามารถนำไปใช้งานได้.....	54
3.17 สัญญาณอินพุตของวงจรกำหนดเวลา Dead time ของสัญญาณ.....	54
3.18 สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรกำหนดเวลา Dead time ของสัญญาณ.....	54
3.19 การต่อวงจร Zero Crossing.....	55
3.20 แรงดันอินพุตที่ออกจากหม้อแปลง.....	56
3.21 เอาต์พุตที่ได้จากวงจร Zero Crossing ที่มีเฟสตรงกับแหล่งจ่าย.....	56
3.22 วงจรผสมสัญญาณความถี่ 20 KHz กับความถี่ 50 Hz.....	57
3.23 สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรผสมสัญญาณ.....	58
3.24 วงจร Drive and Isolate.....	58
3.25 สัญญาณเอาต์พุตของวงจร Drive and Isolate สำหรับขั้วสวิตช์ตัวที่ 1 และ 2.....	59
3.26 สัญญาณเอาต์พุตของวงจร Drive and Isolate สำหรับขั้วสวิตช์ตัวที่ 1 และ 3.....	59
3.27 สัญญาณเอาต์พุตของวงจร Drive and Isolate สำหรับขั้วสวิตช์ตัวที่ 1 และ 4.....	59
3.28 วงจรกำลังของ High Frequency AC Chopper.....	60
3.29 การทำงานใน Powering Mode ช่วงครึ่งไซเคิลบวก.....	60
3.30 การทำงานใน Powering Mode ช่วงครึ่งไซเคิลลบ.....	61
3.31 การทำงานใน Free Wheeling Mode ในครึ่งไซเคิลบวก.....	61
3.32 การทำงานใน Free Wheeling Mode ในครึ่งไซเคิลลบ.....	62

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
3.33 การทำงานใน Regenerative Mode ในครึ่งไซเคิลบวกของแรงดัน V_S รับกำลังไฟฟ้า คืนจากโหลดเกิดขึ้นในช่วงที่แรงดันเอาต์พุตเป็นบวกและกระแสเอาต์พุตเป็นลบ.....	62
3.34 การทำงานใน Regenerative Mode ในครึ่งไซเคิลลบของ V_S รับกำลังไฟฟ้า คืนจากโหลดเกิดขึ้นในช่วงที่แรงดันเอาต์พุตเป็นลบและกระแสเอาต์พุตเป็นบวก.....	62
3.35 สัญญาณของสวิตช์ฟังก์ชันเป็นฟังก์ชันแบบคู่ (Even Function).....	63
3.36 องค์ประกอบฮาร์มอนิกส์ของแรงดันเอาต์พุต $V_{o,sw}$ ที่ค่า Duty Cycle ต่างๆ.....	68
3.37 กราฟเปรียบเทียบระหว่างแรงดันเอาต์พุตที่ยังไม่ได้กรองฮาร์มอนิกส์ความถี่สูงออก ($v_{o, chop}$) กับค่าตัวดีไซเคิลต่างๆ ตั้งแต่ 0 ถึง 1.....	69
3.38 รูปคลื่นไซน์ที่ถูกสวิตช์ที่ความถี่สูงที่ยังไม่ผ่านวงจรกรอง.....	70
3.39 รูปคลื่นไซน์ที่ผ่านวงจรกรององค์ประกอบความถี่สูงแล้ว.....	70
3.40 กราฟเปรียบเทียบระหว่างแรงดันเอาต์พุตที่กรองฮาร์มอนิกส์ความถี่สูงออก ($v_{o, 50Hz}$) กับ ค่าตัวดีไซเคิลต่างๆ ตั้งแต่ 0 ถึง 1.....	71
3.41 ผลตอบสนองต่อความถี่ของวงจร LC ฟิลเตอร์.....	72
3.42 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า THD ของ $V_{o, chop}$ แรงดันไฟฟ้า เอาต์พุต $V_{o, 50 Hz}$ กับ ค่าเปอร์เซ็นต์ตัวดีไซเคิล (D) ต่างๆ.....	76
3.43 ลักษณะของแรงดันเอาต์พุต ($v_{o, chop}$) ในหนึ่งไซเคิลของวงจรเอซีชอปเปอร์ที่ ยังไม่ผ่านวงจร LC ฟิลเตอร์และยังไม่ได้ใส่สแน็บเบอร์.....	78
3.44 วงจรเอซีชอปเปอร์ที่มีวงจรสแน็บเบอร์ต่ออยู่.....	78
3.45 ลักษณะของแรงดันเอาต์พุต ($v_{o, chop}$) ในหนึ่งไซเคิลของวงจรเอซีชอปเปอร์ที่ยัง ไม่ผ่านวงจร LC ฟิลเตอร์ที่ใส่สแน็บเบอร์แล้ว.....	79
4.1 วงจรการทดลองของเอซีชอปเปอร์สำหรับปรับความเร็วรอบของอินดักชันมอเตอร์ คาปาซิเตอร์-รัน.....	81
4.2 วงจรสร้างสัญญาณสี่เหลี่ยมความถี่ 20 kHz ที่สามารถปรับ Duty Cycle ได้.....	82
4.3 สัญญาณ PWM ความถี่ 20 kHz ที่ปรับ Duty Cycle ได้.....	82
4.4 วงจรการทดลองของวงจร Zero Crossing.....	83
4.5 แรงดันเอาต์พุตจากหม้อแปลง.....	84

สารบัญญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
4.6 แอาร์ทพุทที่ได้จากการทดลองวงจร Zero Crossing.....	84
4.7 วงจรการทดลองของวงจร Dead Time.....	85
4.8 สัญญาณ Dead Time ที่ได้จากทดลอง.....	85
4.9 วงจรการทดลองของวงจรรวมสัญญาณ.....	86
4.10 สัญญาณแอาร์ทพุทที่ได้จากการทดลองเพื่อจะนำไปเข้าสู่วงจรขับ	
(a) สัญญาณแอาร์ทพุทสำหรับขับสวิตช์ตัวที่ 1 และ 2.....	87
(b) สัญญาณแอาร์ทพุทสำหรับขับสวิตช์ตัวที่ 3 และ 4.....	87
4.11 สัญญาณแอาร์ทพุทที่ได้จากการทดลองที่เป็นการรวมสัญญาณความถี่ 50 Hz และ 20 kHz เข้าไว้ด้วยกัน.....	88
4.12 วงจรการทดลองวงจร Drive and Isolate.....	89
4.13 สัญญาณแอาร์ทพุทที่ได้จากการทดลองสำหรับขับสวิตช์ตัวที่ 1 และ 2.....	89
4.14 สัญญาณแอาร์ทพุทที่ได้จากการทดลองสำหรับขับสวิตช์ตัวที่ 3 และ 4.....	90
4.15 วงจร Filter ในส่วนของวงจรกำลัง.....	91
4.16 สัญญาณแอาร์ทพุทของวงจรกำลังที่ยังไม่ผ่านวงจร Filter และสัญญาณแอาร์ทพุทที่ ผ่านวงจร Filter แล้ว.....	91
4.17 สัญญาณแอาร์ทพุทของวงจรกำลังที่ยังไม่ผ่านวงจร Filter ในช่วงขาขึ้น.....	92
4.18 สัญญาณแอาร์ทพุทของวงจรกำลังที่ยังไม่ผ่านวงจร Filter ในช่วงขาลง.....	92
4.19 สัญญาณแอาร์ทพุทของวงจรกำลังที่ยังไม่ผ่านวงจร Filter ในช่วงการเปลี่ยน แปลงของครึ่งไซเคิลบวกและครึ่งไซเคิลลบ.....	93
4.20 แรงดันแอาร์ทพุทของวงจรกำลังที่ยังไม่ผ่านวงจร Filter และสัญญาณแอาร์ทพุทที่ผ่าน วงจร Filter แล้วที่ Duty Cycle 0.1.....	93
4.21 แรงดันแอาร์ทพุทของวงจรกำลังที่ยังไม่ผ่านวงจร Filter และสัญญาณแอาร์ทพุทที่ผ่าน วงจร Filter แล้วที่ Duty Cycle 0.3.....	94
4.22 แรงดันแอาร์ทพุทของวงจรกำลังที่ยังไม่ผ่านวงจร Filter และสัญญาณแอาร์ทพุทที่ผ่าน วงจร Filter แล้วที่ Duty Cycle 0.5.....	94
4.23 แรงดันแอาร์ทพุทของวงจรกำลังที่ยังไม่ผ่านวงจร Filter และสัญญาณแอาร์ทพุท ที่ผ่านวงจร Filter แล้วที่ Duty Cycle 0.7.....	95

สารบัญญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
4.24 แรงดันเอาต์พุตของวงจรกำลังที่ยังไม่ผ่านวงจร Filter และสัญญาณเอาต์พุตที่ผ่าน วงจร Filter แล้วที่ Duty Cycle 0.9.....	95
4.25 แรงดันและกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตหลังผ่านวงจร LC Filter ที่ Duty Cycle 0.1.....	96
4.26 กระแสไฟฟ้าเอาต์พุตหลังผ่านวงจร LC Filter ที่ Duty Cycle 0.1.....	96
4.27 แรงดันและกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตหลังผ่านวงจร LC Filter ที่ Duty Cycle 0.3.....	97
4.28 กระแสไฟฟ้าเอาต์พุตหลังผ่านวงจร LC Filter ที่ Duty Cycle 0.3.....	97
4.29 แรงดันและกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตหลังผ่านวงจร LC Filter ที่ Duty Cycle 0.5.....	98
4.30 กระแสไฟฟ้าเอาต์พุตหลังผ่านวงจร LC Filter ที่ Duty Cycle 0.5.....	98
4.31 แรงดันและกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตหลังผ่านวงจร LC Filter ที่ Duty Cycle 0.7.....	99
4.32 กระแสไฟฟ้าเอาต์พุตหลังผ่านวงจร LC Filter ที่ Duty Cycle 0.7.....	99
4.33 แรงดันและกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตหลังผ่านวงจร LC Filter ที่ Duty Cycle 0.9.....	100
4.34 กระแสไฟฟ้าเอาต์พุตหลังผ่านวงจร LC Filter ที่ Duty Cycle 0.9.....	100
4.35 กราฟแสดงค่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตก่อนและหลังผ่านวงจร Filter ที่ค่า Duty Cycle ต่างๆ.....	103
4.36 กราฟแสดงค่ากระแสไฟฟ้าเอาต์พุตกับค่า Duty Cycle ต่างๆ.....	103
4.37 กราฟแสดงค่ากำลังไฟฟ้า Input ของ AC Chopper Converter ที่ความเร็วรอบต่างๆ.....	104
4.38 กราฟแสดงค่ากำลังไฟฟ้า Output ของ AC Chopper Converter ที่ความเร็วรอบต่างๆ.....	104
4.39 กราฟแสดงค่า Input Power Factor ของ AC Chopper Converter ที่ค่า Duty Cycle ต่างๆ.....	105
4.40 กราฟแสดงค่า Output Power Factor ของ AC Chopper Converter ที่ค่า Duty Cycle ต่างๆ.....	105
4.41 กราฟแสดงค่าประสิทธิภาพของ AC Chopper Converter ที่ความเร็วรอบต่างๆ.....	106
4.42 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงของความเร็วมอเตอร์ที่ค่า Duty Cycle ต่างๆ.....	106
4.43 Spectrum ของ Harmonics ขณะที่ไม่มีการติดตั้งวงจร Filter.....	107
4.44 Spectrum ของ Harmonics ขณะที่มีการติดตั้งวงจร Filter.....	107

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1 Truth Table ของ OR Gate.....	57
3.2 เปรียบเทียบการกรองแรงดันที่มีความถี่ตั้งแต่ 20 kHz กับ 50 Hz ขณะไม่มีโหลด.....	73
3.3 เปรียบเทียบการกรองแรงดันที่มีความถี่ตั้งแต่ 20 kHz กับ 50 Hz ที่มีโหลดเป็น R.....	74
3.4 เปรียบเทียบการกรองแรงดันที่มีความถี่ตั้งแต่ 20 kHz กับ 50 Hz ที่มีโหลดเป็น R-L ชนนาน.....	75
4.1 ตารางบันทึกค่าความเร็วรอบ แรงดันและกระแสเอาต์พุทของมอเตอร์ทั้งก่อนและหลังผ่านวงจร Filter ที่ค่า Duty Cycle ต่างๆ.....	101
4.2 ตารางบันทึกค่า Input Power Factor และ Output Power Factor ของ Converter ทั้งแบบ มีวงจร Filter และไม่มีวงจร Filter ที่ค่า Duty Cycle ต่างๆ.....	101
4.3 ตารางบันทึกค่า Output Power Input Power ของ Converter และประสิทธิภาพของ Converter ทั้งแบบมีวงจร Filter และไม่มีวงจร Filter ที่ค่าความเร็วรอบต่างๆ.....	102

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ที่มาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันอุตสาหกรรมได้มีการพัฒนาอย่างรวดเร็ว และมอเตอร์เหนี่ยวนำนั้นได้ถูกนำมาใช้อย่างแพร่หลาย เพราะเป็นมอเตอร์ที่มีการควบคุมและบำรุงรักษาได้ง่าย ตลอดจนเทคโนโลยีทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังได้มีการพัฒนาขึ้นอย่างต่อเนื่องทำให้การควบคุมเครื่องจักรไฟฟ้าหรือมอเตอร์ในระบบอุตสาหกรรมนั้นจะใช้เทคโนโลยีทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังเกือบทั้งหมด ซึ่งได้มีการควบคุมอยู่หลายวิธี แต่ก็จะมีข้อดีหรือข้อเสียแตกต่างกันไป ซึ่งวิธีที่มีการนำมาใช้ควบคุมมอเตอร์อย่างแพร่หลายก็คือ วิธีการควบคุมเฟสหรือวิธี Phase Control ซึ่งเป็นวิธีที่ง่าย มีการสร้างวงจรที่ไม่ซับซ้อน แต่การควบคุมแบบนี้ก็มีข้อเสียก็คือมีการตอบสนองต่อโหลดช้า ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าจะลดลงเมื่อเพิ่มค่ามุมจุดชนวนของการควบคุมไทรสเตอร์ และยังมีปริมาณกระแสฮาร์มอนิกที่สูงทำให้ต้องใช้วงจรฟิลเตอร์ที่มีขนาดใหญ่ อีกทั้งการเริ่มต้นของมอเตอร์นั้นมีเสียงดังและมีการสั่นในขณะเริ่มหมุน ซึ่งวิธีการแก้ปัญหา ก็คือการนำหลักการของการสวิตช์ที่รูปคลื่น sine ทั้งหมดหรือที่เรียกว่าเอชชีชอปเปอร์ (AC Chopper) แล้วนำมาผ่านวงจรฟิลเตอร์ ซึ่งหลักการนี้จะทำให้กระแสฮาร์มอนิกลดลงได้ วงจรฟิลเตอร์มีขนาดที่เล็กลง ทำให้การเริ่มหมุนของมอเตอร์มีความนุ่มนวลขึ้น และไม่เกิดเสียงดัง อีกทั้งการควบคุมความเร็วสามารถทำได้ง่ายกว่าการควบคุมเฟส โดยที่หลักการของเอชชีชอปเปอร์นั้นจะใช้หลักการสร้างสัญญาณ PWM ความถี่สูงและพาวเวอร์เซมิคอนดักเตอร์ชนิดสองทิศทางนำมาใช้ในการสวิตช์ซึ่ง ถึงแม้การสร้างจะมีความซับซ้อนมากกว่าแต่ในเรื่องของการทำงานและการควบคุมนั้นมีประสิทธิภาพที่มากกว่า ลดขนาดของวงจรฟิลเตอร์ลงได้อย่างมาก และสามารถนำหลักการนี้ไปประยุกต์ใช้ในด้านต่างๆ ทั้ง การรักษาระดับแรงดันให้คงที่ และการเริ่มเดินมอเตอร์ที่มีขนาดใหญ่ๆ

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ

1. เพื่อศึกษาการทำงานของวงจรเอชชีชอปเปอร์สวิตช์ที่ความถี่สูงที่ใช้เป็นวงจรสร้างคลื่นไซน์ 50 Hz ที่สามารถปรับระดับ แรงดันไซน์ 50 Hz ได้ละเอียด
 2. เพื่อศึกษาลักษณะการเปลี่ยนแปลงของแรงดัน rms เอาต์พุตเมื่อมีการปรับค่า Duty Cycle ที่ค่าต่างๆ
 3. เพื่อศึกษาการทำงานและการออกแบบวงจร LC ฟิลเตอร์ทางด้านเอาต์พุตของวงจรเอชชีชอปเปอร์
 4. เพื่อศึกษาและเปรียบเทียบการควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับระหว่างวิธีเฟสคอนโทรลกับเอชชีชอปเปอร์สวิตช์ที่ความถี่สูง
- เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดของโครงการ

การศึกษาโครงการนี้เป็นการนำอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งแบบสวิตช์สองทาง(Bidirectional switch) มาใช้คือ Power MOSFET เพราะมีการทำงานในการสวิตช์ที่ความถี่สูงอีกทั้งทนพิกัดแรงดันได้ค่อนข้างสูงและนำวงจรเอชซีชอปเปอร์ที่สวิตช์ที่ความถี่สูงนั้นผ่านวงจรรองความถี่ต่ำผ่านและนำแรงดันเอาต์พุตที่ได้มาใช้ในการปรับความเร็วของอินดักชันมอเตอร์คาปาซิเตอร์-รัน 1 เฟสขนาด ¼ แรงม้า โดยการปรับที่ค่า Duty Cycle ของสัญญาณ PWM ซึ่งในโครงการนี้จะมีการนำการควบคุมแบบควบคุมเฟสมาทำการเปรียบเทียบคุณสมบัติและข้อดีข้อเสียกับเพื่อนำคุณสมบัติเด่นของแต่ละวิธีมาทำการศึกษาและพัฒนาต่อไป โดยวงจรเอชซีชอปเปอร์สวิตช์ที่ความถี่สูงขอบเขตของโครงการมีดังนี้

- แรงดันไฟฟ้าขาเข้า 220 V \pm 10%
- แรงดันไฟฟ้าขาออก 0-200 V
- ความถี่สวิตช์ซิ่ง 20 kHz
- ความถี่ของแรงดันไฟฟ้าขาเข้า 50 Hz
- ความถี่ของแรงดันไฟฟ้าขาออก 50 Hz
- โหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำชนิดหมุนด้วยตัวเก็บประจุ 1 เฟสขนาด ¼ แรงม้า 220V, 1.5 A, 1450 rpm

1.4 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน

- 1.4.1 ศึกษาและทำการค้นคว้าข้อมูลวงจรเอชซีชอปเปอร์สวิตช์ที่ความถี่สูง
- 1.4.2 ศึกษาวงจร LC ฟิวเตอร์ที่ใช้เป็นวงจรรองความถี่สูงออกจากความถี่ต่ำและลักษณะการกรองความถี่ในระดับต่าง ๆ ของวงจรทางด้านเอาต์พุต
- 1.4.3 ทำการออกแบบและจำลองวงจรการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์
- 1.4.4 ออกแบบวงจรและสร้างวงจรทดลองเพื่อเปรียบเทียบกับการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์
- 1.4.5 ทำการทดลอง บันทึกและวิเคราะห์ผลการทดลองเพื่อนำมาใช้เปรียบเทียบกับทฤษฎีให้ได้ตามวัตถุประสงค์
- 1.4.6 สรุปผลการทดลองและวิเคราะห์ปัญหา

1.5 ประโยชน์ที่ได้รับจากโครงการ

ได้นำความรู้ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังมาประยุกต์ใช้ในการควบคุมเครื่องจักรไฟฟ้า เช่น มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำและสามารถพัฒนาการปรับความเร็วของมอเตอร์ให้มีการตอบสนองที่รวดเร็ว ลดกระแสฮาร์มอนิกส์ของมอเตอร์ทั้งขณะเริ่มเดินและขณะทำงานได้และศึกษาเปรียบเทียบถึงข้อดีข้อเสียของการทำงานของวงจรเพื่อนำไปพัฒนาปรับปรุงเพื่อให้เกิดประสิทธิภาพมากที่สุดต่อไปในอนาคตหรือการนำไปควบคุมโหลดชนิดอื่น ๆ ที่ต้องมีการปรับระดับของแรงดันไฟฟ้าทั้งเดาหุงต้มเหนี่ยวนำหรือการควบคุมความร้อน การรักษาระดับแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ทางศูนย์วิจัยและพัฒนาเพื่อการศึกษาและพัฒนาไปของงานวิจัยที่ใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้คงที่ อีกทั้งยังสามารถนำหลักการพื้นฐานของโครงการนี้ไปประยุกต์ใช้ในงานด้านต่างๆ หรือ นำไปพัฒนาเพื่อใช้ในโรงงานอุตสาหกรรม ลดการนำเข้าเทคโนโลยีจากต่างประเทศ หรือ นำหลักการนี้ไปพัฒนาใช้ในเชิงพาณิชย์ต่อไป

1.6 องค์ประกอบของโครงการ

โครงการนี้จะมีองค์ประกอบทั้งหมด 5 ส่วน โดยแต่ละส่วนจะถูกแยกออกเป็นบท ซึ่งในแต่ละบทก็จะมีการอธิบายเนื้อหาในส่วนที่เกี่ยวข้องอย่างละเอียด ซึ่งมีองค์ประกอบดังนี้

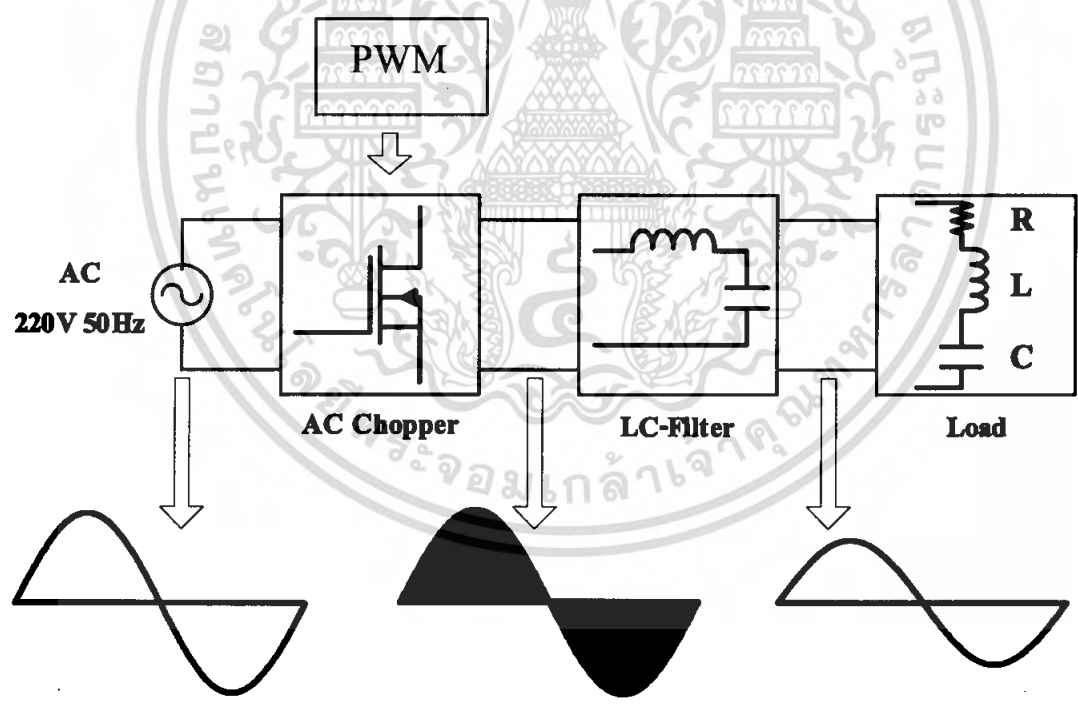
- บทที่ 1 เป็นการกล่าวถึงที่มาและความสำคัญของปัญหา ขอบเขตและข้อกำหนดของโครงการ วัตถุประสงค์ของโครงการ ขั้นตอนและวิธีดำเนินงาน ประโยชน์และหลักการเบื้องต้น
- บทที่ 2 เป็นทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้องกับโครงการ ทั้งทฤษฎีมอเตอร์เหนี่ยวนำ 1 เฟส ชนิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 1 เฟส หลักการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ทฤษฎีของอุปกรณ์สวิตซ์ซิ่ง หลักการสร้างสัญญาณ PWM รวมทั้งทฤษฎีพื้นฐานของวงจรเอชซี ซอปเปอร์กระแสสลับ
- บทที่ 3 เป็นการออกแบบและการสร้างวงจรซึ่งจะแบ่งออกเป็นในส่วนของวงจรสร้างสัญญาณ PWM หรือวงจรควบคุม วงจรขับเคลื่อน วงจรกำลัง วงจรสับเบอร์ด และวงจรฟิลเตอร์ รวมทั้งหลักการทำงานของวงจร และส่วนประกอบของวงจร
- บทที่ 4 ผลการทดลองที่มีการอธิบายในลักษณะรูปคลื่นสัญญาณและแสดงในลักษณะของการทำงานของเครื่องในสภาวะต่างๆ
- บทที่ 5 เป็นการสรุปผลการทดลอง การวิเคราะห์ปัญหาที่เกิดขึ้น และแนวทางในการพัฒนาโครงการนี้ในอนาคต

1.7 แนวความคิดและหลักการที่นำเสนอ

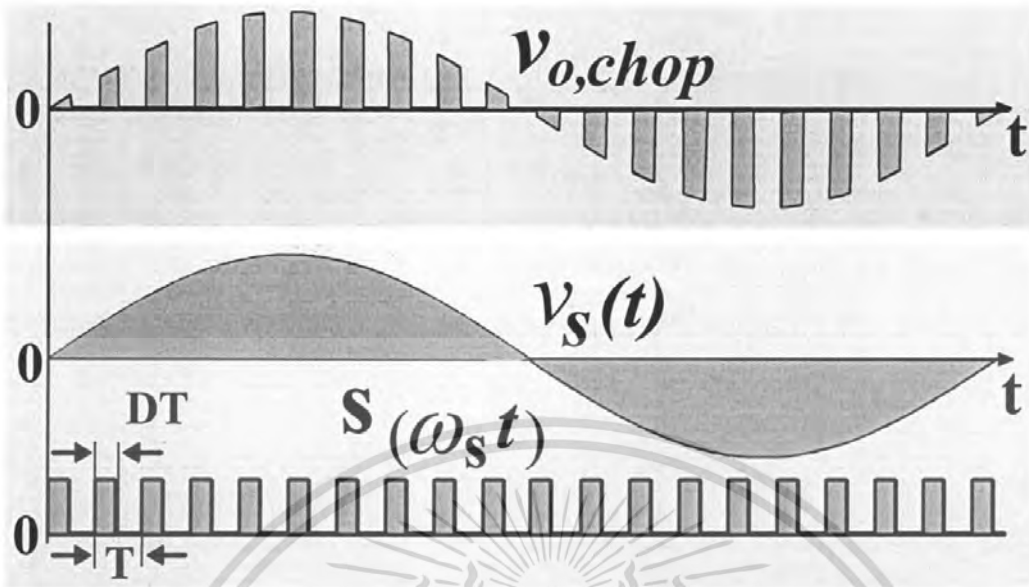
ในการวิเคราะห์การทำงานของวงจรเอชซีซอปเปอร์นั้นได้มีแนวความคิดมาจากการที่ต้องการควบคุมแรงดัน rms ของไซน์การไฟฟ้า 50 Hz เพื่อจะนำไปใช้ประโยชน์ในด้านต่างๆ โดยเฉพาะอย่างยิ่งกับงานที่ต้องการการปรับแรงดันไซน์ที่ค่อนข้างจะละเอียดและมีการตอบสนองที่รวดเร็ว โดยสามารถควบคุมทั้งระบบได้ด้วยไฟฟ้า เพราะที่ใช้อยู่ในปัจจุบันเราใช้การปรับระดับแรงดันโดยใช้การเปลี่ยนแท็ปหม้อแปลงไฟฟ้าซึ่งวิธีนี้จะมีน้ำหนักและขนาดที่มาก อีกทั้งยังควบคุมการทำงานด้วยระบบไฟฟ้าเพียงอย่างเดียวไม่ได้ต้องใช้ระบบแมกคาทรอนิกส์มาช่วยในการควบคุมทำให้มีโอกาสที่จะทำให้การทำงานมีความผิดพลาดสูง และมีความละเอียดในการควบคุมต่ำเมื่อต้องการปรับระดับแรงดันที่ละเอียดๆ และต้องมีการดูแลรักษาสูงซึ่งจากข้อด้อยที่ได้กล่าวมานี้จึงได้มีการคิดค้นอุปกรณ์ที่สามารถทำงานทดแทนอุปกรณ์ที่มีใช้กันอยู่ในปัจจุบัน ถึงจะไม่สามารถทำงานทดแทนกันได้ทั้งหมด แต่ในงานบางชนิดก็ทำให้งานดำเนินไปได้โดยง่าย อีกทั้งยังเป็นการจุดชนวนให้มีการพัฒนาอุปกรณ์ที่ดีกว่ามาใช้ทดแทนซึ่งนับว่าเป็นส่วนหนึ่งของการช่วยกันพัฒนาเทคโนโลยีให้ก้าวไปอีกระดับหนึ่งได้ การศึกษาจากปริณญาณพนธ์นี้จึงได้สังเกตเห็นถึงความสำคัญจึงได้ทำการวิเคราะห์การทำงานของวงจรเอชซีซอปเปอร์สวิตซ์ที่ไม่วารณิใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่สูงเพราะเห็นว่าเป็นวงจรที่มีความเป็นไปได้อาจสูงที่จะนำมาใช้แทนการเปลี่ยนแท็บของหม้อแปลงถึงจะไม่สามารถใช้แทนกันได้เลยก็เดี๋ยวกก็ตาม

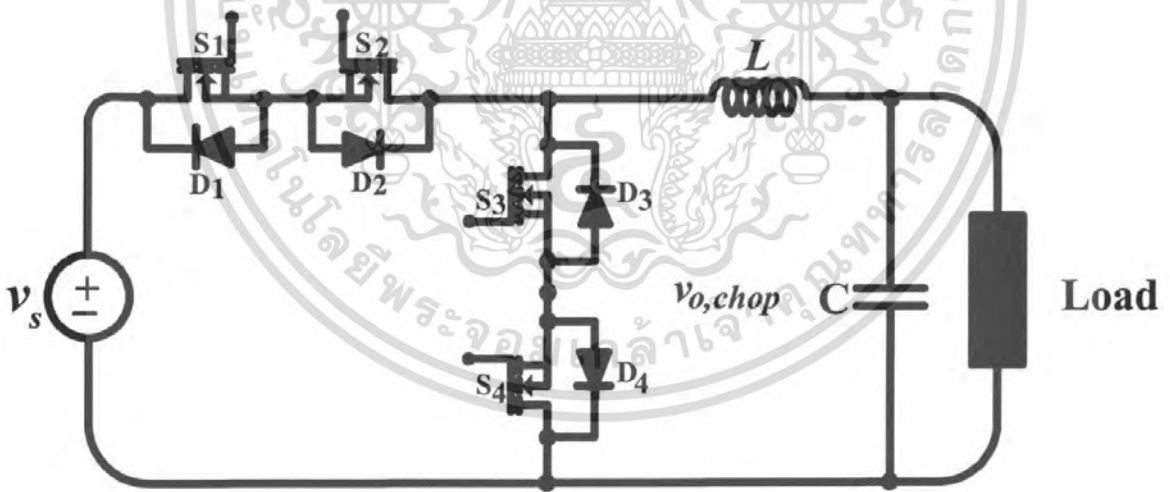
ในการสร้างวงจรเอชซีชอปเปอร์สวิตช์ที่ความถี่สูง 1 เฟส จะประกอบด้วยสวิตช์สองทาง (Bidirectional switch) จำนวน 2 ชุด โดยจะใช้เป็น Power MOSFET ซึ่งจะถูกขับด้วยสัญญาณ PWM ที่ถูกสร้างจากวงจรสร้างสัญญาณ PWM โดยใช้ IC เบอร์ TL 494 และนำมาผ่านวงจรตรวจจับตำแหน่งศูนย์ (Zero crossing) เปรียบเทียบกับไซน์การไฟฟ้า และผ่านวงจร Dead time และนำมาสัญญาณมาทำการรวมกันทางลอจิก (Combination) และไปเชื่อมต่อกับวงจรขับเกตและป้อนสัญญาณขับเกตให้กับอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งเพื่อทำการสวิตช์แรงดันไซน์การไฟฟ้าแรงดันที่ผ่านการตัดต่อสวิตช์จะมีลักษณะคลื่นเป็น PWM ที่มีความถี่มูลฐานเท่ากับ 50 Hz รวมอยู่กับองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ความถี่สูง (20 kHz) ดังนั้นเพื่อให้แรงดันเอาท์พุทมีลักษณะคลื่นเป็นไซน์ 50 Hz จึงต้องนำแรงดันในลักษณะคลื่น PWM นี้มาผ่านวงจร LC ฟิลเตอร์เพื่อกรององค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ความถี่สูงทิ้งไปและนำสัญญาณไซน์ที่ได้ไปจ่ายกับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 1 เฟสซึ่งสามารถควบคุมความเร็วของมอเตอร์ได้โดยการปรับค่า Duty Cycle ที่สัญญาณ PWM



ภาพที่ 1.1 บล็อกโตะแกรมของวงจรเอชซีชอปเปอร์สวิตช์ที่ความถี่สูงที่มี LC ฟิลเตอร์



ภาพที่ 1.2 แนวความคิดของการคูณกันของคลื่นไซน์ 50 Hz กับคลื่น PWM



ภาพที่ 1.3 วงจรการทำงานของเอชไอพีเออร์สวิตช์ที่ความถี่สูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.1 มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว (Single Phase Induction Motor : SPIM)

สำหรับโครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวได้แสดงดังภาพที่ 2.1(ก) จากโครงสร้างดังกล่าวนั้นมีผลทำให้ไม่เกิดแรงบิดเริ่มต้น ดังนั้นมอเตอร์จึงไม่สามารถเริ่มต้นหมุนได้ อย่างไรก็ตามถ้าต้องการให้มอเตอร์หมุนไปได้นั้นจำเป็นต้องมีวิธีการช่วยเพิ่มให้เริ่มต้นหมุนและสำหรับการพิจารณามอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวได้นาทฤษฎีสนามแม่เหล็กคู่เพื่ออ้างอิงในการวิเคราะห์และอธิบายพฤติกรรมของมอเตอร์

2.2.1.1 สนามแม่เหล็กหมุนในมอเตอร์หนึ่งเฟส

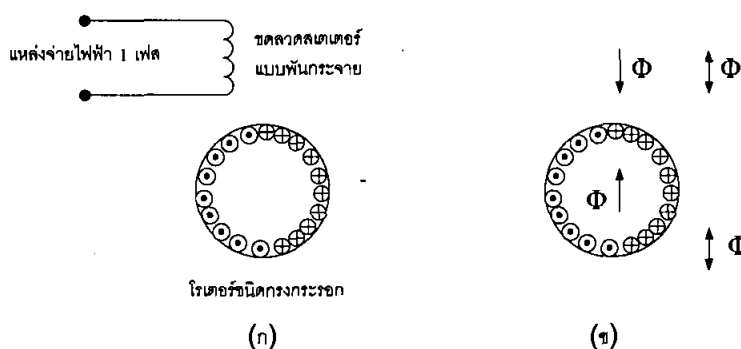
สนามแม่เหล็กหมุนในมอเตอร์หนึ่งเฟส สำหรับมอเตอร์หนึ่งเฟสในหนึ่งขั้วแม่เหล็กจะมีขดลวดเพียงหนึ่งชุดเท่านั้น เมื่อมีขดลวดเพียงชุดเดียว สนามแม่เหล็กแทนที่จะหมุนเช่นเดียวกับมอเตอร์สองเฟสและมอเตอร์สามเฟส แต่จะกลับขั้วจากขั้วเหนือ เป็นขั้วใต้ และกลับจากขั้วใต้เป็นขั้วเหนือกลับไปกลับมาเท่านั้น จะทำให้โรเตอร์สั่นและไม่หมุนด้วย

เพื่อที่จะให้โรเตอร์หมุนจำเป็นต้องทำให้สนามแม่เหล็กหมุนก่อน หลักการข้างต้นโดยพันขดลวดเพิ่มเข้าไปที่สเตเตอร์อีกหนึ่งชุด เรียกชุดขดลวดนี้ว่า ขดลวดช่วยหมุน (Auxiliary winding) และเรียกชุดขดลวดชุดแรกว่า ขดลวดหลักหรือขดลวดเมน (Main winding) ขดลวดหลักหรือขดลวดเมนนี้จะทำให้โรเตอร์หมุนอยู่ตลอดเวลา จึงเรียกว่าขดลวดรันหรือขดรัน (Running winding) และขดลวดช่วยหมุนจะช่วยทำให้โรเตอร์เริ่มหมุนแล้วก็ปลดออก จึงเรียกขดลวดชุดนี้อีกอย่างหนึ่งว่า ขดลวดสตาร์ทหรือขดสตาร์ท (Starting winding)

โดยการออกแบบให้ขดสตาร์ทมีความต้านทานสูงๆ และให้ขดรันมีค่าอินดักแตนซ์สูง จะทำให้กระแสที่ไหลเข้าขดลวดทั้งสองมีมุมต่างเฟสกันเกือบ 90 องศาไฟฟ้า คือกระแสที่ไหลผ่านขดสตาร์ทจะมีเฟสเดียวกับแรงดันที่ป้อน ส่วนกระแสที่ไหลผ่านขดรันจะมีมุมต่างเฟสกับแรงดันที่ป้อน 90 องศาไฟฟ้า เมื่อขดสตาร์ทเกิดขั้วเหนือ ไปแล้ว 90 องศาไฟฟ้า ขดรันก็จะเกิดขั้วเหนือ ขึ้นมาบ้าง ทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนขึ้นโดยอาศัยหลักของมอเตอร์สองเฟสนั้นเอง เมื่อโรเตอร์หมุนได้ความเร็วตามพิกัดแล้วขดสตาร์ทจะถูกตัดออกด้วยสวิตช์อัตโนมัติ

2.2.1.2 ทฤษฎีสนามแม่เหล็กหมุนคู่ (Double revolving field theory)

หลักการของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว สามารถวิเคราะห์โดยอาศัยทฤษฎีสนามแม่เหล็กหมุนคู่ตามรายละเอียดดังต่อไปนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ภาพที่ 2.1 โครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว
 ไม่ว่าจะตีพิมพ์ขึ้นอีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พฤติกรรมของโรเตอร์ขณะหยุดนิ่ง

การพิจารณาโรเตอร์ขณะหยุดนิ่งและขดลวดสเตเตอร์ ถูกต่อเข้ากับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ ดังภาพที่ 2-1(ข) นั้นจะเห็นพฤติกรรมการสั่นสะเทือนหรือการกระเพื่อมของแรงเคลื่อนแม่เหล็ก (Pulsating magnetomotive force) และการสั่นของแรงแม่เหล็ก (Pulsating flux) ที่เกิดขึ้นตามแนวแกนขดลวดสเตเตอร์โดยกระแสที่ไหลในวงจรโรเตอร์เกิดขึ้นจากการเหนี่ยวนำเนื่องจากเส้นแรงแม่เหล็กในโรเตอร์ (เช่นเดียวกับปฏิกิริยาหม้อแปลง) ส่งผลทำให้เกิดเส้นแรงแม่เหล็กในโรเตอร์ตามแนวแกนของเส้นแรงแม่เหล็กที่สเตเตอร์ (ตามกฎของเลนซ์) โดยที่เส้นแรงแม่เหล็กทั้งสองมีทิศทางที่ตรงข้ามกัน ดังนั้นมุมระหว่างเส้นแรงแม่เหล็กทั้งสองมีค่าเท่ากับศูนย์ นั้นหมายความว่ามอเตอร์ไม่สามารถเริ่มต้นหมุนได้เนื่องจากไม่มีแรงบิดเริ่มต้น (Starting torque)

พฤติกรรมของโรเตอร์ขณะหมุน

ถ้าสมมติให้โรเตอร์ทำการหมุน การหมุนของโรเตอร์เกิดขึ้นได้นั้นจำเป็นต้องมีวงจรช่วยเริ่มต้นหมุน ดังนั้นการเกิดแรงบิดเริ่มต้นหมุนสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวนั้นจำเป็นต้องมีการกำหนดเงื่อนไขของการเริ่มต้นหมุนดังต่อไปนี้

- การสั่นของสนามแม่เหล็ก (แรงเคลื่อนแม่เหล็กหรือเส้นแรงแม่เหล็ก)

เมื่อพิจารณาการเกิดสนามแม่เหล็กหมุนสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวนั้นสามารถแบ่งออกเป็น 2 องค์ประกอบหลักซึ่งจะมีขนาดเท่ากันแต่ทิศทางตรงกันข้ามและหมุนที่ความเร็วเดียวกัน คือความเร็วซิงโครนัส สนามแม่เหล็กดังกล่าวพิสูจน์ได้โดยการวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์หรือใช้กราฟมาวิเคราะห์

จากภาพที่ 2.2 ถ้ากำหนด OP เป็นเวกเตอร์ที่เกิดจากผลของการเคลื่อนที่สองส่วนซึ่งมีขนาดเท่ากันโดยที่ f คือ การเคลื่อนที่ไปข้างหน้ามีทิศทางตามเข็มนาฬิกาและ b คือ การเคลื่อนที่ถอยหลังมีทิศทางทวนเข็มนาฬิกา ดังนั้นการหมุนเวกเตอร์ทั้งสองเกิดขึ้นที่ความเร็วเดียวกันในทิศทางตรงกันข้าม เมื่อกำหนดให้ OR คือเวกเตอร์ที่เป็นผลรวมของเวกเตอร์สองส่วนที่มีขนาด $+2OP$ และ $-2OP$ โดยที่เวกเตอร์ทั้งสองอยู่ในแนวเดียวกันและเป็นเวกเตอร์ที่แปรตามเวลาในฟังก์ชันไซน์ ดังนั้นถ้าการหมุนของเวกเตอร์ทั้งสองดังกล่าวนั้นหมุนด้วยความเร็ววงที่เดียวกันซึ่งการสั่นของสนามแม่เหล็ก (เขียนแทนด้วยเวกเตอร์ OR) ที่เกิดจากกระแสไหลผ่านขดลวดสเตออร์นั้น ส่งผลทำให้เกิดสนามแม่เหล็กสองทาง ดังนั้นการสั่นของแรงแม่เหล็กในสเตเตอร์ (Pulsating stator flux), ϕ_s ตามแนวแกนของขดลวดสเตเตอร์เป็นผลจากเส้นแรงแม่เหล็กหมุนสองทางคือ ϕ_f และ ϕ_b ดังภาพที่ 2.2 (ข)

สำหรับสมการทางคณิตศาสตร์เพื่อพิจารณาขดลวดสเตเตอร์ที่วางแบบกระจายในรูปสัญญาณไซน์นั้นเป็นการวิเคราะห์จากสมการแรงเคลื่อนแม่เหล็กไฟฟ้า (Magnetomotive Force: mmf) ตำแหน่งของมุม θ ดังภาพที่ 2.3 และการกำหนดเป็นสมการได้ดังนี้คือ

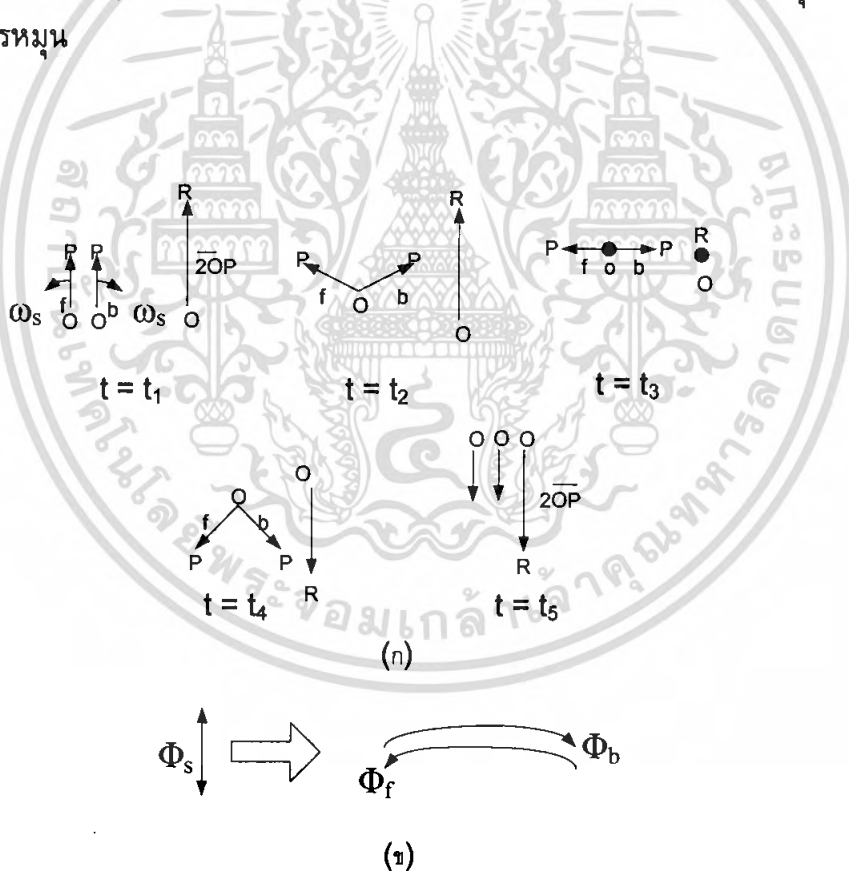
$$F(\theta) = Ni \cos \theta \quad (2.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ N คือจำนวนรอบของขดลวดสเตเตอร์และกำหนดให้ $I = I_{\max} \cos \omega t$ ดังนั้น

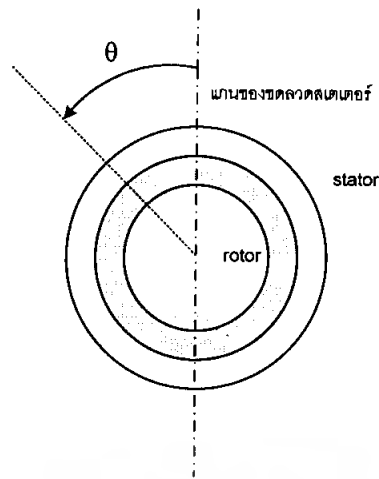
$$\begin{aligned} F(\theta, t) &= NI_{\max} \cos \theta \cos \omega t \\ &= \frac{NI_{\max}}{2} \cos(\omega t - \theta) + \frac{NI_{\max}}{2} \cos(\omega t + \theta) \\ &= F_f + F_b \end{aligned} \quad (2.2)$$

เมื่อ F_f คือแรงเคลื่อนแม่เหล็กหมุนตามทิศทางของมุม θ และ F_b แทนแรงเคลื่อนแม่เหล็กตามทิศทางตรงข้ามกับ F_f สำหรับแรงเคลื่อนแม่เหล็กทั้งสองนั้น มีผลที่ทำให้เกิดแรงบิดในมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวที่มีทิศทางตรงกันข้ามและองค์ประกอบของแรงบิดทั้งสองส่วนลดลงได้ดังภาพที่ 2.4 สำหรับในขณะมอเตอร์อยู่นิ่งนั้น แรงบิดไปข้างหน้าและแรงบิดถอยหลังมีขนาดเท่ากัน ดังนั้นทำให้ผลของแรงบิดเริ่มต้นหมุนมีค่าเท่ากับศูนย์แต่ในขณะที่ยังมอเตอร์หมุนที่ค่าความเร็วต่างๆ กัน แรงบิดทั้งสองส่วนไม่เท่ากันส่งผลทำให้มอเตอร์หมุนไปได้ตามทิศทางของการหมุน



ภาพที่ 2.2 การสั่น (หรือการกระเพื่อม) ของสนามแม่เหล็กและสนามแม่เหล็กหมุน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

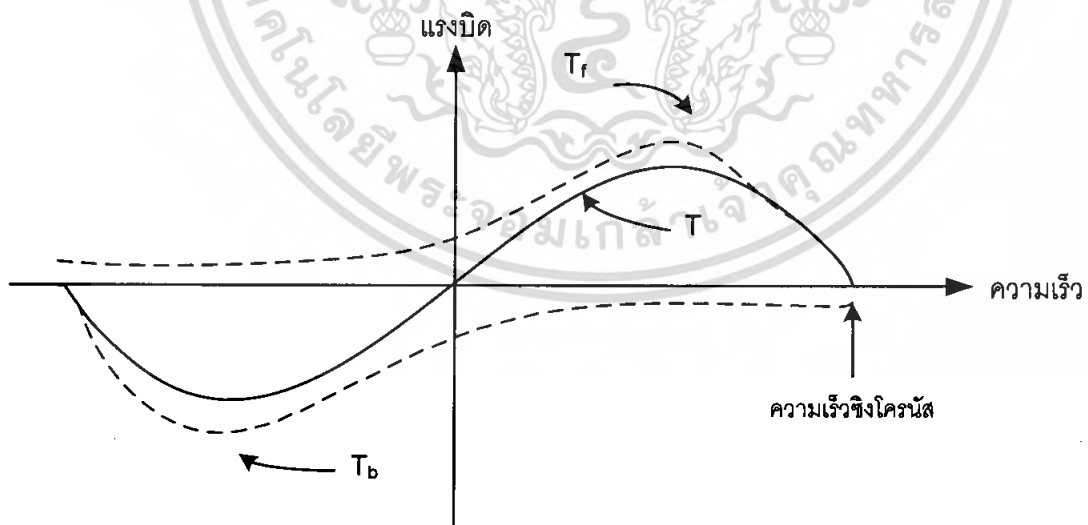


ภาพที่ 2.3 ภาพตัดของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว

- สลิป (Slip)

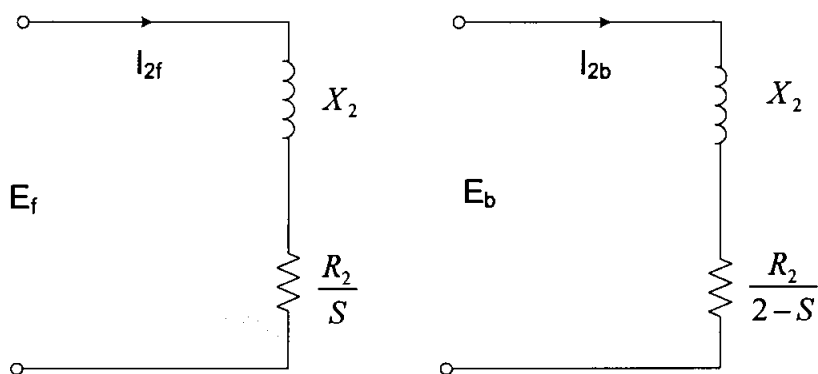
ถ้าสมมติว่าโรเตอร์หมุนตามทิศทางของสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้าด้วยความเร็ว n_r รอบต่อนาทีและความเร็วซิงโครนัสคือ n รอบต่อนาที ดังนั้นค่าสลิปของสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้ากำหนดตามสมการที่ 2.3

$$S_f = \frac{N - N_r}{N} = S \quad (2.3)$$



ภาพที่ 2-4 คุณลักษณะแรงบิด-ความเร็วเนื่องจากเส้นแรงแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้าและถอยหลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

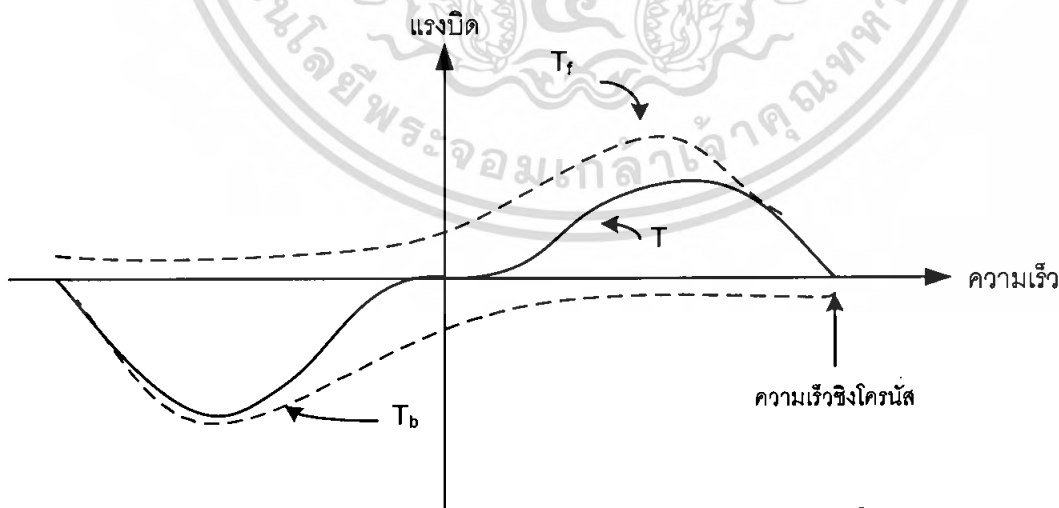


ภาพที่ 2.5 วงจรสมมูลของโรเตอร์

การหมุนโรเตอร์ในทิศทางตรงข้ามกับสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้าเรียกว่า สนามแม่เหล็กหมุนถอยหลังและค่าสลิปกำหนดได้ดังนี้คือ

$$S_b = \frac{N - (-N_r)}{N} = 2 - S \tag{2.4}$$

สำหรับวงจรโรเตอร์เส้นแรงแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้าและเส้นแรงแม่เหล็กหมุนถอยหลังดังภาพที่ 2.5 นั้น ขณะโรเตอร์อยู่นิ่งอิมพีแดนซ์ที่เกิดขึ้นจากเส้นแรงแม่เหล็กหมุนทั้งสองมีค่าเท่ากัน ส่งผลทำให้กระแสเนื่องจากเส้นแรงแม่เหล็กทั้งสองเท่ากันคือ $I_{2f} = I_{2b}$ และทำให้แรงเคลื่อนแม่เหล็กทั้งสองที่เกิดขึ้นมีขนาดเท่ากับแรงเคลื่อนแม่เหล็กที่สเตเตอร์ (ทิศทางตรงข้าม)



ภาพที่ 2.6 คุณลักษณะ แรงบิด-ความเร็ว ค่าจริงของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวจากการ

เปลี่ยนแปลงของรูปคลื่นเส้นแรงแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้าและถอยหลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นเส้นแรงแม่เหล็ก ϕ_r และ ϕ_b ที่เกิดขึ้นในช่องอากาศจึงมีขนาดเท่ากันด้วย โดยพฤติกรรมของแรงเคลื่อนแม่เหล็กที่เกิดขึ้นนั้น ยังมีผลทำให้เส้นแรงแม่เหล็กหมุนถอยหลังลดลงอีกด้วย จากเหตุผลดังกล่าวจึงทำให้ความเร็วของมอเตอร์และเส้นแรงแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้าเพิ่มขึ้นในขณะที่เส้นแรงแม่เหล็กหมุนถอยหลังลดลง อย่างไรก็ตามขณะที่โรเตอร์หมุนอิมพีแดนซ์ของวงจรรอโรเตอร์ (ในภาพที่ 2.5) นั้นไม่เท่ากัน ซึ่งกระแสโรเตอร์ $I_{2b} > I_{2r}$ (ทำให้ค่าตัวประกอบกำลังต่ำ) และขณะที่โรเตอร์ที่แรงบิดไปข้างหน้าจึงมีค่าเพิ่มขึ้น โดยที่ทางตรงข้ามกับแรงบิดถอยหลังมีค่าลดลงทำให้คุณลักษณะแรงบิด-ความเร็ว ในภาพที่ 2.4 เปลี่ยนไปเป็นภาพที่ 2.6 ซึ่งมีค่าแรงบิดชั่วขณะ

- การสั่นของแรงบิด (Torque Pulsation)

การสั่นของแรงบิดในมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวนั้นเกิดขึ้นที่ความถี่ของกำลังชั่วขณะ มีค่าเป็นสองเท่าของความถี่ที่แหล่งจ่าย จากเหตุผลข้างต้นจึงกล่าวได้ว่าการสั่นของแรงบิดที่เกิดขึ้นขณะที่ความถี่ของสเตเตอร์เพิ่มขึ้นเป็นสองเท่าด้วยเช่นกัน และการสั่นของแรงบิดที่เกิดขึ้นนั้นเป็นผลจากการกระทำร่วมกันของ ϕ และ $m\sin\theta$ ที่หมุนตัดผ่านในทิศทางตรงกันข้าม ขณะที่ความเร็วเชิงโคโรนัสเพิ่มขึ้นเป็นสองเท่าเช่น การกระทำร่วมกันของ ϕ_s กับ F_b และ ϕ_b กับ F_r ของโรเตอร์นั้นส่งผลทำให้แรงบิดมีค่าคงที่ สำหรับผลจากการสั่นของแรงยังทำให้เกิดเสียงดังที่เรียกว่า Humming Effect และการสั่นของแรงบิดสามารถทำให้ลดน้อยลงได้ โดยใช้แผ่นยางรองหรือวัสดุที่เป็นยางรองฐานของมอเตอร์

2.3 ชนิดมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว

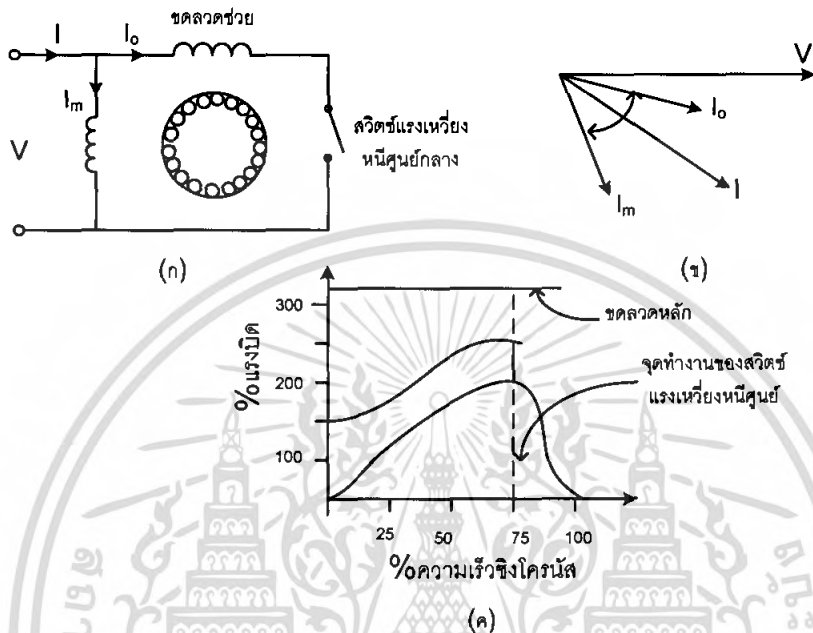
มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวมีด้วยกันหลายชนิดซึ่งมีชื่อเรียกแตกต่างกันไปในแต่ละชนิดสามารถอธิบายได้จากหลักการที่ทำให้เกิดการต่างเฟสระหว่างกระแสที่ไหลในขดลวดหลักและขดลวดช่วยแต่ในบางครั้งเราเรียกชื่อรวมกันว่า มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว โดยแบ่งออกเป็นชนิดต่างๆ ได้ดังนี้คือ

2.3.1 มอเตอร์แบบแยกเฟส (Split - Phase Motor)

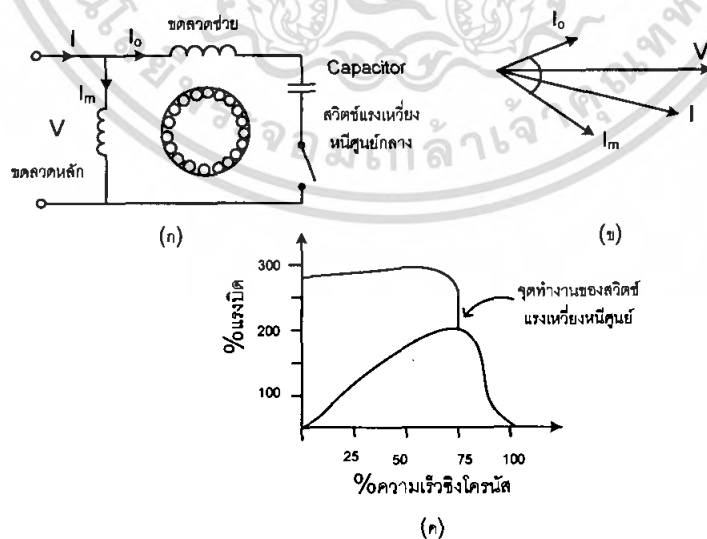
โครงสร้างของมอเตอร์ชนิดแยกเฟส แสดงในภาพที่ 2.7 (ก) ขดลวดช่วยมีอัตราส่วนค่าความต้านทานรีแอกแตนซ์สูงกว่าขดลวดหลัก โดยที่กระแสซึ่งผ่านขดลวดทั้งสองมีเฟสต่างกันดังภาพที่ 2.8 (ข) การทำให้อัตราส่วนของค่าความต้านทานดอริแอกแตนซ์ของขดลวดช่วยมีค่าสูงนั้นเพื่อใช้ในระหว่างการเริ่มหมุนของมอเตอร์เท่านั้น หลังจากนั้นเมื่อมอเตอร์หมุนไปจนมีความเร็ว 75% ของความเร็วเชิงโคโรนัส ขดลวดช่วยจะถูกตัดออกด้วยสวิตช์แรงเหวี่ยง (Centrifugal Switch) สำหรับคุณลักษณะแรงบิด-ความเร็ว แสดงไว้ในภาพที่ 2.7 (ค) มอเตอร์ชนิดนี้มีแรงบิดเริ่มต้นหมุนต่ำไปจนถึงปานกลาง

2.3.2 มอเตอร์ชนิดเริ่มหมุนด้วยตัวเก็บประจุ (Capacitor – Start Motor)

มอเตอร์ชนิดนี้มีแรงบิดเริ่มต้นสูงมาก เนื่องจากได้ต่อค่าตัวเก็บประจุอนุกรมเข้ากับขดลวดช่วย ดังภาพที่ 2.8 (ก) นั่นคือการเพิ่มมุมเฟสระหว่างกระแสที่ไหลในขดลวดทั้งสองดังภาพที่ 2.8 (ข) สำหรับคุณลักษณะแรงบิด-ความเร็วที่ 75% ของความเร็วซิงโครนัส สวิตช์แรงเหวี่ยงจะตัดขดช่วยออก



ภาพที่ 2.7 มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวชนิดขดลวดแยก



ภาพที่ 2.8 มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวชนิดเริ่มหมุนด้วยตัวเก็บประจุ

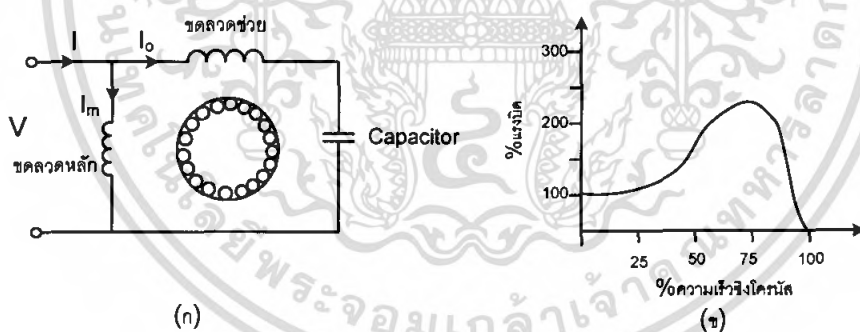
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.3 มอเตอร์ชนิดหมุนด้วยตัวเก็บประจุ (Capacitor – Run Motor)

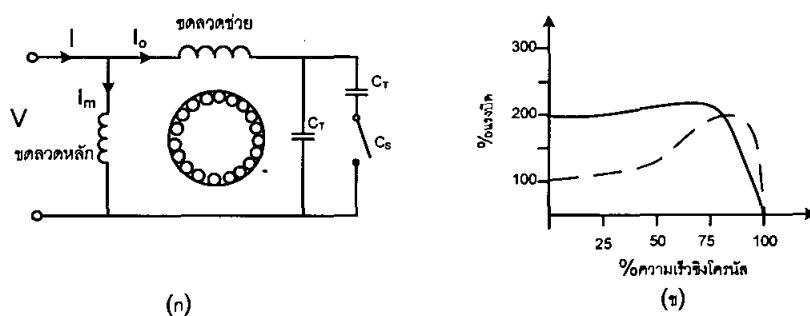
มอเตอร์ชนิดนี้มีโครงสร้างดังภาพที่ 2-9 (ก) โดยที่ตัวเก็บประจุถูกต่ออนุกรมกับขดลวดช่วยและไม่ถูกตัดออกหลังจากที่มอเตอร์หยุดหมุนไปแล้ว ซึ่งโครงสร้างและลักษณะวงจรแบบนี้สามารถลดต้นทุนให้ต่ำลงได้ เนื่องจากไม่จำเป็นต้องมีสวิตช์แรงเหวี่ยง ที่สำคัญโครงสร้างลักษณะเช่นนี้สามารถปรับปรุงตัวประกอบกำลัง การสั่น และประสิทธิภาพของมอเตอร์ให้ดีขึ้น เนื่องจากมอเตอร์ทำงาน (หมุน) เป็นแบบมอเตอร์สองเฟส ซึ่งทำให้มอเตอร์หมุนได้เรียบขึ้น สำหรับคุณลักษณะแรงบิด-ความเร็ว แสดงไว้ในภาพที่ 2.9(ค)

2.3.4 มอเตอร์ชนิดเริ่มหมุนและหมุนด้วยตัวเก็บประจุ (Capacitor-Start Capacitor-Run Motor)

โครงสร้างของมอเตอร์ชนิดนี้จะมีตัวเก็บประจุสองตัวประกอบอยู่ในวงจร โดยที่ตัวแรกจะใช้เพื่อการเริ่มต้นส่วนอีกตัวหนึ่งใช้ขณะมอเตอร์หมุน ดังภาพที่ 2.10 (ก) ตามทฤษฎีนั้น จุดที่เหมาะสมสำหรับการเริ่มต้นหมุนและสมรรถนะของมอเตอร์ขณะหมุน สามารถกำหนดได้โดยตัวเก็บประจุทั้งสอง ตัวเก็บประจุเริ่มต้นหมุน C_s มีขนาดใหญ่และเป็นชนิด AC electrolytic ส่วนตัวเก็บประจุขณะมอเตอร์หมุน C_r ถูกต่ออนุกรมอย่างถาวรกับขดลวดเริ่มต้นหมุนซึ่งมีขนาดเล็กเป็นชนิด Paper oil สำหรับคุณลักษณะของแรงบิด-ความเร็วแสดงในภาพที่ 2.10 (ข) มอเตอร์ชนิดดังกล่าวนี้มีราคาแพงเมื่อเปรียบเทียบกับชนิดอื่นๆ อย่างไรก็ตามถือได้ว่าเป็นมอเตอร์ที่มีสมรรถนะที่ดีที่สุดชนิดหนึ่งของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว

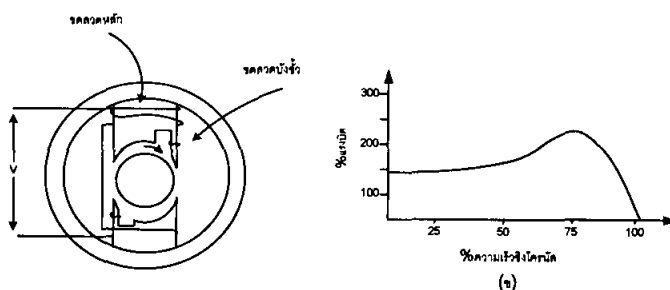


ภาพที่ 2.9 มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวชนิดหมุนด้วยตัวเก็บประจุ



ภาพที่ 2.10 มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวชนิดเริ่มต้นหมุนและหมุนด้วยตัวเก็บประจุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.11 มอเตอร์เหนี่ยวนำแบบบังขั้ว

2.3.5 มอเตอร์แบบบังขั้ว (Shaded – pole Motor)

มอเตอร์ชนิดนี้โครงสร้างของขั้วแม่เหล็กที่สเตเตอร์แบบบังขั้วดังภาพที่ 2.11 (ก) โดยที่ขั้วยื่นดังกล่าวนั้นจะถูกแบ่งออกเป็นสองส่วน และมีส่วนหนึ่งที่ถูกปิดล้อมด้วยวงแหวนทองแดงเรียกว่า Shading Coil สำหรับขดลวดหลักพันอยู่บนขั้วยื่นของมอเตอร์ ซึ่งมีผลทำให้เกิดกระแสเหนี่ยวนำบน Shading Coil เนื่องจากเส้นแรงแม่เหล็กในส่วนขั้วบัง (Shade) ล้าหลังในส่วนที่ไม่ได้ถูกปิดล้อม ลักษณะเช่นนี้ทำให้เกิดเส้นแรงแม่เหล็กในส่วนขั้วบังมีค่าสูงสุดหลังจากเส้นแรงแม่เหล็กในส่วนที่ไม่ได้ถูกปิดล้อมมีค่าถึงจุดสูงสุดก่อน สำหรับวงจรสมมูลย์เมื่อพิจารณาเส้นแรงแม่เหล็กในส่วนที่ไม่ถูกปิดล้อมจะต่างเฟสกับส่วนขั้วบัง ซึ่งจะเห็นได้ว่าสนามแม่เหล็กหมุนเคลื่อนที่จากส่วนที่ไม่ถูกปิดล้อมไปยังส่วนขั้วบังยังทำให้เกิดแรงบิดเริ่มต้นหมุน และคุณลักษณะแรงบิด-ความเร็ว แสดงไว้ดังภาพที่ 2.11 (ข) โดยมอเตอร์แบบบังขั้วส่วนใหญ่ถูกสร้างขึ้นในช่วง 1/20 แรงม้า

2.4 การควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

วิธีการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำจะพิจารณาถึงความเร็วสนามแม่เหล็กหมุนหรือความเร็วซิงโครนัส

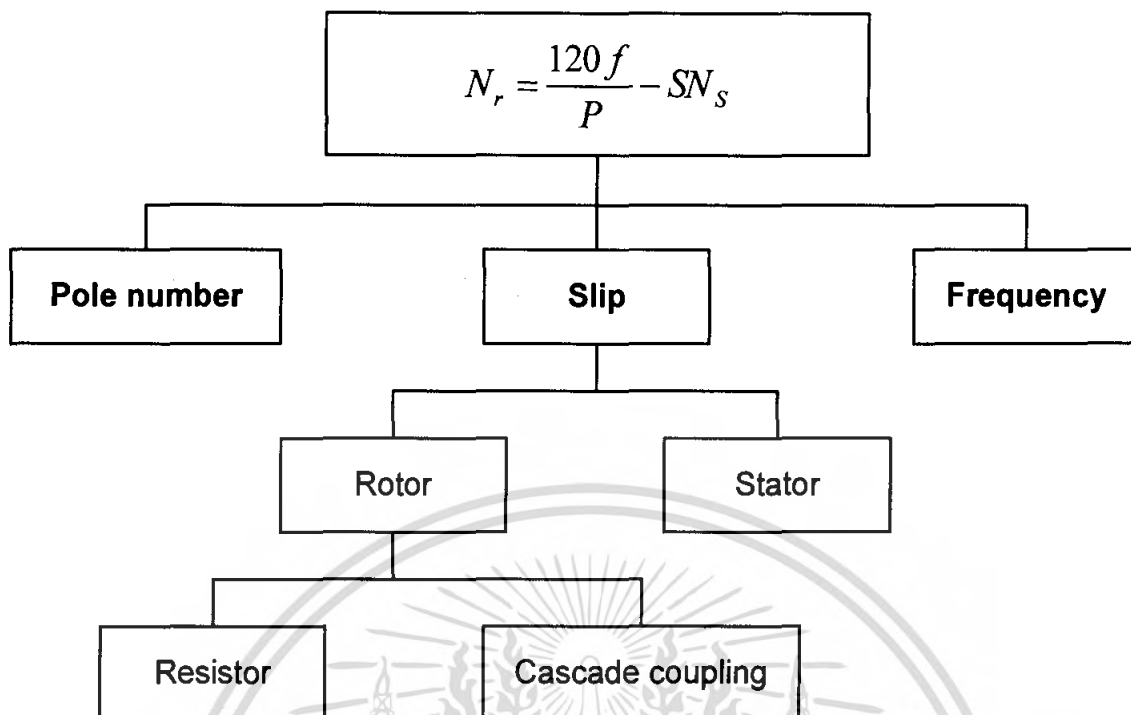
$$N_s = \frac{120f}{P} \quad (2.5)$$

ความเร็วของมอเตอร์สามารถควบคุมได้ 2 วิธีคือ ควบคุมความถี่ของแหล่งจ่ายไฟฟ้า (f) และควบคุมจำนวนขั้วแม่เหล็ก (P) แต่หากพิจารณาที่ความเร็วโรเตอร์ (Rotor Speed) ซึ่งเป็นความเร็วจริงที่ซิปโหลดจะพบว่าการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามารถกระทำได้ 3 วิธีดังนี้

1. เปลี่ยนแปลงจำนวนขั้วแม่เหล็ก (Changing the number of pole)
2. เปลี่ยนแปลงค่าสลลิป (Changing the slip)
3. เปลี่ยนแปลงค่าความถี่แหล่งจ่ายไฟฟ้าที่จ่ายให้กับมอเตอร์

(Changing the frequency of the supply mains)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่เสวนในสภาหรือการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้า ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.12 วิธีการควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำ

2.4.1 การเปลี่ยนแปลงขั้วแม่เหล็ก (Pole number changing)

โดยทั่วไปหากกล่าวถึงมอเตอร์เหนี่ยวนำมาตรฐานเราจะนึกถึงมอเตอร์ชนิด 4 ขั้วแม่เหล็ก การจะเปลี่ยนแปลงความเร็วโดยการเปลี่ยนจำนวนขั้วแม่เหล็กให้เพิ่มขึ้นหรือว่าลดลงนั้นถือว่าการทำได้ยากหรือทำไม่ได้เลยนอกเสียจากว่าต้องพันขดลวดใหม่

ดังนั้นการจะควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยการเปลี่ยนจำนวนขั้วแม่เหล็กจะทำได้ก็ต่อเมื่อมอเตอร์มีการใช้มอเตอร์ที่ออกแบบมาเป็นพิเศษ ซึ่งสามารถเปลี่ยนแปลงจำนวนขั้วแม่เหล็กได้ เช่นมอเตอร์แบบ Dahlander หรือ Two separated winding เป็นต้น

การเปลี่ยนความเร็วรอบของมอเตอร์ด้วยวิธีนี้ไม่เหมาะสมกับงานที่ต้องการความเร็วรอบสม่ำเสมอ เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงจำนวนขั้วแม่เหล็กในแต่ละครั้งจะทำให้จำนวนรอบมอเตอร์เพิ่มขึ้นหรือลดลงเป็นขั้นหรือเรียกว่า By step เช่นถ้าเปลี่ยนจาก 4 ขั้วแม่เหล็ก (4 Pole 50 Hz) ไปเป็น 2 ขั้วแม่เหล็กจะทำให้ความเร็วเชิงโคโรนัสเพิ่มขึ้นจาก 1500 รอบต่อนาทีไปเป็น 3000 รอบต่อนาที ซึ่งจะทำให้เกิดการกระชากหรือเกิดการกระตุก ดังนั้นหากมีการเปลี่ยนแปลงความเร็วในขณะที่ขับโหลดอยู่ก็ทำให้เกิดการเสียหายได้ทั้งที่ตัวมอเตอร์และที่ตัวเครื่องจักรนั้นๆ (นอกจากนั้นยังมีราคาสูงกว่ามอเตอร์มาตรฐานทั่วไปอีกด้วย)

2.4.2 การเปลี่ยนแปลงค่าสลลิป (Slip Control)

การควบคุมความเร็วรอบโดยการเปลี่ยนแปลงสลลิปนั้นสามารถทำได้ 2 วิธีคือ เปลี่ยนแปลงระดับแรงดันที่จ่ายให้กับขดลวดสเตเตอร์และปรับแต่งที่ตัวโรเตอร์ (กรณี สลิป-ริงมอเตอร์)

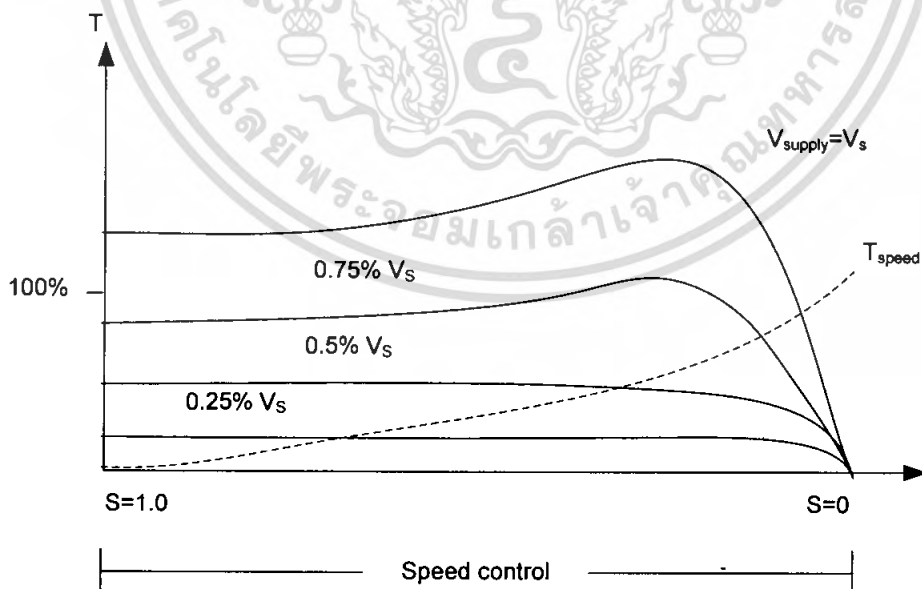
Change of the stator voltage

มอเตอร์เหนี่ยวนำโดยทั่วไปหากต่อกับแหล่งจ่ายที่มีแรงดันและความถี่คงที่ มอเตอร์จะหมุนด้วยความเร็วค่อนข้างคงที่ (มีสลลิปประมาณ 3-5 % ของความเร็วซิงโครนัส) โดยแรงบิดจะขึ้นกับระดับแรงดัน แต่ถ้าทำการลดระดับแรงดันที่จ่ายให้กับขดลวดสเตเตอร์ จะทำให้แรงบิดและสลลิปเปลี่ยนแปลง โดยแรงบิดจะแปรผันตามแรงดันไฟฟ้ายกกำลังสอง ($T \sim U^2$)

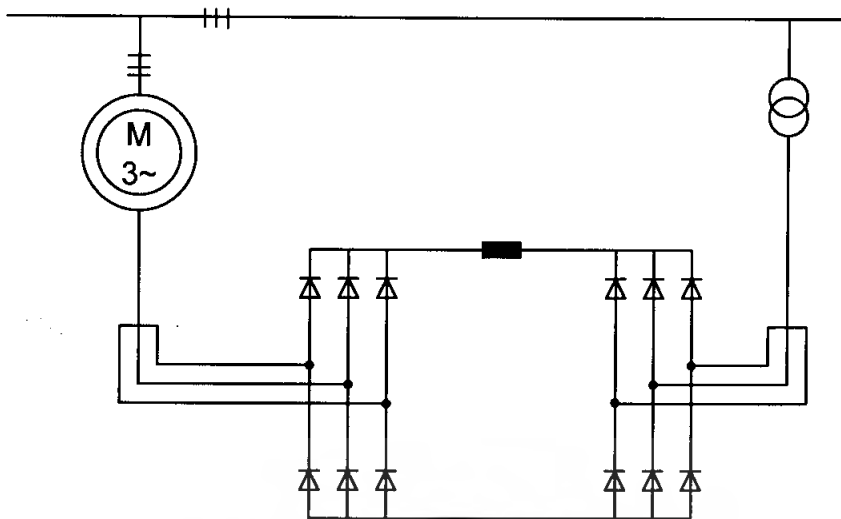
การควบคุมความเร็วรอบวิธีนี้จะไม่ค่อยนิยมใช้ในอุตสาหกรรมมากนัก เนื่องจากค่าสลลิปมีต่อการเปลี่ยนแปลงความเร็วรอบน้อย จะเหมาะสำหรับโหลดประเภทปั๊มแรงเหวี่ยง (Centrifugal Pump) พัดลม หรือ โบลเวอร์ (Blower) เป็นต้น นอกจากนั้นผลของสลลิปยังทำให้เกิดการสูญเสียในขดลวดความต้านทานสูงและประสิทธิภาพมอเตอร์ต่ำในขณะที่ความเร็วรอบต่ำ

Rotor control

การเปลี่ยนแปลงในโรเตอร์สามารถกระทำได้โดยการเพิ่มค่าความต้านทานให้กับวงจรรโรเตอร์และต่อวงจรโรเตอร์คาสเคด (Cascade Coupling) เข้ากับเครื่องกลไฟฟ้าตัวอื่นหรือวงจรเรียงกระแส (Rectifier circuits)



ภาพที่ 2.13 แสดงการควบคุมความเร็วด้วยการปรับค่าระดับแรงดันไฟฟ้าที่สเตเตอร์



ภาพที่ 2.14 Typical cascade coupling

Change of rotor resistors

วิธีการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานโรเตอร์กระทำได้โดยการต่อความต้านทานผ่าน สลิป-ริงเข้ากับขดลวดในโรเตอร์ ซึ่งจะทำให้เกิดการสูญเสียในโรเตอร์เพิ่มขึ้น, สลิปเพิ่มขึ้น (ความเร็วของมอเตอร์ลดลง) และทำให้แรงบิดมอเตอร์เปลี่ยนแปลง

จากภาพจะเห็นว่าค่าแรงบิดสูงสุดยังอยู่ตำแหน่งเดิม ส่วนความเร็วรอบ (Speed) จะ เปลี่ยนไปตามค่าความต้านทานที่ต่อผ่านสลิปเข้าไปยังวงจรมอเตอร์

Cascade coupling

วิธีนี้วงจรโรเตอร์จะต่อผ่านเข้ากับ DC Machine หรือ Controlled rectifier circuit แทนที่การต่อเข้ากับค่าความต้านทาน (Ohmic resistance)

2.4.3 Frequency regulation

การควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยการเปลี่ยนแปลงค่าความถี่แหล่งจ่าย ไฟฟ้า ปัจจุบันกำลังเป็นที่นิยมอย่างแพร่หลายในอุตสาหกรรม โดยใช้ Variable Frequency Drives (VFD) หรือที่นิยมเรียกในเชิงพาณิชย์ว่า "Inverter"

การทำงานของอินเวอร์เตอร์โดยพื้นฐานจะทำหน้าที่รักษาอัตราส่วนระหว่าง แรงดันไฟฟ้ากับความถี่ให้คงที่เพื่อให้สนามแม่เหล็ก (Flux, ϕ) และแรงบิดคงที่ แรงบิดที่เพลา ของมอเตอร์หาได้ดังนี้

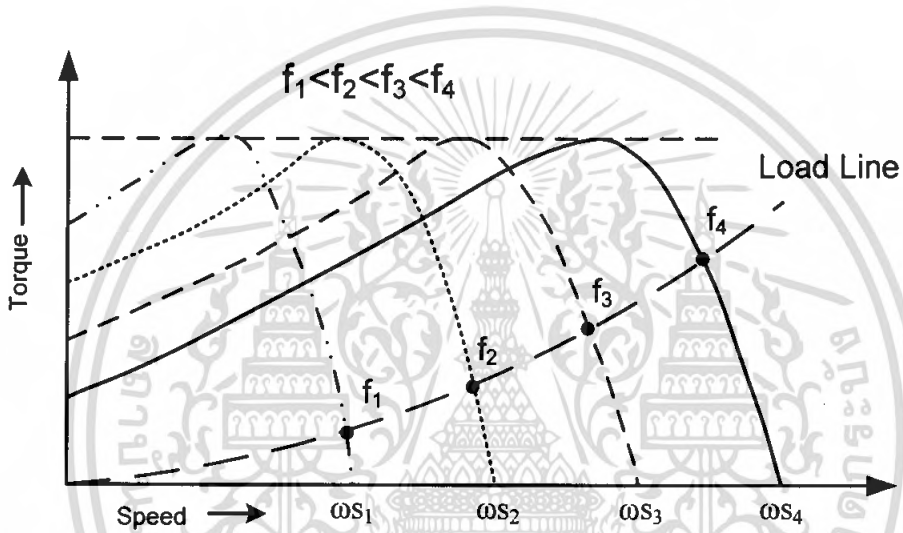
$$T = \frac{9.55P}{\eta} = \frac{\eta \times \sqrt{3}}{f \frac{120(1-S)}{P}} VI \cos \theta \quad (2.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

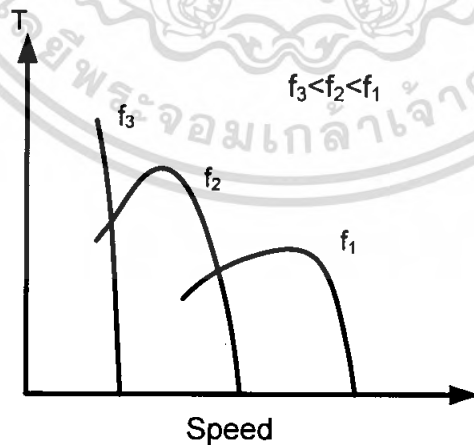
กำหนดให้ประสิทธิภาพ (η), Power factor, $\sqrt{3}$, 120, จำนวนขั้วแม่เหล็ก(P), และ สลิป (1-S) เป็นค่าคงที่ (k) ดังนั้นสมการแรงบิดจะจัดใหม่ได้ดังนี้

$$T = k \frac{VI}{f} \tag{2.7}$$

จากสมการจะเห็นว่าแรงบิดแปรผันตรงกับแรงดันไฟฟ้าและแปรผกผันกับความถี่ ดังนั้นหากต้องการมอเตอร์มีแรงบิดคงที่ (ตามทฤษฎี) แหล่งจ่ายต้องรักษาอัตราส่วนแรงดันไฟฟ้าต่อความถี่ V/F (Voltage – Frequency ratio) ให้คงที่



ภาพที่ 2.15 ค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์เมื่อเปลี่ยนค่าความถี่และแรงดันไฟฟ้า



ภาพที่ 2.16 แสดงคุณลักษณะแรงบิด-ความเร็วรอบของมอเตอร์ที่ความถี่ต่างๆ กัน เมื่อ กำหนดให้ค่าระดับแรงดันคงที่

แต่หากอัตราส่วนระหว่างแรงดันและความถี่ไม่คงที่ เช่น ลดเฉพาะความถี่แต่ไม่เปลี่ยนแปลงแรงดัน จะทำให้มอเตอร์มีแรงบิดไม่คงที่ (ที่ความถี่ต่ำจะมีแรงบิดสูงและที่ความถี่สูงจะมีแรงบิดต่ำดังภาพที่ 2.15

2.5 วงจรสมมูลย์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 1 เฟส

2.5.1 วงจรสมมูลย์โรเตอร์

การทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามารถแสดงให้อยู่ในรูปความสัมพันธ์ของค่าสลิป ดังนี้

$$S = \frac{n_s - n_r}{n_s} \quad (2.8)$$

ในขณะที่เริ่มหมุนค่าสลิปจะเท่ากับ 1 ความถี่โรเตอร์จะเท่ากับความถี่ของสเตเตอร์ โดยสมการความถี่โรเตอร์ คือ

$$f_r = sf \quad (2.9)$$

จากสมการที่ 2.9 จะเห็นได้ว่าค่าความถี่ของโรเตอร์จะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามค่าสลิป ดังนั้นค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ทางไฟฟ้าที่โรเตอร์จึงขึ้นอยู่กับค่าสลิป

$$X_{2s} = sX_2 \quad (2.10)$$

เมื่อ X_{2s}, X_2 เป็นค่า Leakage reactance ของโรเตอร์ที่ค่าสลิปใดๆ และขณะหยุดนิ่งตามลำดับ

$$E_{2s} = sE_2 \quad (2.11)$$

เมื่อ E_{2s} และ E_2 เป็นค่าแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำของโรเตอร์ที่ค่าสลิปใดๆ และขณะหยุดนิ่งตามลำดับ วงจรสมมูลย์ทางไฟฟ้าของโรเตอร์สามารถแสดงได้ดังภาพที่ 2.17 จากภาพที่ 2.17(ก) จะได้ว่า

$$I_2 = \frac{sE_2}{\sqrt{R_2^2 + (sX_2)^2}} \quad (2.12)$$

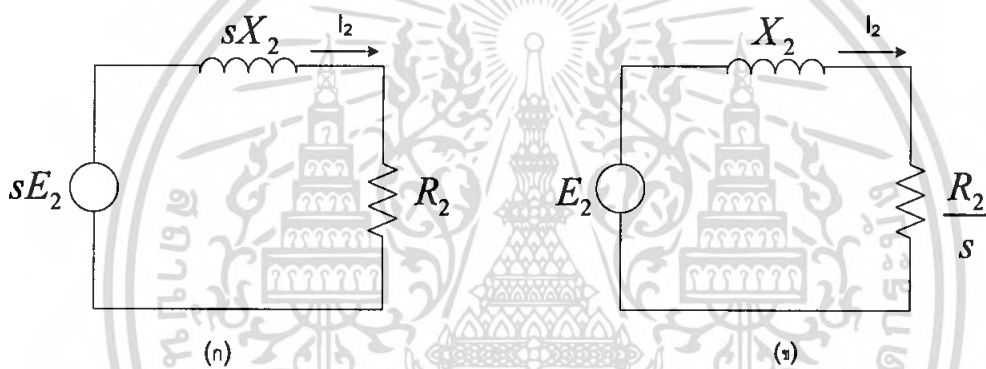
เมื่อ I_2 และ R_2 เป็นค่ากระแสและความต้านทานไฟฟ้าของโรเตอร์ จัดรูปสมการที่ 2.12 ใหม่จะได้สารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_2 = \frac{E_2}{\sqrt{(R_2/s)^2 + (X_2)^2}} \quad (2.13)$$

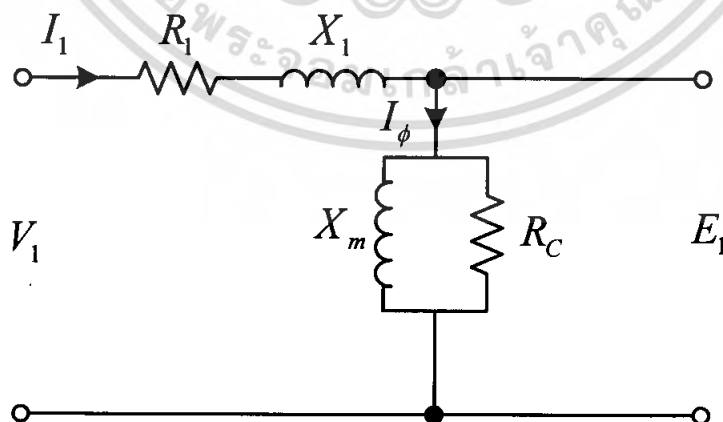
ซึ่งสามารถแสดงเป็นวงจรสมมูลไฟฟ้าใหม่ได้ดังภาพที่ 2.17(ข)

2.5.2 วงจรสมมูลของสเตเตอร์

วงจรสมมูลย์ทางไฟฟ้าของสเตเตอร์สามารถแสดงได้ดังภาพที่ 2.18 กำหนดให้ V_1 เป็นค่าแรงดันไฟฟ้าพิกัดของสเตเตอร์ I_1, R_1 และ X_1 เป็นค่ากระแส ความต้านทานไฟฟ้าและ Leakage reactance ขณะหยุดนิ่งของสเตเตอร์ตามลำดับ R_c และ X_m เป็นค่า core loss resistance และ magnetizing reactance ของสเตเตอร์ตามลำดับ



ภาพที่ 2.17 วงจรสมมูลทางไฟฟ้าของโรเตอร์ต่อเฟส 2 รูปแบบ



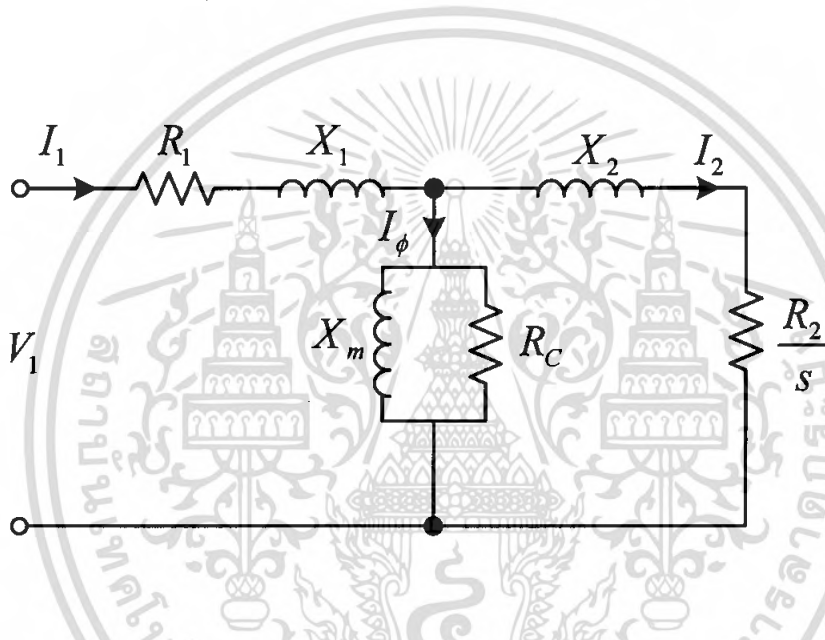
ภาพที่ 2.18 วงจรสมมูลทางไฟฟ้าของสเตเตอร์ต่อเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

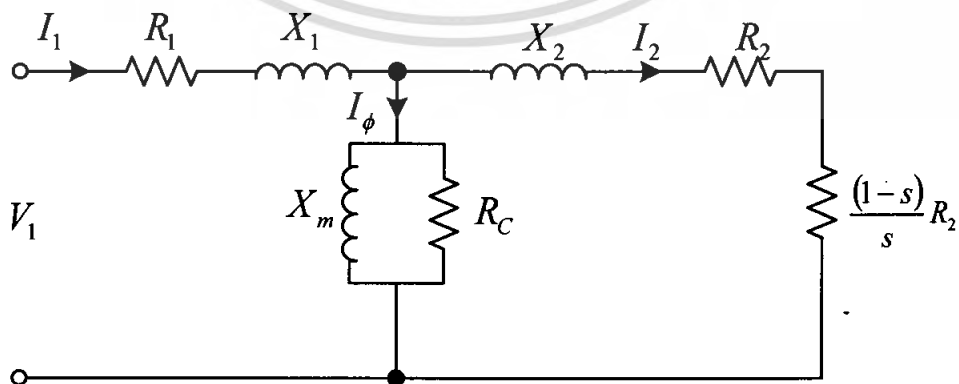
จากการรวมวงจรสมมูลย์ของมอเตอร์ในภาพที่ 2.17 และ 2.18 จะได้วงจรสมมูลย์ทางไฟฟ้าของมอเตอร์เหนี่ยวนำดังภาพที่ 2.19 กำหนดให้ค่า I_2, R_2 และ X_2 เป็นค่าที่พิจารณาอยู่ด้านสเตเตอร์แล้ว และจากรูปที่ 2.19 กำหนดให้

$$\frac{R_2}{s} = R_2 + \frac{(1-s)}{s} R_2 \quad (2.14)$$

จากสมการที่ 2.14 และภาพที่ 2.20 จะเห็นได้ว่าค่าของ R_2 แสดงถึงการสูญเสียที่เกิดขึ้นที่โรเตอร์และค่า $\frac{(1-s)}{s} R_2$ จะแสดงถึงค่ากำลังไฟฟ้าที่จ่ายให้กับโรเตอร์ซึ่งจะเปลี่ยนเป็นพลังงานกล

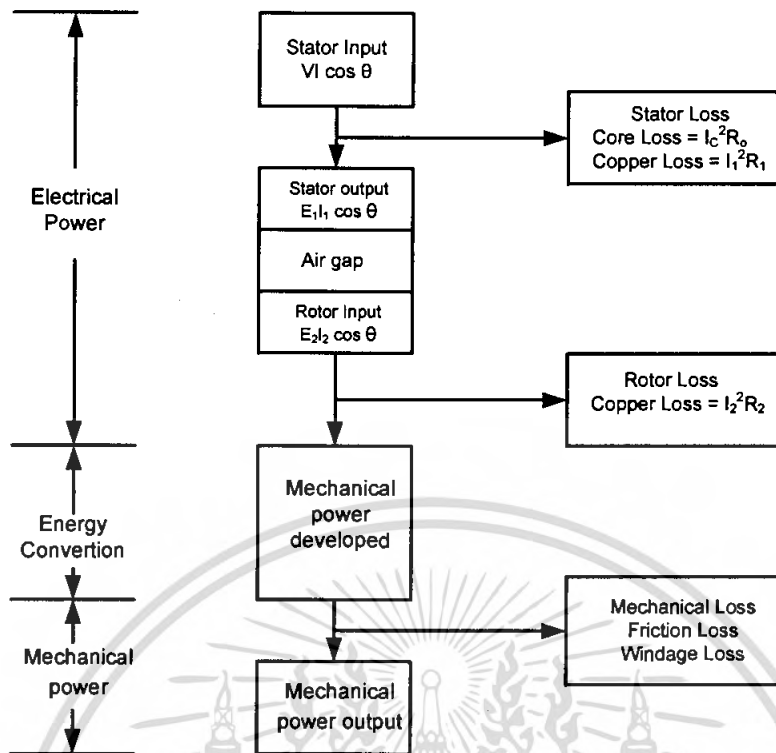


ภาพที่ 2.19 วงจรสมมูลย์ทางไฟฟ้าของมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อพิจารณาทางด้านสเตเตอร์



ภาพที่ 2.20 วงจรสมมูลย์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ใช้สำหรับพิจารณาค่ากำลังไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.21 แผนภูมิการเปลี่ยนแปลงกำลังงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 1 เฟส

2.5.3 การเปลี่ยนกำลังงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 1 เฟส

เปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าเป็นกำลังงานกลของมอเตอร์เหนี่ยวนำนั้นจะอาศัยค่ากำลังไฟฟ้าที่จ่ายให้กับมอเตอร์จะเป็นค่ากำลังไฟฟ้า 1 เฟส และจะมีการสูญเสียจากแกนเหล็กและขดลวดทองแดงที่สเตเตอร์และที่โรเตอร์รวมทั้งมีการสูญเสียเนื่องจากความฝืดและการหมุนซึ่งสามารถแสดงได้ดังภาพที่ 2.21

2.6 วงจรชอปเปอร์กระแสสลับ (AC Chopper)

การควบคุมแรงดันไฟฟ้านั้นเป็นสิ่งที่จำเป็นมากในอุตสาหกรรม เพราะการปรับแรงดันไฟฟ้านั้นอาจนำไปใช้ในการขับเคลื่อนเครื่องจักรไฟฟ้าให้มีความเร็วเปลี่ยนแปลงซึ่งงานบางประเภทก็ต้องการการเปลี่ยนแปลงของความเร็วที่ต้องมีการตอบสนองค่อนข้างเร็ว ซึ่งอาจแตกต่างจากการปรับความเร็วโดยใช้การเปลี่ยนแท็ปของหม้อแปลงหรือการใช้การควบคุมแบบเฟสคอนโทรล ซึ่งการเปลี่ยนแท็ปหม้อแปลงนั้นมีข้อเสียที่มีขนาดใหญ่ น้ำหนักมาก ราคาแพง และแบบเฟสคอนโทรลถึงแม้จะมีวงจรที่ไม่ยุ่งยากซับซ้อนแต่มีข้อเสียตรงที่มีการตอบสนองการควบคุมแรงดันไฟฟ้าเป็นไปไม่ได้ช้า ค่าตัวประกอบกำลังเปลี่ยนแปลงเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่ามุมจุดชนวน และมีกระแสฮาร์มอนิกสูง ในยุคต่อมาเมื่อเทคโนโลยีทางด้าน Power Electronics มีความก้าวหน้าขึ้นจึงมีการใช้ชอปเปอร์กระแสสลับเพื่อปรับแรงดันไฟฟ้าเอาท์พุท วงจรนี้มีข้อดีคือง่ายต่อการควบคุมและสามารถใช้ในวงจรกำลังสูงได้ โดยทำการชอปเปอร์แรงดันไซน์ 50 Hz

โดยใช้หลักการ PWM ความถี่สูง และใช้อุปกรณ์สวิตช์ซึ่งชนิดสองทิศทาง วงจรนี้มีข้อดีคือ มีการตอบสนองที่รวดเร็ว และลดขนาดของวงจร Filter ลงได้มาก

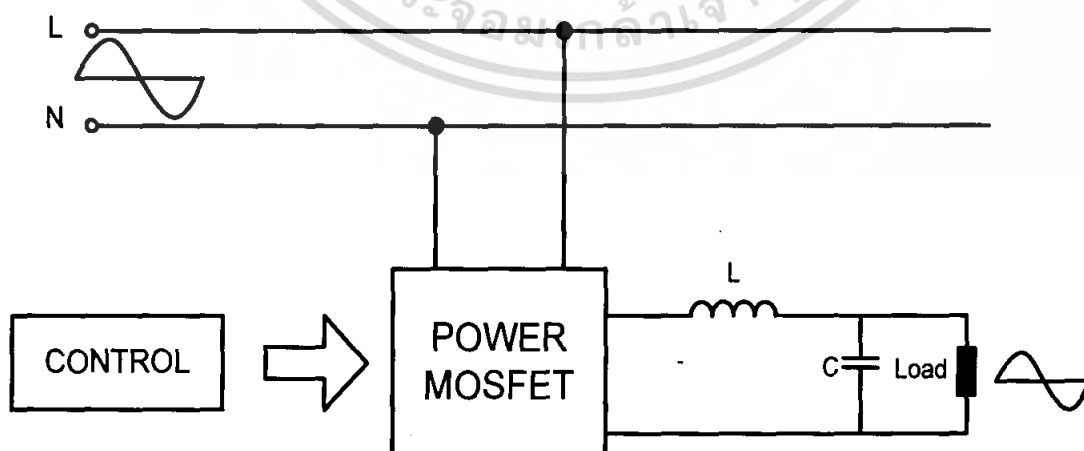
วงจรเอซีชอปเปอร์สวิตช์ที่ความถี่สูง มีส่วนประกอบของวงจรกำลังและวงจรควบคุม แสดงได้ดังภาพที่ 2.22 ในส่วนของวงจรกำลังประกอบด้วยชุด AC Chopper และวงจร Filter ในส่วนของวงจรควบคุมประกอบด้วยส่วนสร้างสัญญาณ PWM ส่วนสร้างสัญญาณขับเกต และส่วนชุดวงจรขับเกต

หลักการทํางาน

การทำงานของวงจรเอซีชอปเปอร์สวิตช์ที่ความถี่สูง แรงดันไฟฟ้าอินพุตจะถูกตัดออกเป็นช่วง (Chop) ตามสัญญาณคลื่น PWM ทำให้ค่าแรงดันเอาท์พุทที่ถูกลดทอนลงตามอัตราส่วนของช่วงเวลาของการนำกระแสต่อค่าเวลาของการ Switching การทํางานของวงจรกำลังแบ่งเป็น 3 โหมดการทํางานดังนี้

2.6.1 โหมดการทํางานของวงจรเอซีชอปเปอร์

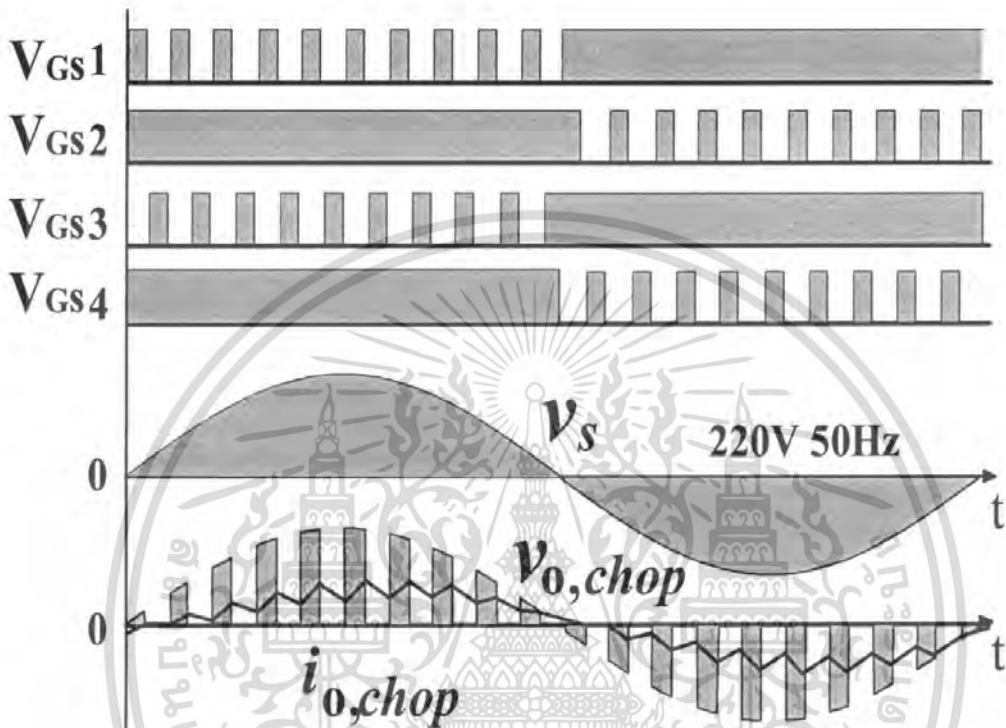
เมื่อป้อนสัญญาณกระตุ้นเกทลักษณะดังภาพที่ 2.23 ให้กับสวิตช์ของวงจรในภาพที่ 2.24 จะเกิดเป็นการทํางานของวงจรเป็นจังหวะตามที่เราดต้องการ ซึ่งการทํางานที่เกิดขึ้นนี้จะสร้างให้เกิดโหมดการทํางานของวงจรในรูปแบบต่างๆขึ้นมา โดยอินพุตของวงจรเอซีชอปเปอร์ คือแรงดันรูปคลื่นไซน์การไฟฟ้าที่มีความถี่ 50 Hz และจะได้ลักษณะของคลื่นแรงดันที่ออกจากวงจรเอซีชอปเปอร์เป็น $v_{o,chop}$ และกระแส $i_{o,chop}$ ซึ่งมีลักษณะเป็นแรงดันไซน์ 50 Hz ที่ถูกสับด้วยความถี่ 20 kHz ที่เกิดจากการทํางานของสวิตช์ในวงจรเอซีชอปเปอร์ ทํางานตามสัญญาณขับเกตที่สร้างขึ้นที่แสดงดังในภาพที่ 2.23 โดยไซน์การไฟฟ้า 50 Hz ที่ถูกสับด้วยความถี่สูง 20 kHz นี้จะเกิดเป็นโหมดการทํางานต่างๆ และเมื่อนำไซน์ 50 Hz ที่มีฮาร์โมนิกส์



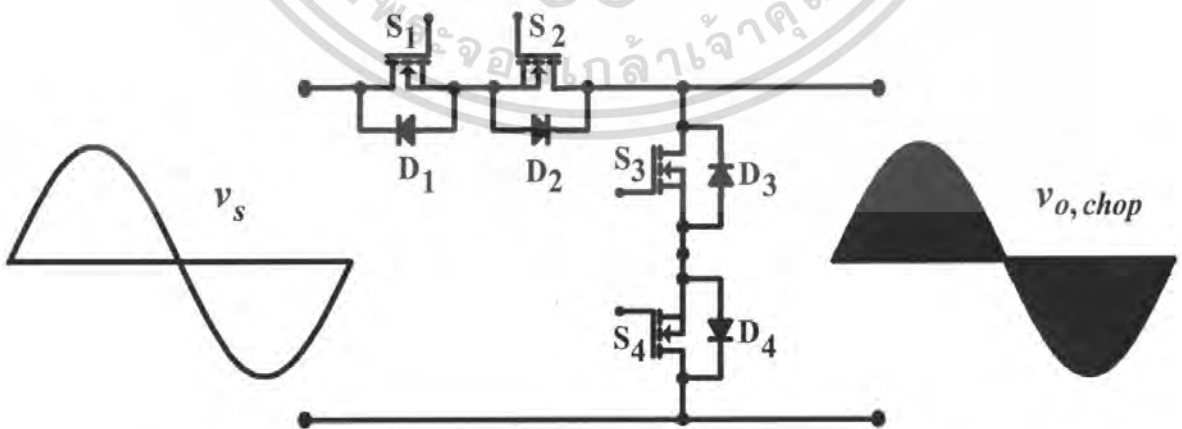
ภาพที่ 2.22 แสดง Block Diagram ของวงจรควบคุมและวงจรกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่สูง 20 kHz ป้อนผ่านวงจร LC ฟิลเตอร์ ดังในรูปที่ 2.25 วงจร LC ฟิลเตอร์ก็จะทำหน้าที่กรองเอาฮาร์โมนิกส์ความถี่สูงออกจากไซน์ 50 Hz ทำให้ได้เอาท์พุทของวงจร LC ฟิลเตอร์ออกมาเป็นไซน์ 50 Hz ที่สามารถปรับค่า rms ได้และมีฮาร์โมนิกส์ความสูงปะปนออกมาน้อยมาก

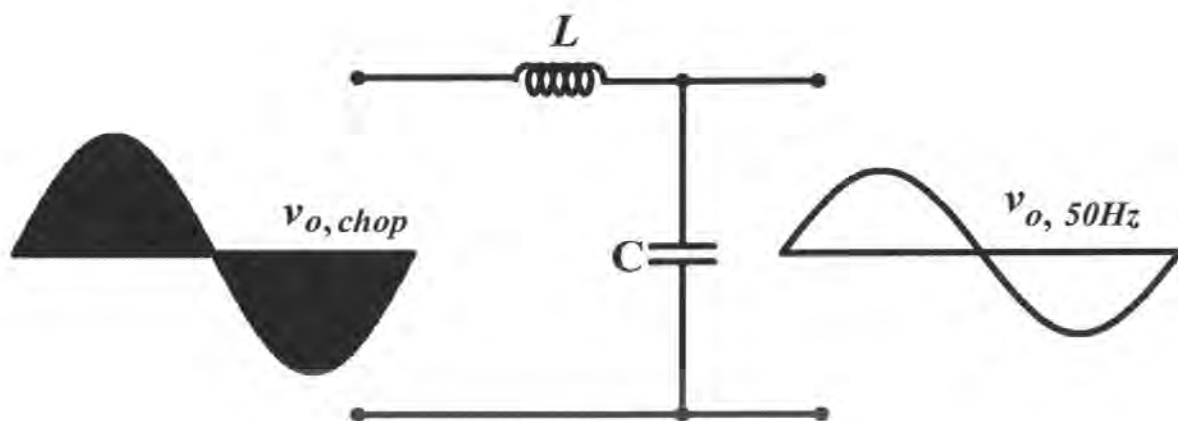


ภาพที่ 2.23 ลักษณะสัญญาณขับเกทและคลื่นอินพุตเอาต์พุต



ภาพที่ 2.24 ลักษณะของคลื่นก่อนเข้าและหลังเข้าวงจรเอชชีชอปเปอร์

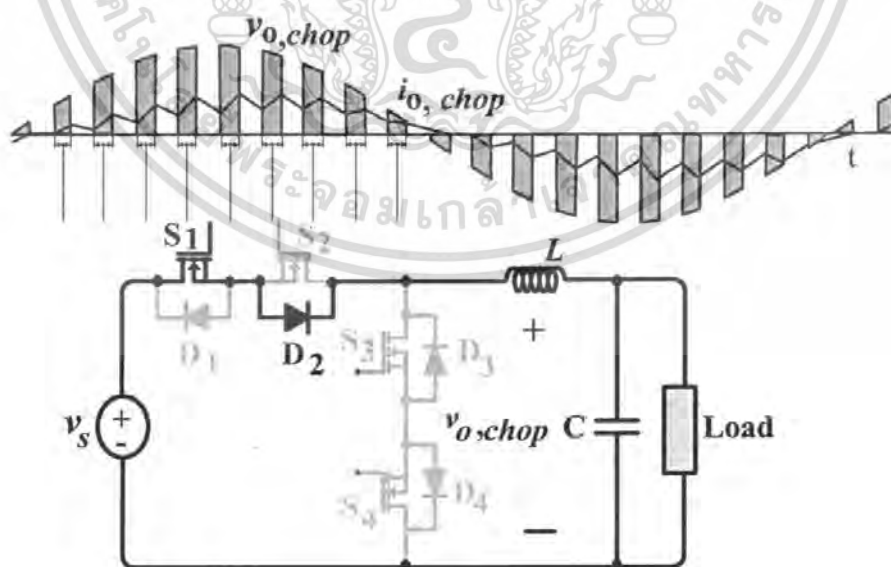
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.25 ลักษณะคลื่นก่อนผ่านและหลังผ่าน LC ฟิลเตอร์

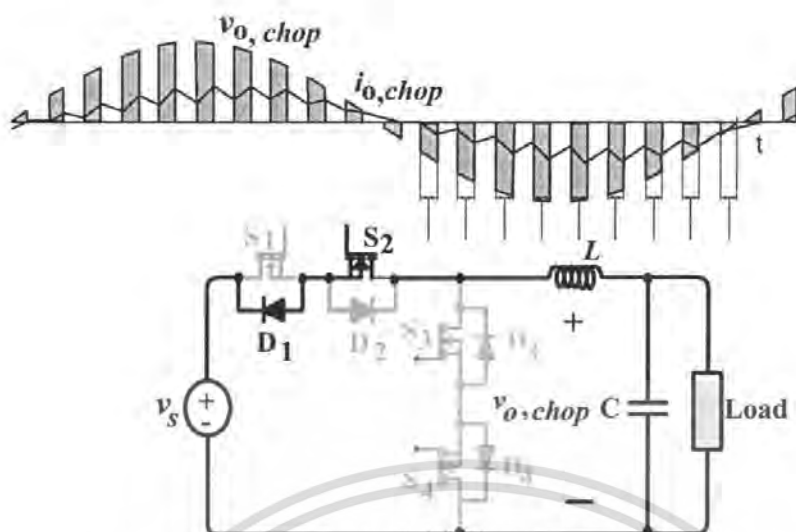
2.6.1.1 โหมดจ่ายกำลัง (Powering Mode)

โหมดจ่ายกำลังในครึ่งไซเคิลบวกโหมดจ่ายกำลังในครึ่งไซเคิลบวกเป็นโหมดที่โหลดได้รับกำลังจากแหล่งจ่ายไซเคิลกรไฟฟ้า 50 Hz ในครึ่งไซเคิลบวก โดยมีแรงดันเป็นบวกและกระแสเป็นบวก ซึ่งจะมีลักษณะรูปคลื่นและการทำงานของวงจรดังภาพที่ 2.26 จากวงจรเมื่อมีสัญญาณมากระตุ้นขาเกทของสวิตช์ S_1 สวิตช์ S_1 ก็จะทำให้การ ON เพื่อต่อวงจรทำให้กำลังไฟฟ้าไหลจากแหล่งจ่ายผ่านสวิตช์ S_1 ผ่านไดโอดของสวิตช์ S_2 ผ่าน LC ฟิลเตอร์ไปยังโหลดและครบวงจร



ภาพที่ 2.26 ลักษณะวงจรของโหมดจ่ายกำลังในครึ่งไซเคิลบวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.27 ลักษณะวงจรของโหมตจ่ายกำลังในครึ่งไซเคิลลบ

โหมตจ่ายกำลังในครึ่งไซเคิลลบเป็นโหมตที่โหลดได้รับกำลังไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายอินพุตการไฟฟ้า 50 Hz ในครึ่งไซเคิลลบ โดยที่มีแรงดันเป็นลบกระแสเป็นลบ ซึ่งจะมีลักษณะการทำงานดังภาพที่ 2.27 จากวงจรเมื่อมีสัญญาณมากระดับขาเกทของสวิตช์ S_2 สวิตช์ S_2 ก็จะทำให้การ ON เพื่อต่อวงจรทำให้พลังงานไหลจากแหล่งจ่ายผ่าน LC ฟิลเตอร์ผ่านโหลด ผ่านสวิตช์ S_2 ผ่านไดโอดของสวิตช์ S_1 ครบวงจร

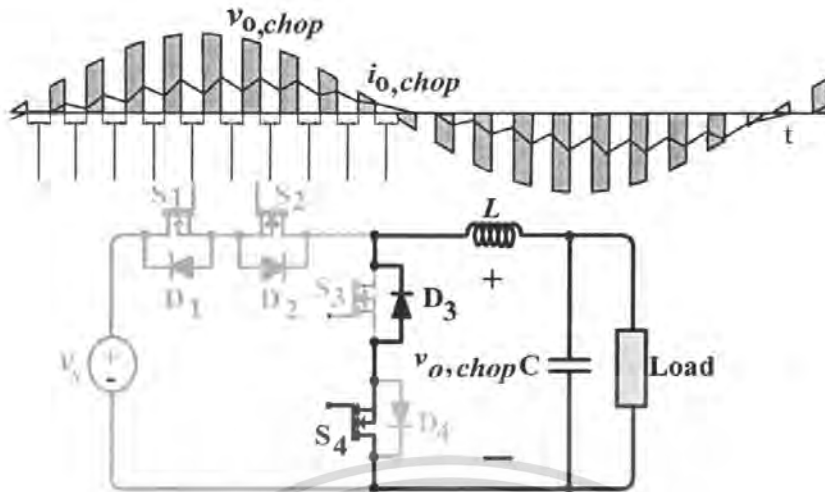
2.6.1.2 โหมตฟรีวีล (Freewheeling Mode)

โหมตฟรีวีลในครึ่งไซเคิลบวกเป็นโหมตที่วงจรไม่ได้รับกำลังไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50 Hz แต่ให้กำลังไฟฟ้าที่อยู่ใน L_{filter} จ่ายกำลังไฟฟ้าให้โหลด โดยจะเกิดในช่วงที่แรงดันเอาต์พุตเป็นศูนย์และกระแสเอาต์พุตเป็นบวกซึ่งเกิดในช่วงไซเคิลบวกของ แรงดันอินพุตการไฟฟ้า 50 Hz ดังภาพที่ 2.28 จากวงจรเมื่อมีสัญญาณมากระดับขาเกทของสวิตช์ S_4 สวิตช์ S_4 ก็จะทำให้การ ON เพื่อต่อวงจรทำให้พลังงานที่อยู่ใน L_{filter} สามารถไหลไปในทิศทางเดิม (ทิศทางเดียวกันโหมตจ่ายกำลังในครึ่งไซเคิลบวก) กำลังไฟฟ้าจะไหลจาก L_{filter} ผ่านโหลดผ่านสวิตช์ S_4 ผ่านไดโอดของสวิตช์ S_3 ผ่านโหลดกลับไป L_{filter} ครบวงจร

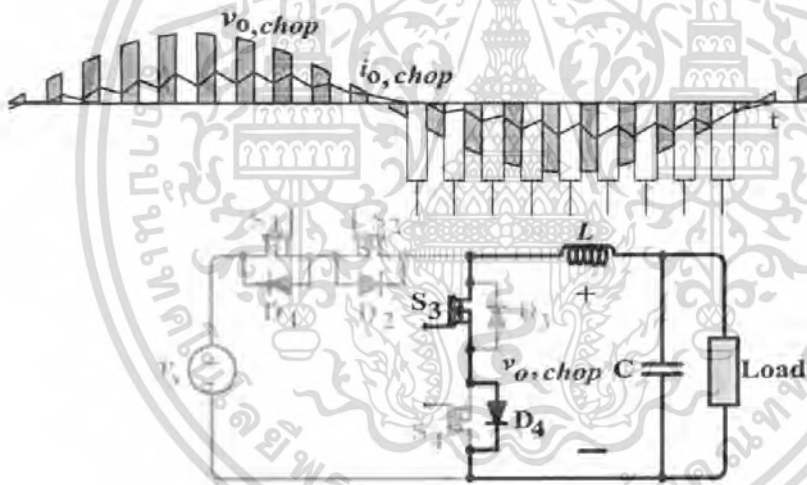
โหมตฟรีวีลในครึ่งไซเคิลลบ เป็นโหมตที่วงจรไม่ได้รับกำลังจากแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50Hz แต่จะให้กำลังไฟฟ้าที่อยู่ใน L_{filter} จ่ายกำลังไฟฟ้าให้โหลด โดยจะเกิดในขณะที่แรงดันเอาต์พุตเป็นศูนย์และเอาต์พุตเป็นลบซึ่งเกิดในช่วงครึ่งไซเคิลลบของแรงดันอินพุตการไฟฟ้า 50 Hz ดังภาพที่ 2.29 จากวงจรเมื่อมีสัญญาณมากระดับขาเกทของสวิตช์ S_3 สวิตช์ S_3 ก็จะทำให้การ ON เพื่อต่อวงจรทำให้พลังงานที่อยู่ใน L_{filter} สามารถไหลไปในทิศทางเดิม (ทางเดียวกับโหลดจ่ายกำลังในครึ่งไซเคิลลบ) กำลังไฟฟ้าจะไหลจาก L_{filter} สวิตช์ S_3 ผ่านไดโอดของสวิตช์ S_4 ผ่าน

โหลด L_{filter} ครบวงจร

ขอสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.28 โหมดฟรีวีลในครึ่งไซเคิลบวก



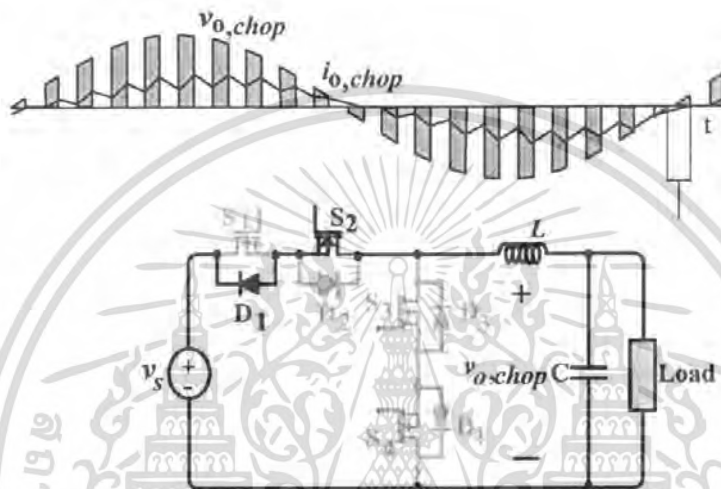
ภาพที่ 2.29 โหมดฟรีวีลในครึ่งไซเคิลลบ

2.6.1.3 โหมดรีเจนเนอเรทีฟ (Regenerative Mode)

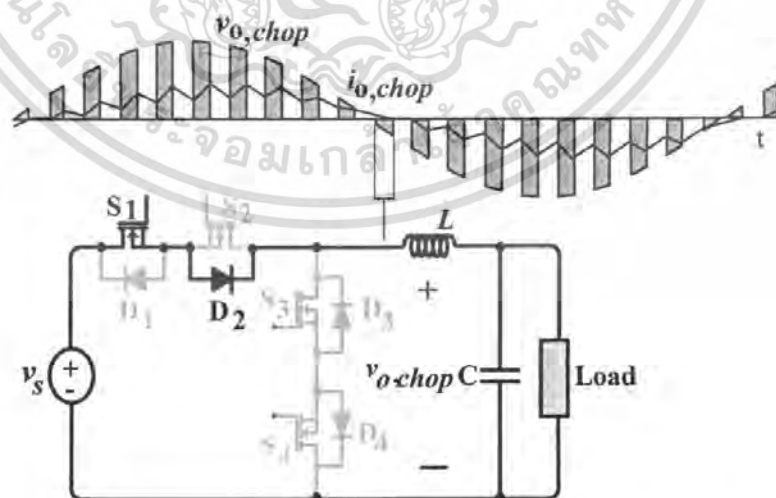
โหมดรีเจนเนอเรทีฟในครึ่งไซเคิลลบเป็นโหมดที่แหล่งจ่ายอินพุตไฟฟ้า 50 Hz รับกำลังไฟฟ้าคืนจากโหลดเกิดขึ้นในช่วงที่แรงดันเอาต์พุตเป็นลบและกระแสเอาต์พุตเป็นบวก ในบริเวณครึ่งไซเคิลลบของ แรงดันอินพุตไฟฟ้า 50-Hz ดังวงจรรูปที่ 2.30 การทำงานของ วงจรเอชซีชอปเปอร์ในโหมดรีเจนเนอเรทีฟในครึ่งไซเคิลลบนั้นจะทำงานเหมือนกับโหมดจ่าย กำลังไฟฟ้าในครึ่งไซเคิลลบ แต่มีทิศทางกระแสของกำลังไฟฟ้ากลับกันโดยกำลังไฟฟ้าจะไหล ออกจากโหลดผ่าน LC ฟิลเตอร์ผ่านสวิตช์ S_2 ผ่านไดโอดของสวิตช์ S_1 ไปยังแหล่งจ่ายครบ

วงจรรีเจนเนอเรทีฟเป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โหมตริเจนเนอร์เรทีฟในครึ่งไซเคิลบวกเป็นโหมตที่แหล่งจ่ายไซน์การไฟฟ้า 50Hz รับกำลังไฟฟ้าคืนจากโหลดเกิดขึ้นในช่วงที่แรงดันเอาต์พุตเป็นบวกและกระแสเอาต์พุตเป็นลบ ในบริเวณครึ่งไซเคิลบวกของ แรงดันไซน์การไฟฟ้า 50-Hz ดังวงจรรูปที่ 2.31 การทำงานของ วงจรเอชชีซอปเปอร์ในโหมตริเจนเนอร์เรทีฟในครึ่งไซเคิลบวกนั้นจะทำงานเหมือนกับโหมตจ่าย กำลังไฟฟ้าในครึ่งไซเคิลบวก แต่มีทิศทางารไหลของกำลังไฟฟ้ากลับกัน โดยกำลังไฟฟ้าจะ ไหลออกจากโหลดผ่าน LC ฟิลเตอร์ไปยังแหล่งจ่าย ผ่านสวิตช์ S_1 ผ่านไดโอดของสวิตช์ S_2 ครบวงจร



ภาพที่ 2.30 โหมตริเจนเนอร์เรทีฟในครึ่งไซเคิลบวกของ V_s รับกำลังไฟฟ้าคืนจากโหลดเกิดขึ้น ในช่วงที่แรงดันเอาต์พุตเป็นลบและกระแสเอาต์พุตเป็นบวก



ภาพที่ 2.31 โหมตริเจนเนอร์เรทีฟในครึ่งไซเคิลบวกของแรงดัน V_s รับกำลังไฟฟ้าคืนจากโหลด เกิดขึ้นในช่วงที่แรงดันเอาต์พุตเป็นบวกและกระแสเอาต์พุตเป็นลบ

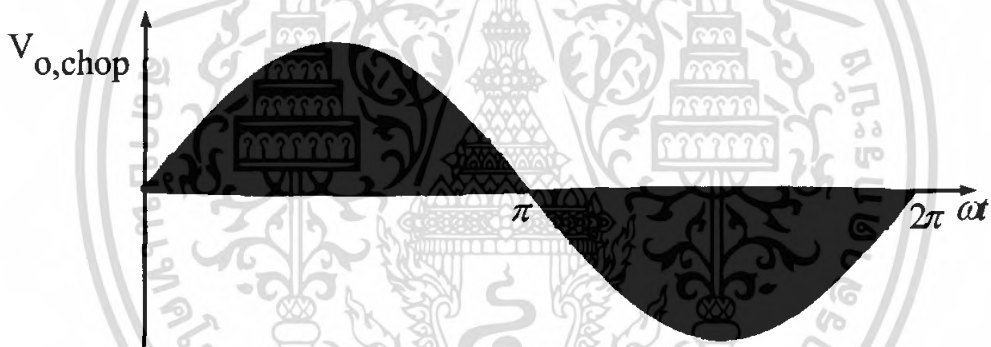
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.2 ลักษณะคลื่นของวงจรเอชซีชอปเปอร์ที่ได้จากการทำงานเป็นโหมด

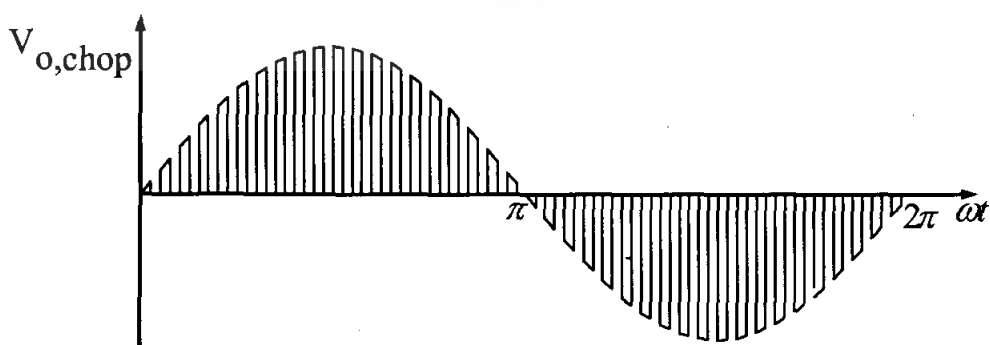
จากการร่วมกันทำงานของสวิตช์และอุปกรณ์ที่ต่อกันเป็นวงจรเอชซีชอปเปอร์ซึ่งทำให้เกิดโหมดการทำงานดังที่ได้อธิบายการทำงานของแต่ละโหมดไปแล้วนั้น จากการทำงานในลักษณะดังกล่าวในหนึ่งไซเคิลไซน์อินพุตซึ่งในงานวิจัยนี้ได้ใช้ไซน์การไฟฟ้า 220 V /50 Hz เมื่อทำงานครบหนึ่งไซเคิลจะได้คลื่นไซน์ 50 Hz ที่ถูกสับให้เป็นช่องเล็กๆ ตามจังหวะการสวิตช์ของวงจรโดยในงานวิจัยนี้ได้ใช้ความถี่ในการสวิตช์เท่ากับ 20 kHz ทำให้ในหนึ่งไซเคิลไซน์ 50 Hz แบบเป็นช่องได้เท่ากับ 400 ช่องดังสมการที่ (2.15)

$$m_f = \frac{f_{sw}}{f} = \frac{20\text{kHz}}{50\text{Hz}} = 400 \quad (2.15)$$

ซึ่งในจำนวน 400 ช่องนี้จะอยู่ในครึ่งไซเคิลบวกของไซน์ 50 Hz จำนวน 200 ช่องและอยู่ในครึ่งไซเคิลลบของไซน์ 50 Hz อีก 200 ช่องโดยได้แสดงลักษณะของช่องไว้ดังในภาพที่ 2.32 และภาพที่ 2.33



ภาพที่ 2.32 รูปคลื่นไซน์อินพุต 50 Hz ที่ถูกสับด้วยความถี่ 20 kHz

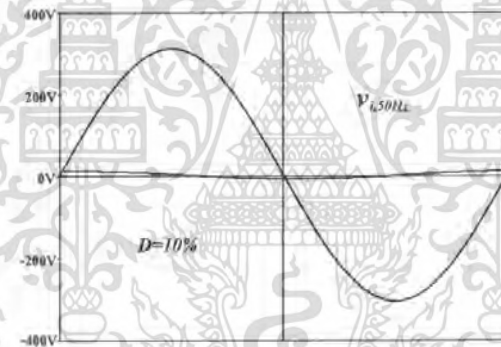


ภาพที่ 2.33 รูปคลื่นไซน์อินพุต 50 Hz ที่ถูกสับด้วยความถี่ 2 kHz

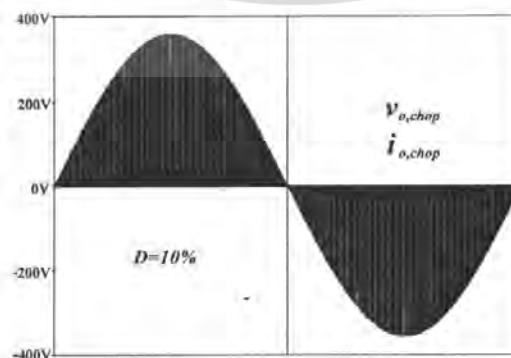
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากภาพที่ 2.32 ภายในคลื่นไซน์ 50Hz จะมีช่องจำนวน 400 ช่องโดยความสูงของแต่ละช่องจะเกาะไปตามความสูงของคลื่นไซน์ แต่เนื่องจากในภาพที่ 2.32 ใช้ความถี่สวิตช์สูงเท่ากับ 20 kHz ทำให้ไม่สามารถดูลักษณะของคลื่นไซน์ 50 Hz ที่ถูกสับเป็นช่องได้ จึงได้ทำการลดความถี่ในการสวิตช์ลงมาที่ 2 kHz เพื่อให้สามารถมองเห็นลักษณะของคลื่นที่ถูกสับแบ่งเป็นช่องๆ ได้อย่างชัดเจนดังในภาพที่ 2.33

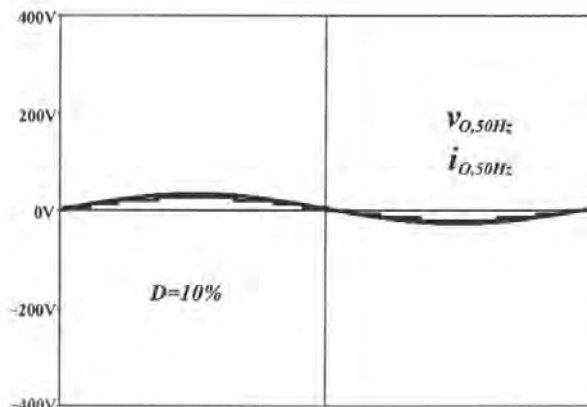
จากภาพที่ 2.34 ถึง ภาพที่ 2.42 จะสังเกตเห็นได้ว่ารูปสัญญาณที่ยังไม่ได้ผ่าน LC ฟิเตอร์ทั้งในส่วนของที่มีค่า D (Duty Cycle) เท่ากับ 10% 50% และ 90% จะไม่แตกต่างกันเพราะใน 1 ไซเคิลที่มีค่าแรงดันเท่ากันจะถูกสับแบ่งเป็น 400 ช่องแล้วจึงไปปรับความกว้างของช่องเล็ก 400 นั้นช่องให้กว้างมากน้อยตามต้องการจึงทำให้มองเห็นเป็นไซน์ที่บิดต่างกับรูปที่ไซน์ที่บิดผ่าน LC ฟิเตอร์แล้วก็จะจะเป็นไซน์สวย 50 Hz ที่สามารถปรับระดับแรงดันได้ในรูปที่ไซน์ที่บิดผ่าน LC ฟิเตอร์แล้วจะมีความแตกต่างกัน เพราะในรูปที่มีค่า Duty Cycle (D) มากกว่าจะให้ไซน์ที่มีความสูงมากกว่าคือมีแรงดันมากกว่านั่นเอง ซึ่งเป็นผลมาจากการสับไซน์ 1 ไซเคิลให้เป็นช่องเล็ก 400 จำนวนช่อง



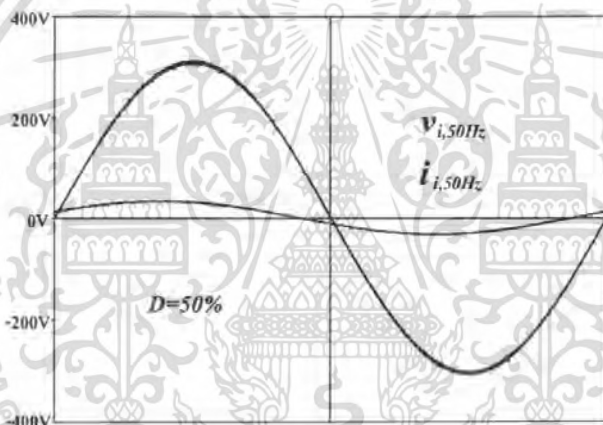
ภาพที่ 2.34 คลื่นแรงดันและกระแสอินพุตของวงจรเอชซีชอปเปอร์ที่ค่า Duty Cycle เท่ากับ 10 %



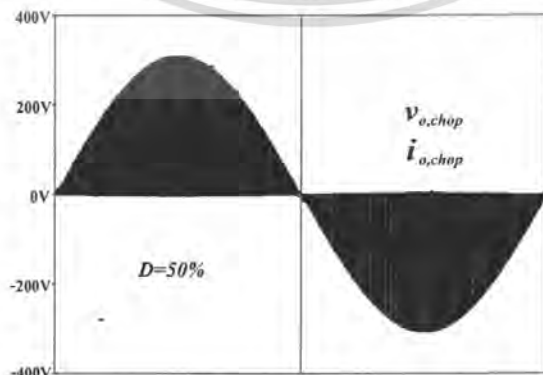
ภาพที่ 2.35 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตที่ยังไม่กรองเอาฮาโมนิกส์ความถี่สูงออกของเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า วงจรเอชซีชอปเปอร์ที่ค่า Duty Cycle เท่ากับ 10 % ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



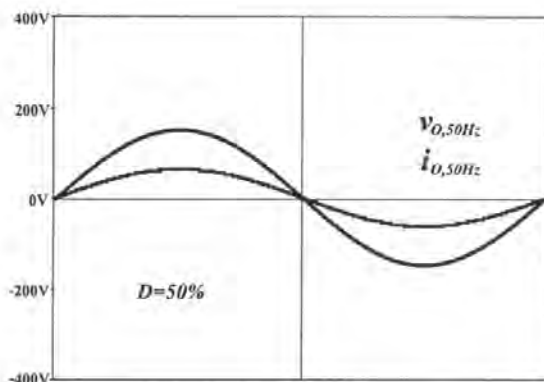
ภาพที่ 2.36 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตที่กรองเอาฮาร์โมนิกส์ความถี่สูงออกแล้วของ วงจรเอชชีชอปเปอร์ที่ค่า Duty Cycle เท่ากับ 10 %



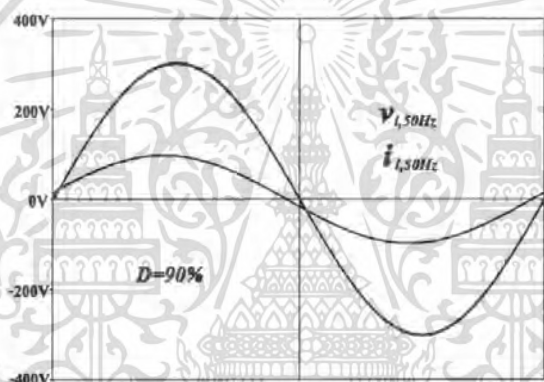
ภาพที่ 2.37 คลื่นแรงดันและกระแสอินพุตของวงจรเอชชีชอปเปอร์ที่ค่า Duty Cycle เท่ากับ 50 %



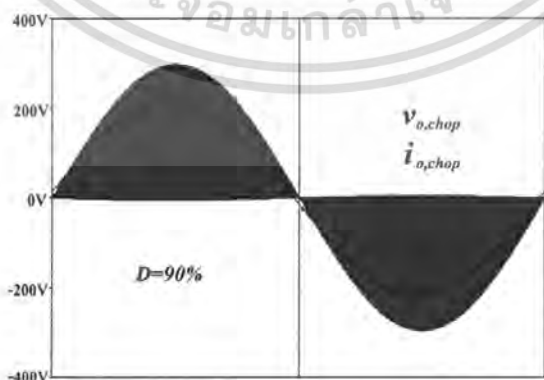
ภาพที่ 2.38 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตที่ยังไม่กรองเอาฮาร์โมนิกส์ความถี่สูงออกของ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูใ้ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า วงจรเอชชีชอปเปอร์ที่ค่า Duty Cycle เท่ากับ 50 %
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.39 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตที่กรองเอาฮาร์โมนิกส์ความถี่สูงออกแล้วของ วงจรเอชชีชอปเปอร์ที่ค่า Duty Cycle เท่ากับ 50 %

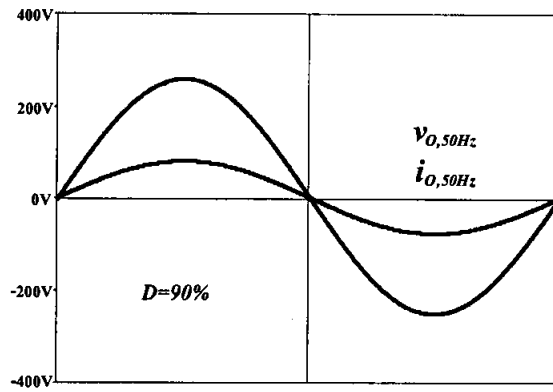


ภาพที่ 2.40 คลื่นแรงดันและกระแสอินพุตของวงจรเอชชีชอปเปอร์ที่ค่า Duty Cycle เท่ากับ 90%



ภาพที่ 2.41 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตที่ยังไม่กรองเอาฮาร์โมนิกส์ความถี่สูงออกของ วงจรเอชชีชอปเปอร์ที่ค่า Duty Cycle เท่ากับ 90 %

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.42 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตที่กรองเอาซาร์โมนิกส์ความถี่สูงออกแล้วของ วงจรเอชี่ซอปเปอร์ที่ค่า Duty Cycle เท่ากับ 90 %

จากรูปคลื่นที่ได้แสดงมาตั้งแต่ค่า Duty Cycle ที่ 10% 50% และ 90% จะสังเกตได้ว่า แรงดันทางด้านอินพุตจะไม่มี การเปลี่ยนแปลง จะมีการเปลี่ยนแปลงเฉพาะกระแสที่มากขึ้นตามค่า Duty Cycle ส่วนแรงดันและกระแสที่ถูกชอปจะมีรูปร่างลักษณะโครงสร้างที่ดูจากภายนอกแล้ว เหมือนกันแต่อันที่จริงถ้าขยายดูจะเห็นว่าที่ค่า Duty Cycle ต่างๆกันจะทำให้แรงดันที่ถูกชอป เป็นช่องมีค่าความกว้างของช่องที่เปลี่ยนไปตามค่า Duty Cycle โดยเมื่อนำแรงดันที่ถูกชอป ($v_{o, chop}$) มาผ่าน LC ฟิเตอร์ก็จะได้แรงดันไซน์สวที่มีความถี่ 50 Hz เท่ากับความถี่อินพุตและ สามารถปรับค่า rms ได้โดยการปรับค่า Duty Cycle ที่สวิตช์

2.7 การมอดูเลตความกว้างของพัลส์ (Pulse Width Modulation)

เทคนิคของการมอดูเลตความกว้างของพัลส์เปิดและปิด เพื่อป้อนให้กับ Power MOSFET หรืออุปกรณ์สวิตช์ซึ่งทำหน้าที่เป็นสวิตช์เรียกว่า การมอดูเลตความกว้างของพัลส์ Pulse-Width Modulation หรือเรียกสั้นๆ ว่า PWM ซึ่งก็คือการเปลี่ยนแปลงรอบการทำงาน (Duty Cycle, D) นิยามของ D คือ

$$D = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = \frac{t_{on}}{T} = \frac{V_C}{V_S} \quad (2.16)$$

ปกติการเปลี่ยนค่า D สามารถกระทำได้โดยการมอดูเลต t_{on} หรือ t_{off} หรือทำการมอดูเลตทั้ง t_{on} และ t_{off} โดยการมอดูเลตความกว้างของพัลส์อาจทำหลายวิธี ดังนี้

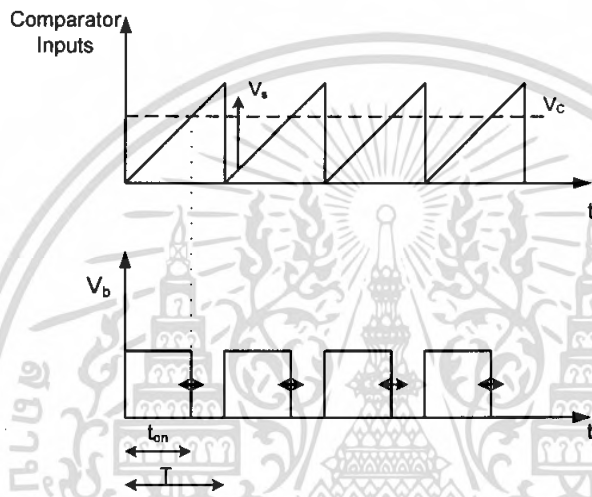
2.7.1 การควบคุมแบบ Direct Duty

เทคนิคนี้จะใช้ลักษณะของรูปคลื่นฟันเลื่อยที่มีแอมพลิจูดและความถี่คงที่ Duty ratio จะปรับเปลี่ยนถ้ามีการเปลี่ยนแรงดันเอาต์พุต โดยการเปลี่ยนแรงดันควบคุม V_C เทคนิคนี้เป็นที่นิยมเพราะง่าย แต่อย่างไรก็ตามถ้าสัญญาณป้อนกลับหายไป การเปลี่ยนแปลงของ V_i จะเป็นผลไม่วากรณ์ใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแบสลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

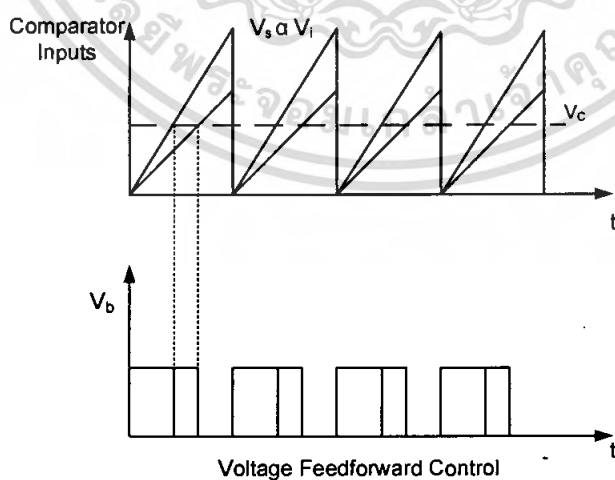
ทำให้แรงดันเอาต์พุต V_o เปลี่ยนแปลงไปอย่างมาก การควบคุมแบบ Direct Duty นั้นมีการตอบสนองช้าต่อการเปลี่ยนแปลงของ V_i เนื่องจากการหน่วงของ LC Filter ทางด้านเอาต์พุต

2.7.2 Voltage Feed Forward Control

การควบคุมนี้จะคล้ายกับการควบคุมแบบ Direct Duty ยกเว้นแอมพลิจูดของรูปคลื่นฟันเลื่อย V_s ซึ่งเป็นสัดส่วนกับแรงดันอินพุต V_i การควบคุมความกว้างของพัลส์นั้นจะอาศัยการควบคุมแอมพลิจูดของรูปคลื่นฟันเลื่อยซึ่งวิธีนี้จะทำให้การตอบสนองเร็วขึ้น เพราะเอาต์พุตจะไม่ขึ้นอยู่กับแรงดันอินพุตระบบจึงมี open loop regulator ดี



ภาพที่ 2.43 รูปคลื่นวงจรควบคุมแบบ Direct Duty



ภาพที่ 2.44 รูปคลื่นวงจรควบคุมแบบ Voltage Feed Forward Control

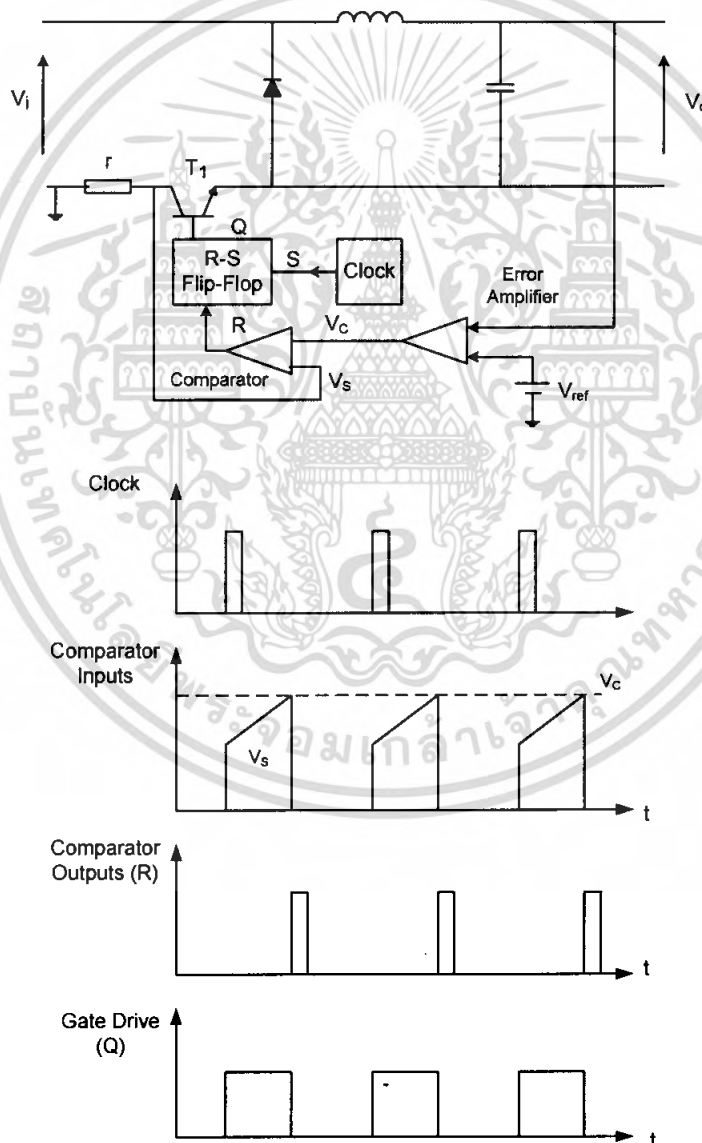
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7.3 Current Mode Control

วิธีการนี้เป็นที่นิยมเพราะแทนที่จะเปรียบเทียบแรงดันควบคุมกับแรงดันรูปคลื่นฟันเลื่อย แต่จะเปรียบเทียบ V_c กับแรงดันที่ได้จากกระแสผ่านอินดักเตอร์ซึ่งเป็นรูปควบคุม

สัญญาณนาฬิกาจะส่งพัลส์ไปยัง R-S Flip Flop ซึ่งเซตเอาท์พุท Q เป็นสถานะ "1" ดังนั้นจะทำการสวิตช์ให้อุปกรณ์สวิตช์ซึ่งทำงาน โดยกระแสอินเวอร์เตอร์จะถูกสร้างขึ้นตามสมการ

$$V_i - V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.17)$$



ภาพที่ 2.45 รูปคลื่นและวงจรควบคุมแบบ Current Mode Control

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ V_s (เท่ากับ $IL \times r$) เพิ่มมาถึง V_c เอาท์พุทของคอมพาราเตอร์เปลี่ยนเป็นลอจิก "1" ซึ่งรีเซตเอาท์พุทของฟลิปฟลอป Q ดังนั้นจะสวิตช์ให้อุปกรณ์สวิตช์หยุดนำกระแส V_s จะเป็นศูนย์ทันทีและเอาท์พุทของคอมพาราเตอร์เปลี่ยนกลับมาเป็น "0"

Current Mode Control จะกำจัดการไม่ทำให้ V_o ขึ้นอยู่กับ V_i ถ้าแรงดันอินพุท V_i เพิ่มขึ้น ดังนั้นแรงดันอินดักเตอร์ ($V_i - V_o$) จะเพิ่มขึ้นและความชัน di/dt เพิ่มขึ้น ดังนั้น V_s จะถึง V_c เร็วขึ้น ทำให้ลด t_{on} ทำให้ลดค่า Duty ratio จึงไม่มีการหน่วงภายในลูบ ดังนั้นจึงเป็นการชดเชย D อย่างทันทีและเที่ยงตรงดังนั้นจึงมี Open loop line regulator ดี และมีการตอบสนองของ Closed loop transient ต่อการเปลี่ยนแปลงอินพุทด้วย

2.8 การออกแบบฟิลเตอร์กรองผ่านความถี่ต่ำ

ในการออกแบบฟิลเตอร์กรองผ่านความถี่ต่ำ Low pass Filter เพื่อที่จะกรองผ่านแรงดันที่ความถี่ใช้งาน 50 Hz (Fundamental Component) ส่งไปยังด้านเอาท์พุทเราจะกำหนดเงื่อนไขของสมการเพื่อที่จะใช้ในการออกแบบฟิลเตอร์ โดยจะกำหนดให้

$$\omega L \ll R_L \ll \frac{1}{\omega C} \quad (2.18)$$

$$\frac{1}{\omega_s C} \ll R_L \ll \omega_s L \quad (2.19)$$

เมื่อ $\omega = 2\pi f$ และ $\omega_s = 2\pi f_s$ ซึ่งเป็นค่าความถี่เชิงมุมของแรงดันด้านอินพุท และค่าความถี่เชิงมุมของการสวิตช์ซิ่ง (Switching Frequency) ของวงจรเอชซีชอปเปอร์ตามลำดับ ในการกำหนดค่าเฉลี่ยของส่วนประกอบความถี่ใช้งานที่ 50 Hz ซึ่งส่วนใหญ่จะถูกส่งผ่านไปยังโหลดเอาท์พุทคือโหลด R_L และส่วนประกอบฮาร์โมนิกส์ (Harmonics Component) ซึ่งจะไม่ถูกส่งผ่านไปยังโหลดด้านเอาท์พุทตอนที่แรงดันด้านอินพุทที่จ่ายให้วงจรเอชซีชอปเปอร์ถูกกำหนดให้เป็นไปตามสมการต่อไปนี้

$$v_s(t) = \sqrt{2}V_s \cos(\omega t) \quad (2.20)$$

เมื่อ V_s คือค่า RMS ของแรงดันด้านอินพุท โดยที่สวิตช์ซิ่งฟังก์ชัน (Switching Function) หาได้จากสมการดังต่อไปนี้คือ

$$S(\omega_s, t) = D + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2 \sin(kD\pi)}{k\pi} \cos(k\omega_s t) \quad (2.21)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับอาจารย์ที่มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ไม่ควรนำเอกสารนี้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 v_r(t) &= S(\omega_s t) v_s(t) \\
 &= \sqrt{2} D v_s \cos(\omega t) + V_{rk} \cos[(k\omega_s \pm \omega)t]
 \end{aligned} \tag{2.22}$$

เมื่อ $S(\omega_s t)$ คือ สวิตช์ซิงฟังก์ชัน, k คือค่าอันดับที่ของฮาร์โมนิกส์ (Order of Harmonics Component) และ V_{rk} คือค่าแรงดัน RMS ของส่วนประกอบฮาร์โมนิกส์ของแรงดัน PWM, V_{rk} หาได้จากสมการดังต่อไปนี้คือ

$$V_{rk} = \frac{V_s \sin(kD\pi)}{k\pi} \tag{2.23}$$

การใส่ฟิลเตอร์ทางด้านเอาต์พุตจะช่วยลดฮาร์โมนิกส์ ซึ่งมาจากผลของกระแสที่เกิดตัวเหนี่ยวนำและแรงดันเอาต์พุตที่ตัวเก็บประจุ โดยที่ผลรวมของตัวประกอบของความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกส์ (Total Harmonics distortion factor : THD) จะถูกนิยามได้ด้วยสมการดังต่อไปนี้

$$THD_v = \frac{100}{V_{ref}} \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} V_{rck}^2 [\%]} \tag{2.24}$$

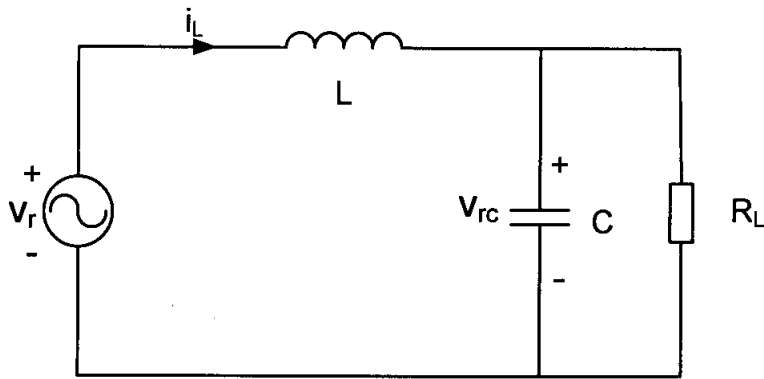
$$THD_i = \frac{100}{I_{Lf}} \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} I_{Lk}^2 [\%]} \tag{2.25}$$

เมื่อ V_{ref} และ V_{rck} คือ ขนาดของค่าส่วนประกอบความถี่ใช้งานที่ 50 Hz และส่วนประกอบฮาร์โมนิกส์ของแรงดันเอาต์พุต v_{rc} , I_{Lf} และ I_{Lk} คือ ขนาดของค่าส่วนประกอบความถี่ที่ใช้งานที่ 50 Hz และส่วนประกอบฮาร์โมนิกส์ของกระแสจากตัวเหนี่ยวนำ i_L ตามลำดับ จากวงจรสมมูลย์ของวงจรเอชซีชอปเปอร์ดังแสดงในภาพที่ 2.46 ทำให้สามารถหาทรานเฟอร์ฟังก์ชันของแรงดันเอาต์พุต $V_{rc}(s)$ ซึ่งจะมีความสัมพันธ์กับแรงดัน PWM, $V_r(s)$ ซึ่งหาได้จาก

$$\frac{V_{rc}(s)}{V_r(s)} = \frac{R_L}{sL + (1 + s^2 LC)R_L} \tag{2.26}$$

การหาค่าของแรงดันที่ความถี่ใช้งานที่ 50 Hz (V_{ref}) ของแรงดันเอาต์พุต V_{rc} หาได้โดยวิธีการประมาณค่าสมมติให้เป็นไปตามสมการดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.46 วงจรสมมูลย์ของวงจรเอชซีชอปเปอร์

$$V_{ref} = \frac{R_L DV_S}{\sqrt{\omega^2 L^2 + (1 - \omega^2 LC)^2 R_L^2}} \approx DV_S \quad (2.27)$$

และให้ $k\omega \pm \omega \approx k\omega_s$, ส่วนประกอบฮาร์โมนิกส์ของแรงดัน V_{rc} ของแรงดันเอาต์พุตมีค่าโดยประมาณได้ดังนี้คือ

$$V_{rc} \approx \frac{\sqrt{2} R_L V_{rk}}{\sqrt{k^2 \omega_s^2 L^2 + (1 - k^2 \omega_s^2 LC)^2 R_L^2}} \approx \frac{\sqrt{2} V_{rk}}{k^2 \omega_s^2 LC} \quad (2.28)$$

จากสมการที่ 2.27 และ 2.28 THD_V จะหาได้จาก

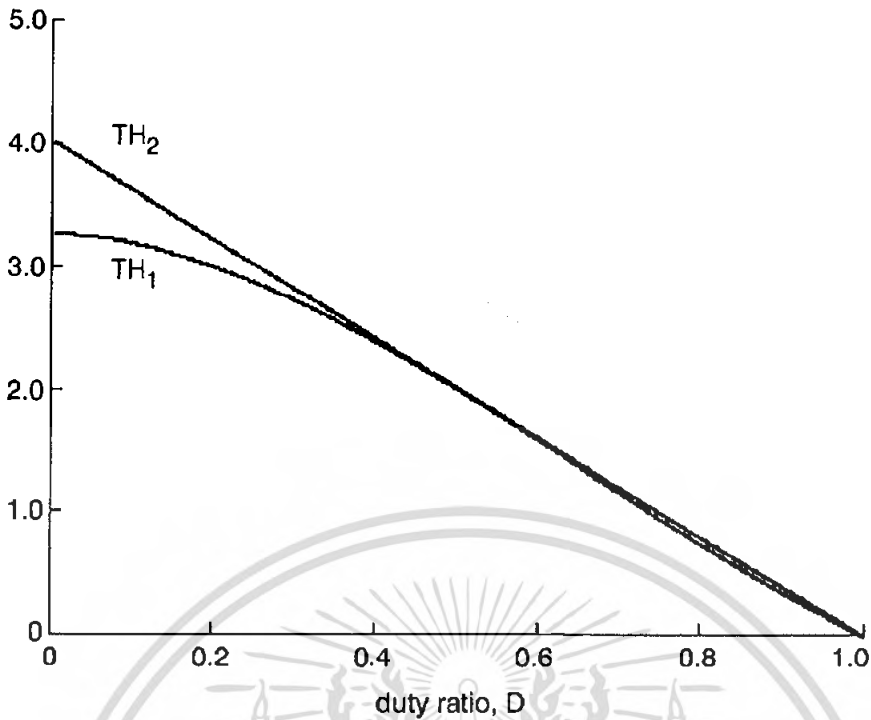
$$THD_V \approx \frac{100\sqrt{2}}{\pi \omega_s^2 LC} TH_1 \quad (2.29)$$

เมื่อ

$$TH_1 = \frac{1}{D} \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin^2(kD\pi)}{k^6}} \quad (2.30)$$

ดังนั้นผลรวมของตัวประกอบความเพี้ยนฮาร์โมนิกส์ THD_V ของแรงดันเอาต์พุต V_{rc} จะขึ้นอยู่กับโหลดความต้านทาน R_L อย่างไรก็ตามตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ จะมีผลอย่างมากต่อ THD_V ทราบเฟอ์ฟังก์ชันของกระแสของตัวเหนี่ยวนำ $i_L(s)$ ซึ่งจะมีความสัมพันธ์กับแรงดัน PWM, $V_r(s)$ หาได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.47 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า Duty ratio กับค่า TH₁ และ TH₂

$$\frac{I_L(s)}{V_r(s)} = \frac{1 + sCR_L}{sL + (1 + s^2LC)R_L} \quad (2.31)$$

การหาค่าของกระแสที่ความถี่ใช้งานที่ 50 Hz, I_{Lf} ได้โดยวิธีการประมาณค่าสมมติให้เป็นไปตามสมการดังต่อไปนี้ ส่วนประกอบฮาร์โมนิกส์ของกระแส I_{Lk} ของกระแสตัวเหนี่ยวนำหาได้โดยวิธีการประมาณค่าได้ดังต่อไปนี้

$$I_{Lf} = \frac{\sqrt{1 + \omega^2 C^2 R_L^2}}{\sqrt{\omega^2 L^2 + (1 - \omega^2 LC)^2 R_L^2}} DV_s \approx \frac{DV_s}{R_L} \quad (2.32)$$

$$I_{Lf} \approx \frac{\sqrt{2}V_{rk}}{k\omega_s L} \quad (2.33)$$

ผลรวมของตัวประกอบความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกส์ THD_i หาได้จาก

$$THD_i = \frac{100\sqrt{2}R_L}{\pi\omega_s L} TH_2 \quad (2.34)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
เมื่อ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$TH_2 \approx \frac{1}{D} \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin^2(kD\pi)}{k^4}} \quad (2.35)$$

ดังนั้นผลรวมของตัวประกอบความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกส์ THD_i ของกระแสตัวเหนี่ยวนำ จะไม่ได้ขึ้นอยู่กับตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุต โดยที่ค่าพารามิเตอร์ของตัวฟิลเตอร์สามารถที่จะออกแบบให้สอดคล้องกับค่า THD ที่ต้องการใช้ในระบบ โดยขนาดของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุหาได้โดยใช้สมการดังต่อไปนี้

$$L = \frac{100\sqrt{2}R_L}{\pi\omega_s} \frac{TH_2}{THD_i} \quad (2.36)$$

$$C = \frac{100\sqrt{2}}{\pi\omega_s^2 L} \frac{TH_1}{THD_v} \quad (2.37)$$

การแทนตัวเชิงตัวเลขเพื่อคำนวณค่าของ TH₁ และ TH₂ ซึ่งจะมีความสัมพันธ์กับค่า Duty ratio ที่ใช้ในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุแสดงในภาพที่ 2.47

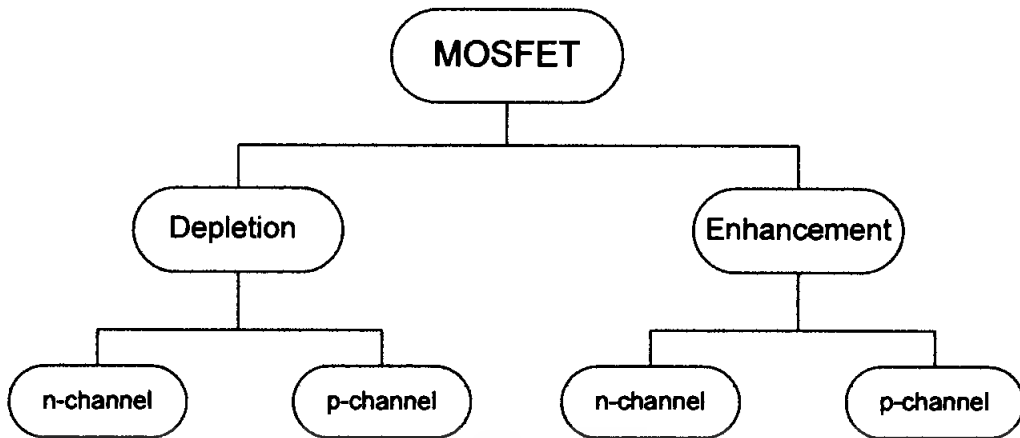
2.9 ทฤษฎีมอสเฟตพื้นฐาน

2.9.1 มอสเฟตกำลัง (Power MOSFET)

มอสเฟต(MOSFET) ย่อมาจากMetal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor เป็นอุปกรณ์ควบคุมด้วยระดับแรงดันต้องการกระแสอินพุตต่ำๆ ความเร็วในการสวิตช์ซึ่งสูงและเวลาในการสวิตช์ซึ่งต่ำมากเป็นหน่วย นาโนวินาที (nanosecond) มอสเฟตกำลังได้ถูกนำไปประยุกต์ใช้ในงานทางด้านคอนเวอร์เตอร์ (Converter) ที่มีกำลังต่ำ ความถี่สูง มอสเฟตกำลังไม่มีปัญหาเกี่ยวกับปรากฏการณ์ Secondary Breakdown เหมือนกับทรานซิสเตอร์ อีกทั้งยังถูกควบคุมการสวิตช์ซึ่งด้วยแรงดัน แต่อย่างไรก็ตามมอสเฟตก็มีปัญหาเกี่ยวกับไฟฟ้าสถิตและมี Conduction Loss สูง

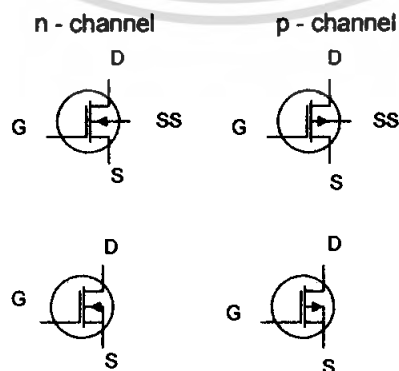
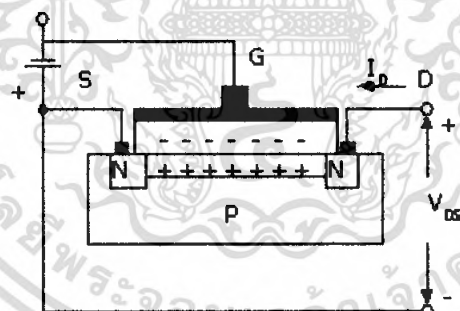
มอสเฟตจะแบ่งออกเป็น 2 ชนิด คือ Depletion MOSFET และ Enhancement MOSFET ซึ่งแต่ละประเภทยังแบ่งออกเป็น 2 แบบ คือ แบบแซนแนล n และแบบแซนแนล p มอสเฟตประเภท ดีพลีชันหรือดีมอสเฟต (D-MOSFET) ทั้ง 2 แบบจะทำงานได้ 2 โหมด คือ โหมดดีพลีชัน (Depletion Mode) -และ โหมดเอนฮานซ์เมนต์ (Enhancement Mode) กล่าวคือ ถ้าจ่ายแรงดันลบให้กับดีมอสเฟตแซนแนล n จะทำงานในโหมดดีพลีชัน แต่ถ้าจ่ายแรงดันบวก จะทำงานในโหมดเอนฮานซ์เมนต์ ส่วนดีมอสเฟตแซนแนล p ก็ทำงานคล้ายกันเมื่อได้รับแรงดันที่มีขั้วตรงข้ามกับแบบแซนแนล n มอสเฟตประเภทเอนฮานซ์เมนต์หรืออีมอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



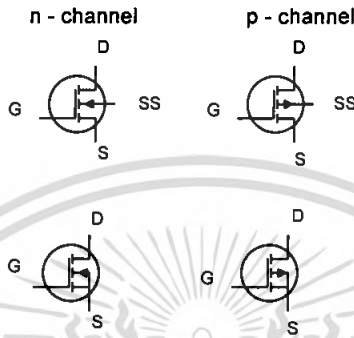
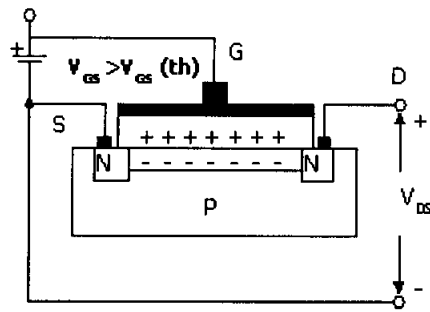
ภาพที่ 2.48 Block Diagram แสดงชนิดของ MOSFET

(E-MOSFET) มีโครงสร้างบางอย่างคล้ายกับมอสเฟดแบบดีพลีชัน แต่จะทำงานได้เฉพาะโหมดเอนฮานซ์เมนต์เท่านั้น ซึ่งอาจกล่าวได้ว่า Depletion MOSFET จะทำงานที่แรงดันเกตเป็นบวกหรือเป็นลบก็ได้ แต่ Enhancement MOSFET จะตอบสนองที่แรงดันเกตเป็นบวกเท่านั้น มอสเฟดที่ใช้งานโดยทั่วไปแล้วจะเป็นชนิด Enhancement MOSFET แต่อย่างไรก็ตาม Depletion MOSFET ก็ยังมีการประยุกต์ใช้ในการออกแบบทางลอจิกที่ต้องการเข้ากันได้กับสวิตช์ DC หรือ AC ซึ่งยังคงทำงานอยู่ได้เมื่อแหล่งจ่ายลอจิกตกลงจน V_{GS} เป็นศูนย์



ภาพที่ 2.49 แสดงโครงสร้างและสัญลักษณ์ของมอสเฟดแบบ Depletion

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

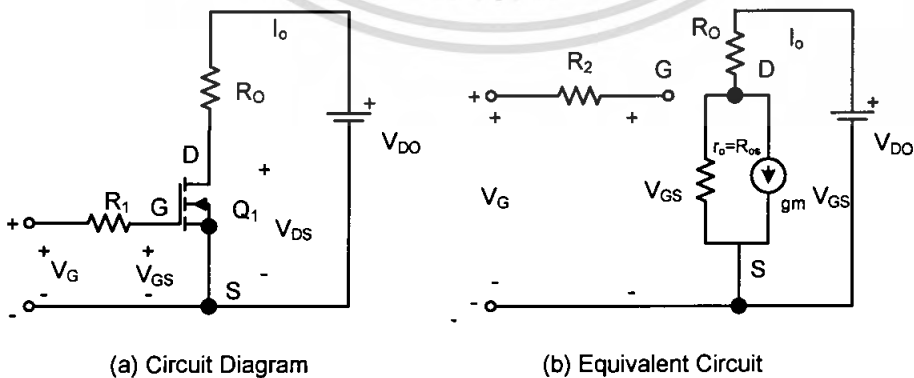


ภาพที่ 2.50 แสดงโครงสร้างและสัญลักษณ์ของมอสเฟตแบบ Enhancement

2.9.2 ลักษณะสมบัติการสวิตช์ซิ่ง

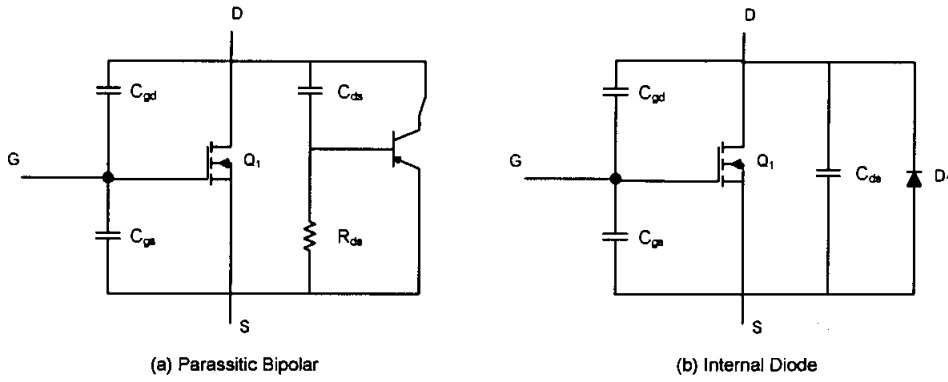
ถ้าปราศจากสัญญาณที่เกต Enhancement-type MOSFET จะถูกพิจารณาเป็นไดโอด 2 ตัวต่อกันเป็นทรานซิสเตอร์ชนิด NPN โครงสร้างของเกตจะมีความจุไฟฟ้าแฝงกับ Source และ Drain C_{gd} จะมีรอยทรานซิสเตอร์ต่อไบแอสกลับจากเดรนไปยัง Source และมีค่าความจุไฟฟ้าเป็น C_{ds}

จากภาพที่ 2.52 แสดงวงจรเทียบเคียงของทรานซิสเตอร์แฝงที่ขนานกับมอสเฟต R_{be} ที่บริเวณ base กับ emitter นั้นมีค่าต่ำ ด้วยเหตุนี้มอสเฟตจึงถูกพิจารณาให้มีไดโอดอยู่ภายใน โมเดลสวิตช์ซิ่งของมอสเฟต

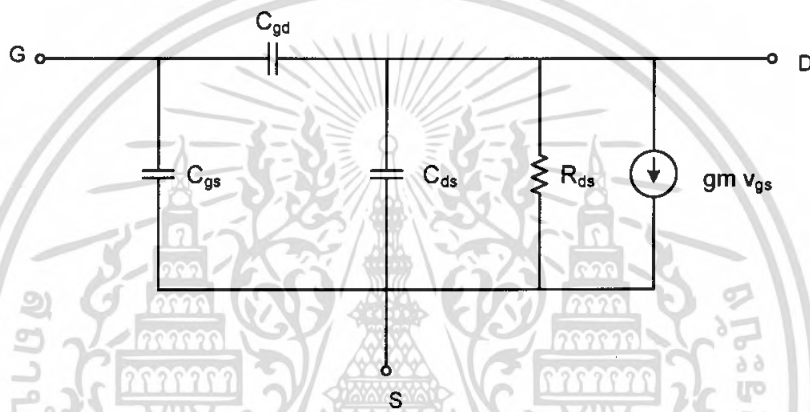


ภาพที่ 2.51 โมเดลการสวิตช์ซิ่งที่ Steady state ของมอสเฟต

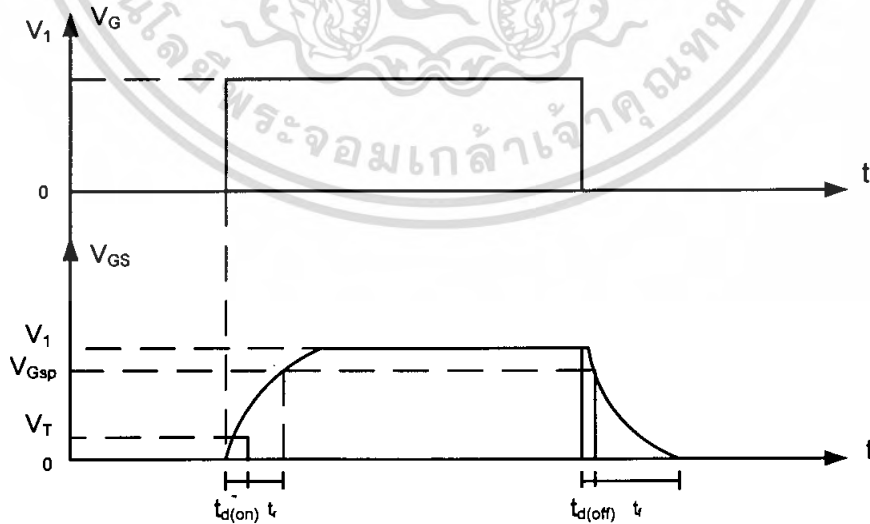
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.52 โมเดลแฝงของ Enhancement – type MOSFET



ภาพที่ 2.53 โมเดลสวิตช์ซิ่งของมอสเฟต



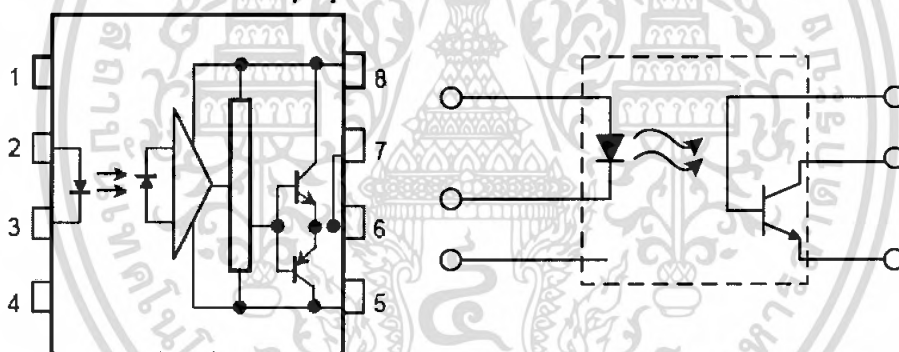
ภาพที่ 2.54 รูปสัญญาณในการสวิตช์ซิ่งของมอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากภาพที่ 2.54 Turn-on Delay Time, $t_{d(on)}$ เป็นเวลาที่ใช้ในการเก็บประจุ C_{gs} จนแรงดันถึงระดับ Threshold Voltage Rise Time, t_r เป็นเวลาที่ใช้ในการประจุเกตจากแรงดันที่ Threshold Voltage จนถึงแรงดันเกตสูงสุด V_{GS} ซึ่งใช้ในการขั้มอสเฟตให้อยู่ในบริเวณเชิงเส้น Turn-off Ready Time, $t_{d(off)}$ เป็นเวลาที่ใช้ในการคายประจุเกตจากระดับแรงดันเกต V_I จนมอสเฟตทำงานที่บริเวณ Pinch-off Fall Time, t_f เป็นเวลาที่ใช้ในการคายประจุเกต จากบริเวณ Pinch-off จนแรงดันถึงระดับ Threshold Voltage ถ้า $V_{GS} < V_T$ มอสเฟตจะหยุดนำกระแส

2.10 การเชื่อมต่อด้วยแสง (Opto Isolator)

ออฟได้อิโซเลเตอร์ เป็นอุปกรณ์ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ล้วนๆ ทิศทางการเคลื่อนที่ของแสงจะคงที่อยู่ในตัวอุปกรณ์ ใช้เปลี่ยนสัญญาณทางไฟฟ้าเป็นแสงและจากแสงเป็นไฟฟ้า โดยไม่ต้องมีสายเชื่อมโยงต่อระหว่างวงจร แรงดันระหว่างอุปกรณ์สองข้างคือตัวปล่อยแสงและตัวรับแสง จะมากขึ้นกับระยะระหว่างตัวปล่อยแสงกับตัวรับแสง ระยะยิ่งห่างมากแรงดันพังก็ยิ่งมีค่าสูง แต่มีข้อเสียคืออัตราการส่งผ่านสัญญาณจะน้อยจึงต้องจัดระยะห่างให้ได้ดีที่สุด ในกรณีแบบขาสองแถวคู่จนวนควรจะเป็นแก้วทนแรงดันฉนวนระหว่างตัวอุปกรณ์ได้ถึง 5000 โวลต์



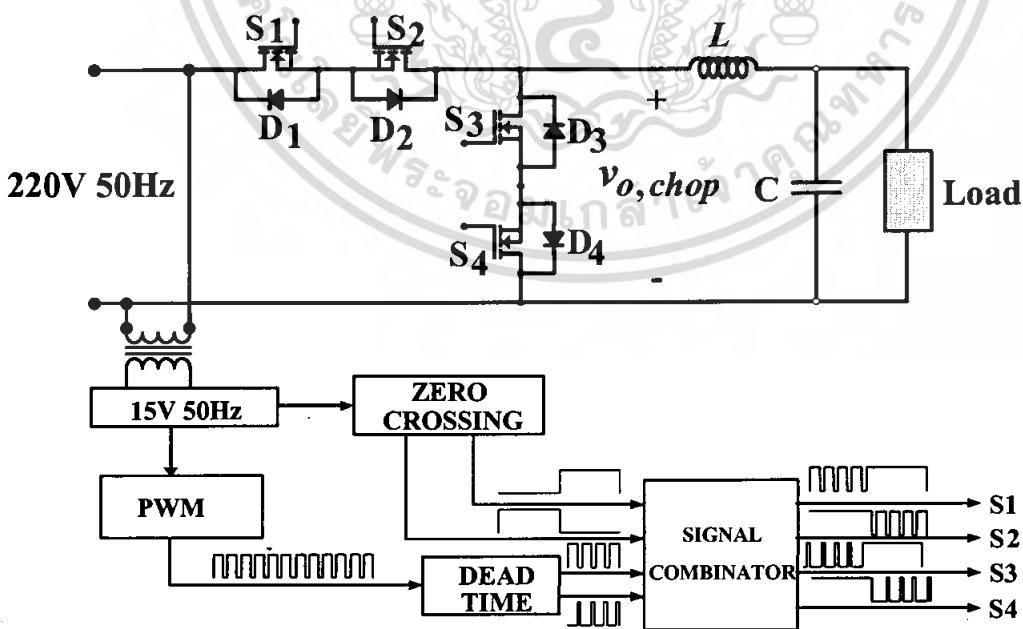
ภาพที่ 2.55 โครงสร้างและสัญลักษณ์ของอุปกรณ์เชื่อมต่อด้วยแสง

บทที่ 3

หลักการทํางานและการออกแบบวงจร

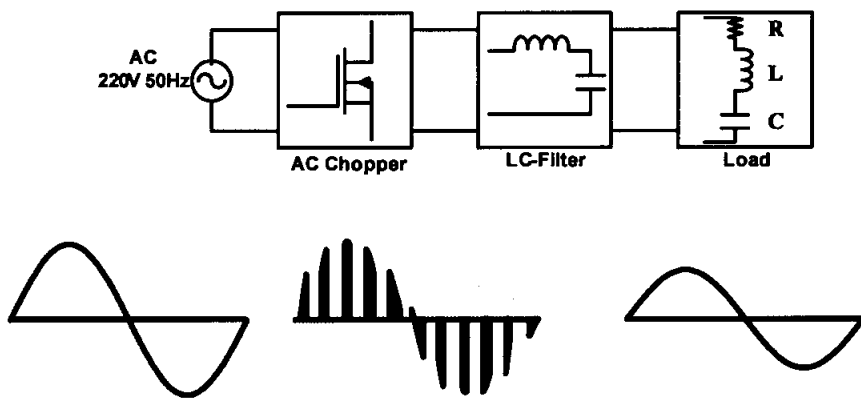
3.1 บทนำ

ในงานที่ต้องการแรงดันที่มีลักษณะคลื่นไซน์ที่มีความถี่ 50 Hz ที่สามารถปรับขนาดแรงดันได้อย่างต่อเนื่องในย่านกว้าง ตั้งแต่ระดับแรงดันศูนย์จนถึงระดับสูงสุด 200 V สามารถทำได้โดยการนำเอาแรงดันไซน์การไฟฟ้า 50 Hz มาผ่านวงจรเอชซีชอปเปอร์ดังภาพที่ 3.1 ซึ่งทํางานที่ความถี่สวิตชิงในระดับ 20 kHz พร้อมกับผ่านวงจร LC ฟิลเตอร์ที่มีขนาดเล็ก ซึ่งในบทนี้ได้ทําการวิเคราะห์ห้วงจรเอชซีชอปเปอร์สวิตช์ที่ความถี่สูงอย่างเป็นขั้นตอน การวิเคราะห์หลักการทํางานของวงจรในแต่ละส่วน หลักการสร้างคลื่น 50 Hz เอาต์พุตที่สามารถปรับค่า rms ของแรงดันได้ ไปจนถึงการออกแบบวงจรในแต่ละส่วน จากนั้นได้นำคลื่นที่ถูกชอปด้วยความถี่สูง 20 kHz มาทําการคำนวณทางคณิตศาสตร์ เพื่อหาค่าประกอบฮาร์มอนิกส์ที่มีปะปนในตัวคลื่นเอชซีที่ถูกชอป โดยองค์ประกอบที่ได้นี้สามารถนำข้อมูลไปออกแบบเพื่อกําหนดค่า LC ในวงจรฟิลเตอร์ซึ่งจะสามารถปล่อยผ่านคลื่น 50 Hz ออกไปยังเอาต์พุตได้เกือบทั้งหมด และให้องค์ประกอบฮาร์มอนิกส์ความถี่สูงในลำดับต่ำสุดลำดับที่ 400 ถูกกรองทิ้งได้เกือบทั้งหมดเพื่อให้แรงดันเอาต์พุตมีลักษณะคลื่น 50 Hz ที่มีความใกล้เคียงคลื่นไซน์มาก ที่สุด พร้อมทั้งสามารถปรับขนาดของแรงดัน rms นี้ได้ตั้งแต่ 0 V ถึง 200 V



ภาพที่ 3.1 วงจรเอชซีชอปเปอร์และบล็อกไดอะแกรมของการสร้างสัญญาณขับเกท

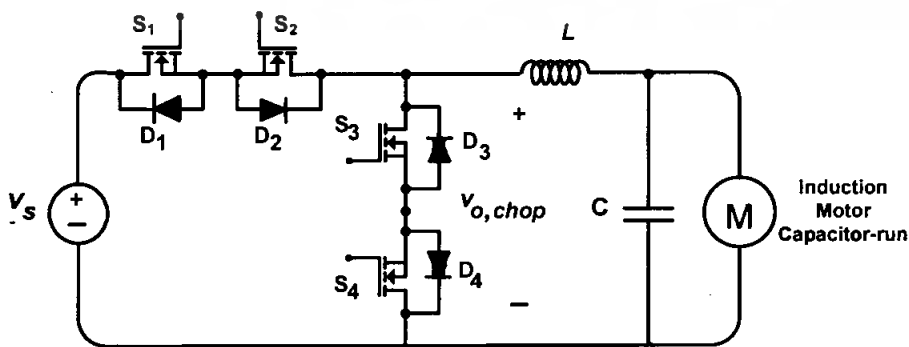
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมของวงจรเอซีชอปสวิทช์ที่ความถี่สูง

3.2 หลักการสร้างคลื่นไซน์ 50 Hz เอาต์พุตที่สามารถปรับค่า rms ของแรงดันได้

สำหรับโครงสร้างของวงจรเอซีชอปเปอร์สวิทช์ที่ความถี่สูง 20 kHz ที่มีอินพุตเป็นไซน์ การไฟฟ้า 220 V (rms) 50 Hz และได้คลื่นไซน์ 50 Hz ทางด้านเอาต์พุตที่สามารถปรับแรงดัน ได้ตั้งแต่ 0-200 V โดยการปรับค่า Duty Cycle ตั้งแต่ 0-1 สามารถแบ่งการทำงานออกเป็น บล็อกไดอะแกรมได้ดังภาพที่ 3.2 รายละเอียดประกอบด้วยแหล่งจ่ายไซน์การไฟฟ้า 1 เฟส 220V(rms) 50 Hz ป้อนให้กับวงจรเอซีชอปเปอร์ซึ่งทำหน้าที่สับไซน์ 220 V (rms) 50 Hz ให้ เป็นโครงไซน์ 50 Hz ที่ถูกแบ่งเป็นช่องเท่าๆ กันที่ความถี่ 20 kHz โดยจะได้จำนวนช่องเท่ากับ 400 ช่องในหนึ่งคาบเวลาไซน์ 50 Hz โดยใช้อุปกรณ์สวิทช์ซึ่งเป็นมอสเฟตกำลัง จากนั้นไซน์ 50 Hz ที่ถูกสับจะไปเป็นอินพุตให้วงจร LC ฟิลเตอร์โดยวงจร LC ฟิลเตอร์จะมีส่วนประกอบคือ L และ C ที่มีขนาดเล็กต่ออนุกรมกันแล้วนำมาต่อขนานกับวงจรเอซีชอปเปอร์ทางด้านเอาต์พุต โดยวงจร LC ฟิลเตอร์จะทำหน้าที่กรองเอาฮาร์โมนิกส์ความถี่สูงออกจากไซน์ 50 Hz ทำให้เหลือ แต่ไซน์ที่มีความถี่ 50 Hz ที่สามารถปรับค่า (rms) ได้โดยปรับค่า Duty Cycle ของการสวิทช์ เพื่อจ่ายให้กับโหลดซึ่งเป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำชนิดคาปาซิเตอร์-รันและการปรับค่า Duty Cycle ของวงจรเอซีชอปเปอร์นอกจากจะทำให้แรงดันไซน์ 50 Hz มีการเปลี่ยนแปลงก็ยังทำให้ ความเร็วรอบของมอเตอร์เปลี่ยนแปลงอันเนื่องมาจากค่าของแรงดันที่เปลี่ยนแปลงด้วย



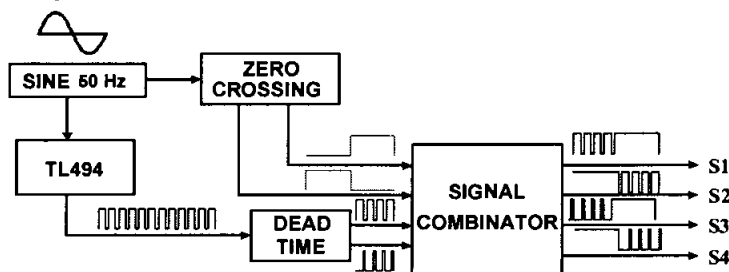
เอกสารนี้ **ภาพที่ 3.3** วงจรเอซีชอปเปอร์สวิทช์ที่ใช้สำหรับปรับความเร็วรอบอินดัคชันมอเตอร์ขึ้นด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 หลักการทำงาน

จากภาพที่ 3.3 เป็นการนำอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง มาต่อกันขึ้นเป็นวงจรที่สามารถนำไปใช้งานได้ ในทางด้านควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยการนำไซน์ที่ได้จากแหล่งจ่ายมาทำการสับโดยสวิตช์ทั้งสี่ตัวที่เห็นในวงจรดังภาพที่ 3.3 จากนั้นนำไซน์ที่ถูกสับที่สามารถปรับค่า Duty Cycle ได้นี้ไปไปผ่านวงจร LC เพื่อทำการกรองแยกฮาร์มอนิกส์ความถี่สูงออกให้ผ่านได้เฉพาะความถี่ต่ำที่เป็นไซน์ 50 Hz เพื่อให้วงจรทำงานได้ตามวัตถุประสงค์ดังกล่าวเราจำเป็นต้องสร้างสัญญาณมาควบคุมการทำงานของสวิตช์ทั้ง 4 ตัว หลังจากที่ได้เฉพาะคลื่นไซน์ 50 Hz ที่สามารถปรับค่า Duty Cycle เพื่อปรับค่า rms ของแรงดันเอาต์พุตได้ตามความต้องการแล้ว เราสามารถแบ่งการทำงานของอุปกรณ์แต่ละตัวที่ทำหน้าที่แตกต่างกันออกไปได้โดยสังเกตดูจากวงจรจะมีทั้งหมด 4 ส่วนคือ

1. แหล่งจ่ายทำหน้าที่จ่ายพลังงานไฟฟ้าความถี่ 50 Hz สำหรับในโครงการนี้ได้ใช้แหล่งจ่ายจากการไฟฟ้า
2. ชุดสวิตช์ทำหน้าที่เป็นตัวสับคลื่นไซน์ความถี่ 50 Hz ที่ได้รับมาจากแหล่งจ่ายการไฟฟ้าโดยในที่นี้ให้เป็น V_s โดยไซน์ที่ถูกสับที่สามารถปรับค่า Duty Cycle เพื่อปรับค่า rms ของคลื่นแรงดัน โดยวงจรจะประกอบไปด้วยอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งชนิดสองทิศทางสำหรับในโครงการนี้ได้ใช้มอสเฟตกำลัง 4 ตัวนำมาต่อตามภาพที่ 3.3 เข้าเป็นชุดสวิตช์
3. ชุดกรองฮาร์มอนิกส์ความถี่สูงจากภาพวงจรที่ 3.3 ก็จะประกอบไปด้วย L และ C หรือที่เรียกว่า LC ฟิลเตอร์ ทำหน้าที่กรองฮาร์มอนิกส์ความถี่สูงที่เกิดจากการทำงานของสวิตช์ไม่ให้ผ่านไปยังชุดโหลดได้
4. ชุดโหลดในการทำงานของวงจรเอชไอพีเออร์จะต้องจ่ายโหลดที่เป็นอินดักชันมอเตอร์คาปาซิเตอร์-รันซึ่งจะมีการปรับความเร็วรอบของมอเตอร์จะใช้วิธีการควบคุมแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้กับสเตอร์และแรงดันไฟฟ้าจะถูกควบคุมโดยการปรับค่า Duty Cycle ของสัญญาณขับเกดของอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งในวงจรเอชไอพีเออร์สวิตช์ที่ความถี่สูง และชุดโหลดยังส่งผลต่อการคำนวณออกแบบค่าของ L และ C ในวงจรฟิเตอร์กรองผ่านความถี่ต่ำหรืออาจจะกล่าวได้ว่าวงจรฟิเตอร์ที่ออกแบบนั้นต้องมีการพิจารณาถึงโหลดที่วงจรเอชไอพีเออร์สวิตช์ที่ความถี่สูงต่ออยู่ด้วย

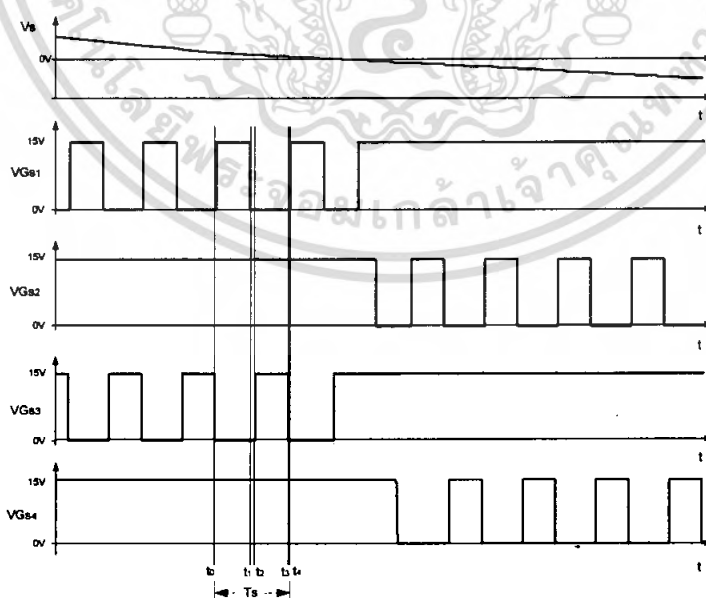
3.4 ส่วนวงจรควบคุม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ภาพที่ 3.4 บล็อกไดอะแกรมของการสร้างสัญญาณขับของวงจรเอชไอพีเออร์
 ไม่ว่าจะวิธีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ต่อแหล่งอื่น และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.1 วงจรสร้างสัญญาณ PWM ที่ความถี่ 20 kHz ที่สามารถปรับค่า Duty Cycle ได้

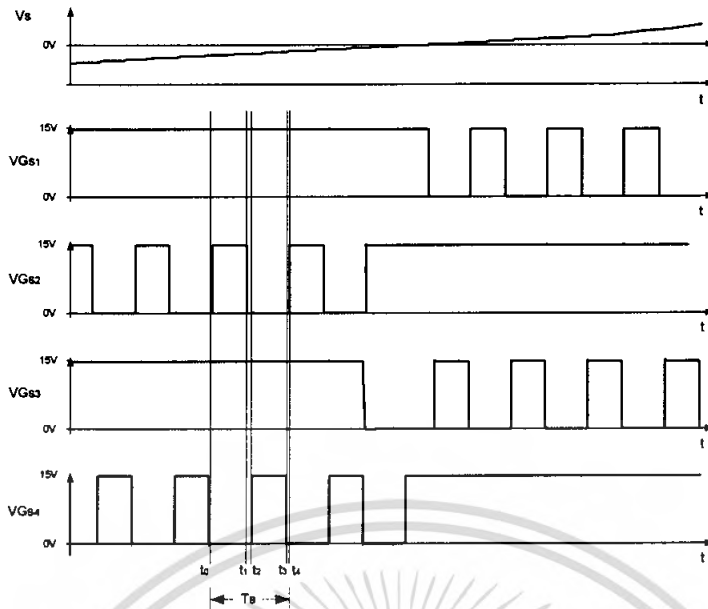
จากบล็อกไดอะแกรมภาพที่ 3.4 เป็นลักษณะการสร้างสัญญาณ โดยสัญญาณที่สร้างขึ้นมานี้เพื่อนำไปใช้สั่งให้สวิตช์แต่ละตัวทำงาน ซึ่งการทำงานของสวิตช์จะแตกต่างกันตามหน้าที่ของแต่ละตัว โดยสวิตช์บางตัวอาจจะทำงานพร้อมกันเพื่อให้ได้คลื่นที่ต้องการ แต่บางตัวถ้าทำงานพร้อมกันก็จะทำให้เกิดการลัดวงจรทำให้เกิดความเสียหายต่ออุปกรณ์ในวงจร จึงต้องให้ความสำคัญกับสัญญาณที่จะนำมาขับอุปกรณ์สวิตช์เป็นที่สุด ในการสร้างสัญญาณขับสวิตช์ของโครงการนี้ได้ใช้ ไอซีที่หาได้โดยทั่วไปตามท้องตลาดมาประกอบกันเข้ากับเกดต่างๆ เพื่อให้ได้สัญญาณที่ต้องการและทำการปรับแต่งสัญญาณเพื่อให้สามารถนำไปใช้งานได้ การปรับแต่งสัญญาณก็เพื่อให้สัญญาณมีความคมทั้งในขาขึ้นและขาลงเพราะจะทำให้อุปกรณ์สวิตช์ทำงานได้ดีที่สุด โดยในช่วงขาขึ้น (สวิตช์ ON) ต้องมีแรงดันไม่น้อยกว่า 8 V ที่ไปสั่งให้สวิตช์ทำงานและสัญญาณในช่วงขาลง (สวิตช์ OFF) ต้องมีแรงดันเป็นลบประมาณ -5 V เพื่อช่วยให้สวิตช์ทำการหยุดการทำงานได้เร็วขึ้นและยังต้องมีการปรับแต่งสัญญาณอีกหลายอย่างเช่น ความถี่ (Frequency) ค่าเวลาเฉื่อย (Dead Time) ค่า Duty Cycle (D) เพื่อให้สัญญาณที่นำไปขับเกทของอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งมีประสิทธิภาพมากที่สุดและไม่ทำให้เกิดความเสียหายของวงจร ในการสร้างสัญญาณ PWM ที่มีความถี่ 20 kHz และสามารถปรับ Duty Cycle ได้ซึ่งเริ่มจากแนวคิดที่ง่ายที่สุดนั่นคือ การนำสัญญาณฟันเลื่อย (Sawtooth) ที่มีความชันคงที่มาเปรียบเทียบกับแรงดันไฟตรง โดยในการสร้างสัญญาณ PWM ในโครงการนี้จะใช้ไอซี TL 494 ซึ่งเป็นที่ใช้สำหรับงานการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ (Converter) โดย TL494 นี้จะมีความสามารถภายในในการสร้างสัญญาณฟันเลื่อยที่ความชันคงที่ที่ดีโดยมีการต่อวงจรการใช้งานดังภาพที่ 3.7



ภาพที่ 3.5 แสดงการรวมสัญญาณของสัญญาณสี่เหลี่ยม 50 Hz และสัญญาณ PWM 20 kHz

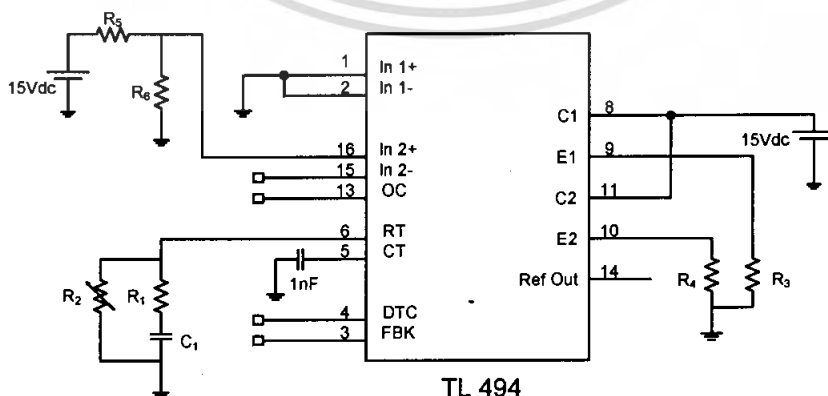
ในช่วง แรงดันไซน์จากบวกไปลบที่ค่า Duty Cycle = 80%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของบริษัทฯ นี้เพื่อใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

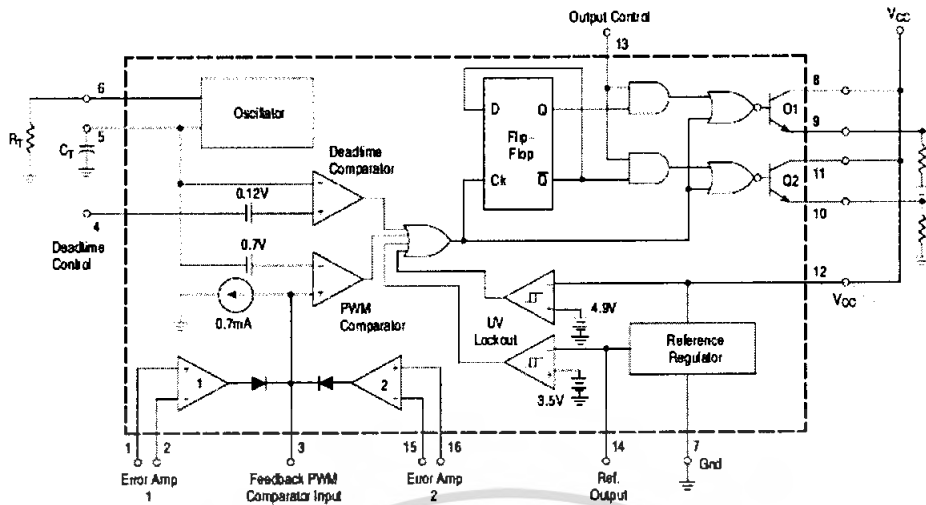


ภาพที่ 3.6 แสดงการรวมสัญญาณของสัญญาณสี่เหลี่ยม 50 Hz และสัญญาณ PWM 20 kHz ในช่วงแรงดันไซน์จากลบไปบวกที่ค่า Duty Cycle = 80%

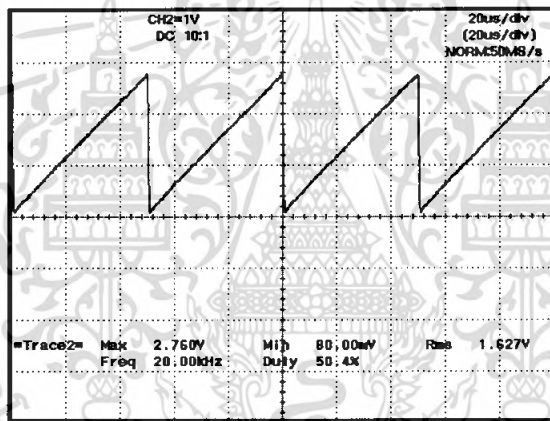
ใน TL494 สัญญาณฟันเลื่อยนั้นจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันไฟตรงที่มีการเปลี่ยนแปลง ซึ่งแรงดันนี้จะเป็นส่วนที่ป้อนกลับมาส่งผลให้สัญญาณสี่เหลี่ยมที่ได้มีการเปลี่ยนแปลงค่า Duty Cycle แต่ในโครงงานนี้เป็นการนำเอซีชอปเปอร์มาให้บริการปรับระดับความเร็วของอินตักซ์มอเตอร์ที่ทำหน้าที่เป็นโหลดในวงจร โดยอินตักซ์มอเตอร์จะเป็นมอเตอร์พัดลมซึ่งในการใช้งานโดยทั่วไปไม่จำเป็นต้องมีการป้อนกลับของสัญญาณเพื่อให้มีการควบคุมค่าของแรงดันที่จ่ายให้สเตเตอร์ซึ่งจะส่งผลต่อค่าความเร็วรอบคงที่ แต่ถ้านำเอซีชอปเปอร์ไปใช้ในงานที่ต้องการแรงดันที่คงที่หรือต้องการความเร็วรอบที่คงที่ก็ควรจะมีระบบป้อนกลับเพื่อให้วงจรมีความน่าเชื่อถือมากขึ้น โดยเอาท์พุทที่ได้จากวงจรสร้างสัญญาณนี้จะนำไปเป็นอินพุทในวงจร Dead time ต่อไป



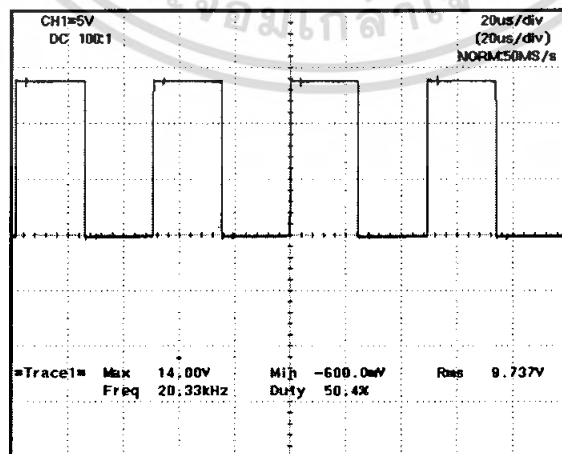
ภาพที่ 3.7 การต่อวงจรสร้างสัญญาณสี่เหลี่ยมความถี่ 20 kHz ที่สามารถปรับ Duty Cycle ได้ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์การค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 3.8 แสดงโครงสร้างภายในและการจัดวางขาของ TL 494

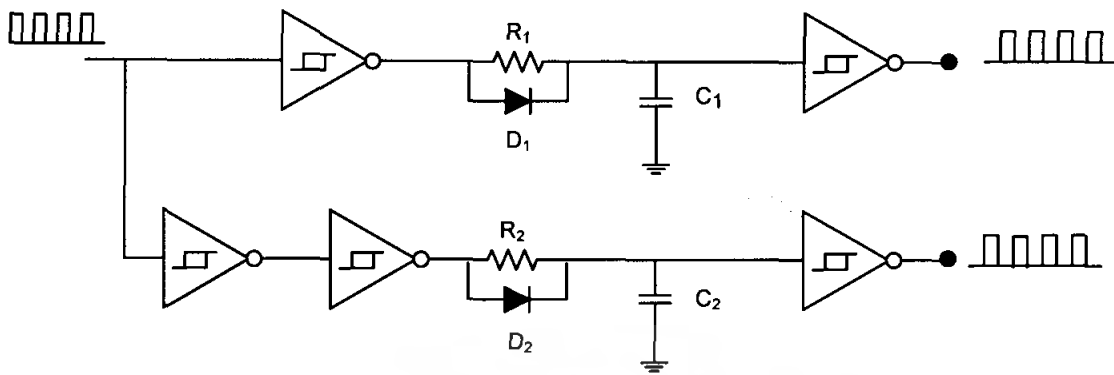


ภาพที่ 3.9 รูปคลื่นแรงดันที่ได้จากแรงดันพื้นเลื่อยกับแรงดันอ้างอิง



ภาพที่ 3.10 เอาดัฟท์จากวงจรสร้างสัญญาณ PWM ความถี่ 20 kHz ที่ปรับ Duty Cycle ได้ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่บนการคำนวณว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.2 วงจร Dead time



ภาพที่ 3.11 การต่อวงจรกำหนดเวลา Dead time ของสัญญาณ

จากภาพที่ 3.5 และ 3.6 จะพบว่าคู่ของ S_1 และ S_3 มีการทำงานที่ตรงกันข้ามในช่วงบวกของแรงดันไฟฟ้าของแหล่งจ่าย เช่นเดียวกับคู่ของ S_2 และ S_4 ในช่วงลบของแรงดันไฟฟ้าของแหล่งจ่ายไซนการไฟฟ้า แต่มีสัญญาณที่กลับกันนั้นยังไม่พอที่จะทำให้วงจรเอชซีเอ็ปเปอร์ทำงานได้อย่างปลอดภัยและเนื่องจากในทางปฏิบัติแล้ว การทำให้สวิตช์นำกระแส (ON) หรือหยุดนำกระแส (OFF) นั้นจำเป็นต้องใช้เวลาช่วงสั้น ๆ ช่วงหนึ่ง อันเนื่องมาจากคุณสมบัติของเซมิคอนดักเตอร์สวิตช์ ก่อนที่สวิตช์ตัวใดตัวหนึ่งนำกระแส (ON) ขึ้นมาต้องแน่ใจว่าสวิตช์ในคู่เดียวกันนั้นได้หยุดนำกระแสไปแล้ว เพื่อป้องกันการลัดวงจรของแหล่งจ่ายไฟฟ้าโดยสวิตช์ทั้งสองซึ่งจะทำให้สวิตช์ทั้งคู่เกิดความเสียหายได้ โดยเหตุนี้สัญญาณเกทของแต่ละสวิตช์จะถูกหน่วงเวลาในช่วงขาขึ้นของสัญญาณไปช่วงเวลาหนึ่ง เพื่อให้คู่สวิตช์ที่กำลังหยุดนำกระแส ได้หยุดนำกระแสโดยสมบูรณ์เสียก่อนซึ่งจะทำให้เกิดช่วงเวลาที่ยัง S_1 และ S_3 หรือ S_2 และ S_4 หยุดนำกระแสทั้งคู่ช่วงเวลานี้เรียกว่าช่วงเดดไทม์ (Dead time) มีลักษณะของวงจรที่ทำให้เกิดช่วง Dead time ดังในภาพที่ 3.11

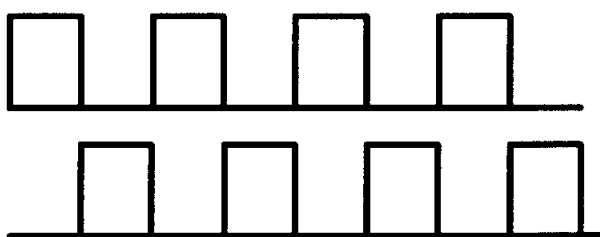
3.4.2.1 หลักการทำงานของวงจร Dead time

จากวงจрдังภาพที่ 3.11 ได้มีลักษณะการทำงานคือเมื่อได้สัญญาณมาจากวงจรสร้างสัญญาณก็จะนำไปเข้าสู่จุดวงจรสร้างสัญญาณ Dead time โดยสัญญาณที่จะนำมาสร้างมีลักษณะดังในภาพที่ 3.12



ภาพที่ 3.12 สัญญาณที่จะสร้าง Dead time

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือการเป็นเจ้าของที่แน่นอน ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

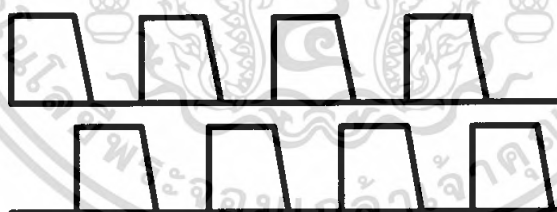


ภาพที่ 3.13 สัญญาณที่สร้างให้กลับกัน

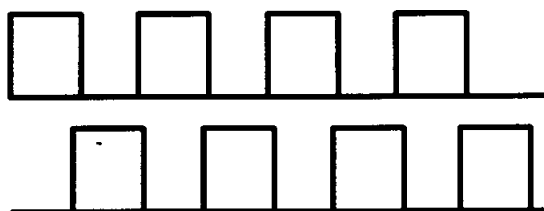
เมื่อสัญญาณอินพุตผ่านเข้ามาในวงจรสร้างสัญญาณ Dead time ในจังหวะแรกจะทำให้สัญญาณกลับกันโดยใช้ชุด Inverting Amplifier ใส่ให้กับวงจรสร้างสัญญาณขาใดขาหนึ่งโดยวงจรที่แสดงในภาพที่ 3.11 ใส่ชุด Inverting Amplifier ให้กับขาล่าง

ผลที่ได้คือจะทำให้ได้สัญญาณสองสัญญาณที่มีลักษณะกลับกันแต่สัญญาณที่ได้นี้ยังไม่สามารถนำไปขับสวิตช์ได้เพราะยังไม่มีช่วง Dead time ระหว่างกันคือในช่วงที่สัญญาณที่หนึ่งลงก็จะเป็นจังหวะเดียวกับช่วงที่สัญญาณที่สองขึ้น เราจึงทำการหน่วงเวลาในช่วงขาลงของสัญญาณทั้งสองออกไปจะทำให้ได้สัญญาณทั้งสองดังภาพที่ 3.14

จากรูปสัญญาณในภาพที่ 3.14 ซึ่งสัญญาณทั้งสองจะถูกหน่วงออกไปในช่วงขาลงลักษณะที่เกิดขึ้นนี้เป็นผลมาจากการคายประจุของ C ผ่าน R เมื่อสัญญาณมาตัดโดยถ้าต่ำกว่า 5 V ให้เป็น 0 ก็จะได้สัญญาณที่มีจุดทับซ้อนกันดังในภาพที่ 3.15



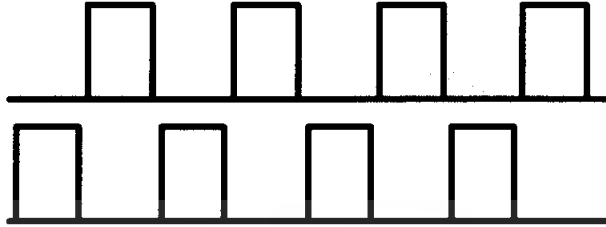
ภาพที่ 3.14 สัญญาณที่ถูกหน่วงการลงออกไป



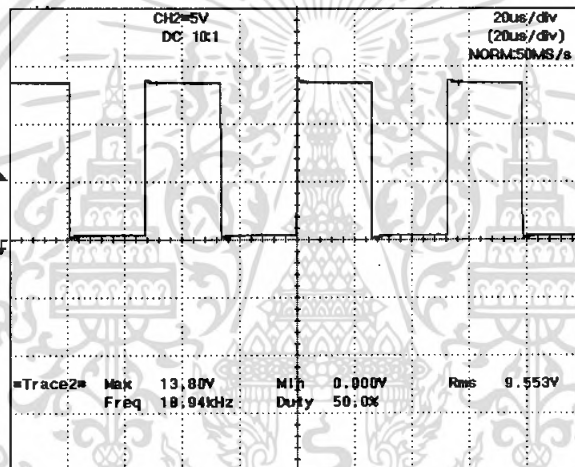
ภาพที่ 3.15 สัญญาณที่มีจุดทับกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

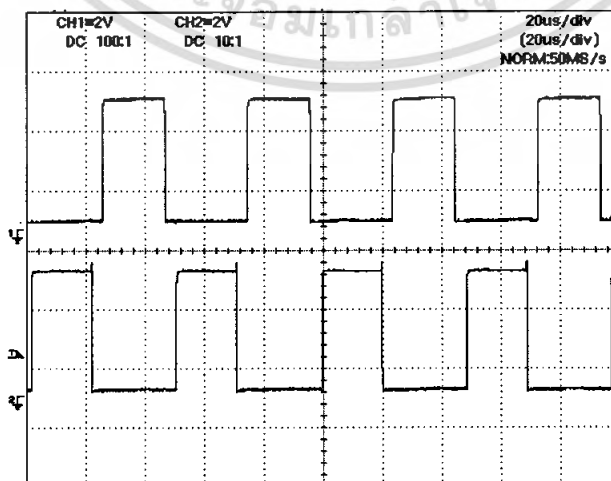
จากในภาพที่ 3.15 สัญญาณทั้งสองจะมีจุดที่ทับกันเราจึงนำสัญญาณทั้งสองนี้มาทำการ Inverse กลับก็จะได้สัญญาณที่มี Dead time ระหว่างกันสามารถนำไปใช้งานได้ดังในภาพที่ 3.16



ภาพที่ 3.16 สัญญาณที่มี Dead time ที่สามารถนำไปใช้งานได้

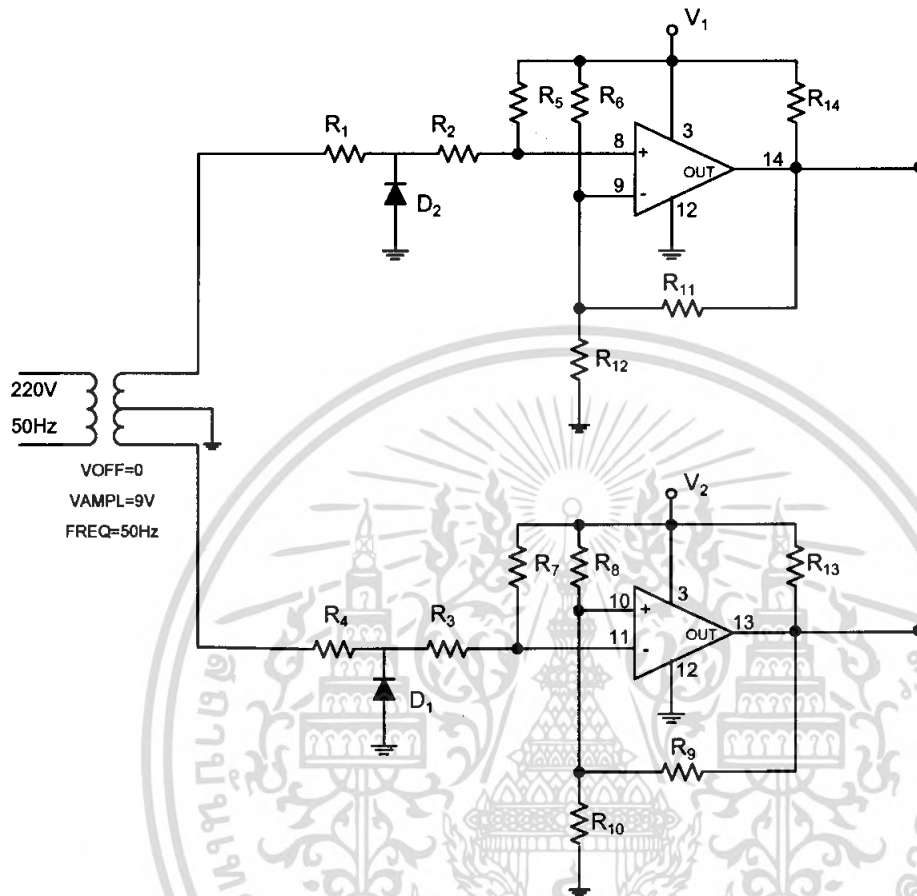


ภาพที่ 3.17 สัญญาณอินพุตของวงจรกำหนดเวลา Dead time ของสัญญาณ



ภาพที่ 3.18 สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรกำหนดเวลา Dead time ของสัญญาณ

3.4.3 วงจร Zero Crossing



ภาพที่ 3.19 การต่อวงจร Zero Crossing

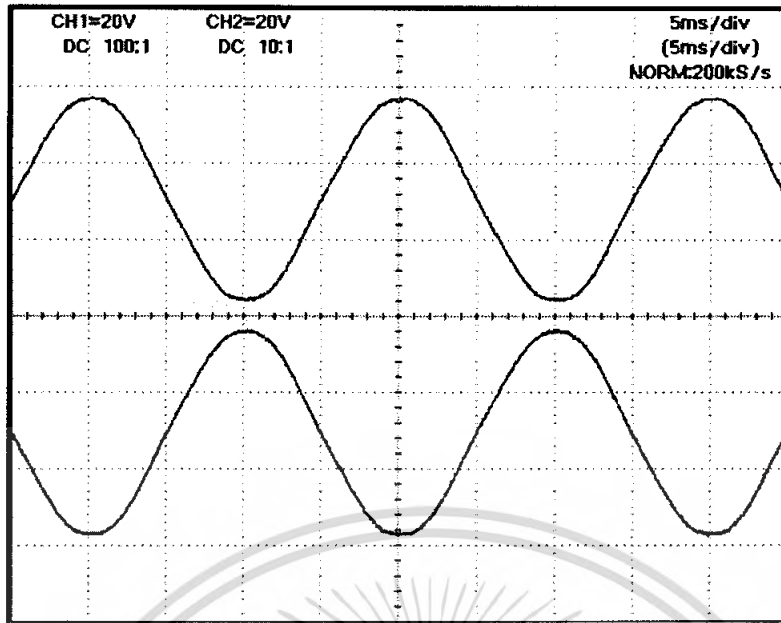
วงจร Zero Crossing เป็นวงจรที่ทำให้สัญญาณสี่เหลี่ยมที่มีความถี่ 50 Hz มีเฟสตรง กับแหล่งจ่าย ซึ่งมีการต่อวงจรใช้งานดังภาพที่ 3.19

การทำงานเริ่มจากการนำแรงดัน 220 โวลต์ จากแหล่งจ่ายการไฟฟ้ามาผ่านหม้อแปลงลดระดับแรงดันลงเหลือ 12-0-12 โวลต์ เพื่อที่สามารถใช้งานร่วมกับออปแอมป์ได้ และเหตุที่ใช้หม้อแปลงแบบแท็ปเพราะต้องการสัญญาณ 2 สัญญาณที่มีเฟสต่างกัน 180 องศา โดยแรงดันที่ออกมาจากหม้อแปลงจะแสดงในภาพที่ 3.20

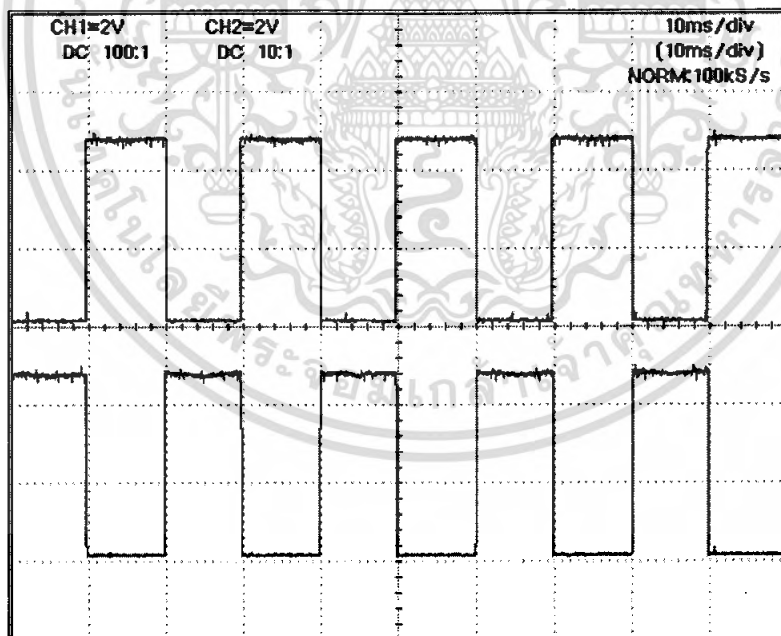
ซึ่งแรงดันนี้จะนำไปเข้าที่ขา Inverting ส่วนที่ขา Non - Inverting ของออปแอมป์จะได้รับแรงดันอ้างอิงจากวงจรแบ่งแรงดัน (voltage Divider) ด้วย R_4 และ R_5 และเมื่อแรงดันที่ขา 2 มีค่ามากกว่าแรงดันที่ขา 3 จะได้เอาต์พุตเป็นศูนย์โวลต์ ดังนั้นจึงได้เอาต์พุตเป็นสี่เหลี่ยมที่มีความถี่ 50 Hz และมีเฟสตรงกับแหล่งจ่ายจำนวน 2 ชุดที่มีเฟสต่างกัน 180 องศา ดังภาพที่

3.21

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



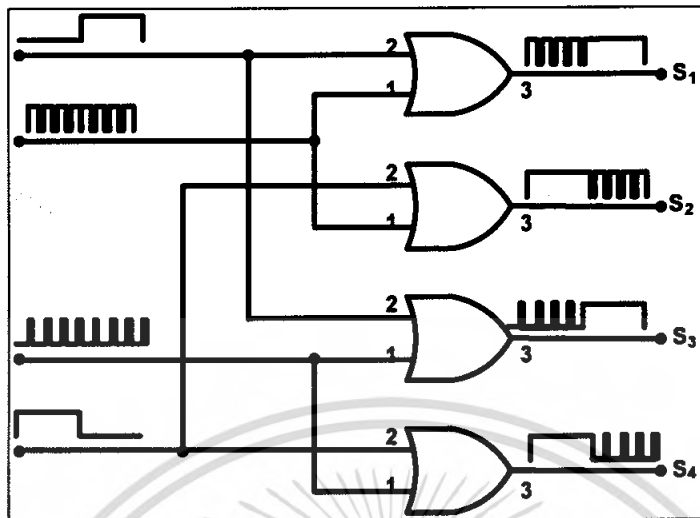
ภาพที่ 3.20 แรงดันอินพุตที่ออกจากหม้อแปลง



ภาพที่ 3.21 เอ้าท์พุทที่ได้จากวงจร Zero Crossing ที่มีเฟสตรงกับแหล่งจ่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.4 วงจรผสมสัญญาณ (Signal Combination)



ภาพที่ 3.22 วงจรผสมสัญญาณความถี่ 20 KHz กับความถี่ 50 Hz

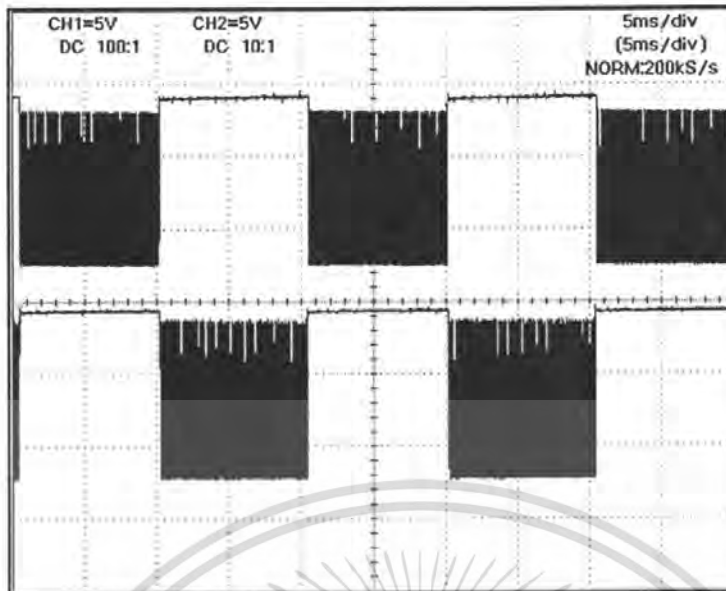
การสร้างวงจรผสมสัญญาณที่ง่ายที่สุดคือ “วงจรถลอจิก” เพราะสามารถทำงานได้แม่นยำ และยังง่ายต่อการออกแบบอีกด้วย โดยมีการต่อวงจรดังภาพที่ 3.22

Pulse Input ของ OR Gate จะรับสัญญาณความถี่ 20 kHz มีแรงดันประมาณ 5 V มา รวมกับสัญญาณสี่เหลี่ยมความถี่ 50 Hz ที่เป็นเอาต์พุตจากวงจร Zero Crossing ออกมาเป็น สัญญาณที่เราต้องการตามตารางความจริง (Truth Table) ดังตารางที่ 3.1 และสัญญาณที่ผ่านการผสมแล้วจะได้สัญญาณเอาต์พุตดังภาพที่ 3.23

ตารางที่ 3.1 Truth Table ของ OR Gate

Input 1	Input 2	Output
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

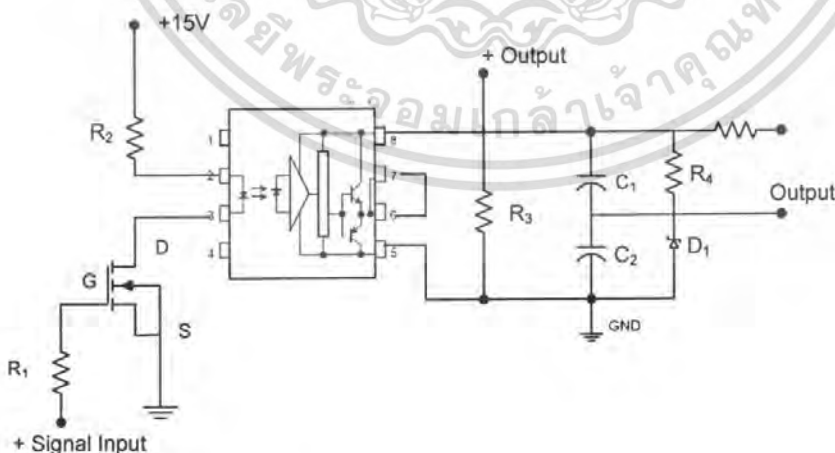
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 3.23 สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรผสมสัญญาณ

3.4.5 วงจร Drive and Isolate

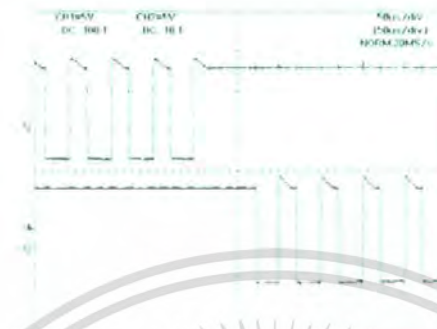
วัตถุประสงค์ของวงจร Drive and Isolate คือการทำให้มอสเฟตสามารถทำงานหรือหยุดทำงานได้ โดยวงจรขับจะสร้างแรงดันที่เพียงพอที่จะนำไปขับขาเกตเพื่อจะทำให้มอสเฟตสามารถทำงานได้หรือหยุดทำงานได้ และยังสามารถที่จะให้เวลาในการทำงานและหยุดทำงานได้เร็วขึ้น พร้อมกันนี้ยังได้มีการแยกวงจรระหว่างวงจรควบคุมออกจากวงจรกำลังเพื่อป้องกันการรบกวนและความเสียหายอันเนื่องมาจากการลัดวงจรหรือการทำงานที่ผิดปกติของวงจรกำลัง



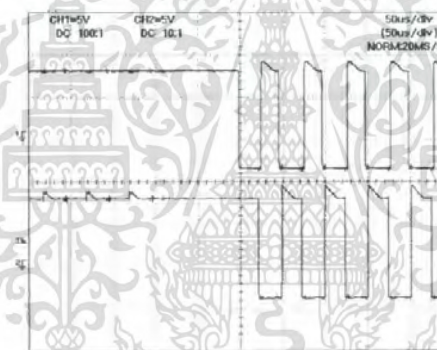
ภาพที่ 3.24 วงจร Drive and Isolate

โดยในวงจรจะมี Opto - Isolator ซึ่งทำหน้าที่แยกวงจรระหว่างส่วนวงจรควบคุมออกจากวงจรกำลัง และนอกจากนี้ยังมีการต่อมอสเฟตเพื่อให้มีเวลาในการสวิตช์ที่เร็วขึ้น และในอีกส่วนเป็นอีกส่วนที่ส่งเวลาหรือการเชิงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่น่าเอาไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ด้านของแรงดันวงจร Drive and Isolate จะให้แรงดันทั้งบวกและลบโดยที่แรงดันทางด้านบวกไม่ต่ำกว่า 0V ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีเหตุตบแต่งลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

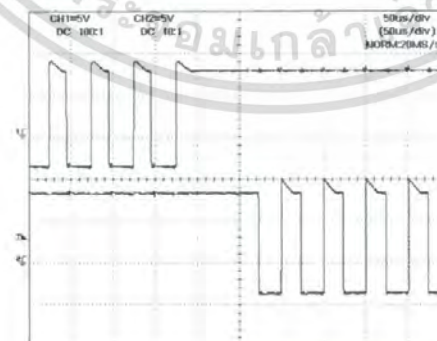
จะมีค่าไม่น้อยกว่า 8V และแรงดันทางด้านลบจะมีค่าประมาณ -5V เพื่อให้มอเตอร์มีการหยุดทำงานที่เร็วขึ้น โดยเมื่อนำสัญญาณที่ได้จากวงจรผสมสัญญาณมาผ่านวงจร Drive and Isolate แล้วจะได้สัญญาณเอาต์พุตดังภาพที่ 3.25 3.26 และ 3.27



ภาพที่ 3.25 สัญญาณเอาต์พุตของวงจร Drive and Isolate สำหรับขับสวิตซ์ตัวที่ 1 และ 2



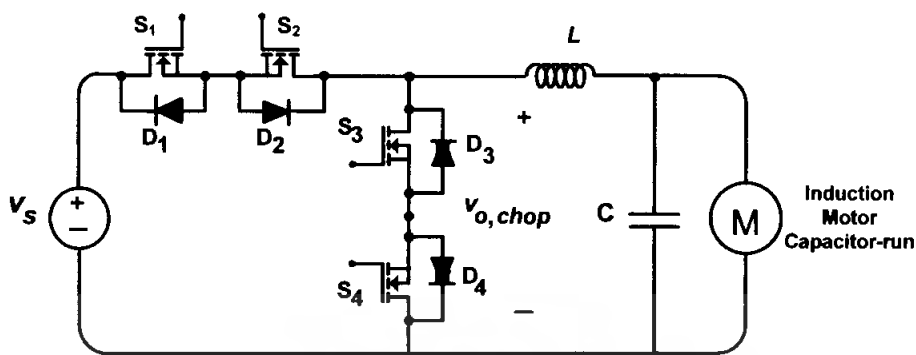
ภาพที่ 3.26 สัญญาณเอาต์พุตของวงจร Drive and Isolate สำหรับขับสวิตซ์ตัวที่ 1 และ 3



ภาพที่ 3.27 สัญญาณเอาต์พุตของวงจร Drive and Isolate สำหรับขับสวิตซ์ตัวที่ 1 และ 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5 ส่วนวงจรกำลัง



ภาพที่ 3.28 วงจรกำลังของ High Frequency AC Chopper

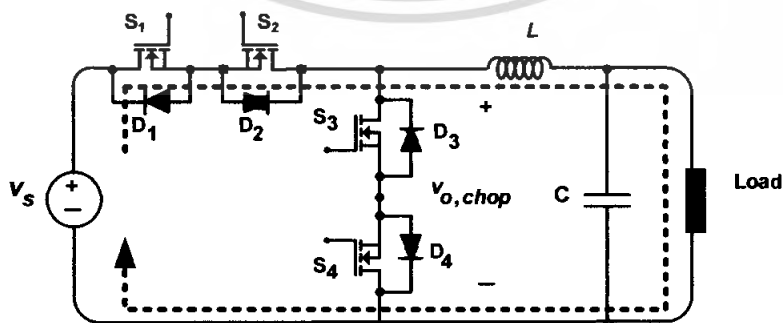
ในส่วนของวงจรกำลังได้มีการนำสวิตช์สารกึ่งตัวนำชนิด 2 ทางมาใช้โดยใช้เป็นมอสเฟสกำลังเป็นอุปกรณ์สวิตช์ดังภาพที่ 3.28 โดยโหลดที่นำมาต่อกับวงจรเป็นอินดักชันมอเตอร์ชนิดหมุนด้วยตัวเก็บประจุ

เพื่อที่จะให้กระแสไหลผ่านทางด้านอินพุทและเอาท์พุท โดยจะจัดให้เกิดการส่งถ่ายพลังงานไปยัง Load (ใน Mode Powering และ Free Wheeling) และยังสามารถให้กำลังไฟฟ้ามักไหลผ่านกลับสู่แหล่งจ่าย โดยหลีกเลี่ยงการเกิด Current Spike (ใน Mode Regenerative) ซึ่งจะอธิบายการทำงานในแต่ละโหมด ดังนี้

3.5.1 Powering Mode

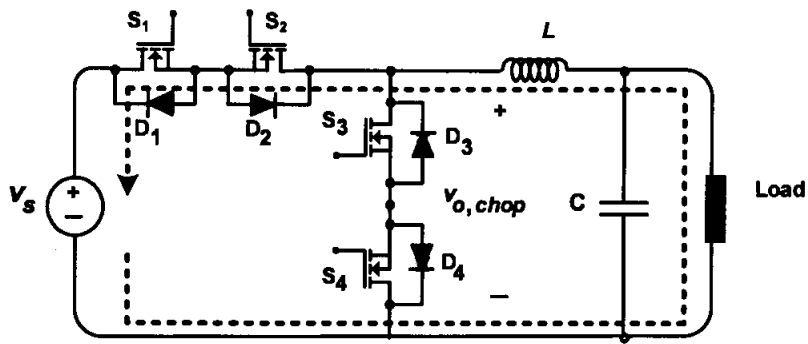
ในโหมดนี้จะเป็นการทำงานเพื่อจ่ายพลังงานให้กับโหลดโดยจะจ่ายพลังงานทั้งในช่วงแรงดันเป็นบวกและแรงดันเป็นลบ ดังนั้นในโหมดนี้จะมีสวิตช์ S_1 และ S_2 ทำงาน

- เมื่อ V_s เป็นบวก จะทำให้สวิตช์ S_1 ทำงานเพื่อจ่ายพลังงานให้ทางด้านโหลด โดยกระแสจะไหลผ่าน S_1 และ ไดโอด D_2



ภาพที่ 3.29 การทำงานใน Powering Mode ช่วงครึ่งไซเคิลบวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

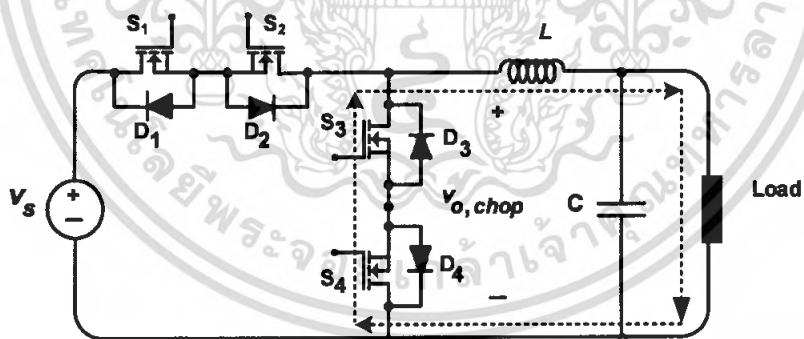


ภาพที่ 3.30 การทำงานใน Powering Mode ช่วงครึ่งไซเคิลลบ

3.5.2 Free Wheeling Mode

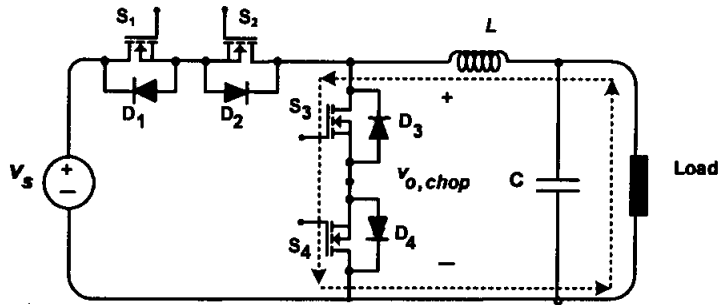
ในโหมดนี้จะมีการทำงานในช่วงเวลาที่ตรงกันข้ามกับ Powering Mode โดยในโหมดนี้ จะทำให้พลังงานที่สะสมในขดลวดเกิดการคายพลังงานไปทางด้านโหลดต่อเนื่องจากช่วง Powering Mode และจะเกิดในช่วงที่แรงดันเอาต์พุตเป็นศูนย์ ดังนั้นในโหมดนี้จะให้สวิตช์ S_3 และ S_4 มีการทำงานดังนี้

- เมื่อ i_L เป็นบวก จะทำให้สวิตช์ S_4 ทำงานเพื่อทำให้เกิดการครบรอบกระแสและกระแสยังคงไหลไหลในทิศทางเดิมอย่างต่อเนื่องผ่านทางด้านเอาต์พุตและกลับมาครบรอบผ่านสวิตช์ S_4 และ ไดโอด D_3



ภาพที่ 3.31 การทำงานใน Free Wheeling Mode ในครึ่งไซเคิลบวก

- เมื่อ i_L เป็นบวก จะทำให้สวิตช์ S_3 ทำงานเพื่อทำให้เกิดการครบรอบกระแสและกระแสยังคงไหลไปในทิศทางเดิมอย่างต่อเนื่องผ่านทางด้านเอาต์พุตและกลับมาครบรอบโดยผ่านไดโอด D_4 และสวิตช์ S_3

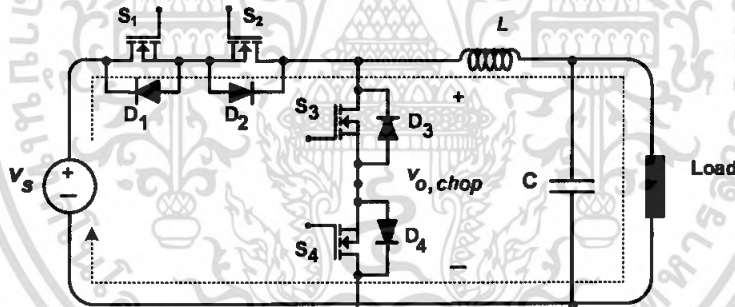


ภาพที่ 3.32 การทำงานใน Free Wheeling Mode ในครึ่งไซเคิลลบ

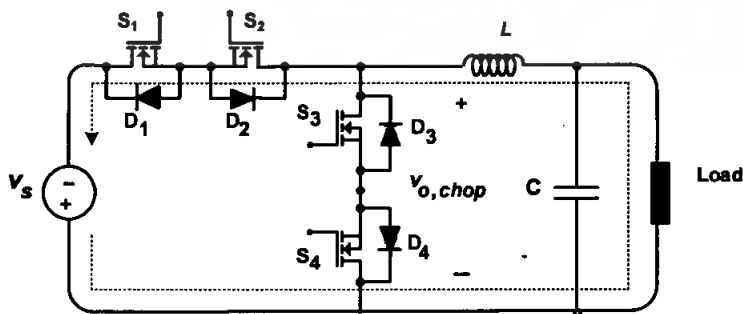
3.5.3 Regenerative Mode

เนื่องจากโหลดที่ใช้เป็นอินดักชันมอเตอร์ซึ่งเป็นโหลดที่มีค่าตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งจะส่งผลให้กระแสล้าหลังแรงดันนั้น เราจึงจำเป็นต้องสร้างเส้นเส้นทางไหลของกระแสไว้ล่วงหน้าเพื่อป้องกันการเกิด Spike ในวงจรอันเนื่องมาจากการทำงานของสวิตช์ ดังนั้นกระแสจะสามารถไหลผ่านไปได้ทั้งทางอินพุตและเอาต์พุต โดยจะขึ้นอยู่กับทิศทางกระแสของตัวเหนี่ยวนำโดยโหมดนี้จะมีสวิตช์ทำงาน 2 ตัวโดยจะทำงานในช่วงเวลา Dead time

- เมื่อ V_s เป็นบวก กระแส I_L เป็นลบ กระแสจะไหลผ่านสวิตช์ S_1 และไดโอด D_2
- เมื่อ V_s เป็นลบ กระแส I_L เป็นบวก กระแสจะไหลผ่านสวิตช์ S_2 และไดโอด D_1



ภาพที่ 3.33 การทำงานใน Regenerative Mode ในครึ่งไซเคิลบวกของแรงดัน V_s รับกำลังไฟฟ้าคืนจากโหลดเกิดขึ้นในช่วงที่แรงดันเอาต์พุตเป็นบวกและกระแสเอาต์พุตเป็นลบ



ภาพที่ 3.34 การทำงานใน Regenerative Mode ในครึ่งไซเคิลลบของ V_s รับกำลังไฟฟ้าคืนจาก

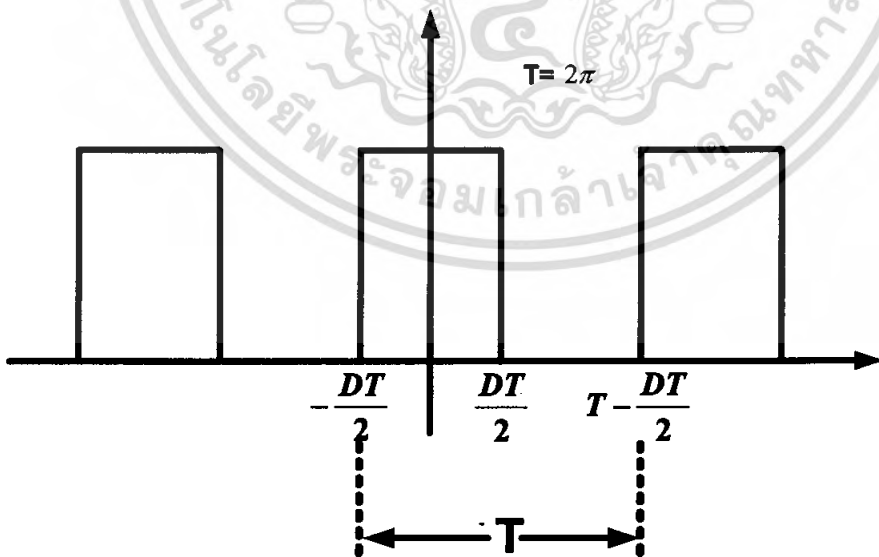
โหลดเกิดขึ้นในช่วงที่แรงดันเอาต์พุตเป็นลบและกระแสเอาต์พุตเป็นบวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของ บริษัท อีทีอี จำกัด เมื่อผู้พิมพ์ใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.6 การวิเคราะห์หาสมการและคลื่นแรงดันเอาต์พุต [5]

จากการทำงานของสวิตช์ในวงจรเอซีชอปเปอร์ ในลักษณะการตัดต่อวงจรให้แรงดันอินพุตไหลผ่านไปได้เป็นช่วงๆ โดยมีการทำงานในการตัดต่อเท่ากับ 20 kHz ในหนึ่งไซเคิลไซนส์ การไฟฟ้า 50 Hz จะทำให้เกิดโหมดการทำงานต่างๆ โหมดการทำงานจะขึ้นอยู่กับลักษณะของกระแสและแรงดันที่เกี่ยวข้องกันไปในแต่ละโหมด สามารถดูลักษณะแรงดันในแต่ละโหมดการทำงานได้จากคลื่นที่เอาต์พุตของวงจรเอซีชอปเปอร์ก่อนที่จะนำคลื่นที่ได้ไปผ่านวงจร LC ฟิลเตอร์โดยลักษณะคลื่นก่อนผ่านวงจร LC ฟิลเตอร์นั้นจะเป็นโครงคลื่นไซน์การไฟฟ้า 220V/50 Hz ซึ่งภายในจะถูกสวิตช์ที่ทำการตัดต่อวงจรเพื่อควบคุมการไหลผ่านของคลื่นไซน์ ทำให้ได้ลักษณะของคลื่นไซน์ 220 V/50 Hz เป็นคลื่นที่บ๊อบ ๆ ที่ภายในจะเป็นคลื่นไซน์ที่ถูกแบ่งเป็นแท่งโดยมีความกว้างของแต่ละแท่งเท่าๆกัน แต่ในทางการคำนวณในโครงการนี้ได้ใช้วิธีการคุณสมบัติของคลื่นไซน์การไฟฟ้า 220V/50Hz ด้วยสมการของสวิตช์ซึ่งฟังก์ชันทำให้ได้คลื่นไซน์ที่ถูกสับมีลักษณะเหมือนกับค่าที่ได้จากการทดลองและทำให้ได้ค่ากระแสและแรงดันอีกด้วย โดยในการหาค่าสัมประสิทธิ์ของอนุกรมฟูเรียร์ในโครงการนี้ได้ใช้ทั้งการคำนวณในแบบฟังก์ชันเป็นฟังก์ชันคู่ (Even Function) อีกทั้งยังได้ทำการกระจายสเปกตรัมของสวิตช์ซึ่งฟังก์ชันโดยการคำนวณเพื่อเปรียบเทียบลักษณะการเกิดแถบสเปกตรัมทั้งตำแหน่งและขนาดเพราะลักษณะการเกิดฮาร์โมนิกส์ของสวิตช์ซึ่งฟังก์ชันจะมีผลต่อการเกิดฮาร์โมนิกส์ของคลื่น ไซน์ 50 Hz ที่ถูกสับ ดังนั้นจึงได้ทำการคำนวณมาไว้อย่างละเอียด

3.6.1 การวิเคราะห์โดยให้สวิตช์ฟังก์ชันเป็นฟังก์ชันแบบคู่ (Even Function)



ภาพที่ 3.35 สัญญาณของสวิตช์ฟังก์ชันเป็นฟังก์ชันแบบคู่ (Even Function)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันคลื่นไซน์ การไฟฟ้า 50 Hz ซึ่งเป็นแรงดันอินพุตมีค่าดังสมการที่ (3.1)

$$v_s(\omega t) = \sqrt{2}V_s \cos(\omega t) \quad (3.1)$$

โดยที่ V_s คือค่า rms ของแรงดันไซน์ 50 Hz

ในการคำนวณหาสมการของแรงดันเอาต์พุต $v_{o, chop}$ ที่เกิดจากผลคูณระหว่างแรงดันไซน์ 50 Hz $v_s(\omega t)$ กับสวิตชิ่งฟังก์ชันความถี่สูง $S(\omega_s t)$ ก่อนอื่นจะต้องทำการวิเคราะห์หาสมการของสวิตชิ่งฟังก์ชัน $S(\omega_s t)$ ในภาพที่ 3.35 จากนั้นจึงนำไปคูณกับแรงดันไซน์ในสมการ (3.1) ซึ่งสามารถทำได้โดยการ [2] วิเคราะห์อนุกรมฟูเรียร์ของ $S(\omega_s t)$ ดังสมการที่ (3.2)

$$S(\omega_s t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} [a_n \cos k\omega_s t + b_n \sin k\omega_s t] \quad (3.2)$$

ทำการคำนวณหาสัมประสิทธิ์ของ a_0 , a_n และ b_n ได้ดังต่อไปนี้
สามารถหาค่าสัมประสิทธิ์ของ a_0 จะได้ดังสมการที่ (3.3)

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{-\frac{DT}{2}}^{\frac{DT}{2}} v_{PWM}(t) dt$$

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{-\frac{DT}{2}}^{\frac{DT}{2}} 1 dt + \frac{1}{T} \int_{\frac{DT}{2}}^{\frac{DT}{2}} 0 dt$$

$$a_0 = \frac{1}{T} \left[t \right]_{-\frac{DT}{2}}^{\frac{DT}{2}} \quad (3.3)$$

ทำการแทนค่าที่ได้จากสมการที่ (3.3) จะได้ a_0 ดังสมการที่ (3.4)

$$a_0 = \frac{1}{T} \left(\frac{DT}{2} + \frac{DT}{2} \right)$$

จะได้ $a_0 = D$ (3.4)

สามารถหาค่าสัมประสิทธิ์ของ a_n ได้ดังสมการที่ (3.5)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-\frac{DT}{2}}^{\frac{DT}{2}} v_{PWM} \cos(k\omega_s t) dt$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-\frac{DT}{2}}^{\frac{DT}{2}} (1) \cos(k\omega_s t) d\omega_s t + \frac{2}{T} \int_{\frac{DT}{2}}^{\frac{T-DT}{2}} (0) \sin(k\omega_s t) d\omega_s t$$

$$a_n = \frac{2}{Tk} [\sin kt]_{-DT/2}^{DT/2} \quad (3.5)$$

ทำการแทนค่าที่ได้จากสมการที่ (3.5) จะได้ a_n ดังสมการที่ (3.6)

$$a_n = \frac{1}{\pi k} [\sin kD\pi - (\sin k(-D\pi))] \quad (3.6)$$

$$a_n = \frac{2 \sin kD\pi}{\pi k}$$

สามารถหาค่าสัมประสิทธิ์ของ b_n ได้ดังสมการที่ (3.7)

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{-\frac{DT}{2}}^{\frac{DT}{2}} v_{PWM} \sin(k\omega_s t) dt$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{-\frac{DT}{2}}^{\frac{DT}{2}} (1) \sin(k\omega_s t) d\omega_s t + \frac{2}{T} \int_{\frac{DT}{2}}^{\frac{T-DT}{2}} (0) \cos(k\omega_s t) d\omega_s t$$

$$b_n = \frac{2}{Tk} [-\cos(kt)]_{-DT/2}^{DT/2} \quad (3.7)$$

ทำการแทนค่าที่ได้จากสมการที่ (3.7) จะได้ b_n ดังสมการที่ (3.8)

$$b_n = \frac{2}{Tk} \left[\left(-\cos\left(k \frac{DT}{2}\right) \right) - \left(-\cos\left(k \left(-\frac{DT}{2}\right)\right) \right) \right]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ (3.8)

จากค่าสัมประสิทธิ์ a_0 , a_n และ b_n ของอนุกรมฟูเรียร์ที่ได้จากการคำนวณแทนลงในสมการที่ (3.2) จะได้สมการของสวิตชิงฟังก์ชันดังสมการที่ (3.9)

$$S(\omega_s t) = D + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2 \sin(kD\pi)}{k\pi} \cos(k\omega_s t) + \sum_{k=1}^{\infty} (0) \sin k\omega_s t \quad (3.9)$$

$$S(\omega_s t) = D + \frac{2 \sin(D\pi)}{\pi} \cos(\omega_s t) + \frac{2 \sin(2D\pi)}{2\pi} \cos(2\omega_s t) + \dots \\ + \frac{2 \sin(nD\pi)}{n\pi} \cos(n\omega_s t) \quad : k = 1, 2, 3, \dots n \quad (3.10)$$

$$S(\omega_s t) = D + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2 \sin(kD\pi)}{k\pi} \cos(k\omega_s t) \quad (3.11)$$

โดยที่ ω_s คือความถี่เชิงมุมของสวิตชิงฟังก์ชัน $S(\omega_s t)$

k คือลำดับฮาร์โมนิกส์ของสวิตชิงฟังก์ชัน $= 1, 2, 3, \dots$

เมื่อนำสมการที่ (3.11) ซึ่งเป็นสมการของสวิตชิงฟังก์ชันมาคำนวณหาค่าโดยแทนค่าตัวตัดไซเคิลต่างๆ ให้ $D = 0.1, 0.2, 0.3 \dots 0.9$ ก็จะได้ค่าของฮาร์โมนิกส์ลำดับต่างๆ และสามารถดูการเปลี่ยนแปลงของฮาร์โมนิกส์ที่ตัวตัดไซเคิลเปลี่ยนไปดังกราฟในภาพที่ 3.36 ในที่นี้ได้แสดงให้เห็นดู 5 ลำดับโดยค่าของแต่ละลำดับจะขึ้นอยู่กับมุมที่เปลี่ยนแปลงไปด้วย

3.6.2 การคูณสมการของสวิตชิงฟังก์ชันกับสมการของแรงดันอินพุต

จากการคำนวณหาสมการของสวิตชิงฟังก์ชันสามารถนำมาคำนวณหาค่าเอาต์พุต $V_{o, chop}$ ของวงจรเอชซีชอปเปอร์ได้โดยการนำสมการสวิตชิงฟังก์ชันในสมการที่ (3.11) มาคูณกับสมการของแรงดันไซน์การไฟฟ้าในสมการที่ (3.1) ซึ่งเป็นแรงดันอินพุตที่ป้อนให้กับวงจรเอชซีชอปเปอร์จะได้ค่าของเอาต์พุตของวงจรเอชซีชอปเปอร์ดังสมการที่ (3.12)

$$v_{o, sw}(t) = v_s(t) S(\omega_s t) \\ = \sqrt{2} V_s \cos(\omega t) \left(D + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2 \sin(kD\pi)}{k\pi} \cos(k\omega_s t) \right) \quad (3.12)$$

จากสมการที่ (3.12) สามารถทำการแทนค่า $k = 1, 2, 3, \dots n$ เพื่อให้สามารถเข้าใจได้ง่ายขึ้นจะได้ดังสมการที่ (3.13)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
v_{o,chop}(t) &= D\sqrt{2}V_s \cos(\omega t) + \frac{2\sqrt{2}V_s \cos(\omega t) \sin(D\pi) \cos(\omega_s t)}{\pi} + \\
&\frac{2\sqrt{2}V_s \cos(\omega t) \sin(2D\pi) \cos(2\omega_s t)}{2\pi} + \frac{2\sqrt{2}V_s \cos(\omega t) \sin(3D\pi) \cos(3\omega_s t)}{3\pi} + \dots \\
&\frac{2\sqrt{2}V_s \cos(\omega t) \sin(nD\pi) \cos(n\omega_s t)}{n\pi} \quad : k = 1, 2, 3, \dots, n \quad (3.13)
\end{aligned}$$

จากสมการที่ (3.13) ในกรณีกำหนดให้ $D=1$ จะได้ $v_{o,chop}(t)$ ดังสมการที่ (3.14)

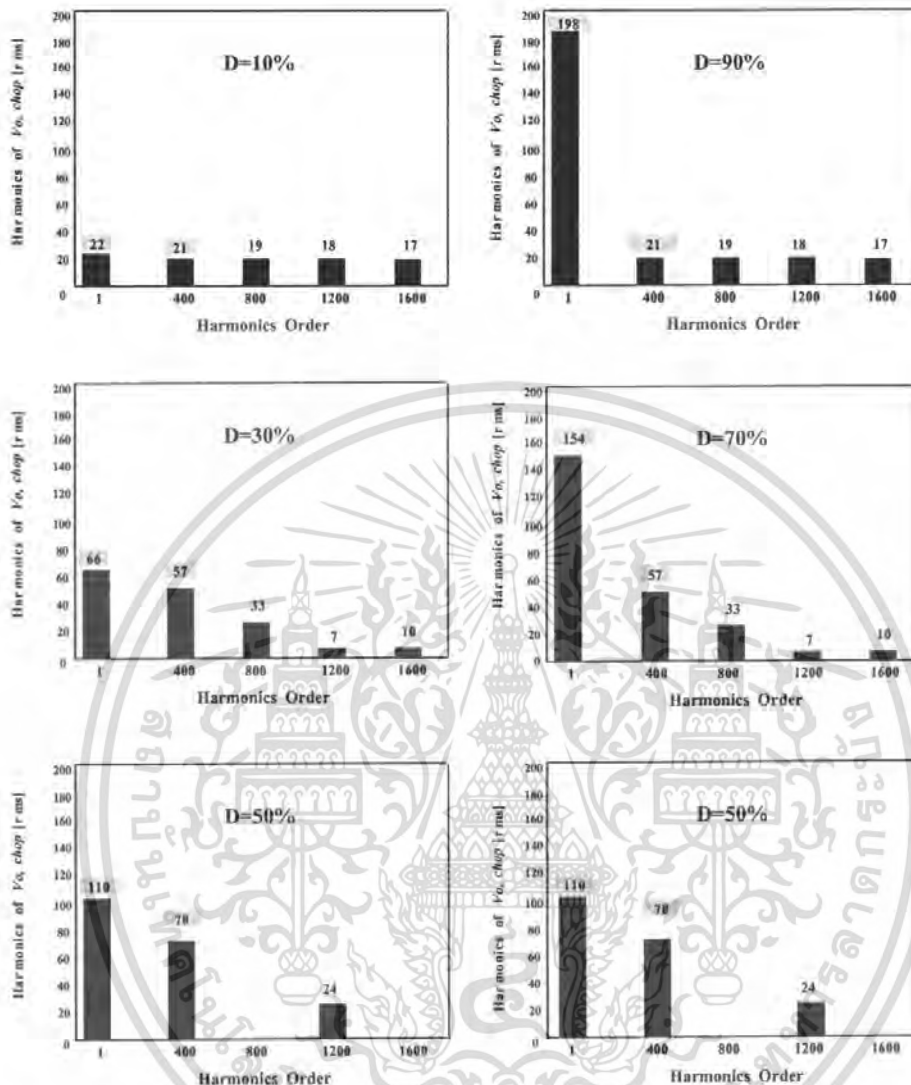
$$\begin{aligned}
v_{o,chop}(t) &= \sqrt{2}V_s \cos(\omega t) + \frac{2\sqrt{2}V_s \cos(\omega t) \sin(\pi) \cos(\omega_s t)}{\pi} + \\
&\frac{2\sqrt{2}V_s \cos(\omega t) \sin(2\pi) \cos(2\omega_s t)}{2\pi} + \frac{2\sqrt{2}V_s \cos(\omega t) \sin(3\pi) \cos(3\omega_s t)}{3\pi} + \dots \\
&\frac{2\sqrt{2}V_s \cos(\omega t) \sin(n\pi) \cos(n\omega_s t)}{n\pi} \quad : k = 1, 2, 3, \dots, n \\
v_{o,chop}(t) &= \sqrt{2}V_s \cos(\omega t) \quad (3.14)
\end{aligned}$$

นำสมการที่ (3.12) มาเขียนใหม่จะได้ดังสมการ (3.15)

$$\begin{aligned}
v_{o,chop}(t) &= D\sqrt{2}V_s \cos(\omega t) + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2\sqrt{2}V_s \cos(\omega t) \sin(kD\pi) \cos(k\omega_s t)}{k\pi} \\
&= D\sqrt{2}V_s \cos(\omega t) + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2\sqrt{2}V_{rk} \cos(k\omega_s t) \cos(\omega t)}{\pi k} \\
&= D\sqrt{2}V_s \cos(\omega t) + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2\sqrt{2}V_{rk} \cos[(k\omega_s \pm \omega)t]}{2} \\
&= D\sqrt{2}V_s \cos(\omega t) + \sum_{k=1}^{\infty} \sqrt{2}V_{o,swk} \cos[(k\omega_s \pm \omega)t] \quad (3.15)
\end{aligned}$$

โดยที่ $V_{o,swk}$ คือค่า rms ขององค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ k ซึ่งมีค่าเป็น
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{o,swk} = V_s \sin(kD\pi) / k\pi \quad (3.16)$$

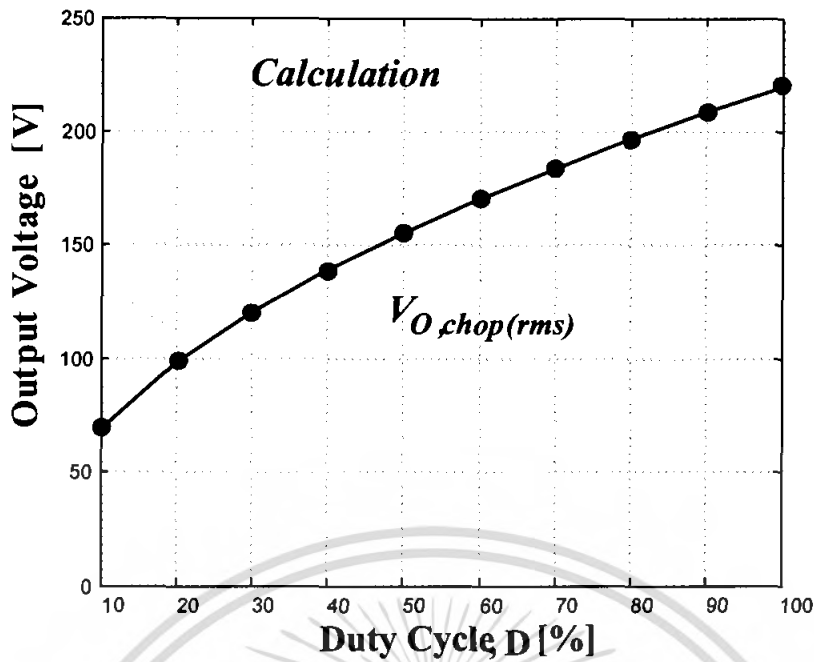


ภาพที่ 3.36 องค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ของแรงดันเอาต์พุต $V_{o,sw}$ ที่ค่า Duty Cycle ต่างๆ

จากสมการที่ (3.16) เมื่อแทนค่าตัวแปรต่างๆลงไปจะทำให้ได้ลักษณะของคลื่นและองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ลำดับต่างๆจากการแทนค่าตัวแปรต่างๆที่ค่าตัวตัดไซเคิลตั้งแต่ 0.1, 0.2, 0.3, ..., 1 สามารถนำค่า rms ของแรงดันที่เป็นคลื่นไซน์สับ ($v_{o, chop}$) มาพล็อตเป็นกราฟเปรียบเทียบระหว่างค่าแรงดันเทียบกับค่าตัวตัดไซเคิลดังในภาพที่ 3.37 และเมื่อแทนค่าตัวตัดไซเคิลเท่ากับ 1 หรือ 100% จะได้รูปคลื่นเอาต์พุต ($v_{o, chop}$) เท่ากับที่อินพุตและจะไม่มีฮาร์โมนิกส์ โดยค่า rms สามารถหาได้จากสมการที่ (3.17)

$$V_{o, chop} = \sqrt{V_{0.50Hz}^2 + V_{H1}^2 + V_{H2}^2 + V_{H3}^2} \quad (3.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์หรือทรัพย์สินทางปัญญาของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 3.37 กราฟเปรียบเทียบระหว่างแรงดันเอาต์พุตที่ยังไม่ได้กรองฮาร์มอนิกส์ความถี่สูงออก ($v_{o, chop}$) กับค่าตัวตัดไซเคิลต่างๆ ตั้งแต่ 0 ถึง 1

แรงดันไซน์ความถี่ต่ำจากไซน์การไฟฟ้า 50Hz เมื่อป้อนเป็นอินพุตให้กับวงจรเอชซีชอปเปอร์จะได้แรงดันเอาต์พุต $v_{o, chop}$ ซึ่งมีค่าตั้งสมการที่ (3.15) จะประกอบด้วยความถี่ต่ำ 50 Hz รวมอยู่กับความถี่สูง $k \times (20kHz) \pm 50Hz$ และเมื่อนำคลื่น $v_{o, chop}$ ผ่านวงจร LC ฟิเตอร์องค์ประกอบความถี่สูงของ $v_{o, chop}$ จะถูกรองทิ้งเหลือแต่แรงดันเอาต์พุตที่มีองค์ประกอบความถี่ต่ำ 50 Hz เท่านั้นซึ่งเป็นคลื่นไซน์ที่สามารถปรับแอมพลิจูดได้โดยการปรับค่าตัวตัดไซเคิล (D) ที่มีลักษณะคลื่นจากการคำนวณและการทดลองดังต่อไปนี้

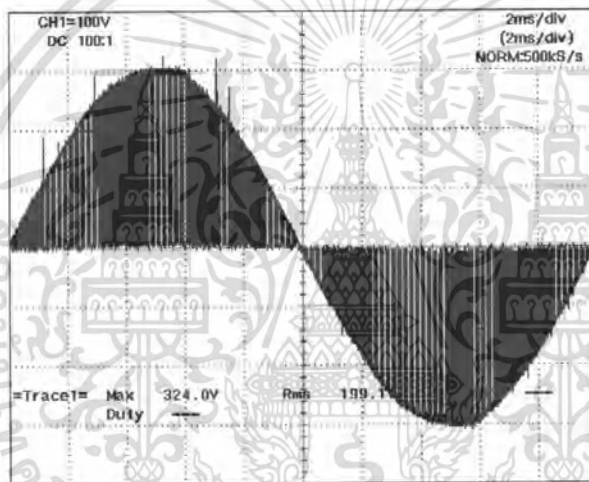
จากสมการที่ (3.15) เมื่อทำการจำลองการทำงานการทำงานของ LC ฟิเตอร์โดยตัดสมการในส่วนที่เป็นกลุ่มฮาร์มอนิกส์ความถี่สูงออกจะสามารถเขียนใหม่ได้ตั้งสมการที่ (3.18)

$$v_{o, chop}(t) = D\sqrt{2}V_s \cos(\omega t) \quad (3.18)$$

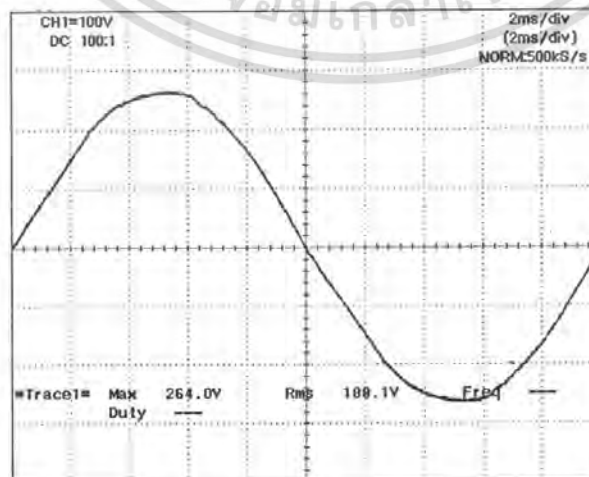
เมื่อนำสมการที่ (3.18) ซึ่งเป็นสมการเอาต์พุตของวงจรเอชซีชอปเปอร์ที่ผ่านวงจร LC ฟิเตอร์แล้วโดยตัดกลุ่มฮาร์มอนิกส์ความถี่สูงออกมาแทนค่าแรงดันอินพุตเข้าไปที่ค่าตัวตัดไซเคิลปรับเปลี่ยนไปตั้งแต่ 0.1, 0.2, ..., 1 จะได้ค่าแรงดันไฟฟ้าที่เปลี่ยนแปลงไปตามค่าตัวตัดไซเคิลสามารถนำมาพล็อตคลื่นที่ค่าตัวตัดไซเคิลต่างๆ จะได้ลักษณะของรูปคลื่นและองค์ประกอบฮาร์มอนิกส์ออกมา

3.7 วงจร LC Filter

วงจรฟิลเตอร์ที่ใช้เป็นวงจร LC ฟิลเตอร์ที่ใช้ในการกรององค์ประกอบฮาร์มอนิกส์ ความถี่สูงออกให้เหลือแต่องค์ประกอบความถี่มูลฐาน (50 Hz) ซึ่งองค์ประกอบฮาร์มอนิกส์ ความถี่สูงนั้นเกิดจากการสวิตช์ของอุปกรณ์สวิตช์ที่ทำให้แรงดันไซน์การไฟฟ้าเกิดการถูกสับจน ทำให้แรงดันเกิดการผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์แต่เมื่อมีการนำรูปคลื่นที่ถูกสับมาผ่านวงจร LC Filter จะทำให้รูปคลื่นที่ได้มีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์เช่นเดิมแต่จะมีค่ายอดคลื่นและค่า RMS ที่ลดลงซึ่งแรงดันที่ถูกกรองนี้จะนำไปจ่ายที่สเตเตอร์ของมอเตอร์เพื่อปรับความเร็วรอบอีกทีหนึ่ง โดยที่ค่าของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุที่จะนำมาใช้นั้นต้องมีการคำนวณและการออกแบบที่เหมาะสมเพื่อที่จะทำให้รูปคลื่นที่ถูกกรองเป็นรูปคลื่นไซน์ที่สวยงามและมีความผิดเพี้ยนน้อยที่สุดซึ่งสิ่งเหล่านี้จะมีผลต่อการทำงานของโหลดได้

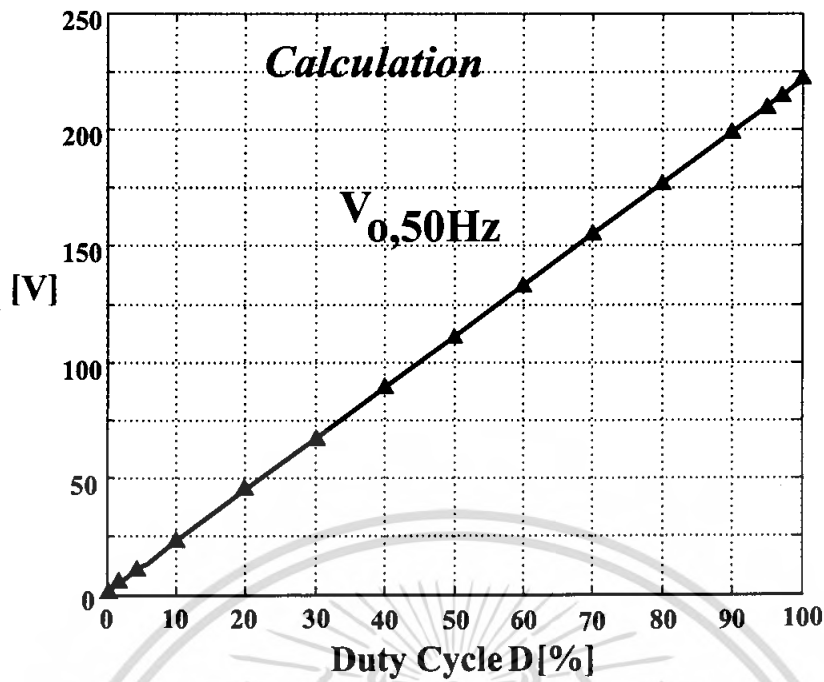


ภาพที่ 3.38 รูปคลื่นไซน์ที่ถูกสวิตช์ที่ความถี่สูงที่ยังไม่ผ่านวงจร LC Filter



ภาพที่ 3.39 รูปคลื่นไซน์ที่ผ่านวงจรกรององค์ประกอบความถี่สูงแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่ขอสงวนสิทธิ์ในประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 3.40 กราฟเปรียบเทียบระหว่างแรงดันเอาต์พุตที่กรองฮาร์มอนิกส์ความถี่สูงออก ($v_{o,50Hz}$) กับค่าดิวตี้ไซเคิลต่างๆ ตั้งแต่ 0 ถึง 1

3.7.1 การคำนวณหาค่า LC Filter [5]

จากการ Simulation และการวิเคราะห์สมการของแรงดันเอาต์พุตของวงจรเอชซีชอปเปอร์ความถี่สูงที่ค่า Duty Cycle ต่างๆ ค่าองค์ประกอบฮาร์มอนิกส์ความถี่ 20 kHz จะเกิดขึ้นสูงสุดที่ค่า Duty Cycle มีค่าเท่ากับ 50% เพื่อลดทอนองค์ประกอบฮาร์มอนิกส์นี้ออกไปจึงเลือกความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรกรองให้มีค่าประมาณ 20 เท่า ของความถี่มูลฐานและต่ำกว่าความถี่การสวิตช์ 20 เท่าด้วยเช่นกัน เพื่อให้้อัลดการขยายเกินของวงจรกรองที่ความถี่ 20 kHz มีค่าต่ำกว่า -40 dB หรือ 0.01

$$f_r = f \times 20 \quad (3.19)$$

$$= 50\text{Hz} \times 20$$

$$= 1\text{kHz}$$

เมื่อได้ความถี่เรโซแนนซ์สามารถหาค่า LC ฟิลเตอร์ได้จากสมการที่ 3.21

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$LC = \frac{1}{(2\pi f_r)^2} \quad (3.21)$$

$$= \frac{1}{(2 \times 3.14 \times 1 \times 10^{-3})^2}$$

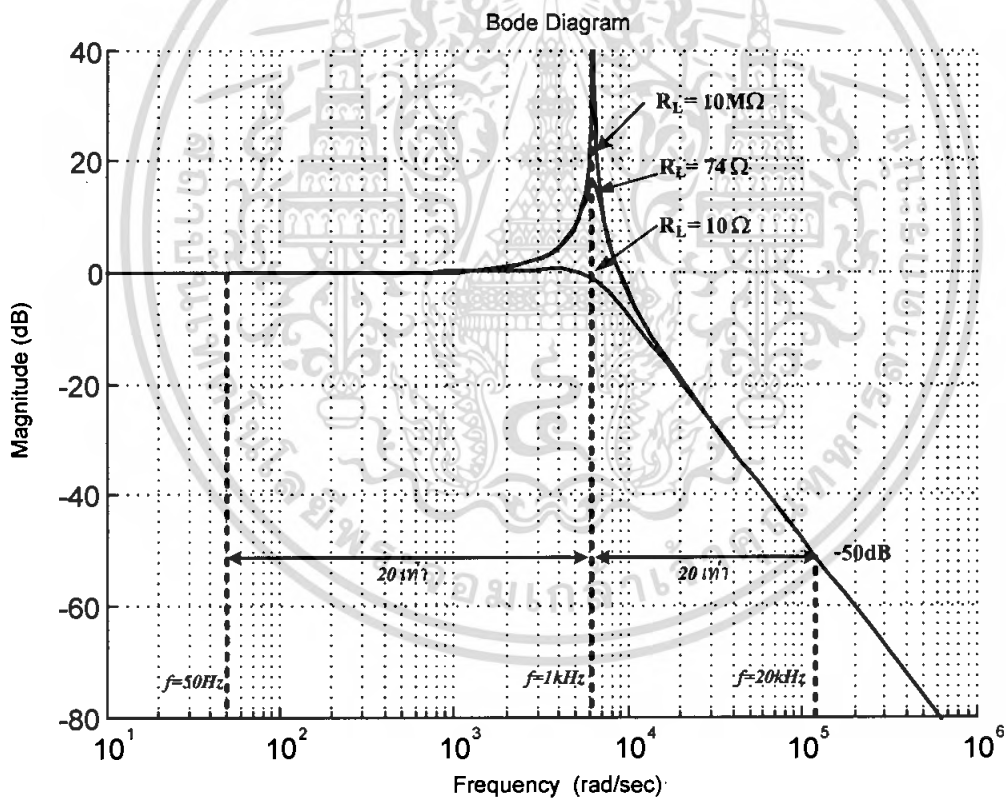
$$= 25.3 \times 10^{-9}$$

นำค่าที่ได้จากสมการที่ 3.20 มาหาค่า L โดยการกำหนดค่า C ฟิลเตอร์

กำหนดค่า $C = 14 \mu F$

$$L = \frac{(25.3 \times 10^{-9})}{(14 \times 10^{-6})}$$

$$L = 1.8 \text{ mH}$$



ภาพที่ 3.41 ผลตอบสนองต่อความถี่ของวงจร LC ฟิลเตอร์

ภาพที่ 3.41 แสดงผลตอบสนองต่อความถี่ของวงจร LC ฟิลเตอร์ ที่โหลดความต้านทานค่าต่างๆ จากภาพจะเห็นได้ว่าที่ความถี่ 20 kHz LC ฟิลเตอร์ มีเกนเท่ากับ -52 dB หรือ 2^{-51} ซึ่งเพียงพอในการลดทอนองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ของเอซีชอปเปอร์ได้ เพื่อแสดงให้เห็นอย่างชัดเจนว่าเมื่อนำ $v_{o, chop}$ ผ่านวงจร LC ฟิลเตอร์แล้วจะได้แรงดันเอาต์พุตเป็นคลื่นไซน์ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ไม่มีองค์ประกอบฮาโมนิกส์ ความถี่สูงปะปนอยู่ด้วย สามารถแสดงการเปรียบเทียบอัตราส่วนของแรงดันความถี่ต่ำและความถี่สูงที่สามารถผ่านวงจร LC ฟิเตอร์ไปยังเอาต์พุตได้ โดยเปรียบเทียบระหว่างแรงดันพินดาเมนทอล 50 Hz และแรงดันฮาโมนิกส์ 20 kHz ซึ่งใช้ค่าจากรูปคลื่น $v_{o,chop}$ ที่ค่าตัวชี้ไขเคลต่าง ๆ ที่ได้แสดงไปข้างต้นผลการเปรียบเทียบดังกล่าวได้รวบรวมไว้ในตารางที่ 3.2, 3.3 และ 3.4 จะเห็นได้อย่างชัดเจนว่าแรงดันความถี่ต่ำ จะสามารถผ่านวงจรฟิเตอร์ไปยังเอาต์พุตได้เกือบทั้งหมดในขณะที่ แรงดันความถี่สูงจะผ่านวงจรฟิเตอร์ไปยังเอาต์พุตได้น้อยมากซึ่งได้แสดงดังในสมการ (3.22) และ (3.23)

$$\left[\frac{1}{\omega C} / \left(\frac{1}{\omega C} + \omega L \right) \right] V_{O,50\text{ Hz}} \approx 1 \times V_{O,50\text{ Hz}} \quad \dots \omega L \ll \frac{1}{\omega C} \quad (3.22)$$

$$\left[\frac{1}{\omega C} / \left(\frac{1}{\omega C} + \omega L \right) \right] V_{O,20\text{ kHz}} \approx 0 \times V_{O,20\text{ kHz}} \quad \dots \omega L \gg \frac{1}{\omega C} \quad (3.23)$$

ตารางที่ 3.2 เปรียบเทียบการกรองแรงดันที่มีความถี่ตั้งแต่ 20 kHz กับ 50 Hz ขณะไม่มีโหลด

50 Hz					20 kHz				
$\omega L = 0.565 \Omega$ 					$\omega L = 226 \Omega$ 				
D	$V_{o,50\text{Hz}}$	$V_{L,50\text{Hz}}$	$V_{o,50\text{Hz, Filter}} = V_{C,50\text{Hz}}$	$[\%] V_{o,50\text{Hz}}$	$V_{o,20\text{kHz}}$	$V_{L,20\text{kHz}}$	$V_{o,20\text{kHz, Filter}} = V_{C,20\text{kHz}}$	$[\%] V_{o,20\text{kHz}}$	
10%	22	0.06	21.94	99.72%	21	20.94	0.052	0.24%	
20%	44	0.08	43.89	99.75%	41	40.89	0.102	0.24%	
30%	66	0.11	65.83	99.74%	57	56.85	0.142	0.24%	
40%	88	0.17	87.78	99.75%	66	65.83	0.165	0.25%	
50%	110	0.22	109.72	99.74%	70	69.82	0.175	0.22%	
60%	132	0.33	131.67	99.75%	66	65.83	0.165	0.25%	
70%	154	0.39	153.61	99.74%	57	56.85	0.142	0.24%	
80%	176	0.44	175.56	99.75%	41	40.89	0.102	0.24%	
90%	198	0.5	197.50	99.74%	21	20.94	0.052	0.24%	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.3 เปรียบเทียบการกรองแรงดันที่มีความถี่ตั้งแต่ 20 kHz กับ 50 Hz ที่มีโหลดเป็น R

50 Hz					20 kHz			
$L = 0.565 \Omega$					$\omega L = 226 \Omega$			
D	$V_{o,50Hz}$	$V_{L,50Hz}$	$V_{C,50Hz} \text{ Filter} =$ $V_{C,50Hz}$	$[\%] V_{o,50Hz}$	$V_{o,20kHz}$	$V_{L,20kHz}$	$V_{C,20kHz} \text{ Filter} =$ $V_{C,20kHz}$	$[\%] V_{o,20kHz}$
10%	22	0.06	21.94	99.72%	21	20.947	0.052	0.24%
20%	44	0.12	43.88	99.72%	41	40.897	0.102	0.24%
30%	66	0.17	65.83	99.74%	57	56.857	0.142	0.24%
40%	88	0.23	87.77	99.73%	66	65.834	0.165	0.25%
50%	110	0.28	109.72	99.74%	70	69.820	0.175	0.25%
60%	132	0.34	131.66	99.74%	66	65.834	0.165	0.25%
70%	154	0.39	153.61	99.74%	57	56.857	0.142	0.24%
80%	176	0.45	175.55	99.74%	41	40.897	0.102	0.24%
90%	198	0.50	197.50	99.74%	21	20.947	0.052	0.24%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.4 เปรียบเทียบการกรองแรงดันที่มีความถี่ตั้งแต่ 20 kHz กับ 50Hz ที่มีโหลดเป็น R-L ขนาน

50 Hz					20 kHz				
D	$V_{o,50Hz}$	$V_{L,50Hz}$	$V_{o,50Hz, Filter} - V_{C,50Hz}$	[%] $V_{o,50Hz}$	$V_{o,20kHz}$	$V_{L,20kHz}$	$V_{o,20kHz, Filter} - V_{C,20kHz}$	[%] $V_{o,20kHz}$	
10%	22	0.22	21.77	98.95%	21	20.94	0.052	0.24%	
20%	44	0.45	43.55	98.97%	41	40.89	0.102	0.24%	
30%	66	0.68	65.32	98.96%	57	56.85	0.142	0.24%	
40%	88	0.91	87.10	98.97%	66	65.83	0.165	0.25%	
50%	110	1.14	108.87	98.97%	70	69.82	0.175	0.25%	
60%	132	1.37	130.65	98.97%	66	65.83	0.165	0.25%	
70%	154	1.60	152.42	86.79%	57	56.85	0.142	0.24%	
80%	176	1.83	174.20	98.97%	41	40.89	0.102	0.24%	
90%	198	2.05	195.97	98.97%	21	20.97	0.052	0.24%	

โดยจะสรุปแรงดันเอาต์พุตของวงจรเอชซีชอปเปอร์ที่กรองเอาฮาร์โมนิกส์ความถี่สูงออกแล้วจะเท่ากับแรงดันอินพุตคูณกับค่าตัวชี้ไซเคิลดังในสมการที่ (3.24)

$$V_{o,50Hz} = DV_S \tag{3.24}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $v_{o,chop}$ ผ่านวงจร LC ฟิเตอร์จะต้องประกอบฮาร์โมนิกส์ดังภาพที่ 3.42 ค่า rms ของแรงดันเอาต์พุต $v_{o,chop}$ หาได้จากสมการที่ (3.25)

$$V_{o,chop} = \sqrt{V_{0,50Hz}^2 + V_{H1}^2 + V_{H2}^2 + V_{H3}^2 + \dots} \quad (3.25)$$

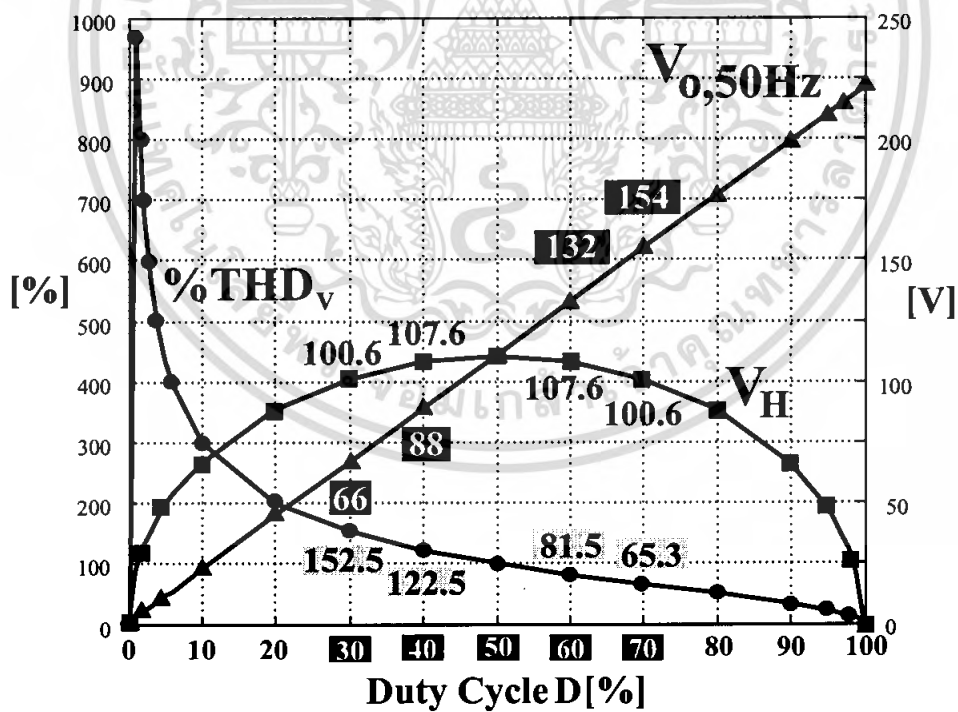
โดยที่ V_{Hk} คือค่า rms ของฮาร์โมนิกส์และสามารถหาค่า rms ของฮาร์โมนิกส์ได้จากสมการ (3.26)

$$V_H = \sqrt{V_{H1}^2 + V_{H2}^2 + V_{H3}^2 + \dots} \quad (3.26)$$

และสามารถคำนวณหาค่า %THD ของคลื่นแรงดันเอาต์พุตได้จากสมการ (3.27)

$$\% THD_v = \frac{V_H}{V_{0,50Hz}} \times 100 \quad (3.27)$$

เมื่อนำสเปคตรัมในภาพที่ 3.36 มาพิจารณารวมกับสมการ (3.25), (3.26) และ (3.27) สามารถนำมาเขียนเส้นกราฟเทียบกับค่าดีวตีไซเคิลจาก 0-100% สามารถเขียนกราฟได้ดังภาพที่ 3.42



ภาพที่ 3.42 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า THD ของ $V_{o,chop}$ แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต $V_{o,50Hz}$ กับค่าเปอร์เซ็นต์ดีวตีไซเคิล (D) ต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.8 วงจร snubber

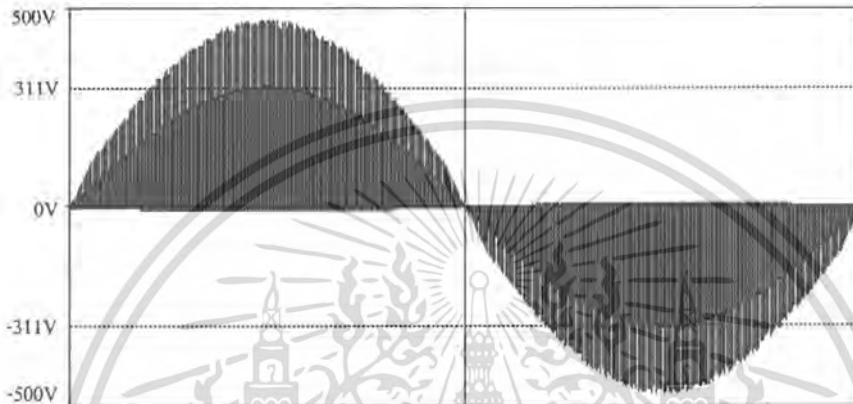
โดยทั่วไปการทำงานของอุปกรณ์สวิตช์จะทำให้เกิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง โดยจะเกิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียขณะสวิตช์นำกระแส ซึ่งเกิดจากการที่แรงดันตกคร่อมสวิตช์มีค่าไม่เท่ากับศูนย์ และอีกกรณีหนึ่งคือกำลังไฟฟ้าสูญเสียจากการเปลี่ยนสถานะของสวิตช์ (หรือกำลังไฟฟ้าสูญเสียจากการสวิตช์) ซึ่งโดยทั่วไปสำหรับวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังนั้น ค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียจากการเริ่มทำงานของสวิตช์จะมีค่าสูงกว่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียขณะสวิตช์นำกระแสมาก ซึ่งการทำงานของวงจรนอกจากจะมีอุปกรณ์สวิตช์แล้วจะต้องมีอุปกรณ์อีกส่วนหนึ่งที่จะมาช่วยในการทำงานของอุปกรณ์ให้สวิตช์สามารถทำงานได้ดีขึ้น และเป็นตัวช่วยลดความสูญเสียให้กับวงจรไม่ว่าจะเป็นการสูญเสียในรูปของพลังงานหรือการเสียหายของอุปกรณ์ อันเนื่องมาจากการทำงานในสภาวะเกินพิกัด วงจรที่จะกล่าวถึงนี้ก็คือวงจร snubber โดยการทำงานของวงจร snubber จะทำหน้าที่เป็นตัวลดทอนแรงดันในขณะที่อุปกรณ์สวิตช์เริ่มนำหรือหยุดนำกระแส เพราะการที่สวิตช์เริ่มนำหรือหยุดนำกระแสจะทำให้เกิด Spike (แรงดันหรือกระแสชั่วขณะ) เกิดขึ้นมาซึ่งการที่จะเกิด Spike (แรงดันหรือกระแสชั่วขณะ) นั้นจะขึ้นอยู่กับลักษณะการต่อวงจรที่จะใช้งานและค่าพารามิเตอร์ที่ประกอบอยู่ในวงจรด้วย ในทางการทำงานเราสามารถเลือกใช้อุปกรณ์สวิตช์ที่มีพิกัดที่สูงกว่าแรงดัน Spike ได้แต่ไม่นิยมทำกันเพราะจะทำให้อุปกรณ์ที่ใช้มีราคาสูงมากและเป็นการใช้งานที่ไม่คุ้มค่า ดังนั้นเราจึงมาใช้ snubber เป็นอุปกรณ์ช่วยในการทำงานของสวิตช์ โดยที่วงจร snubber จะเข้าไปทำให้ค่าต่าง ๆ ที่มีผลต่อการทำงานของอุปกรณ์ คือ อัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสเทียบกับเวลา $\frac{di}{dt}$, อัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเทียบกับเวลา $\frac{dv}{dt}$, แรงดัน Spike (spike voltage) และค่าสูญเสียที่เกิดขึ้นในช่วงนำกระแส (turn-on) และช่วงหยุดนำกระแส (turn-off) ให้มีค่าลดลงจนไม่สามารถที่จะทำให้อุปกรณ์เกิดความเสียหายได้ โดยทั่วไป snubber มีอยู่ 3 แบบคือ

1. Unpolarized Series R-C Snubber ซึ่งวงจรแบบนี้ทำหน้าที่ใช้ในการป้องกันไดโอดและไครซิสเตอร์ โดยทำหน้าที่จำกัดค่าแรงดันเกิน และค่า $\frac{dv}{dt}$ ในช่วงเวลาย้อนกลับ
2. Polarized Series R-C Snubber วงจรแบบนี้ใช้ในการป้องกันอุปกรณ์จำพวกทรานซิสเตอร์ (transistor) เช่น BJT, Power MOSFET และ IGBT เป็นต้น โดยจะทำหน้าที่จำกัดแรงดันสไปค์ (spike voltage) และค่า $\frac{dv}{dt}$ ในช่วงหยุดนำกระแส (turn-off)
3. Polarized R-L Snubber วงจรแบบนี้ใช้ในการจำกัดค่าของ $\frac{di}{dt}$ และกระแสเกินในช่วงนำกระแส (turn-on)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

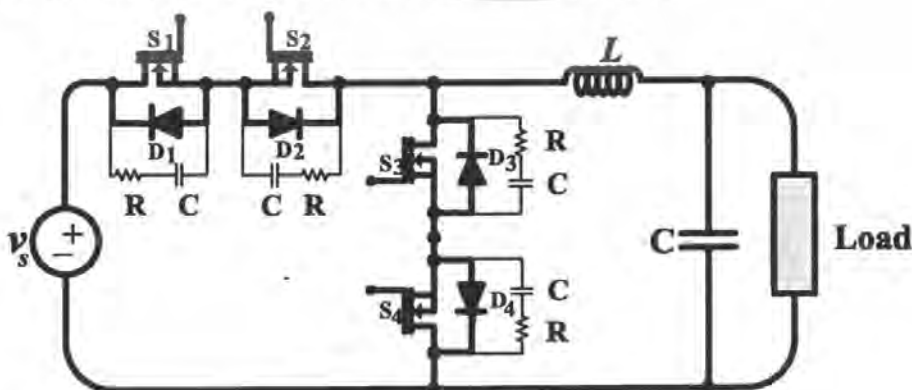
3.8.1 การวิเคราะห์การทำงานของวงจร RC สลับเบอร์ในวงจรเอชชอปเปอร์สวิตช์ที่ความถี่สูง

ในการทำงานของวงจรเอชชอปเปอร์เพื่อที่จะให้ได้มาซึ่งแรงดันไซน์ความถี่ต่ำที่ถูกสลับเป็นช่วงๆ เท่าจำนวนเท่ากับความถี่สวิตช์ซึ่งเป็นความถี่สูงที่เราใช้จะทำให้เกิดแรงดัน Spike (Spike voltage) ในช่วงเริ่มนำกระแส ดังรูปคลื่นที่แสดงในภาพที่ 3.43 โดยได้ใช้วงจรเอชชอปเปอร์ที่ยังไม่ได้ต่อสลับเบอร์



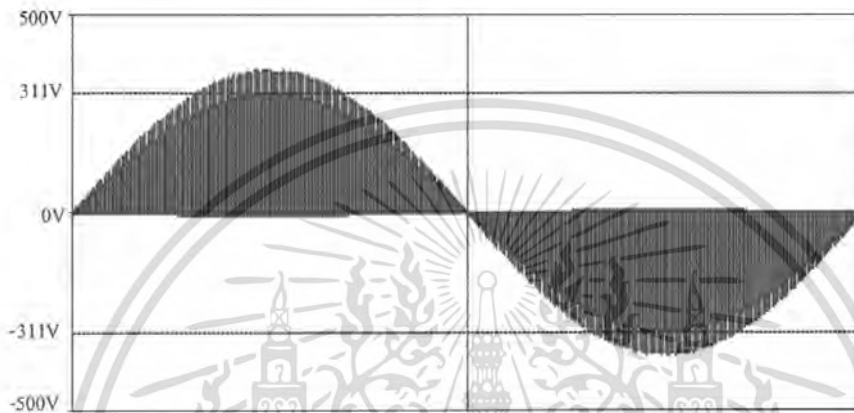
ภาพที่ 3.43 ลักษณะของแรงดันเอาต์พุต ($V_{o, chop}$) ในหนึ่งไซเคิลของวงจรเอชชอปเปอร์ที่ยังไม่ได้ผ่านวงจร LC ฟิเตอร์และยังไม่ได้ใส่สลับเบอร์

จากภาพที่ 3.43 จะเห็นได้ว่าแรงดันจะมีอยู่สองส่วนคือส่วนที่เป็นไซน์ที่มีจุดสูงสุดไม่เกิน 311V อีกส่วนคือแรงดัน Spike (Spike voltage) ซึ่งมีค่าสูงสุดเกือบ 500V โดยในงานวิจัยนี้ได้ใช้อุปกรณ์สวิตช์ที่ทนพิกัดแรงดันได้ไม่เกิน 500 V จึงเป็นการอันตรายมากสำหรับการใช้งานอุปกรณ์สวิตช์ที่ว่า จึงต้องมาการใช้อุปกรณ์ช่วยเพื่อที่จะลดแรงดัน Spike (Spike voltage) ให้น้อยลงเราจึงทำการต่อวงจรสลับเบอร์ให้กับอุปกรณ์สวิตช์เพื่อลดแรงดัน Spike (Spike voltage) โดยมีการต่อวงจรสลับเบอร์ดังวงจรที่แสดงในภาพที่ 3.44



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ **ภาพที่ 3.44** วงจรเอชชอปเปอร์ที่มีวงจรสลับเบอร์ต่ออยู่หน้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรในภาพที่ 3.44 จะเห็นได้ว่าวงจรสับเบอร์ที่ใช้คือวงจร RC สับเบอร์ โดยใช้ R ต่ออนุกรมอยู่กับ C จากนั้นนำ R-C ที่ต่ออนุกรมกันมาต่อขนานให้กับสวิตช์แต่ละตัวของวงจรเอซีชอปเปอร์ดังแสดงในภาพที่ 3.44 โดยเมื่อต่อวงจรสับเบอร์แล้วก็จะทำให้สามารถลดแรงดันสไปค์ (Spike voltage) ได้จริงดังที่จะแสดงในภาพที่ 3.45 ซึ่งเป็นลักษณะของแรงดันเอาต์พุต ($V_{o, chop}$) ในหนึ่งไซเคิลของวงจรเอซีชอปเปอร์ที่ยังไม่ผ่านวงจร LC ฟิเตอร์แต่ต่อวงจรสับเบอร์แล้ว



ภาพที่ 3.45 ลักษณะของแรงดันเอาต์พุต ($V_{o, chop}$) ในหนึ่งไซเคิลของวงจรเอซีชอปเปอร์ที่ยังไม่ผ่านวงจร LC ฟิเตอร์ที่ใส่สับเบอร์แล้ว

จากรูปคลื่นในภาพที่ 3.45 ได้แสดงให้เห็นคลื่นที่มีลักษณะเป็น 2 ส่วนเหมือนกับรูปคลื่นที่ได้แสดงดังในภาพที่ 3.43 แต่จะมีความแตกต่างกันตรงที่ในภาพที่ 3.45 นี้คลื่นแรงดันที่ได้จะมีส่วนที่เป็นแรงดันสไปค์น้อยกว่าแรงดันสไปค์ของคลื่นในภาพที่ 3.43 อย่างเห็นได้ชัดเจน เมื่อสังเกตดูจากเส้นประแรงดันที่ 311 โวลต์ โดยได้แสดงให้เห็นแล้วว่า R-C สับเบอร์ที่ใส่เข้าไปในวงจรสามารถทำให้แรงดันสไปค์ลดลงได้จริง

3.8.2 การคำนวณหาค่า RC สับเบอร์ที่ใช้ในวงจร [5]

กำหนดให้

ความถี่ที่ใช้ในการสวิตซ์

$$f = 20 \text{ kHz}$$

กระแสที่ไหลผ่านสวิตซ์

$$I_o = 15 \text{ A}$$

แรงดันแหล่งจ่าย

$$V_d = 311 \text{ V}$$

เวลาในการหยุดนำกระแสของสวิตซ์

$$t_d = 0.3 \mu\text{s}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์การใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการหาค่า C_s ได้จากสมการที่ (3.28)

$$C_s = \frac{I_o t_{fi}}{2V_d} \quad (3.28)$$

ทำการแทนค่าของตัวแปรลงในสมการที่ (3.28)

$$\begin{aligned} C_s &= \frac{15A \times 0.3 \times 10^{-6}}{2 \times 311V} \\ &= 7.2 \text{ nF} \end{aligned}$$

ดังนั้นเลือก C_s มีค่าเท่ากับ 7.2 nF

หาค่า R_s ได้จากสมการ (3.29)

$$R_s = \frac{V_d}{0.2 \times I_o} \quad (3.29)$$

ทำการแทนค่าของตัวแปรลงในสมการที่ (3.29)

$$\begin{aligned} R_s &= \frac{311V}{0.2 \times 15A} \\ &= 103.66 \Omega \end{aligned}$$

ดังนั้นเลือกค่า R_s เท่ากับ 105Ω

โดยค่าที่ได้นี้จะเป็ค่าโดยประมาณไม่ใช่ค่าที่ตายตัวโดยจะสามารถหาค่าที่ใกล้เคียงค่าที่คำนวณได้มาใช้ก็ได้ในกรณีที่ไม่สามารถหาค่า R-C ได้ตามที่คำนวณ ซึ่งค่าที่ได้จากการคำนวณไม่ได้นำไปใส่ในวงจรเอชซีชอปเปอร์เพื่อกำจัดแรงดันสไปค์ทั้งหมดแต่ให้นำไปใส่เพียงเพื่อให้ลดแรงดันสไปค์ให้น้อยลงให้อยู่ขนาดพิกัดของอุปกรณ์สวิตซ์ก็พอ

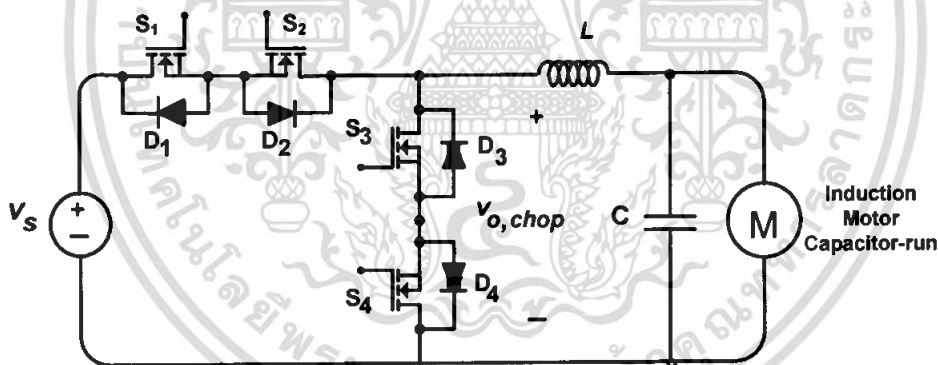
บทที่ 4

ผลการทดลอง

4.1 บทนำ

การทดลองการปรับความเร็วรอบของอินดักชันมอเตอร์คาปาซิเตอร์-รันโดยใช้วงจรเอชี่ชอปเปอร์นั้น เป็นการใช้การปรับค่าแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้กับมอเตอร์ซึ่งจะมีความแตกต่างที่วิธีการปรับค่าแรงดันไฟฟ้าที่ใช้การปรับค่า Duty Cycle ทำให้มอเตอร์มีการทำงานที่ความเร็วรอบต่างๆ กัน โดยการทดลองนี้จะเป็นการวัดขีดความสามารถของเอชี่ชอปเปอร์ในด้านของการตอบสนองที่รวดเร็วและผลของฮาร์โมนิกส์ที่มีต่อการหมุนของมอเตอร์ การทดลองวัดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของการทำงานของมอเตอร์ที่ความเร็วต่างๆ เพื่อเปรียบเทียบกับการปรับความเร็วรอบโดยวิธีเฟสคอนโทรล รวมถึงการทดสอบการทำงานจริงเพื่อนำผลการทดลองที่ได้ไปเปรียบเทียบกับหลักของทฤษฎีเพื่อเป็นการยืนยันหลักการให้แน่ชัด

4.2 วงจรการทดลองและค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในวงจรการทดลองของเอชี่ชอปเปอร์สำหรับปรับความเร็วรอบของอินดักชันมอเตอร์คาปาซิเตอร์-รัน



ภาพที่ 4.1 วงจรการทดลองของเอชี่ชอปเปอร์สำหรับปรับความเร็วรอบของอินดักชันมอเตอร์คาปาซิเตอร์-รัน

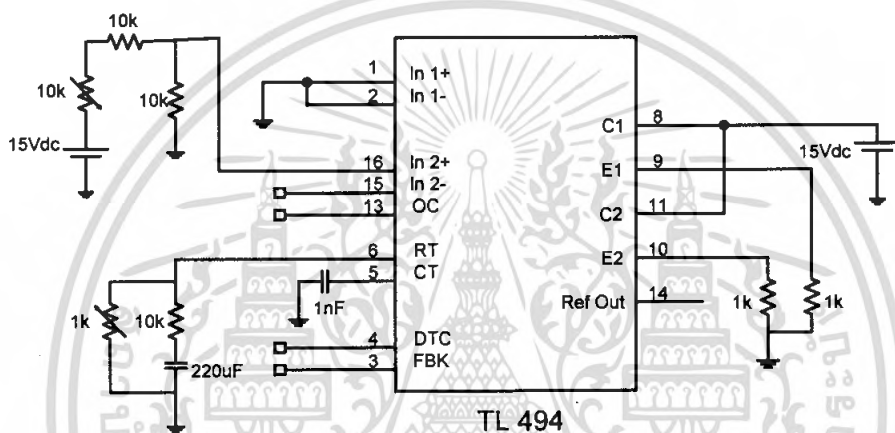
V_s	: แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 220 V \pm 10% ความถี่ 50 Hz
S_1 - S_4 และ D_1 - D_4	: มอสเฟตกำลังขนาดพิกัด 20A / 50V (IRFP460)
L	: ตัวเหนี่ยวนำฟิลเตอร์ขนาด 1.8 mH
C	: ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ (WIMA MKP10) ขนาด 13.6 μ F / 250V
โหลด	: อินดักชันมอเตอร์คาปาซิเตอร์-รัน ขนาด 1/4 hp
แรงดันเอาต์พุต	: 0-200 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

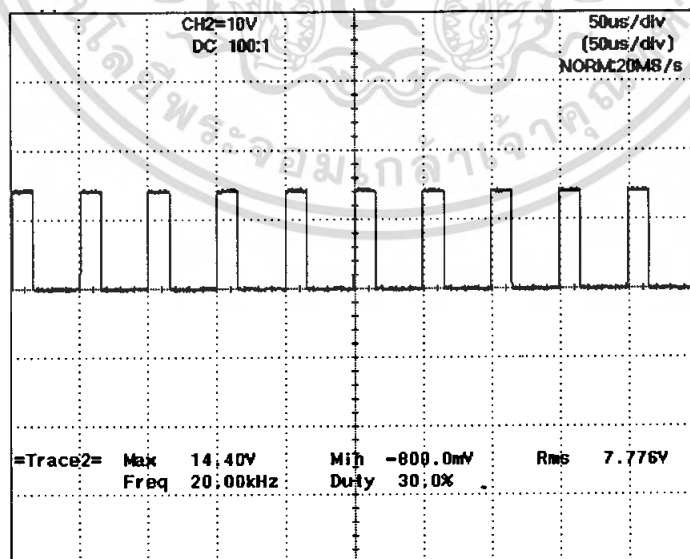
แรงดันไฟฟ้าในส่วนของแรงดันอินพุตเป็นแรงดันไซน์การไฟฟ้า 220 V 50 Hz ถูกทำการสวิตช์ด้วยความถี่ 20 kHz โดยใช้มอสเฟตกำลังเป็นอุปกรณ์สวิตช์ซิ่ง และแรงดันไฟฟ้าที่ถูกสวิตช์ด้วยความถี่สูงจะถูกวงจรฟิลเตอร์กรององค์ประกอบความถี่สูงออกให้เป็นแรงดันที่มีความถี่ 50 Hz แต่มีค่าของแรงดัน rms ที่ลดลงและนำไปจ่ายให้กับมอเตอร์เพื่อปรับความเร็วของมอเตอร์

4.3 วงจรสร้างสัญญาณ PWM ที่มีความถี่ 20 kHz และปรับค่า Duty Cycle ได้

วงจรที่ใช้ในการทดลองจะใช้ TL 494 เป็นตัวสร้างสัญญาณ PWM และสามารถปรับ Duty Cycle ได้จากตัวต้านทานปรับค่าได้ที่ขา 16



ภาพที่ 4.2 วงจรสร้างสัญญาณสี่เหลี่ยมความถี่ 20 kHz ที่สามารถปรับ Duty Cycle ได้

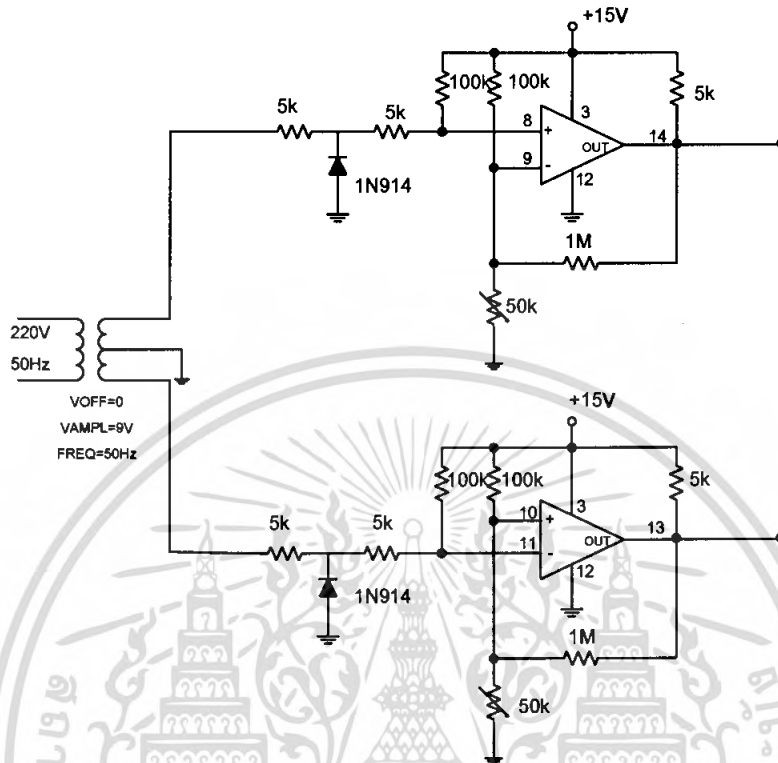


ภาพที่ 4.3 สัญญาณ PWM ความถี่ 20 kHz ที่ปรับ Duty Cycle ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 วงจร Zero Crossing

วงจรที่ใช้ในการทดลองได้จากหม้อแปลงขนาด 18-0-18 V โดยเอาท์พุทที่ออกมาจะเป็น Square wave ที่มีขอบขาขึ้นและขอบขาลงที่จุด 0 ของ V_{sin}



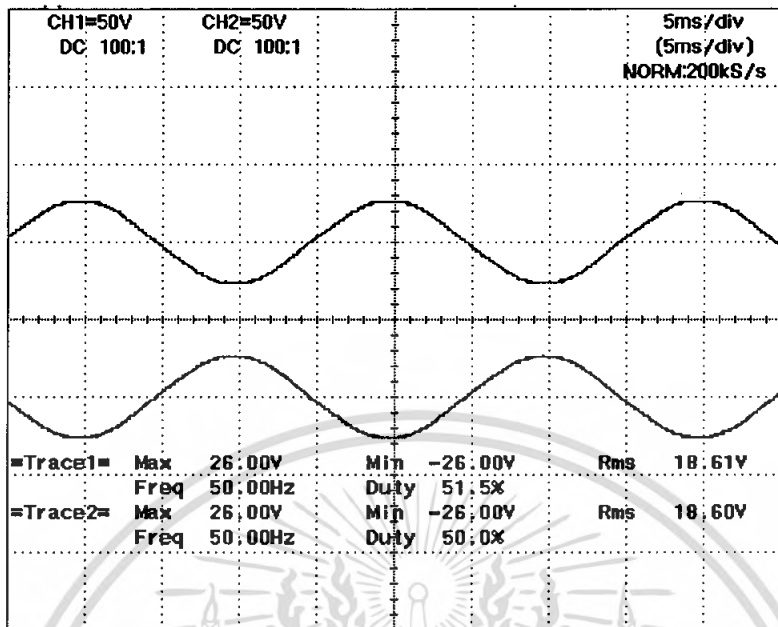
ภาพที่ 4.4 วงจรการทดลองของวงจร Zero Crossing

วัตถุประสงค์ ต้องการเปรียบเทียบสัญญาณสี่เหลี่ยม 50 Hz กับสัญญาณไซน์ 50 Hz

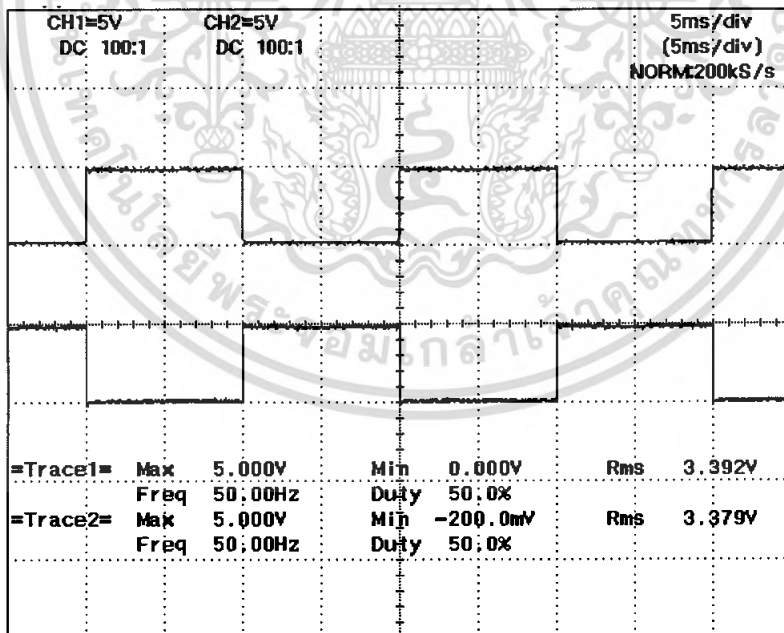
ขั้นตอนการทดลอง

1. ทำการวัดสัญญาณไซน์ทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงทั้ง 2 สัญญาณในวงจร
2. ทำการวัดสัญญาณเอาท์พุท 1 และเอาท์พุท 2 ที่เป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม
3. ทำการเปรียบเทียบสัญญาณไซน์และสี่เหลี่ยม

จากคุณสมบัติการทำงานของวงจร เมื่อสัญญาณไซน์มีค่ามากกว่าศูนย์ เอาท์พุทที่ได้จะมีลักษณะเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม แต่ขณะที่สัญญาณไซน์มีค่าน้อยกว่าศูนย์ เอาท์พุทที่ได้จะเป็นศูนย์ โดยความถี่ของรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่ได้นี้จะมีค่าเท่ากับความถี่ของสัญญาณไซน์คือ 50 Hz และสัญญาณเอาท์พุททั้ง 2 สัญญาณนี้จะมีเฟสต่างกัน 180 องศาทางไฟฟ้า



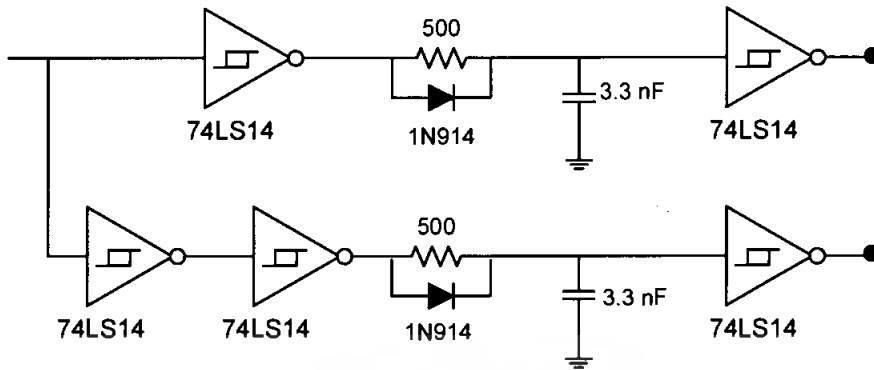
ภาพที่ 4.5 แรงดันเอาต์พุตจากหม้อแปลง



ภาพที่ 4.6 เอาต์พุตที่ได้จากการทดลองวงจร Zero Crossing

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 การทดลองวงจร Dead Time

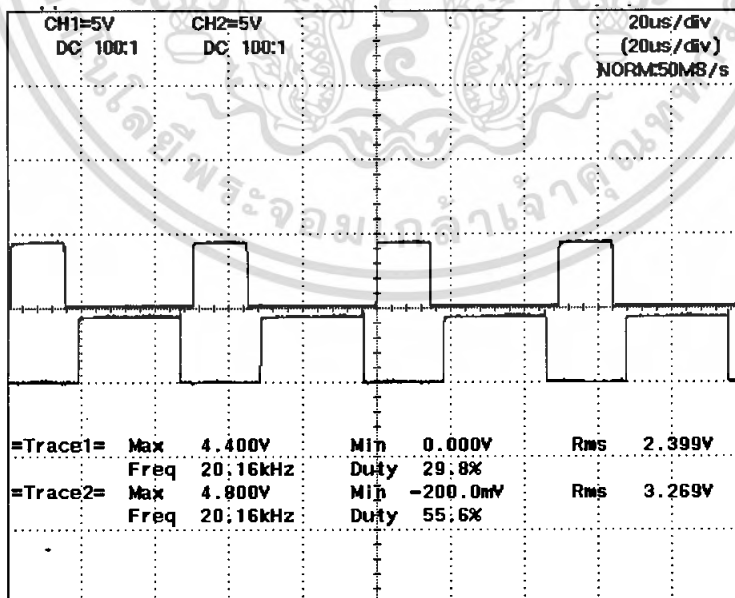


ภาพที่ 4.7 วงจรการทดลองของวงจร Dead Time

วัตถุประสงค์ ต้องการเปรียบเทียบสัญญาณสี่เหลี่ยมที่มีความถี่ 20 kHz 2 สัญญาณที่มี Dead Time ซ้ำกันและกัน

ขั้นตอนการทดลอง

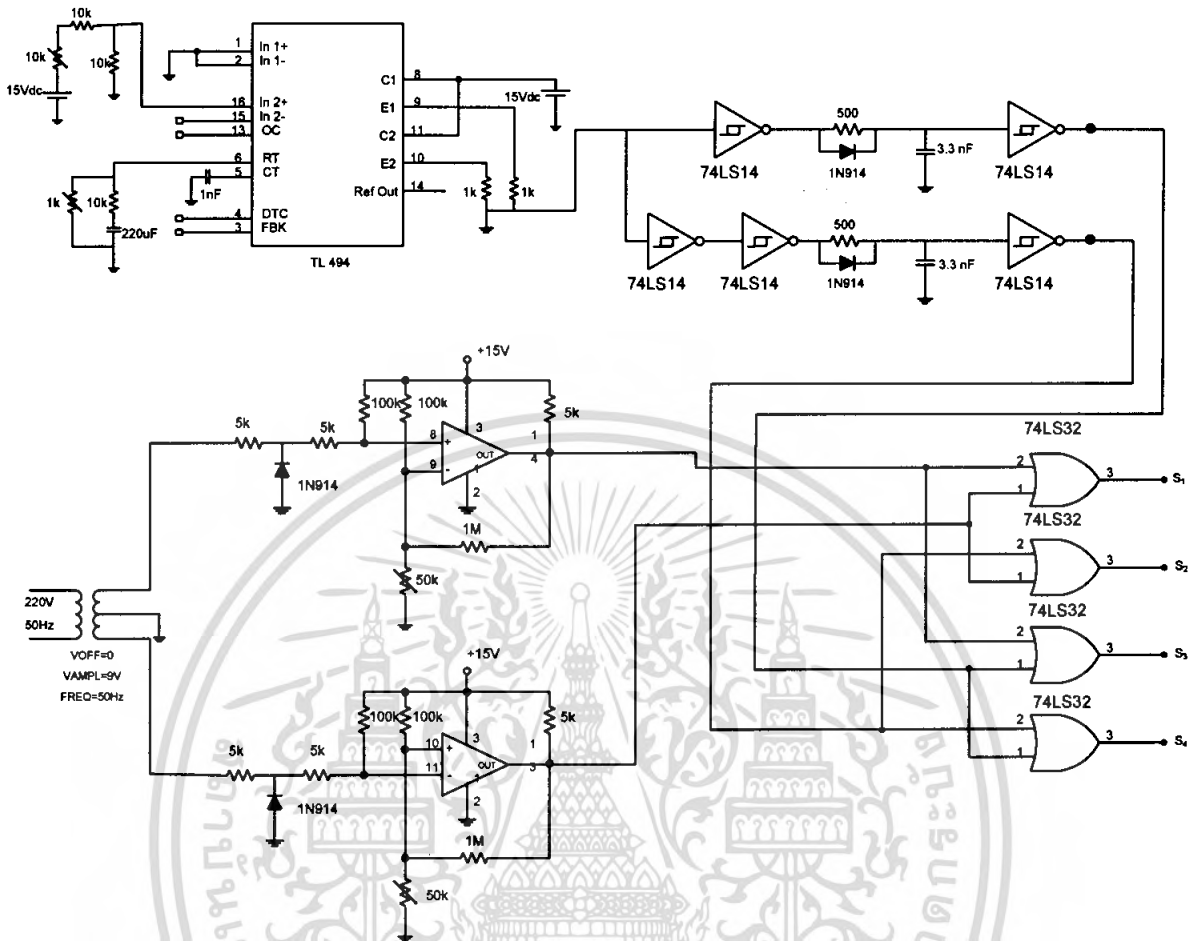
1. ป้อนสัญญาณสี่เหลี่ยมความถี่ 20 kHz จากวงจรสร้างสัญญาณ
2. วัดสัญญาณเอาต์พุทของวงจร Dead Time
3. เปรียบเทียบสัญญาณที่ Input และ Output



ภาพที่ 4.8 สัญญาณ Dead Time ที่ได้จากการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.6 วงจรรวมสัญญาณ



ภาพที่ 4.9 วงจรการทดลองของวงจรรวมสัญญาณ

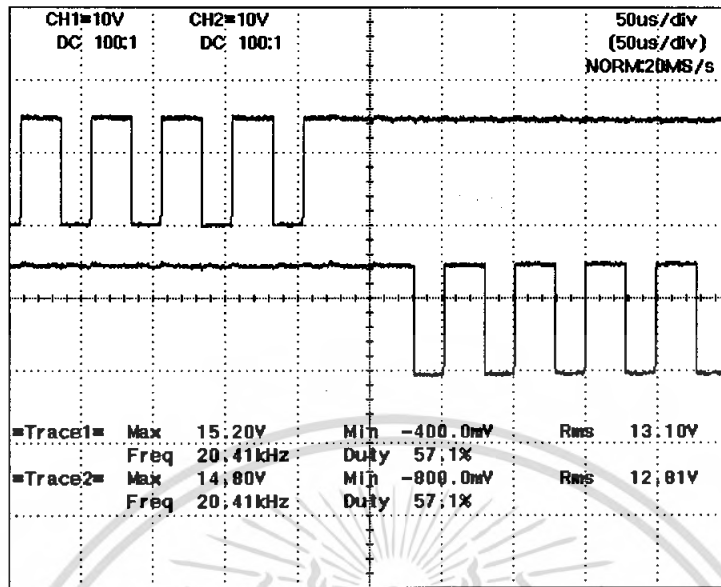
วัตถุประสงค์ ต้องการนำสัญญาณสี่เหลี่ยม 20 kHz และสัญญาณจากวงจร Dead Time นำมารวมกับสัญญาณสี่เหลี่ยม 50 Hz จากวงจร Zero Crossing

ขั้นตอนการทดลอง

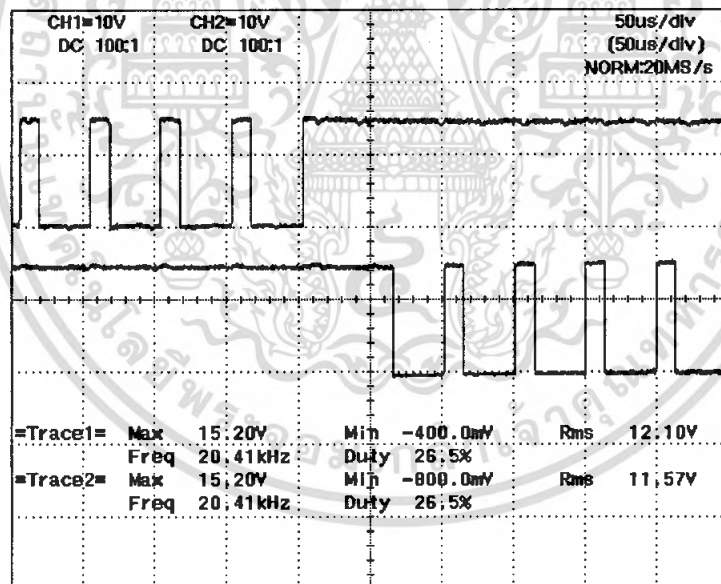
1. ป้อน Input ของวงจรนี้คือ สัญญาณสี่เหลี่ยมความถี่ 20 kHz และสัญญาณสี่เหลี่ยมความถี่ 50 Hz จากวงจร Zero Crossing
2. เปรียบเทียบสัญญาณ Input และ Output ของวงจรโดยปรับค่า Duty Cycle ที่ค่าต่างๆ ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลอง



(a)



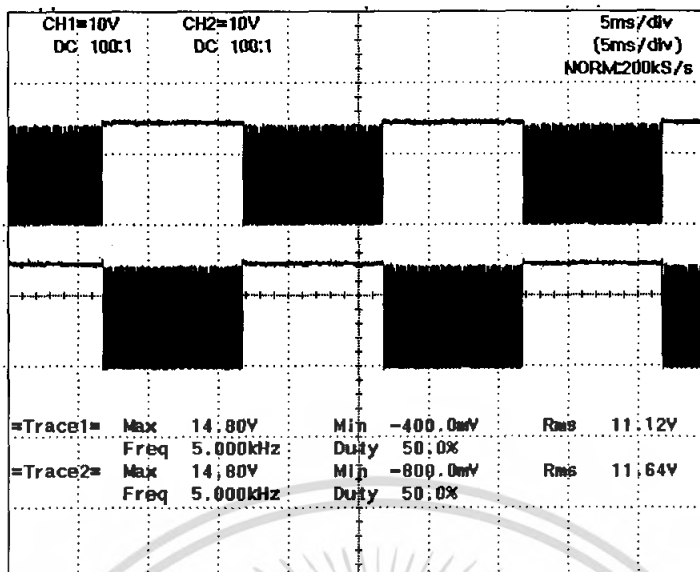
(b)

ภาพที่ 4.10 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการทดลองเพื่อจะนำไปเข้าสู่วงจรขับ

(a) สัญญาณเอาต์พุตสำหรับขับสวิตซ์ตัวที่ 1 และ 2

(b) สัญญาณเอาต์พุตสำหรับขับสวิตซ์ตัวที่ 3 และ 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 4.11 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการทดลองที่เป็นการรวมสัญญาณความถี่ 50 Hz และ 20 kHz เข้าไว้ด้วยกัน

สรุปผลการทดลอง

สัญญาณที่ได้จากการนำสัญญาณสี่เหลี่ยมที่มีความถี่ 20 kHz มารวมกับสัญญาณที่มีความถี่ 50 Hz ซึ่งจะได้เอาต์พุต 4 สัญญาณโดยสัญญาณทั้ง 4 สัญญาณนี้จะนำไปเข้าสู่วงจรขับเพื่อนำไปสวิตซ์ให้กับมอเตอร์ต่อไป

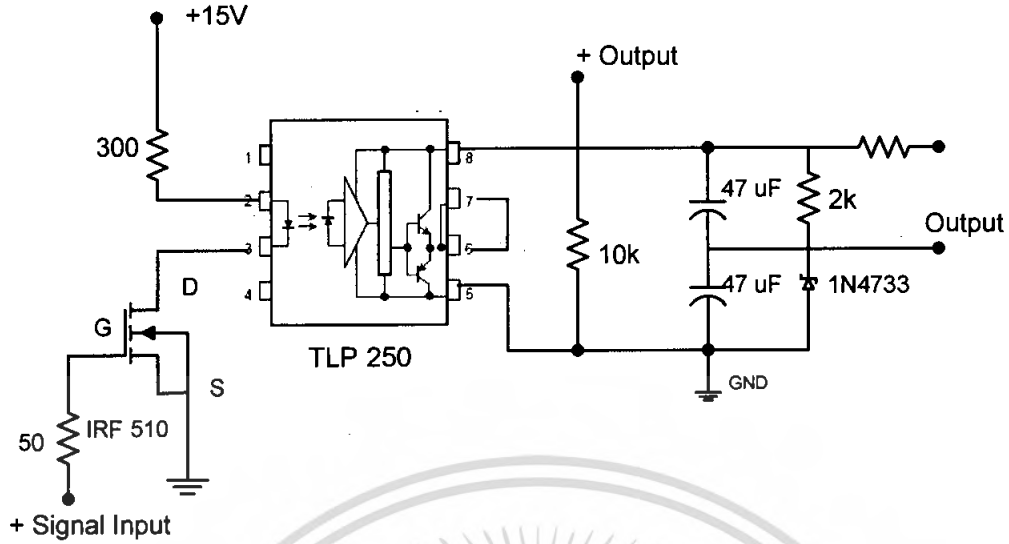
4.7 การทดลองวงจร Drive and Isolate

เนื่องจากสัญญาณทั้ง 4 ยังไม่สามารถนำไปขับมอเตอร์ได้โดยตรง ดังนั้นจึงต้องนำสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรรวมสัญญาณมาผ่านวงจร Drive and Isolate เสียก่อน จึงจะสามารถทำให้สัญญาณมีแรงดันที่มากพอที่จะทำให้มอเตอร์มีการนำกระแสและหยุดนำกระแสได้ดี

วัตถุประสงค์ ทำการเปรียบเทียบสัญญาณเอาต์พุตของวงจร ระหว่างวงจรรวมสัญญาณกับวงจรขับ เพื่อศึกษาความแตกต่างและการนำไปขับมอเตอร์

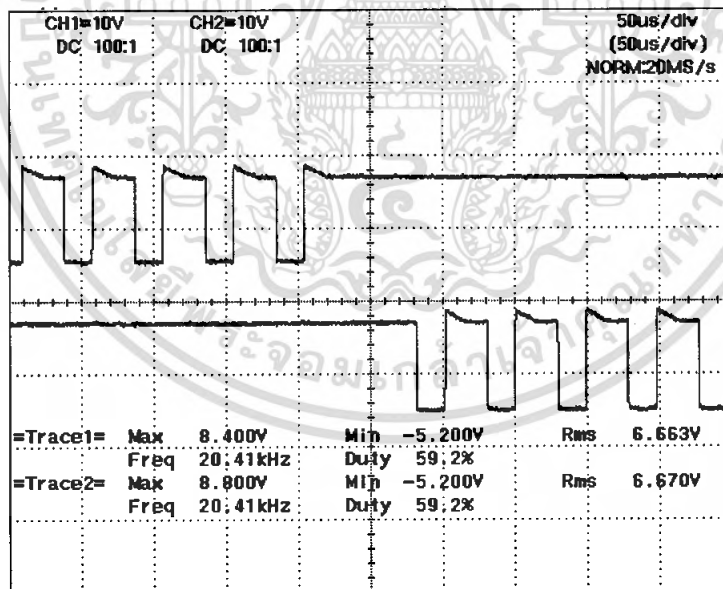
ขั้นตอนการทดลอง

1. ป้อนสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรรวมสัญญาณให้กับชุด Drive and Isolate
2. เปรียบเทียบและวิเคราะห์สัญญาณเอาต์พุตของวงจร Drive and Isolate



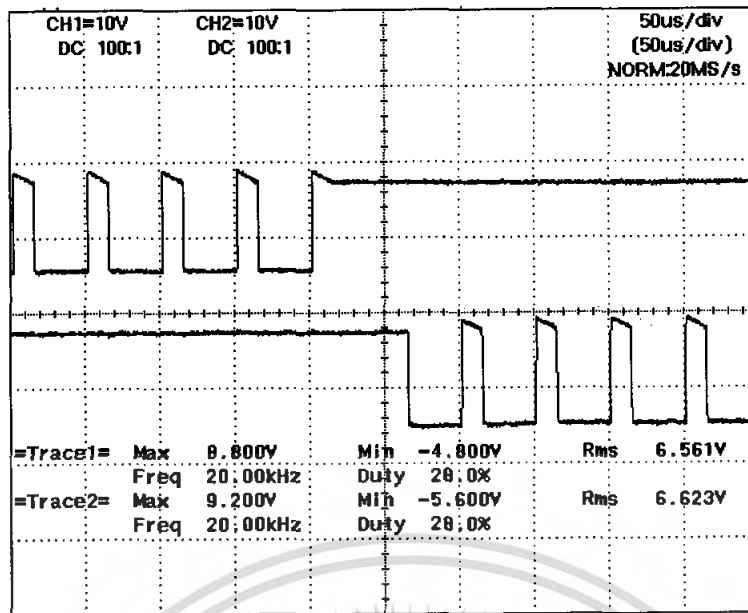
ภาพที่ 4.12 วงจรการทดลองวงจร Drive and Isolate

ผลการทดลอง



ภาพที่ 4.13 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการทดลองสำหรับขั้วสวิตช์ตัวที่ 1 และ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 4.14 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการทดลองสำหรับขั้วสวิตช์ตัวที่ 3 และ 4

สรุปผลการทดลอง

จากผลการทดลองจะเห็นได้ว่าสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้าในวงจรนั้นจะมีลักษณะคล้ายกับเอาต์พุตแต่จะมีความแตกต่างกันตรงค่าของแรงดันที่ค่าเอาต์พุตจะมีค่าติดลบที่ -5V เนื่องจากการที่นำสัญญาณแบบนี้ไปขับมอเตอร์นั้นจะทำให้มอเตอร์มีการสวิตช์ที่รวดเร็วขึ้น และสัญญาณเอาต์พุตที่ออกจากวงจรขั้วนั้นจะเป็นสัญญาณที่มีแรงดันเพียงพอที่จะทำให้มอเตอร์นำกระแสและหยุดนำกระแสได้และกระทำได้อย่างรวดเร็วขึ้น

4.8 การทดลองในส่วนของการก่อนผ่านวงจร Filter และหลังวงจร Filter

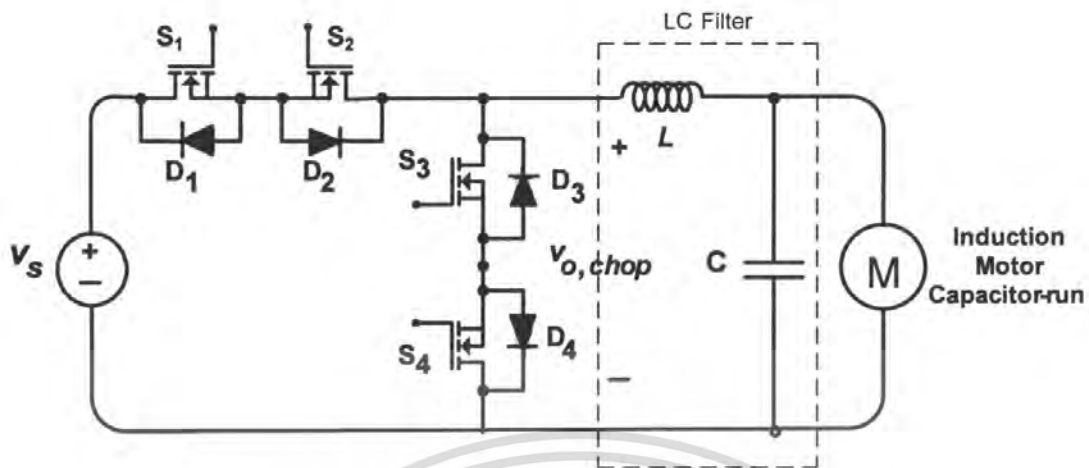
การทดลองในส่วนของวงจรฟิลเตอร์ซึ่งก็คือวงจรที่ทำการกรององค์ประกอบความถี่สูงออกที่เกิดจากการสวิตช์ซึ่งของอุปกรณ์สวิตช์ซึ่ง เพื่อให้มีแต่องค์ประกอบความถี่ต่ำ (50 Hz) นำไปป้อนให้กับมอเตอร์

วัตถุประสงค์ เพื่อทำการวิเคราะห์และเปรียบเทียบสัญญาณที่ได้ก่อนผ่านวงจร Filter และหลังผ่านวงจร Filter และสัญญาณเอาต์พุตที่ค่า Duty Cycle ต่างๆ

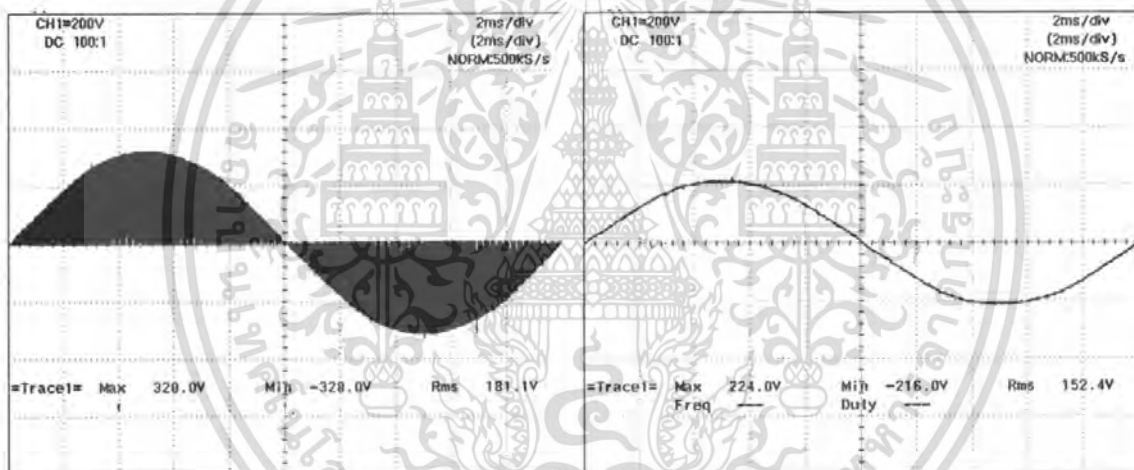
ขั้นตอนการทดลอง

1. นำการป้อนสัญญาณการไฟฟ้า 50 Hz เข้าที่วงจรกำลัง
2. ปรับค่า Duty Cycle ที่ค่าต่างๆ
3. เปรียบเทียบสัญญาณก่อนและหลังวงจร Filter รวมทั้งเปรียบเทียบสัญญาณและแรงดันเอาต์พุตที่ค่า Duty Cycle ต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



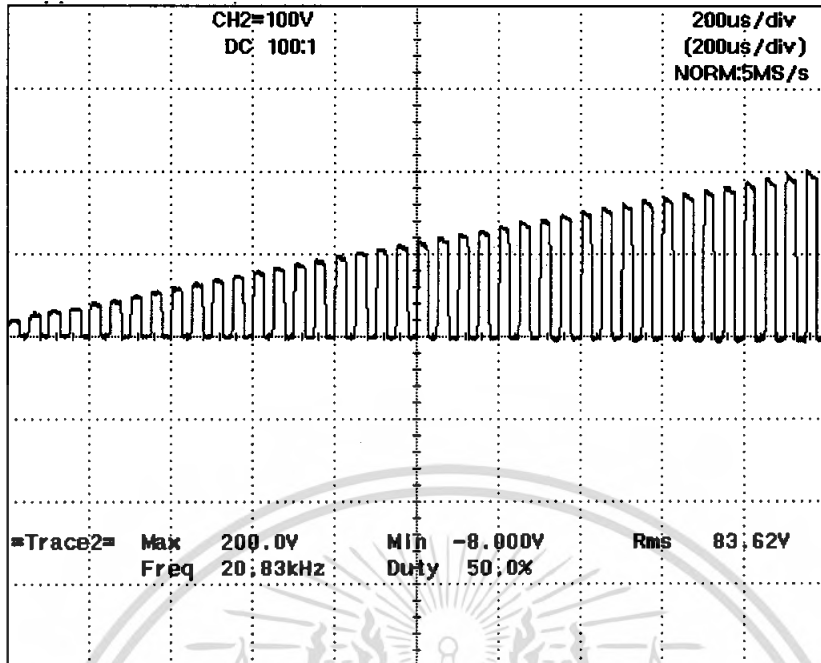
ภาพที่ 4.15 วงจร Filter ในส่วนของวงจรกำลัง



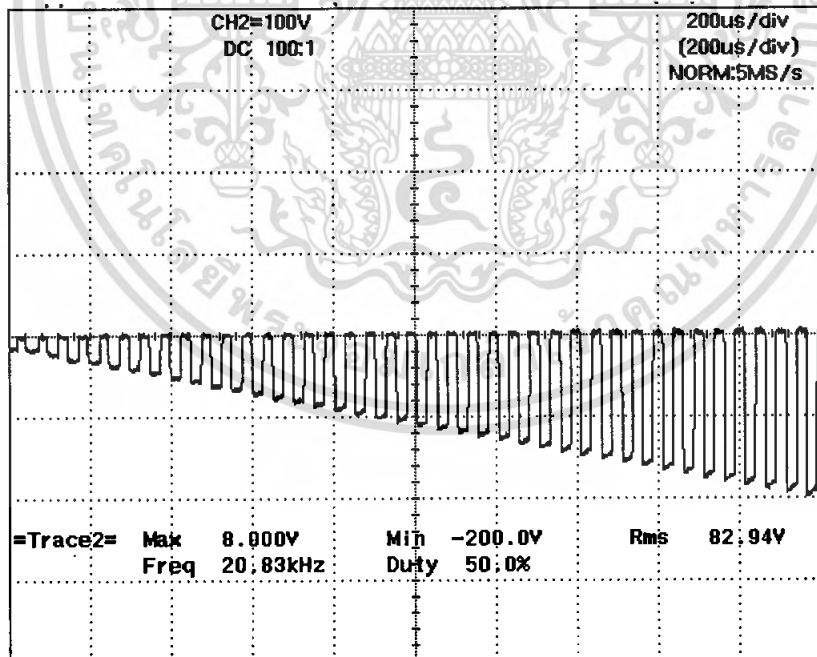
ภาพที่ 4.16 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรกำลังที่ยังไม่ผ่านวงจร Filter และสัญญาณเอาต์พุตที่ผ่านวงจร Filter แล้ว

แต่สัญญาณที่ได้อาจจะดูไม่ชัดเจนจึงทำการขยายสัญญาณเพื่อให้เห็นการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณในช่วงเวลาต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

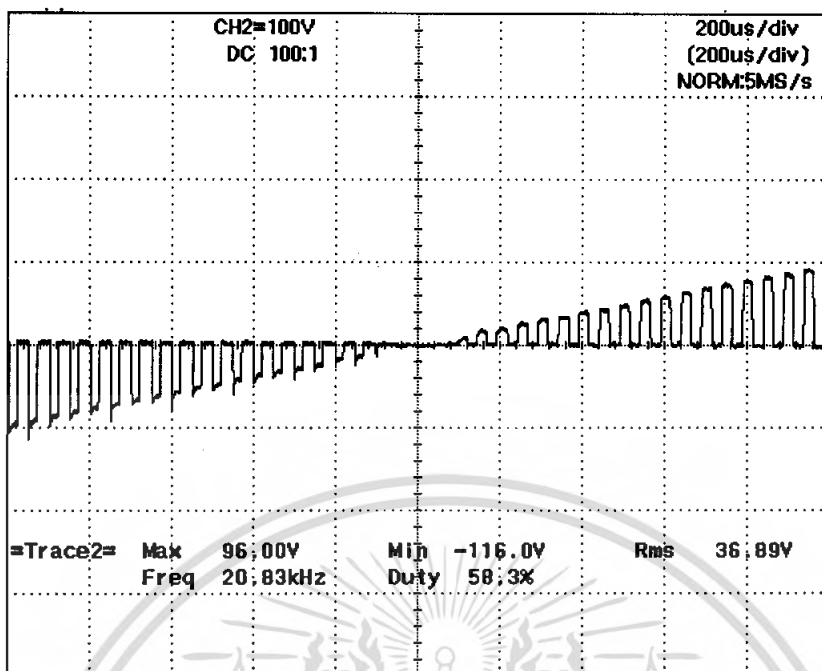


ภาพที่ 4.17 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรกำลังที่ยังไม่ผ่านวงจร Filter ในช่วงขาขึ้น

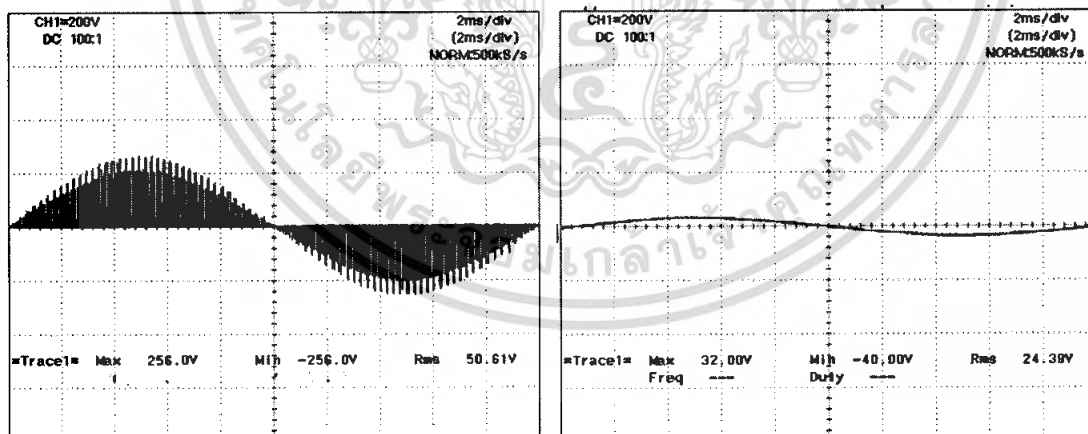


ภาพที่ 4.18 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรกำลังที่ยังไม่ผ่านวงจร Filter ในช่วงขาลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

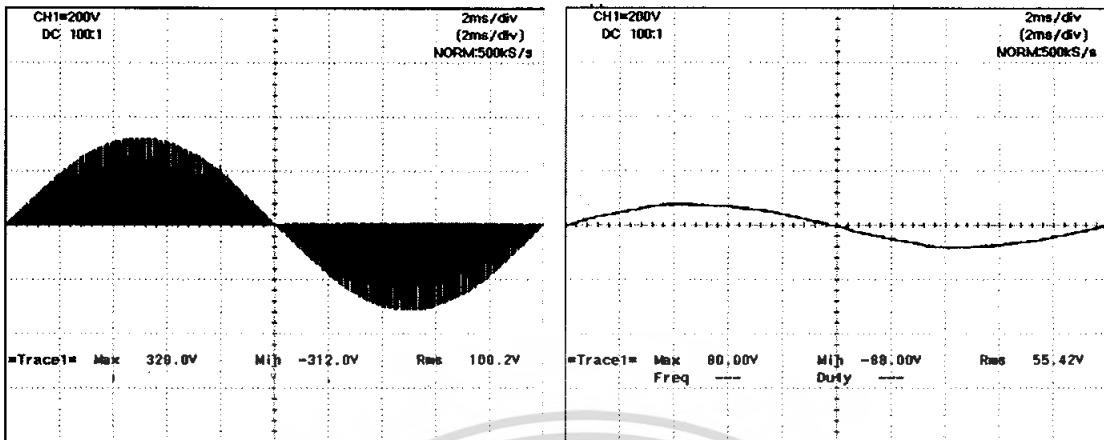


ภาพที่ 4.19 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรกำลังที่ยังไม่ผ่านวงจร Filter ในช่วงการเปลี่ยนแปลงของครึ่งไซเคิลบวกและครึ่งไซเคิลลบ

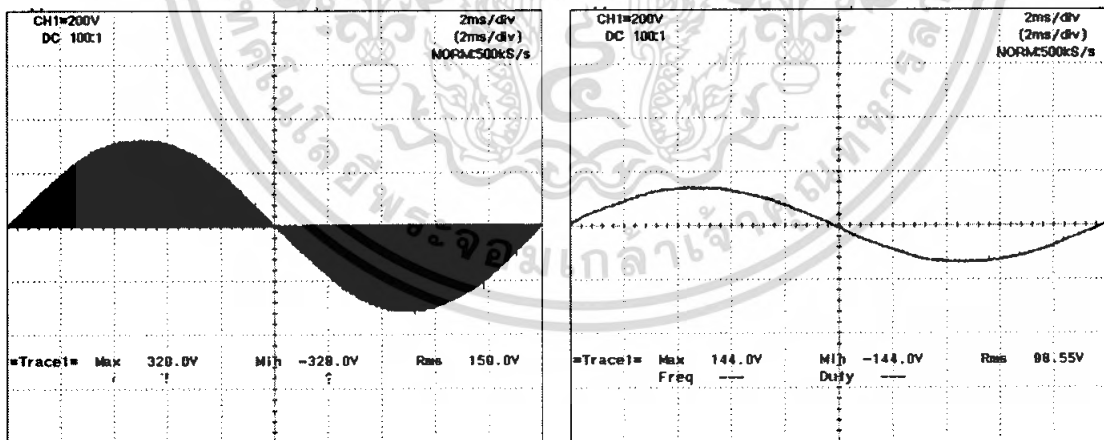


ภาพที่ 4.20 แรงดันเอาต์พุตของวงจรกำลังที่ยังไม่ผ่านวงจร Filter และสัญญาณเอาต์พุตที่ผ่านวงจร Filter แล้วที่ Duty Cycle 0.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

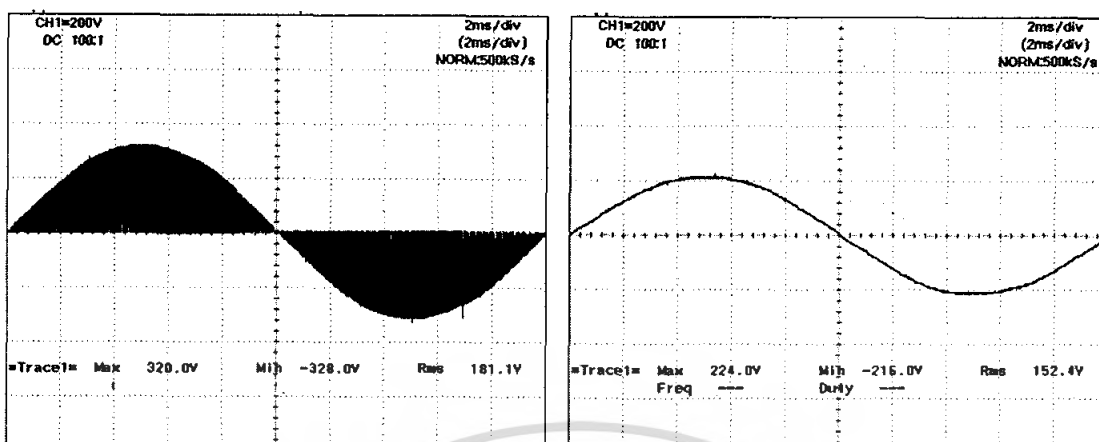


ภาพที่ 4.21 แรงแดันเอาต์พุตของวงจรกำลังที่ยังไม่ผ่านวงจร Filter และสัญญาณเอาต์พุตที่ผ่านวงจร Filter แล้วที่ Duty Cycle 0.3

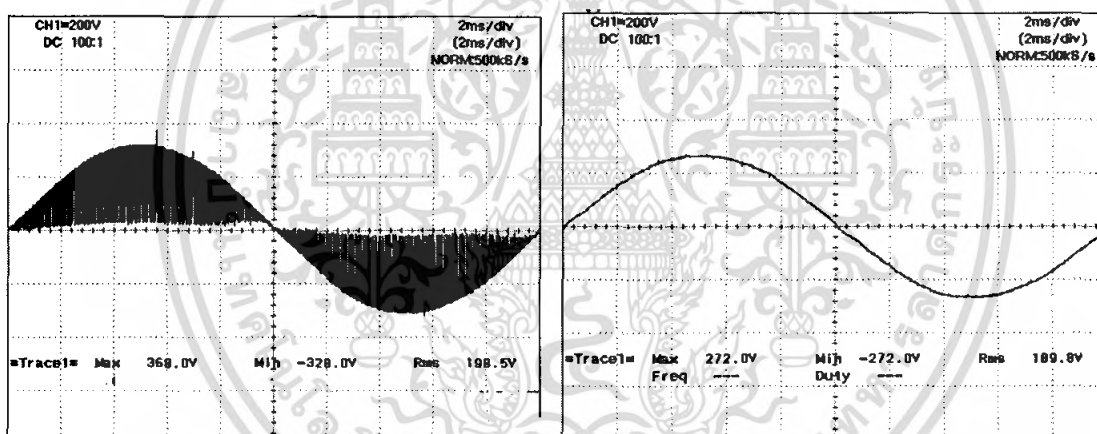


ภาพที่ 4.22 แรงแดันเอาต์พุตของวงจรกำลังที่ยังไม่ผ่านวงจร Filter และสัญญาณเอาต์พุตที่ผ่านวงจร Filter แล้วที่ Duty Cycle 0.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 4.23 แรงดันเอาต์พุตของวงจรกำลังที่ยังไม่ผ่านวงจร Filter และสัญญาณเอาต์พุตที่ผ่านวงจร Filter แล้วที่ Duty Cycle 0.7



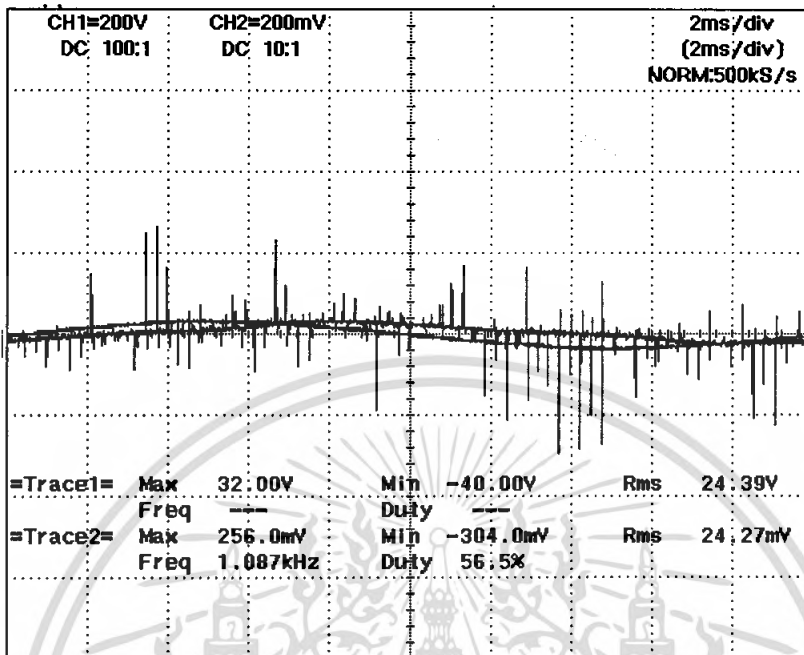
ภาพที่ 4.24 แรงดันเอาต์พุตของวงจรกำลังที่ยังไม่ผ่านวงจร Filter และสัญญาณเอาต์พุตที่ผ่านวงจร Filter แล้วที่ Duty Cycle 0.9

สรุปผลการทดลอง

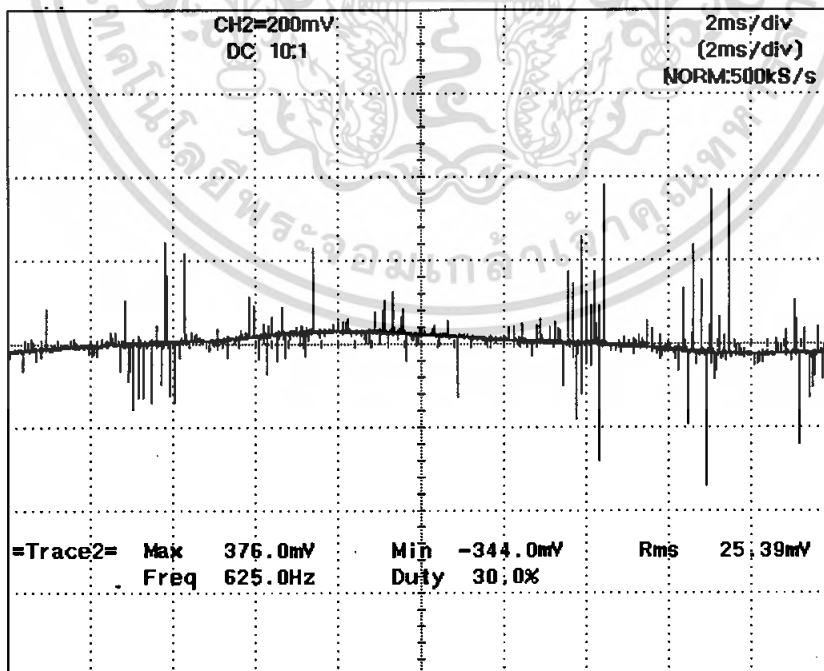
จากการทดลองจะพบว่าสัญญาณที่ยังไม่ผ่านวงจร Filter นั้นมีองค์ประกอบความถี่สูงอยู่และเมื่อมีการปรับค่า Duty Cycle ต่างๆ ค่าของสัญญาณก็จะมีค่าความกว้างแตกต่างกันออกไป แต่เมื่อพิจารณาสัญญาณที่ผ่านวงจร Filter แล้วจะเห็นว่ารูปคลื่นจะมีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์ที่มีความถี่ 50 Hz แต่ค่าของแรงดัน RMS ที่เกิดขึ้นนั้นจะมีค่าแตกต่างกันตามค่าของ Duty Cycle ซึ่งแรงดันที่ได้นี้จะถูกนำไปป้อนให้กับสเตเตอร์ของมอเตอร์เพื่อควบคุมความเร็วต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.9 การทดลองในส่วนของแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าเอ๊าท์พุท

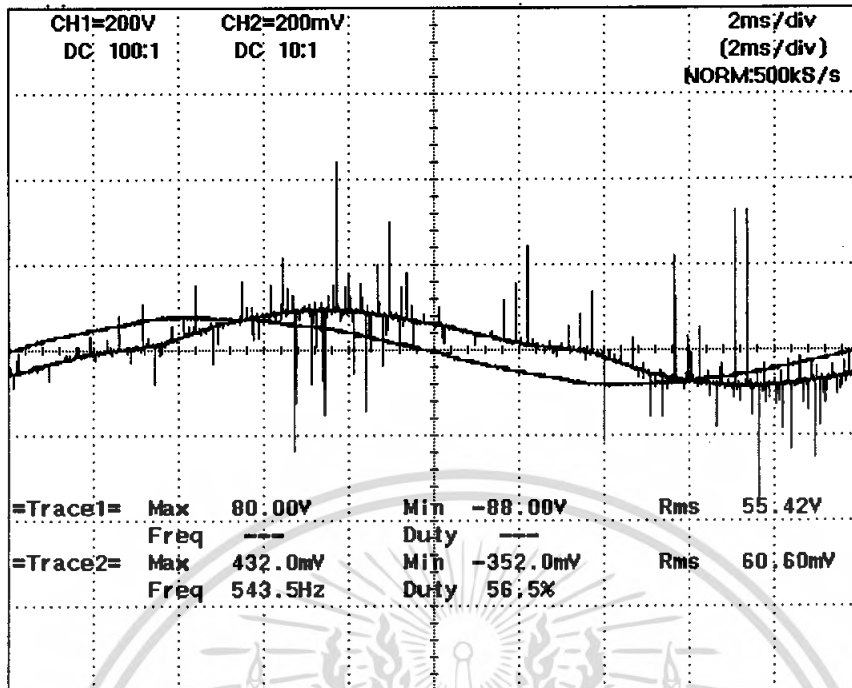


ภาพที่ 4.25 แรงดันและกระแสไฟฟ้าเอ๊าท์พุทหลังจากผ่านวงจร LC Filter ที่ Duty Cycle 0.1

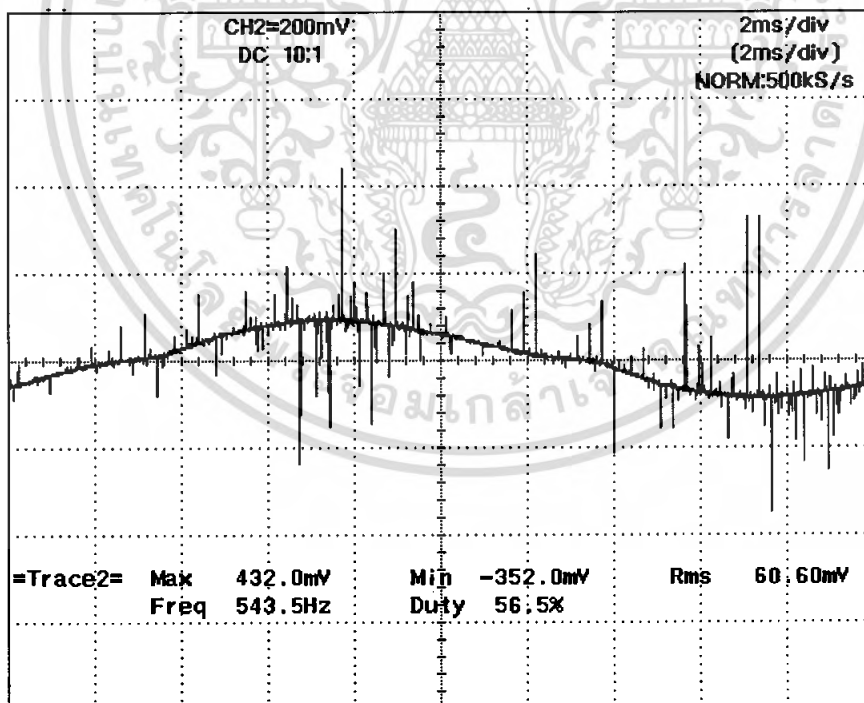


ภาพที่ 4.26 กระแสไฟฟ้าเอ๊าท์พุทหลังจากผ่านวงจร LC Filter ที่ Duty Cycle 0.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

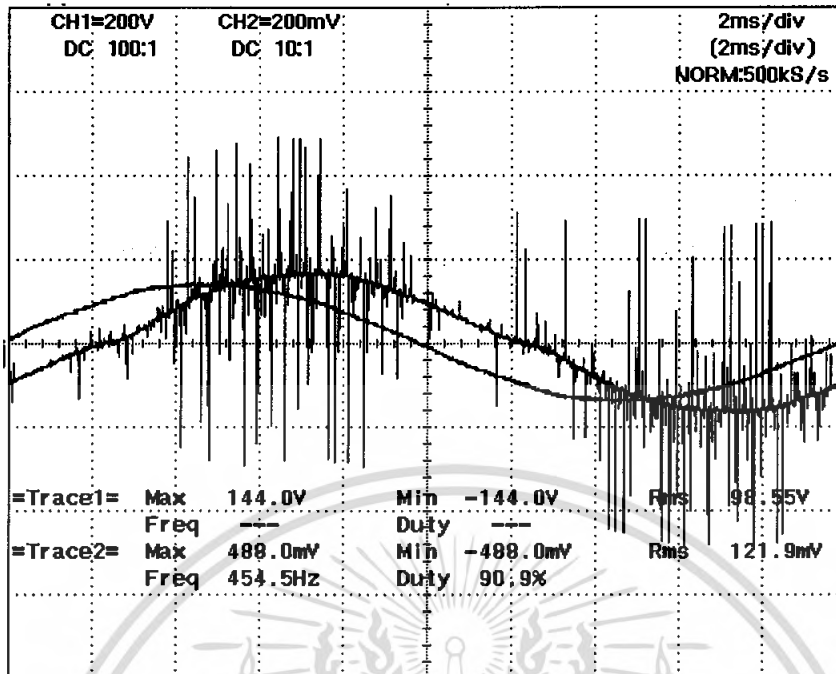


ภาพที่ 4.27 แรงดันและกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตหลังจากผ่านวงจร LC Filter ที่ Duty Cycle 0.3

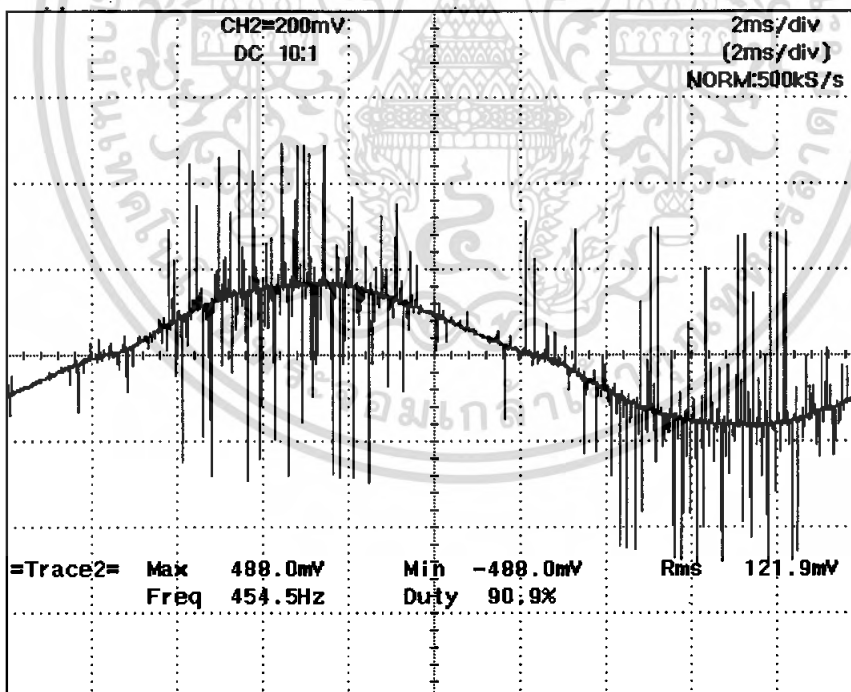


ภาพที่ 4.28 กระแสไฟฟ้าเอาต์พุตหลังจากผ่านวงจร LC Filter ที่ Duty Cycle 0.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

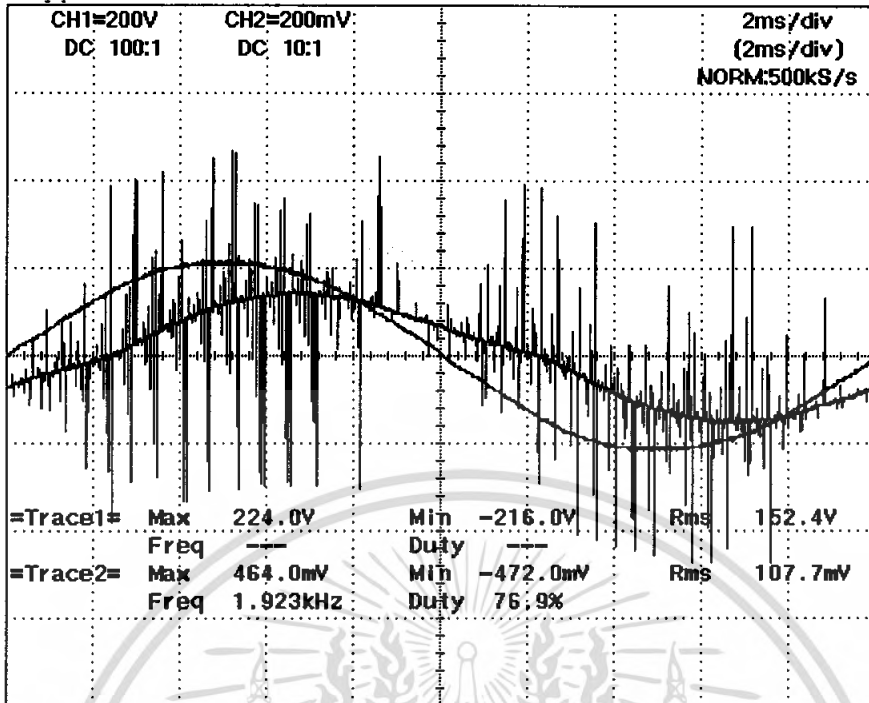


ภาพที่ 4.29 แรงดันและกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตหลังจากวงจร LC Filter ที่ Duty Cycle 0.5

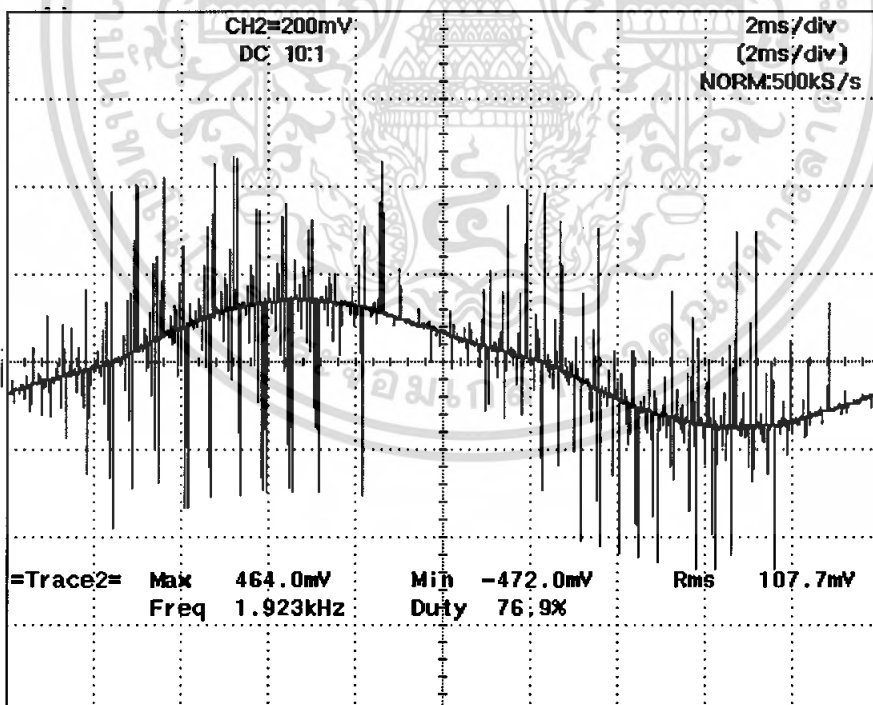


ภาพที่ 4.30 กระแสไฟฟ้าเอาต์พุตหลังจากวงจร LC Filter ที่ Duty Cycle 0.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

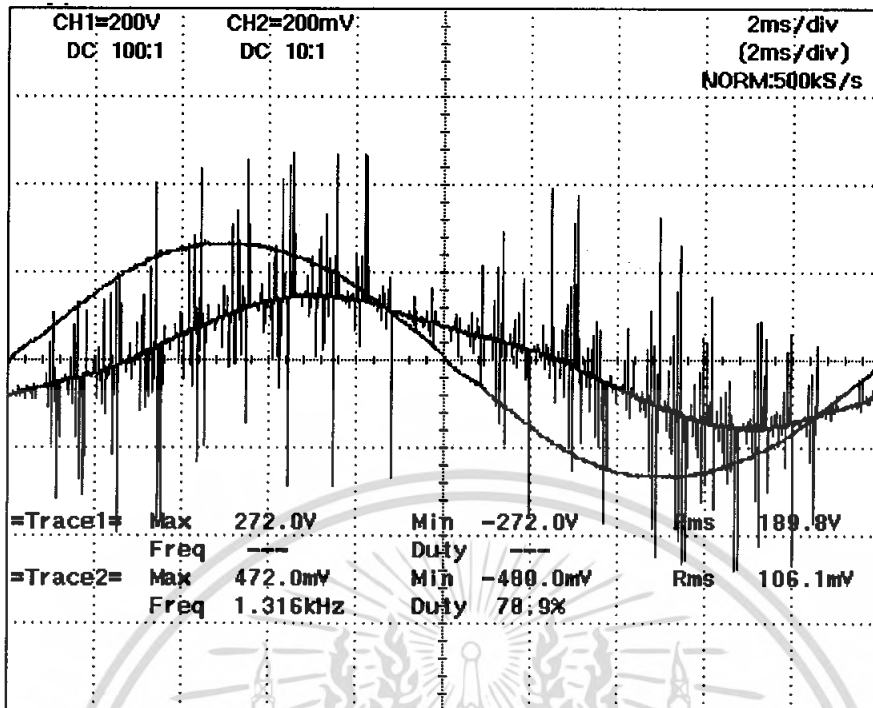


ภาพที่ 4.31 แรงดันและกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตหลังจากผ่านวงจร LC Filter ที่ Duty Cycle 0.7

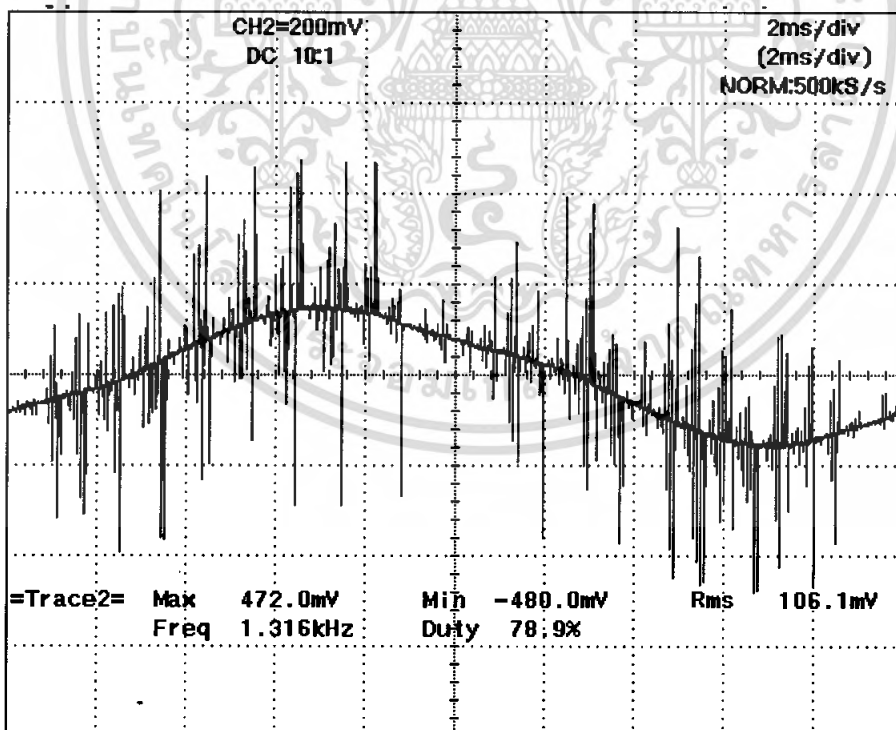


ภาพที่ 4.32 กระแสไฟฟ้าเอาต์พุตหลังจากผ่านวงจร LC Filter ที่ Duty Cycle 0.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 4.33 แรงดันและกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตหลังจากผ่านวงจร LC Filter ที่ Duty Cycle 0.9



ภาพที่ 4.34 กระแสไฟฟ้าเอาต์พุตหลังจากผ่านวงจร LC Filter ที่ Duty Cycle 0.9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.10 การทดลองในส่วนของกำลังไฟฟ้า Power factor และประสิทธิภาพ

ตารางที่ 4.1 ตารางบันทึกค่าความเร็วรอบ แรงดันและกระแสเอาต์พุตของมอเตอร์ทั้ง ก่อนและหลังผ่านวงจร Filter ที่ค่า Duty Cycle ต่างๆ

Duty Cycle	Motor Speed (rpm)	$I_{o(rms)}$, 20 kHz (A)	$I_{o(rms)}$, 50 Hz (A)	$V_{o(rms)}$, 20 kHz	$V_{o(rms)}$, 50 Hz
0.1	30	0.11	0.14	50.61	24.39
0.3	300	0.51	0.67	100.2	55.42
0.5	760	0.90	1.09	150.0	98.55
0.7	1230	0.74	0.87	181.1	152.4
0.9	1370	0.67	0.89	198.5	189.8

ตารางที่ 4.2 ตารางบันทึกค่า Input Power Factor และ Output Power Factor ของ Converter ทั้งแบบมีวงจร Filter และไม่มีวงจร Filter ที่ค่า Duty Cycle ต่างๆ

Duty Cycle	Input Power Factor Converter		Output Power Factor Converter	
	No Filter	Filter	No Filter	Filter
0.1	0.14	0.15	0.27	0.69
0.3	0.4	0.44	0.52	0.71
0.5	0.71	0.73	0.6	0.75
0.7	0.79	0.88	0.71	0.76
0.9	0.84	0.91	0.74	0.79

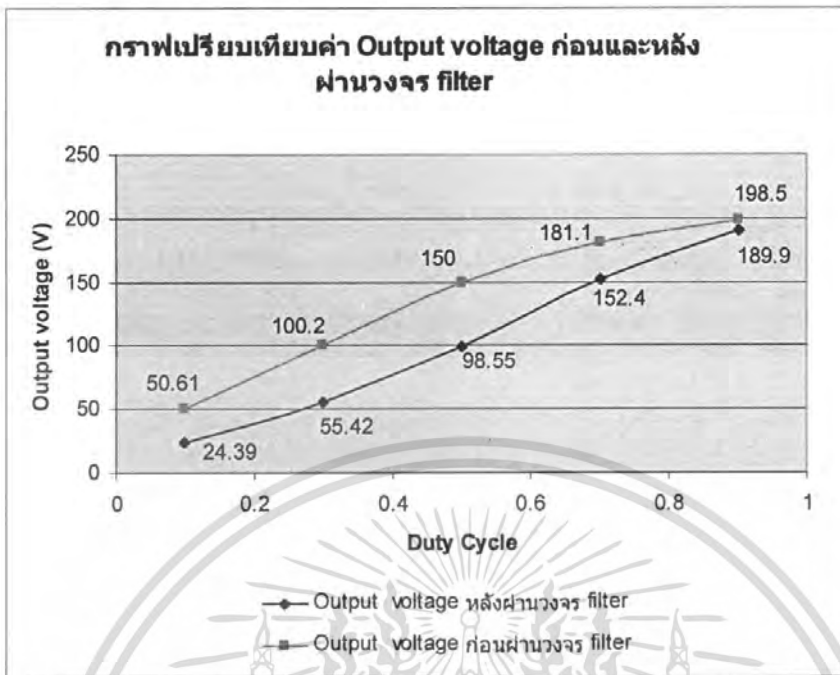
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากตารางจะเห็นได้ว่าเมื่อค่า Duty Cycle มีค่ามากขึ้นค่าของความเร็รรอบของมอเตอร์ ก็จะมีค่าที่สูงขึ้นตามไปด้วย อีกทั้งค่าแรงดันและกระแสไฟฟ้าก็จะมีค่ามากขึ้นตามไปด้วยซึ่งก็คือเมื่อมอเตอร์มีความเร็รรอบมากขึ้นก็จะกินกำลังไฟฟ้ามากขึ้น และความแตกต่างจากวงจรที่มีการติดตั้งวงจร Filter จะเห็นว่าก่อนการติดตั้งวงจร Filter ค่าของแรงดันไฟฟ้าก็จะมีค่าสูงขึ้นกว่าตอนที่มีการผ่านวงจร Filter แล้วเนื่องจากได้มีการนำเอาองค์ประกอบความถี่สูงออกทำให้แรงดันเอาต์พุทที่เกิดขึ้นมีค่าน้อยลงแต่ค่าของกระแสไฟฟ้าก็จะมีค่าที่สูงขึ้นเล็กน้อยอันเนื่องมาจากการที่มอเตอร์ต้องการแรงบิดที่สูงขึ้นอันเนื่องมาจากแรงดันที่มีค่าน้อยลงและค่า Power factor ของวงจรเอชซีชอปเปอร์นั้นก็จะมีความแตกต่างกันทั้งตอนที่ติดตั้งและไม่ได้ติดตั้งวงจร Filter โดยที่ตอนที่มีการติดตั้งวงจร Filter จะทำให้ค่าของ Power factor มีค่าที่สูงขึ้นซึ่งก็จะมีผลดีสำหรับการนำไปปรับความเร็รรอบของมอเตอร์

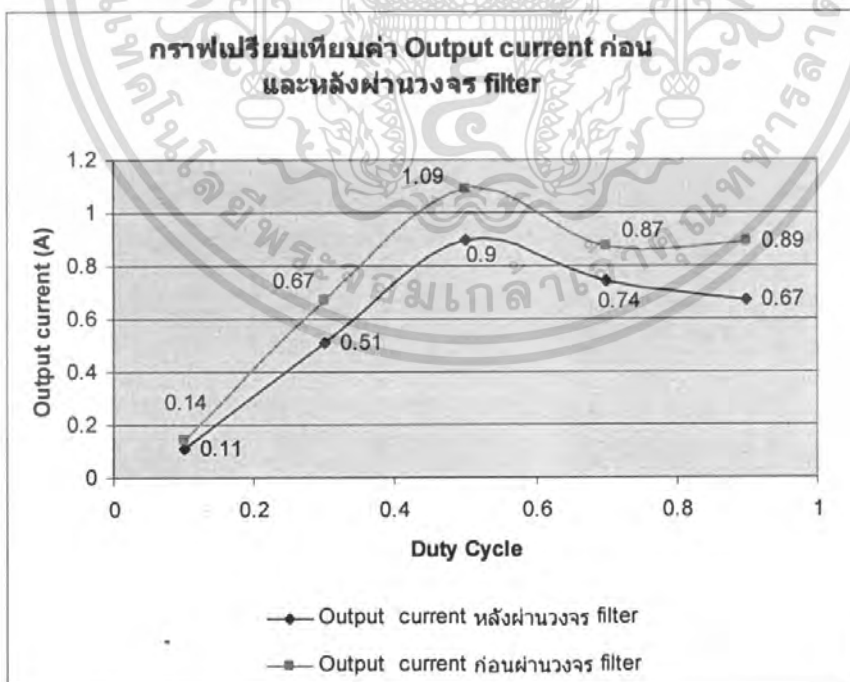
ตารางที่ 4.3 ตารางบันทึกค่า Output Power Input Power ของ Converter และประสิทธิภาพของ Converter ทั้งแบบมีวงจร Filter และไม่มีวงจร Filter ที่ค่าความเร็รรอบต่างๆ

Motor Speed (rpm)	Input Power Converter (kW)		Output Power Converter (kW)		Efficiency of Converter (%)	
	No Filter	Filter	No Filter	Filter	No Filter	Filter
300	0.03	0.03	0.02	0.02	66.67	66.67
500	0.06	0.07	0.05	0.05	83.33	71.42
800	0.09	0.10	0.08	0.07	88.8	70
1000	0.10	0.11	0.09	0.08	90	72.72
1200	0.11	0.12	0.10	0.09	90.90	75

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

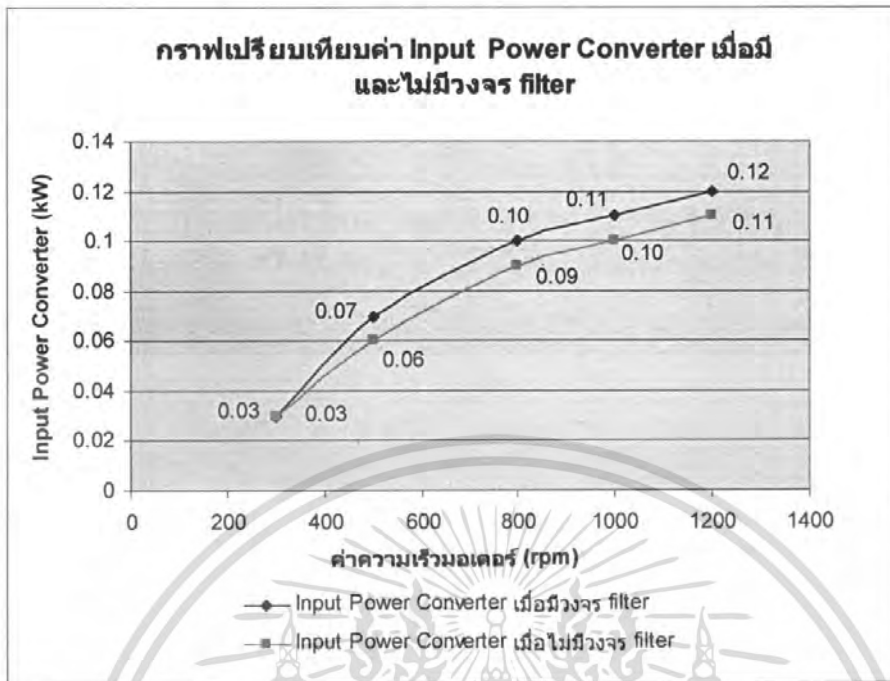


ภาพที่ 4.35 กราฟแสดงค่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตก่อนและหลังผ่านวงจร Filter ที่ค่า Duty Cycle ต่างๆ

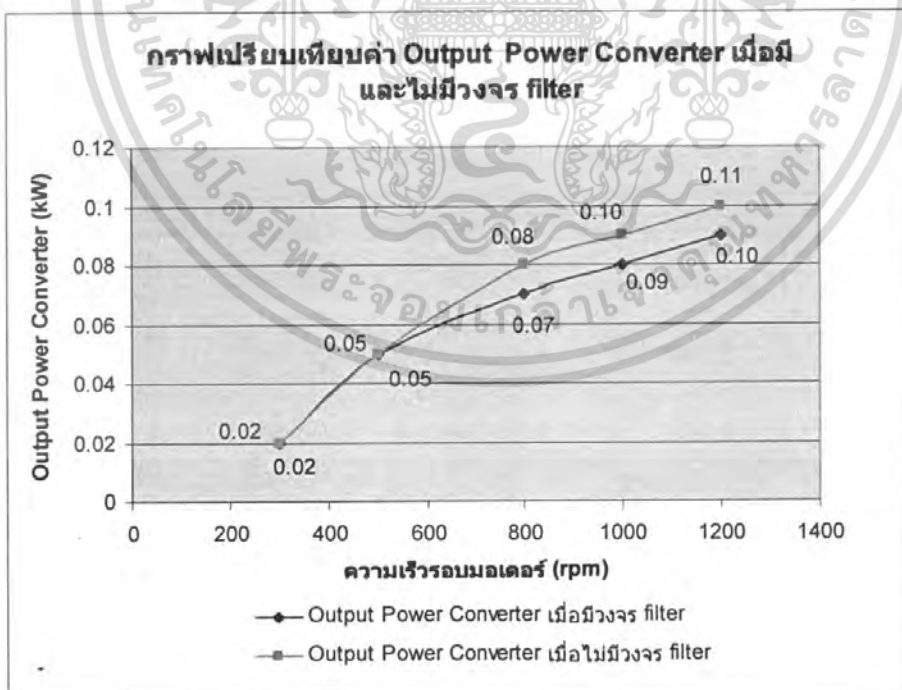


ภาพที่ 4.36 กราฟแสดงค่ากระแสไฟฟ้าเอาต์พุตกับค่า Duty Cycle ต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

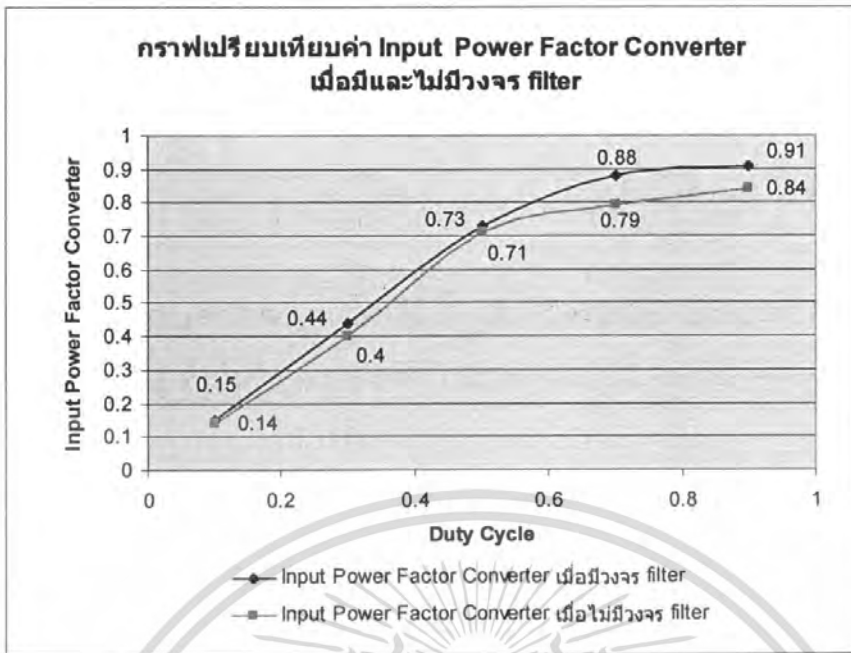


ภาพที่ 4.37 กราฟแสดงค่า Input Power ของ Converter ที่ความเร็วรอบต่างๆ

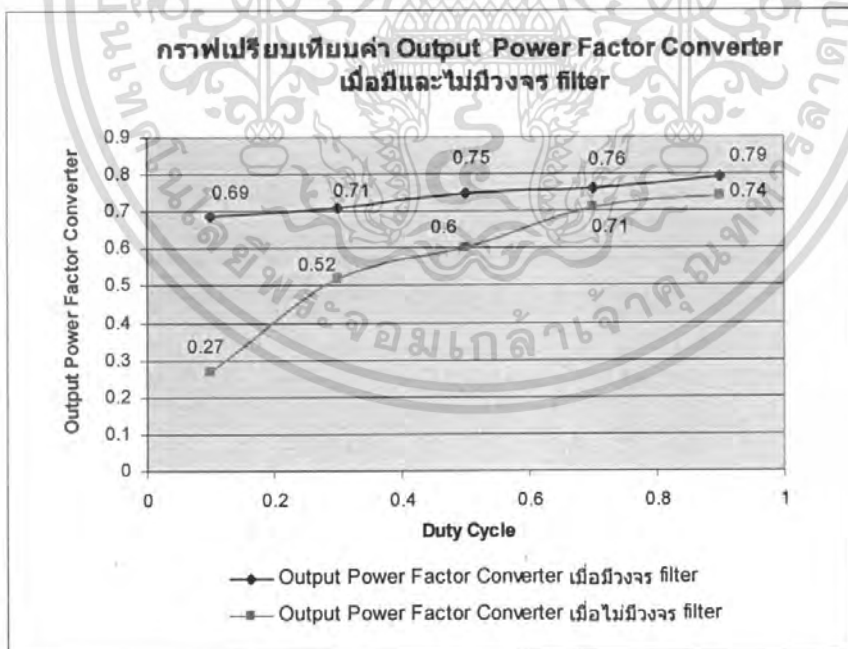


ภาพที่ 4.38 กราฟแสดงค่ากำลังไฟฟ้า Output ของ AC Chopper Converter ที่ความเร็วรอบต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

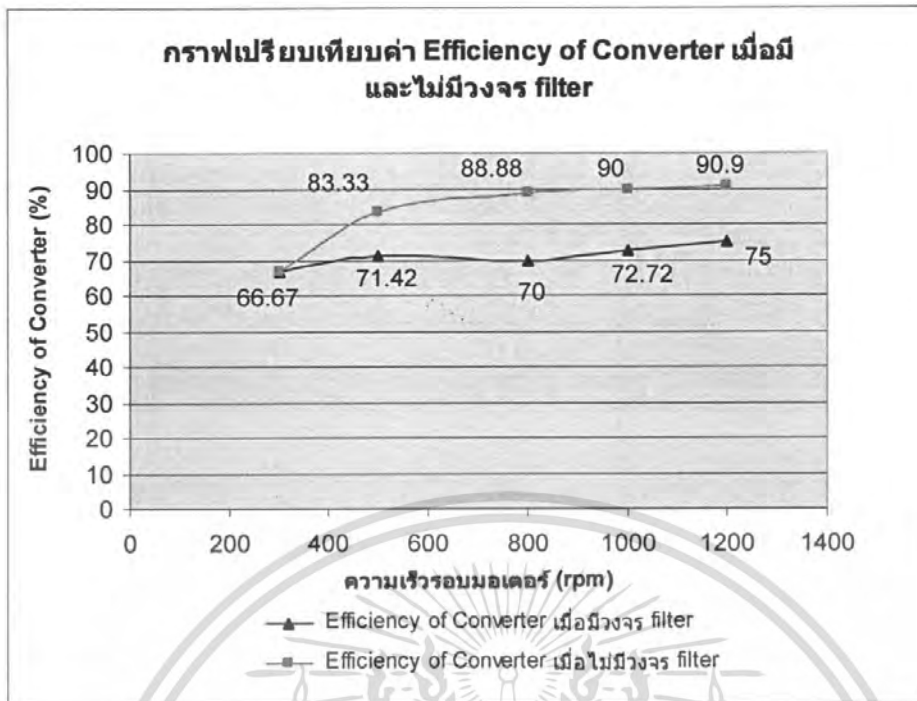


ภาพที่ 4.39 กราฟแสดงค่า Input Power Factor ของ AC Chopper Converter ที่ค่า Duty Cycle ต่างๆ

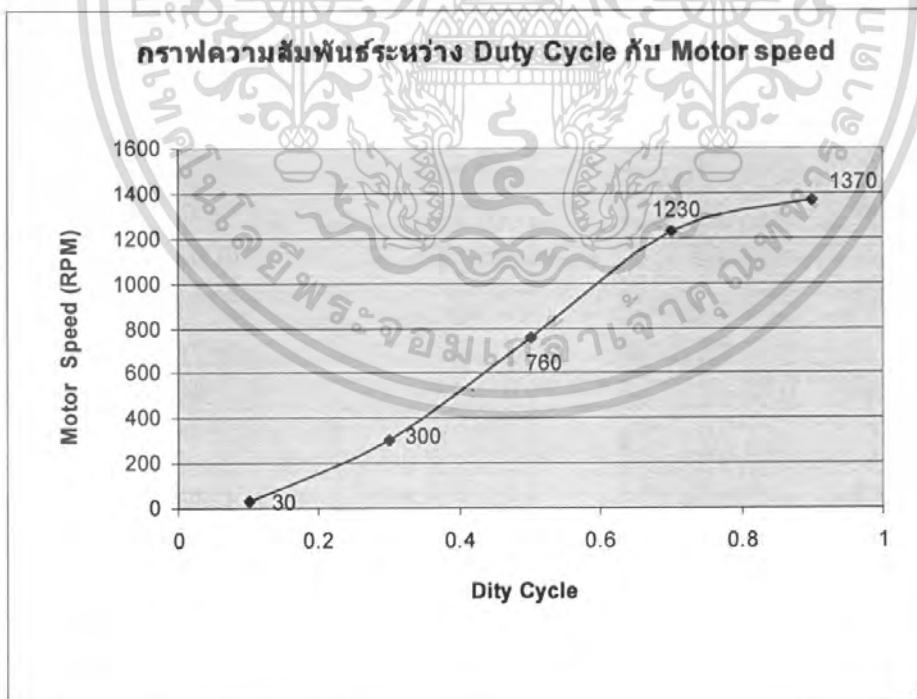


ภาพที่ 4.40 กราฟแสดงค่า Output Power Factor ของ AC Chopper Converter ที่ค่า Duty Cycle ต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



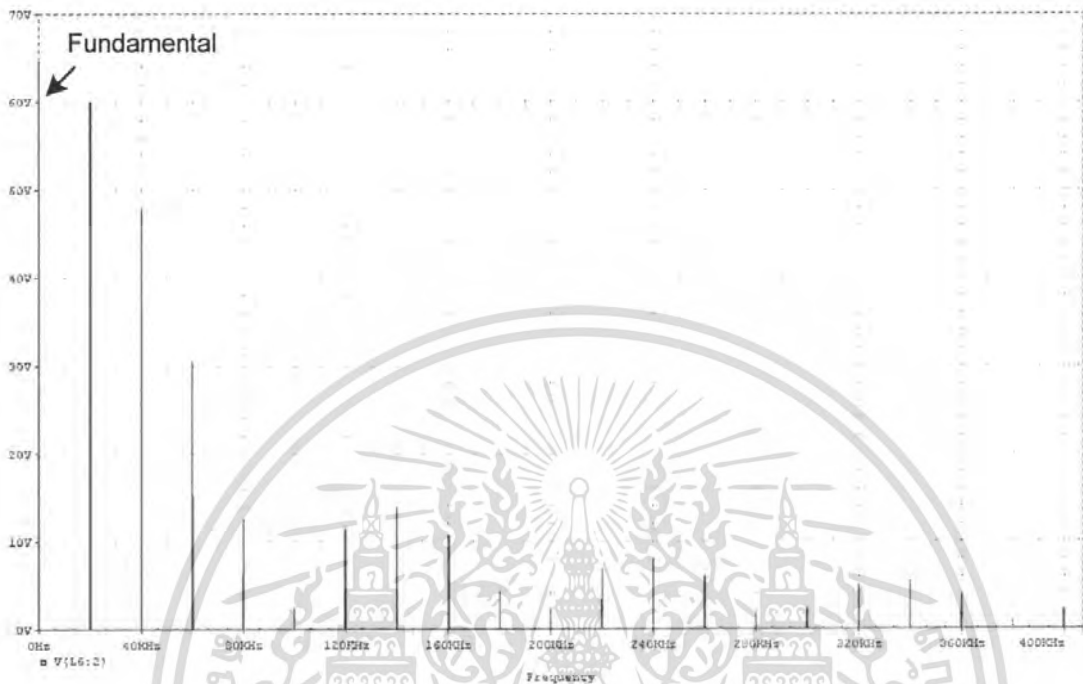
ภาพที่ 4.41 กราฟแสดงค่าประสิทธิภาพของ AC Chopper Converter ที่ความเร็วรอบต่างๆ



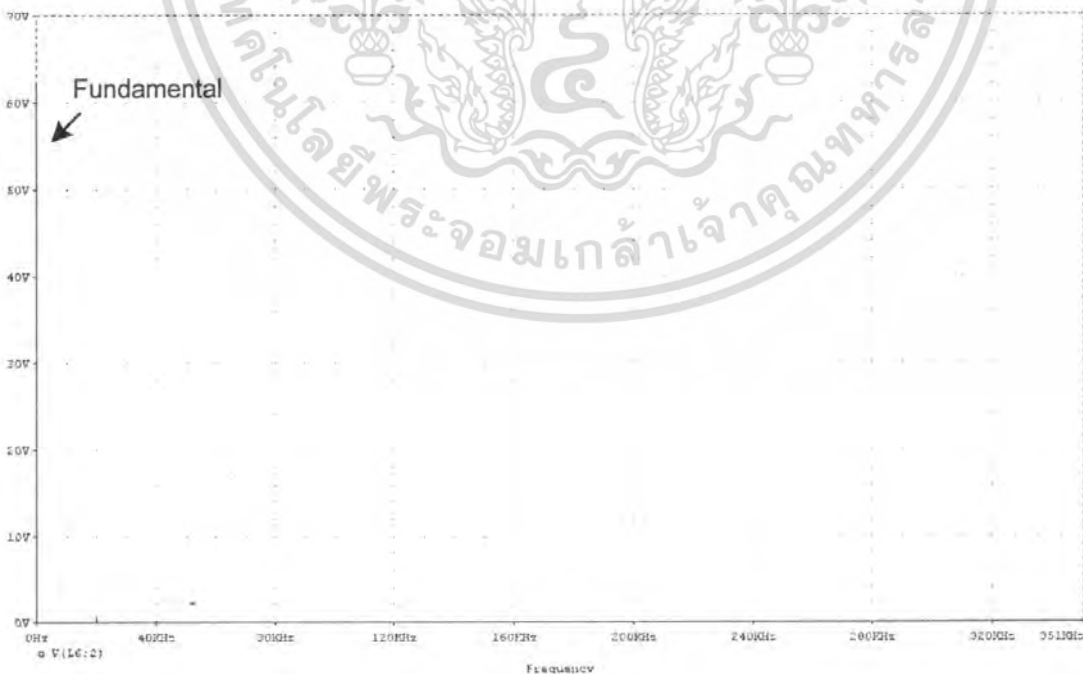
ภาพที่ 4.42 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงของความเร็วมอเตอร์ที่ค่า Duty Cycle ต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.11 ผลจากการ Simulation จากโปรแกรม PSpice



ภาพที่ 4.43 Spectrum ของ Harmonics ขณะที่ไม่มีการติดตั้งวงจร Filter



ภาพที่ 4.44 Spectrum ของ Harmonics ขณะที่มีการติดตั้งวงจร Filter

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จาก Spectrum ของ Harmonics ทั้งในขณะที่มีการติดตั้งและไม่ได้ติดตั้งวงจร Filter จะเห็นว่าองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์นั้นมีความแตกต่างกัน และความถี่ที่ออฟที่เกิเกิดขึ้นก็เกิดที่ 400 เท่าของความถี่มูลฐาน โดยในส่วนของที่ไม่ได้ติดตั้งวงจร Filter จะเกิดองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ความถี่สูงมากทำให้เกิดค่าความผิดเพี้ยนรวมของแรงดันสูง (%THDv) แต่ในส่วนของ การติดตั้งวงจร Filter ค่าขององค์ประกอบฮาร์โมนิกส์จะมีค่าลดลงหรือที่องค์ประกอบความถี่สูงมากๆ จะถูกกำจัดทิ้งไปทำให้เกิดค่าความผิดเพี้ยนรวมของแรงดันต่ำลง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทสรุปและเสนอแนวทางที่จะดำเนินการ

5.1 สรุปผลโครงการ

จากผลการทดลองของโครงการนี้ที่ใช้หลักการของวงจรเอชไอซีของเปลือยเปลือยที่มีการสวิตช์ซึ่งด้วยความถี่สูง 20 kHz มาใช้ในการปรับความเร็วรอบคาปาซิเตอร์อินดักชันมอเตอร์โดยการเปลี่ยนแปลงค่าสลิปซึ่งใช้การควบคุมแรงดันที่จ่ายให้กับสเตเตอร์ และจากการที่วงจรเอชไอซีของเปลือยเปลือยที่มีการสวิตช์ด้วยความถี่สูงก็ทำให้เกิดองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ความถี่กับสูงซึ่งต้องมีการใช้วงจร LC ฟิเตอร์มาทำการกรององค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ความถี่สูงออกเพื่อให้เกิดแรงดันรูปคลื่นไซน์ที่มีความถี่ 50 Hz แต่โครงการนี้ก็ยังมีการศึกษาและวิเคราะห์เปรียบเทียบการทำงานของวงจรเอชไอซีของเปลือยเปลือยทั้งในส่วนที่มีการติดตั้งวงจร LC Filter และไม่มีการติดตั้งซึ่งผลที่ออกมาถึงความแตกต่างกันและสามารถนำไปวิเคราะห์ว่าในการปรับความเร็วรอบของโหลดที่เป็นมอเตอร์นั้นถ้าไม่มีการติดตั้งวงจร LC Filter มอเตอร์จะสามารถทำงานต่อไปได้หรือไม่ และการปรับความเร็วรอบของมอเตอร์นั้นจะใช้การปรับแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้สเตเตอร์ของมอเตอร์ ซึ่งการปรับแรงดันไฟฟ้านั้นจะปรับที่ค่า Duty Cycle ของวงจรเอชไอซีของเปลือยเปลือยให้มีการสับที่มีความกว้างของพัลส์ที่แตกต่างกัน ซึ่งในการปรับแรงดันไฟฟ้าแบบนี้เป็นการปรับที่ง่าย สะดวกกว่าวิธีการปรับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับทั่วไป ซึ่งเราสามารถนำหลักการของวงจรเอชไอซีของเปลือยเปลือยไปใช้กับโหลดต่างๆ ที่ต้องการควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่ต้องการการควบคุมที่สะดวกและรวดเร็ว และมีประสิทธิภาพ

5.2 วิจารณ์โครงการและสรุปปัญหาที่เกิดขึ้น

จากการทดลองและทดสอบการทำงานของวงจรเอชไอซีของเปลือยเปลือยสวิตช์ด้วยความถี่สูงนั้นพบว่าเกิดปัญหาในการทำงานที่สามารถแบ่งได้เป็น 2 ส่วนคือ

- ส่วนของวงจรควบคุม

การทำงานในส่วนของวงจรควบคุมของโครงการนี้จะใช้การสร้างแบบอนาล็อก มีการใช้ไอซีมาใช้ในการสร้างสัญญาณควบคุมที่มีความถี่สูงและมีส่วนประกอบของวงจรต่างๆ เพื่อที่จะทำให้เกิดเป็นสัญญาณที่สามารถควบคุมการสวิตช์ของอุปกรณ์สวิตช์ให้ได้ตามที่ต้องการ เช่น วงจร Dead time วงจร Zero crossing ซึ่งวงจรเหล่านี้มีความยุ่งยากซับซ้อนในการสร้างใช้พื้นที่มากและที่สำคัญเมื่อเกิดความผิดพลาดของสัญญาณที่เกิดขึ้น การตรวจสอบและแก้ไขทำได้ยากและในการสร้างชุดสัญญาณที่ใช้ในการควบคุมอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งต้องมีความถูกต้องแม่นยำสูง เพราะถ้าเกิดสัญญาณผิดพลาดจะทำให้ชุดของอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งเสียหายทั้งชุด

- ส่วนของวงจรกำลัง

ในการสร้างชุดทดลองได้มีการใช้อุปกรณ์สวิตช์ซึ่งมาทดลองโดยใช้เป็น IGBT และ Power MOSFET ซึ่งผลจากการใช้ IGBT นั้นไม่ตอบสนองต่อความถี่สูงได้ดีเท่าที่ควร การเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยามให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สวิตช์ทำได้ไม่ดีในช่วงที่ความถี่สูงแต่สามารถใช้กับพิกัดกำลังสูงได้ แต่ Power MOSFET มีการทำงานที่ความถี่สูงได้ดีกว่า จึงเลือกใช้อุปกรณ์สวิตช์ซึ่งเป็น Power MOSFET และในส่วนของวงจรฟิลเตอร์ต้องมีการออกแบบให้เหมาะสมกับโหลดที่จะนำมาต่อ และเมื่อใช้กับโหลดที่พิกัดสูงๆ ต้องคำนึงถึงตัวเหนี่ยวนำที่จะนำมาต่อต้องทนพิกัดของกระแสได้และการอิมิตัวของแกนเหล็ก

- ส่วนของวงจรฟิลเตอร์

การติดตั้งและไม่ติดตั้งวงจรฟิลเตอร์ของจอร์เจียซอปปเปอร์นั้นจะมีผลทำให้ค่าของตัวประกอบกำลังและค่าประสิทธิภาพของจอร์เจียซอปปเปอร์มีความแตกต่างกัน ซึ่งถ้าไม่มีการติดตั้งวงจรฟิลเตอร์ก็จะเกิดผลกระทบจากองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ความถี่สูงซึ่งจะเป็นผลทำให้เกิดการสูญเสียขึ้นในวงจรและในมอเตอร์และโดยเฉพาะอย่างยิ่งในช่วงที่ความเร็วรอบต่ำที่มีประสิทธิภาพของมอเตอร์ต่ำอยู่แล้ว แต่การติดตั้งวงจรฟิลเตอร์ก็ส่งผลทำให้แรงดันเอาต์พุตที่เกิดขึ้นมีค่าที่ต่ำกว่าแบบที่ไม่มีวงจรฟิลเตอร์ซึ่งก็เนื่องมาจากเกิดการตกคร่อมและการสูญเสียที่ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุแต่ในเรื่องของการทำงานและประสิทธิภาพการติดตั้งวงจรฟิลเตอร์จะเกิดผลดีกว่า

- ส่วนของคาปาซิเตอร์-รันอินดักชันมอเตอร์

ในโครงการนี้ได้เลือกใช้มอเตอร์ชนิดนี้เพราะมีโครงสร้างที่ง่าย ไม่มีสวิตช์แรงเหวี่ยง ค่าของตัวประกอบกำลังดีเพราะมีตัวเก็บประจุต่ออยู่ตลอดเวลา โดยมอเตอร์ชนิดนี้เป็นโหลดที่เป็นพัลล์ซึ่งค่าของแรงบิดจะมีค่าแปรผันความความเร็วรอบยกกำลังสอง โดยมอเตอร์ชนิดนี้ก็สามารถปรับความเร็วรอบได้จากการปรับค่าของแรงดันที่จ่ายให้กับสเตเตอร์ แต่การควบคุมแบบนี้เป็นการควบคุมค่าสลิปซึ่งที่ความเร็วรอบต่ำๆ ประสิทธิภาพของมอเตอร์ก็จะต่ำลงไปด้วยซึ่งจะเห็นได้จากผลการทดลอง

5.3 แนวทางการพัฒนาโครงการ

สำหรับการพัฒนาต่อไปอยากให้เน้นในเรื่องของการนำเอซีซอปปเปอร์ไปใช้ควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับกับโหลดชนิดอื่นๆ และสามารถใช้กับพิกัดกำลังสูงๆ ได้ แต่เนื่องจากข้อจำกัดทางด้านอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งในปัจจุบันทำให้เอซีซอปปเปอร์ยังใช้ควบคุมกับโหลดที่มีพิกัดกำลังไฟฟ้าไม่สูงมากนัก และในส่วนของวงจรที่ใช้สร้างสัญญาณควบคุมอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งก็สามารถพัฒนาไปใช้เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ซึ่งจะสามารถสร้างสัญญาณออกมาได้ง่าย การควบคุมและพัฒนายังทำได้ง่ายและสามารถประหยัดเนื้อที่ทำให้วงจรมีขนาดเล็กลง และในส่วนของความถี่ในการสวิตช์ซึ่งถ้ามีการเพิ่มความถี่ให้สูงขึ้นก็สามารถออกแบบให้วงจรฟิลเตอร์มีขนาดเล็กลงได้แต่ต้องคำนึงถึงความสูญเสียในการสวิตช์ของอุปกรณ์ด้วย

บรรณานุกรม

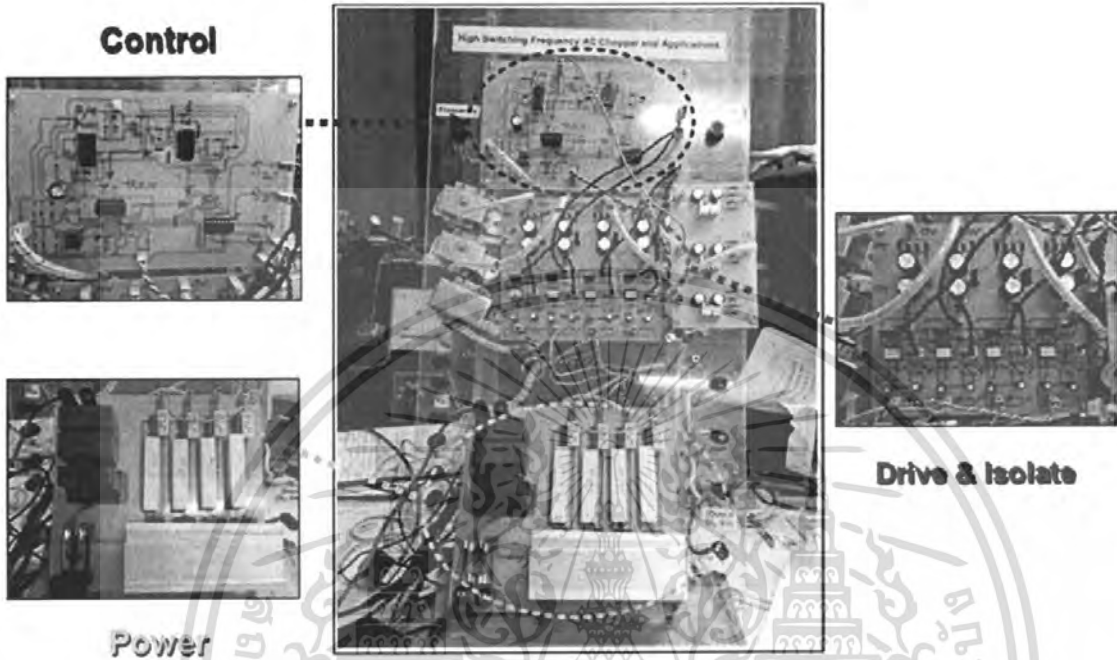
- [1] J.-H. Kim and B.-H. Kwon "Three-phase ideal phifter using AC choppers" **IEEE Proc.- Electr. Power Appl.**, Vol. 147, No. 4, July 2000, pp. 329-335
- [2] K. Sundareswaran, N. Rajasekar, and V. T. Sreedevi, "Performance Comparison of Capacitor-Run InductionMotors Supplied From AC Voltage Regulator and SPWM AC Chopper" **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Vol. 53, No. 3, June 2006, pp. 990-993
- [3] J.-H. Kim , B.-D. Min. And B.-H. Kwon "**Novel topologies of AC choppers**" Electric Power Applications, IEE Proceedings. Vol.143, Issue 4, July 1996 pp. 323-330
- [4] ณัฐวุฒิ พลชะดิน และ วิริยะ พิเชษฐจำเริญ "การวิเคราะห์และออกแบบแหล่งจ่ายแรงดันเอซีปรับค่าได้แบบสแตติก" **วิศวกรรมลาดกระบัง Ladkrabang Engineering Journal** ปีที่ 24 ฉบับที่ 1, 2550
- [5] ณัฐวุฒิ พลชะดิน "การวิเคราะห์และออกแบบเอซี-ชอปเปอร์ความถี่สูงสำหรับแหล่งจ่ายแรงดันเอซี 50-Hz ปรับค่าได้" **วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต**, สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2550
- [6] ชัยวุฒิ ฉัตรอุทัย, **เอกสารประกอบการสอนวิชา เครื่องกลไฟฟ้า**, ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2548.
- [7] นพรัตน์ กาทหลง และคณะ, "การปรับปรุงประสิทธิภาพของอินดัคชั่นมอเตอร์คาปาซิเตอร์-รันโดยวิธีเฟสคอนโทรล" **ปริญญาานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต**, สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2547
- [8] ปฏิพจน์ บัวแก้ว และคณะ, "เครื่องรักษาระดับแรงดันไฟฟ้า" **ปริญญาานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต**, สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2547

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

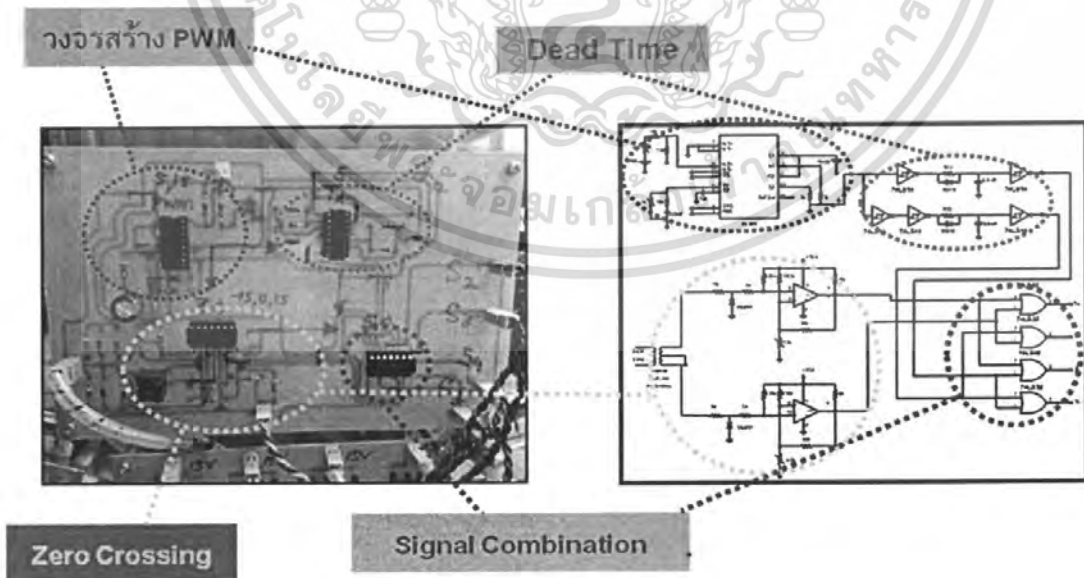


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก
ชุดทดลองวงจรเอชไอซีฮอปเปอร์



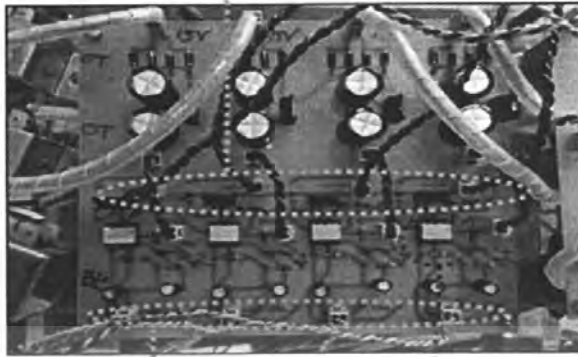
ภาพที่ ก-1 ส่วนประกอบต่างๆ ของชุดวงจรเอชไอซีฮอปเปอร์



ภาพที่ ก-2 ชุดสร้างสัญญาณควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Signal Input



Signal Output Opto Isolator

ภาพที่ ก-3 ชุดวงจรขับ Drive and Isolate



LC Filter

RC snubber

Power
MOSFET

ภาพที่ ก-4 ชุดวงจรกำลังของเอชไอพีเปอร์



ภาพที่ ก-5 Capacitor-Run Induction Motor ขนาด ¼ hp 220V, 1.5 A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



IRFP460

N - CHANNEL 500V - 0.22 Ω - 20 A - TO-247 PowerMESH™ MOSFET

TYPE	V _{DSS}	R _{DS(on)}	I _D
IRFP460	500 V	< 0.27 Ω	20 A

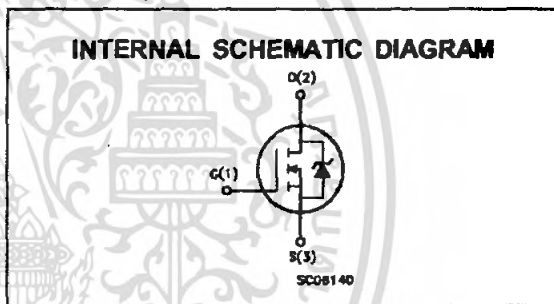
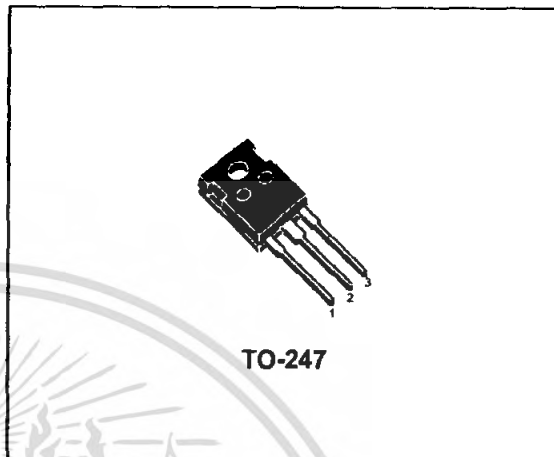
- TYPICAL R_{DS(on)} = 0.22 Ω
- EXTREMELY HIGH dv/dt CAPABILITY
- 100% AVALANCHE TESTED
- VERY LOW INTRINSIC CAPACITANCES
- GATE CHARGE MINIMIZED

DESCRIPTION

This power MOSFET is designed using the company's consolidated strip layout-based MESH OVERLAY™ process. This technology matches and improves the performances compared with standard parts from various sources.

APPLICATIONS

- HIGH CURRENT SWITCHING
- UNINTERRUPTIBLE POWER SUPPLY (UPS)
- DC/DC CONVERTERS FOR TELECOM, INDUSTRIAL, AND LIGHTING EQUIPMENT.



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V _{DS}	Drain-source Voltage (V _{GS} = 0)	500	V
V _{DGR}	Drain- gate Voltage (R _{GS} = 20 k Ω)	500	V
V _{GS}	Gate-source Voltage	\pm 20	V
I _D	Drain Current (continuous) at T _c = 25 °C	20	A
I _D	Drain Current (continuous) at T _c = 100 °C	13	A
I _{DM} (*)	Drain Current (pulsed)	80	A
P _{tot}	Total Dissipation at T _c = 25 °C	250	W
	Derating Factor	2	W/°C
dv/dt(1)	Peak Diode Recovery voltage slope	3.5	V/ns
T _{stg}	Storage Temperature	-65 to 150	°C
T _j	Max. Operating Junction Temperature	150	°C

(*) Pulse width limited by safe operating area

(1) I_{GD} \leq 20 A, di/dt \leq 160 A/ μ s, V_{DD} \leq V_{(BR)DSS}, T_j \leq T_{MAX}

THERMAL DATA

$R_{thj-case}$	Thermal Resistance Junction-case	Max	0.5	$^{\circ}C/W$
$R_{thj-amb}$	Thermal Resistance Junction-ambient	Max	30	$^{\circ}C/W$
$R_{thc-sink}$	Thermal Resistance Case-sink	Typ	0.1	$^{\circ}C/W$
T_l	Maximum Lead Temperature For Soldering Purpose		300	$^{\circ}C$

AVALANCHE CHARACTERISTICS

Symbol	Parameter	Max Value	Unit
I_{AR}	Avalanche Current, Repetitive or Not-Repetitive (pulse width limited by T_j max)	20	A
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy (starting $T_j = 25^{\circ}C$, $I_D = I_{AR}$, $V_{DD} = 50 V$)	1000	mJ

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

OFF

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$V_{(BR)DSS}$	Drain-source Breakdown Voltage	$I_D = 250 \mu A$ $V_{GS} = 0$	500			V
I_{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current ($V_{GS} = 0$)	$V_{DS} = \text{Max Rating}$ $V_{DS} = \text{Max Rating}$ $T_c = 125^{\circ}C$			10 100	μA μA
I_{GSS}	Gate-body Leakage Current ($V_{DS} = 0$)	$V_{GS} = \pm 20 V$			± 100	nA

ON (*)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	$V_{DS} = V_{GS}$ $I_D = 250 \mu A$	2	3	4	V
$R_{DS(on)}$	Static Drain-source On Resistance	$V_{GS} = 10V$ $I_D = 12 A$		0.22	0.27	Ω
$I_{D(on)}$	On State Drain Current	$V_{DS} > I_{D(on)} \times R_{DS(on)max}$ $V_{GS} = 10 V$	20			A

DYNAMIC

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$g_{fs} (*)$	Forward Transconductance	$V_{DS} > I_{D(on)} \times R_{DS(on)max}$ $I_D = 12 A$	13			S
C_{iss}	Input Capacitance	$V_{DS} = 25 V$ $f = 1 MHz$ $V_{GS} = 0$		4200		pF
C_{oss}	Output Capacitance			500		pF
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance			50		pF

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

SWITCHING ON

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$t_{d(on)}$	Turn-on Time	$V_{DD} = 250\text{ V}$ $I_D = 10\text{ A}$ $R_G = 4.7\ \Omega$ $V_{GS} = 10\text{ V}$ (see test circuit, figure 1)		32		ns
t_r	Rise Time			15		ns
Q_g	Total Gate Charge	$V_{DD} = 400\text{ V}$ $I_D = 20\text{ A}$ $V_{GS} = 10\text{ V}$		100	130	nC
Q_{gs}	Gate-Source Charge			21		nC
Q_{gd}	Gate-Drain Charge			37		nC

SWITCHING OFF

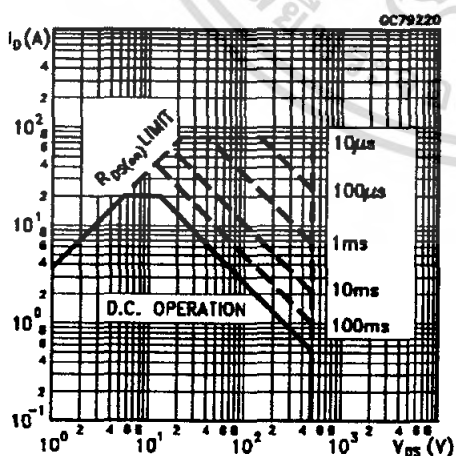
Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$t_r(V_{off})$	Off-voltage Rise Time	$V_{DD} = 400\text{ V}$ $I_D = 20\text{ A}$ $R_G = 4.7\ \Omega$ $V_{GS} = 10\text{ V}$ (see test circuit, figure 5)		20		ns
t_f	Fall Time			25		ns
t_c	Cross-over Time			47		ns

SOURCE DRAIN DIODE

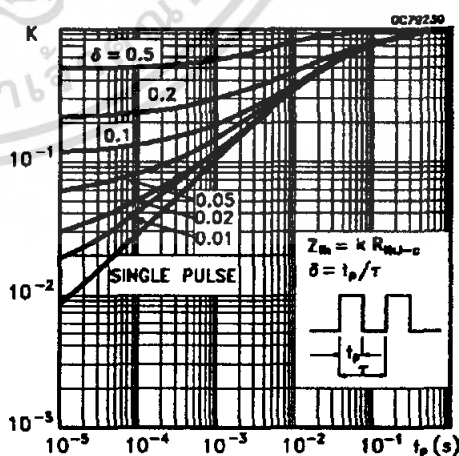
Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I_{SD}	Source-drain Current				20	A
$I_{SDM}(\ast)$	Source-drain Current (pulsed)				80	A
$V_{SD}(\ast)$	Forward On Voltage	$I_{SD} = 20\text{ A}$ $V_{GS} = 0$			1.6	V
t_{rr}	Reverse Recovery Time	$I_{SD} = 20\text{ A}$ $di/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$ $V_{DD} = 100\text{ V}$ $T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$ (see test circuit, figure 3)		700		ns
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge			9		μC
I_{RRM}	Reverse Recovery Current			25		A

(*) Pulsed: Pulse duration = 300 μs , duty cycle 1.5 %
 (*) Pulse width limited by safe operating area

Safe Operating Area

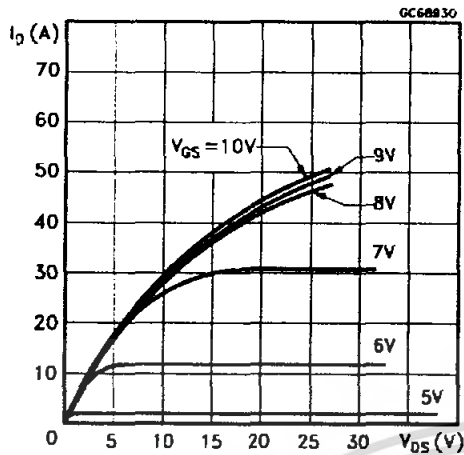


Thermal Impedance

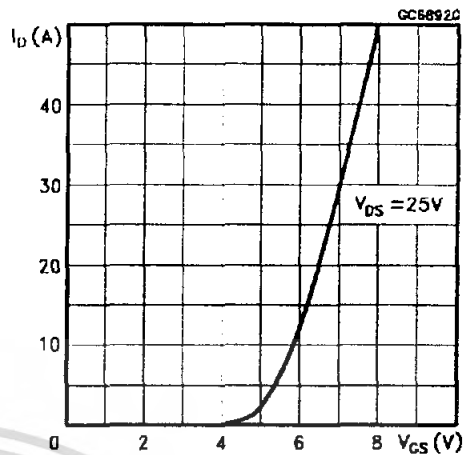


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

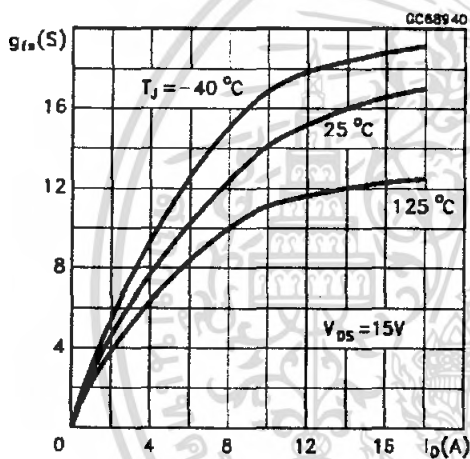
Output Characteristics



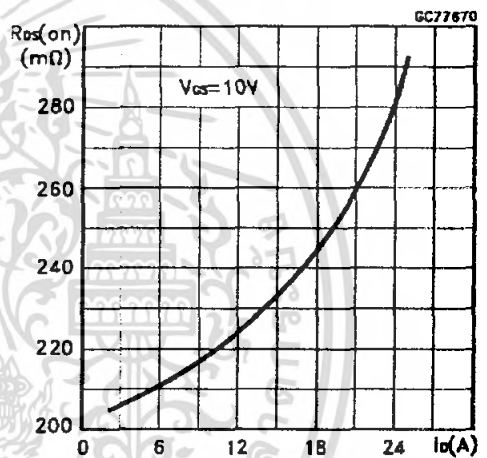
Transfer Characteristics



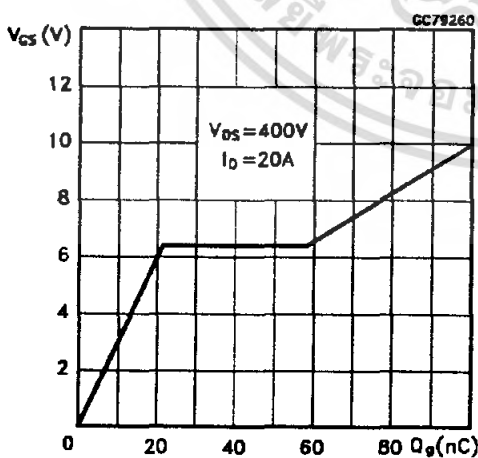
Transconductance



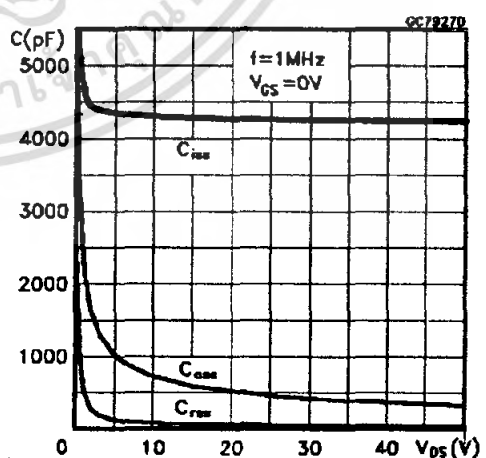
Static Drain-source On Resistance



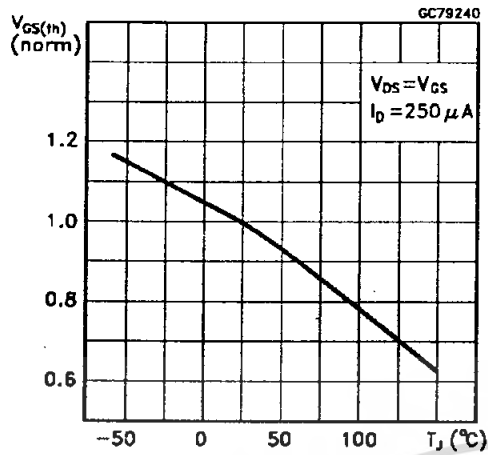
Gate Charge vs Gate-source Voltage



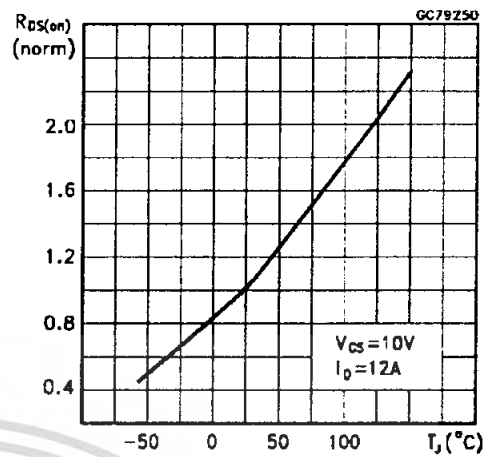
Capacitance Variations



Normalized Gate Threshold Voltage vs



Normalized On Resistance vs Temperature



Source-drain Diode Forward Characteristics

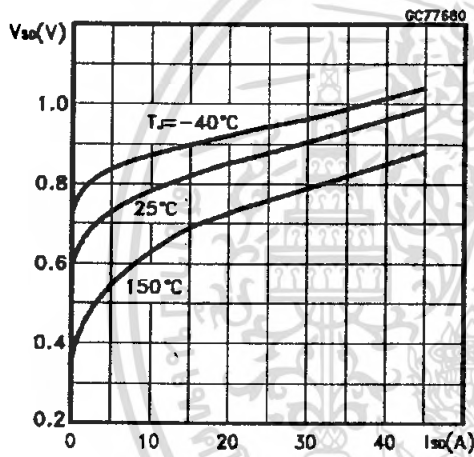


Fig. 1: Unclamped Inductive Load Test Circuit

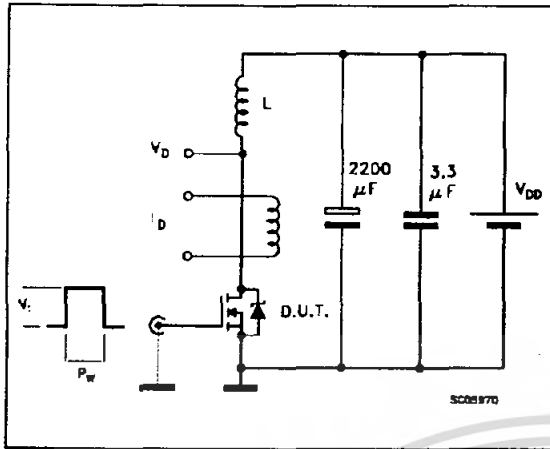


Fig. 1: Unclamped Inductive Waveform

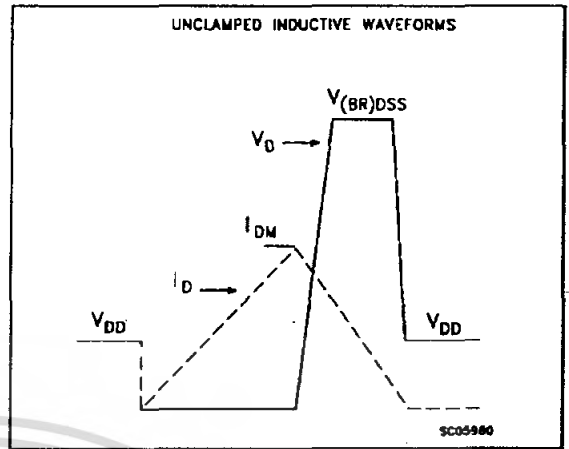


Fig. 3: Switching Times Test Circuits For Resistive Load

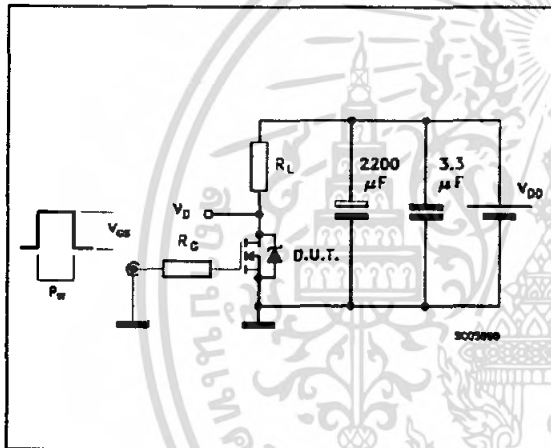


Fig. 4: Gate Charge test Circuit

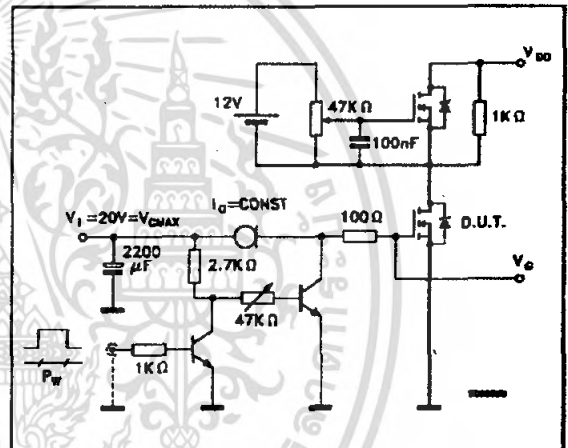
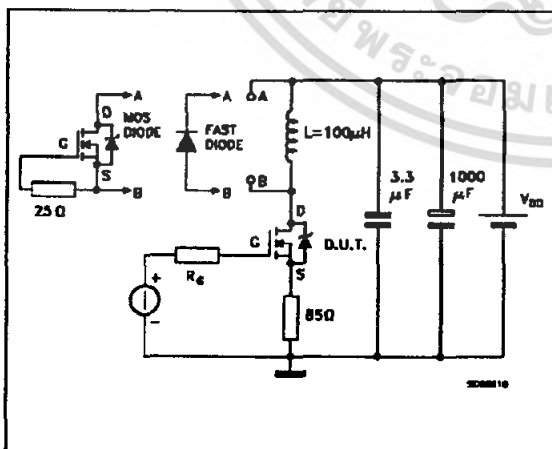
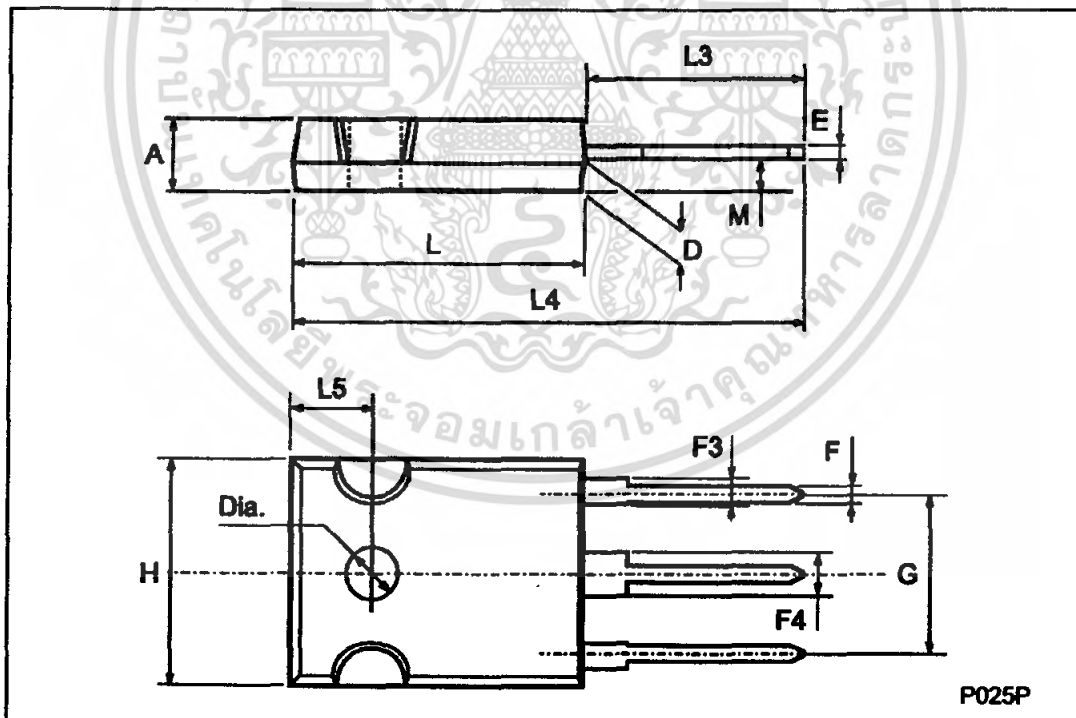


Fig. 5: Test Circuit For Inductive Load Switching And Diode Recovery Times



TO-247 MECHANICAL DATA

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A	4.7		5.3	0.185		0.209
D	2.2		2.6	0.087		0.102
E	0.4		0.8	0.016		0.031
F	1		1.4	0.039		0.055
F3	2		2.4	0.079		0.094
F4	3		3.4	0.118		0.134
G		10.9		0.429		
H	15.3		15.9	0.602		0.626
L	19.7		20.3	0.776		0.779
L3	14.2		14.8	0.559	0.413	0.582
L4		34.6		1.362		
L5		5.5		0.217		
M	2		3	0.079		0.118
Dia	3.55		3.65	0.140		0.144





Information furnished is believed to be accurate and reliable. However, STMicroelectronics assumes no responsibility for the consequences of use of such information nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of STMicroelectronics. Specification mentioned in this publication are subject to change without notice. This publication supersedes and replaces all information previously supplied. STMicroelectronics products are not authorized for use as critical components in life support devices or systems without express written approval of STMicroelectronics.

The ST logo is a registered trademark of STMicroelectronics

© 1998 STMicroelectronics – Printed in Italy – All Rights Reserved

STMicroelectronics GROUP OF COMPANIES

Australia - Brazil - Canada - China - France - Germany - Italy - Japan - Korea - Malaysia - Malta - Mexico - Morocco - The Netherlands - Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - Taiwan - Thailand - United Kingdom - U.S.A.

TL494, NCV494

SWITCHMODE™ Pulse Width Modulation Control Circuit

The TL494 is a fixed frequency, pulse width modulation control circuit designed primarily for SWITCHMODE power supply control.

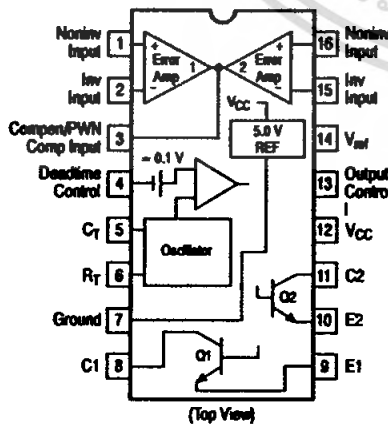
- Complete Pulse Width Modulation Control Circuitry
- On-Chip Oscillator with Master or Slave Operation
- On-Chip Error Amplifiers
- On-Chip 5.0 V Reference
- Adjustable Deadtime Control
- Uncommitted Output Transistors Rated to 500 mA Source or Sink
- Output Control for Push-Pull or Single-Ended Operation
- Undervoltage Lockout
- NCV Prefix for Automotive and Other Applications Requiring Site and Control Changes

MAXIMUM RATINGS (Full operating ambient temperature range applies, unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage	V_{CC}	42	V
Collector Output Voltage	V_{C1} , V_{C2}	42	V
Collector Output Current (Each transistor) (Note 1)	I_{C1} , I_{C2}	500	mA
Amplifier Input Voltage Range	V_{IR}	-0.3 to +42	V
Power Dissipation @ $T_A \leq 45^\circ\text{C}$	P_D	1000	mW
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	$R_{\theta JA}$	80	$^\circ\text{C/W}$
Operating Junction Temperature	T_J	125	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-55 to +125	$^\circ\text{C}$
Operating Ambient Temperature Range TL494B TL494C TL494I NCV494B	T_A	-40 to +125 0 to +70 -40 to +85 -40 to +125	$^\circ\text{C}$
Derating Ambient Temperature	T_A	45	$^\circ\text{C}$

1. Maximum thermal limits must be observed.

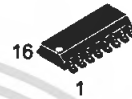
PIN CONNECTIONS



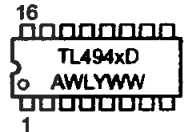
ON Semiconductor®

<http://onsemi.com>

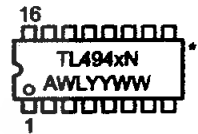
MARKING DIAGRAMS



SO-16
D SUFFIX
CASE 751B



PDIP-16
N SUFFIX
CASE 648



x = B, C or I
A = Assembly Location
WL, L = Wafer Lot
YY, Y = Year
WW, W = Work Week

*This marking diagram also applies to NCV494.

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping†
TL494BD	SO-16	48 Units/Rail
TL494BDR2	SO-16	2500 Tape & Reel
TL494CD	SO-16	48 Units/Rail
TL494CDR2	SO-16	2500 Tape & Reel
TL494CN	PDIP-16	25 Units/Rail
TL494IN	PDIP-16	25 Units/Rail
NCV494BDR2*	SO-16	2500 Tape & Reel

†For information on tape and reel specifications, including part orientation and tape sizes, please refer to our Tape and Reel Packaging Specification Brochure, BRD8011/D.

*NCV494: $T_{low} = -40^\circ\text{C}$, $T_{high} = +125^\circ\text{C}$.
Guaranteed by design. NCV prefix is for automotive and other applications requiring site and change control.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Power Supply Voltage	V_{CC}	7.0	15	40	V
Collector Output Voltage	V_{C1}, V_{C2}	-	30	40	V
Collector Output Current (Each transistor)	I_{C1}, I_{C2}	-	-	200	mA
Amplified Input Voltage	V_{in}	-0.3	-	$V_{CC} - 2.0$	V
Current Into Feedback Terminal	I_{fb}	-	-	0.3	mA
Reference Output Current	I_{ref}	-	-	10	mA
Timing Resistor	R_T	1.8	30	500	k Ω
Timing Capacitor	C_T	0.0047	0.001	10	μ F
Oscillator Frequency	f_{osc}	1.0	40	200	kHz

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 15$ V, $C_T = 0.01$ μ F, $R_T = 12$ k Ω , unless otherwise noted.)

For typical values $T_A = 25^\circ\text{C}$, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies, unless otherwise noted.

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
-----------------	--------	-----	-----	-----	------

REFERENCE SECTION

Reference Voltage ($I_O = 1.0$ mA)	V_{ref}	4.75	5.0	5.25	V
Line Regulation ($V_{CC} = 7.0$ V to 40 V)	Reg_{line}	-	2.0	25	mV
Load Regulation ($I_O = 1.0$ mA to 10 mA)	Reg_{load}	-	3.0	15	mV
Short Circuit Output Current ($V_{ref} = 0$ V)	I_{SC}	15	35	75	mA

OUTPUT SECTION

Collector Off-State Current ($V_{CC} = 40$ V, $V_{CE} = 40$ V)	$I_{C(off)}$	-	2.0	100	μ A
Emitter Off-State Current ($V_{CC} = 40$ V, $V_C = 40$ V, $V_E = 0$ V)	$I_{E(off)}$	-	-	-100	μ A
Collector-Emitter Saturation Voltage (Note 2) Common-Emitter ($V_E = 0$ V, $I_C = 200$ mA) Emitter-Follower ($V_C = 15$ V, $I_E = -200$ mA)	$V_{sat(C)}$ $V_{sat(E)}$	-	1.1 1.5	1.3 2.5	V
Output Control Pin Current Low State ($V_{OC} \leq 0.4$ V) High State ($V_{OC} = V_{ref}$)	I_{OCL} I_{OCH}	-	10 0.2	- 3.5	μ A mA
Output Voltage Rise Time Common-Emitter (See Figure 12) Emitter-Follower (See Figure 13)	t_r	-	100 100	200 200	ns
Output Voltage Fall Time Common-Emitter (See Figure 12) Emitter-Follower (See Figure 13)	t_f	-	25 40	100 100	ns

2. Low duty cycle pulse techniques are used during test to maintain junction temperature as close to ambient temperature as possible.

TL494, NCV494

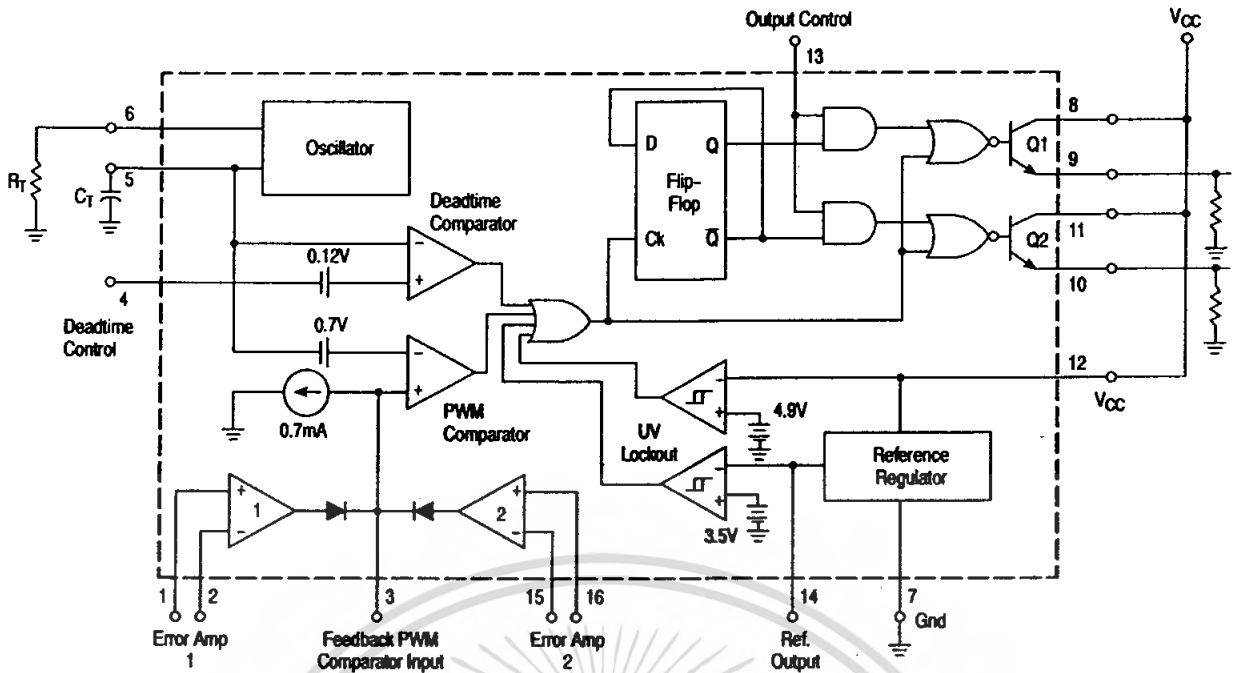
ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 15\text{ V}$, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$, unless otherwise noted.)

For typical values $T_A = 25^\circ\text{C}$, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies, unless otherwise noted.

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
ERROR AMPLIFIER SECTION					
Input Offset Voltage (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	V_{IO}	-	2.0	10	mV
Input Offset Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	I_{IO}	-	5.0	250	nA
Input Bias Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	I_{IB}	-	-0.1	-1.0	μA
Input Common Mode Voltage Range ($V_{CC} = 40\ \text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	V_{ICR}	-0.3 to $V_{CC}-2.0$			V
Open Loop Voltage Gain ($\Delta V_O = 3.0\ \text{V}$, $V_O = 0.5\ \text{V}$ to $3.5\ \text{V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	A_{VOL}	70	95	-	dB
Unity-Gain Crossover Frequency ($V_O = 0.5\ \text{V}$ to $3.5\ \text{V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	f_{c-}	-	350	-	kHz
Phase Margin at Unity-Gain ($V_O = 0.5\ \text{V}$ to $3.5\ \text{V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	ϕ_m	-	65	-	deg.
Common Mode Rejection Ratio ($V_{CC} = 40\ \text{V}$)	CMRR	65	90	-	dB
Power Supply Rejection Ratio ($\Delta V_{CC} = 33\ \text{V}$, $V_O = 2.5\ \text{V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	PSRR	-	100	-	dB
Output Sink Current (V_O (Pin 3) = 0.7 V)	I_{O-}	0.3	0.7	-	mA
Output Source Current (V_O (Pin 3) = 3.5 V)	I_{O+}	2.0	-4.0	-	mA
PWM COMPARATOR SECTION (Test Circuit Figure 11)					
Input Threshold Voltage (Zero Duty Cycle)	V_{TH}	-	2.5	4.5	V
Input Sink Current ($V_{Pin\ 3} = 0.7\ \text{V}$)	I_{-}	0.3	0.7	-	mA
DEADTIME CONTROL SECTION (Test Circuit Figure 11)					
Input Bias Current (Pin 4) ($V_{Pin\ 4} = 0\ \text{V}$ to $5.25\ \text{V}$)	$I_{IB(DT)}$	-	-2.0	-10	μA
Maximum Duty Cycle, Each Output, Push-Pull Mode ($V_{Pin\ 4} = 0\ \text{V}$, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$) ($V_{Pin\ 4} = 0\ \text{V}$, $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	DC_{max}	45	48	50	%
		-	45	50	
Input Threshold Voltage (Pin 4) (Zero Duty Cycle) (Maximum Duty Cycle)	V_{th}	-	2.8	3.3	V
		0	-	-	
OSCILLATOR SECTION					
Frequency ($C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	f_{osc}	-	40	-	kHz
Standard Deviation of Frequency* ($C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	σ_{osc}	-	3.0	-	%
Frequency Change with Voltage ($V_{CC} = 7.0\ \text{V}$ to $40\ \text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	$\Delta f_{osc}(\Delta V)$	-	0.1	-	%
Frequency Change with Temperature ($\Delta T_A = T_{low}$ to T_{high}) ($C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$)	$\Delta f_{osc}(\Delta T)$	-	-	12	%
UNDERVOLTAGE LOCKOUT SECTION					
Turn-On Threshold (V_{CC} increasing, $I_{ref} = 1.0\ \text{mA}$)	V_{th}	5.5	6.43	7.0	V
TOTAL DEVICE					
Standby Supply Current (Pin 6 at V_{ref} , All other inputs and outputs open) ($V_{CC} = 15\ \text{V}$) ($V_{CC} = 40\ \text{V}$)	I_{CC}	-	5.5	10	mA
		-	7.0	15	
Average Supply Current ($C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$, $V_{Pin\ 4} = 2.0\ \text{V}$) ($V_{CC} = 15\ \text{V}$) (See Figure 12)		-	7.0	-	mA

* Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula, $\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (X_n - \bar{X})^2}{N-1}}$

TL494, NCV494



This device contains 46 active transistors.

Figure 1. Representative Block Diagram

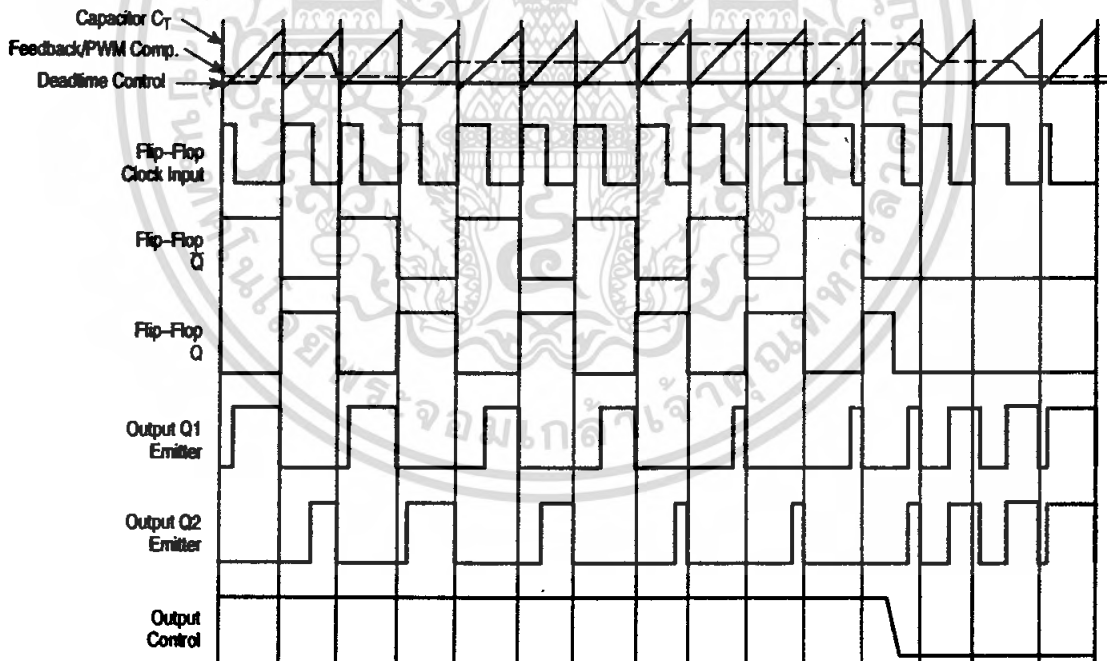


Figure 2. Timing Diagram

APPLICATIONS INFORMATION

Description

The TL494 is a fixed-frequency pulse width modulation control circuit, incorporating the primary building blocks required for the control of a switching power supply. (See Figure 1.) An internal-linear sawtooth oscillator is frequency-programmable by two external components, R_T and C_T . The approximate oscillator frequency is determined by:

$$f_{osc} \approx \frac{1.1}{R_T \cdot C_T}$$

For more information refer to Figure 3.

Output pulse width modulation is accomplished by comparison of the positive sawtooth waveform across capacitor C_T to either of two control signals. The NOR gates, which drive output transistors Q1 and Q2, are enabled only when the flip-flop clock-input line is in its low state. This happens only during that portion of time when the sawtooth voltage is greater than the control signals. Therefore, an increase in control-signal amplitude causes a corresponding linear decrease of output pulse width. (Refer to the Timing Diagram shown in Figure 2.)

The control signals are external inputs that can be fed into the deadtime control, the error amplifier inputs, or the feedback input. The deadtime control comparator has an effective 120 mV input offset which limits the minimum output deadtime to approximately the first 4% of the sawtooth-cycle time. This would result in a maximum duty cycle on a given output of 96% with the output control grounded, and 48% with it connected to the reference line. Additional deadtime may be imposed on the output by setting the deadtime-control input to a fixed voltage, ranging between 0 V to 3.3 V.

Functional Table

Input/Output Controls	Output Function	$\frac{f_{out}}{f_{osc}} =$
Grounded	Single-ended PWM @ Q1 and Q2	1.0
@ V_{ref}	Push-pull Operation	0.5

The pulse width modulator comparator provides a means for the error amplifiers to adjust the output pulse width from the maximum percent on-time, established by the deadtime control input, down to zero, as the voltage at the feedback pin varies from 0.5 V to 3.5 V. Both error amplifiers have a

common mode input range from -0.3 V to $(V_{CC} - 2V)$, and may be used to sense power-supply output voltage and current. The error-amplifier outputs are active high and are ORed together at the noninverting input of the pulse-width modulator comparator. With this configuration, the amplifier that demands minimum output on time, dominates control of the loop.

When capacitor C_T is discharged, a positive pulse is generated on the output of the deadtime comparator, which clocks the pulse-steering flip-flop and inhibits the output transistors, Q1 and Q2. With the output-control connected to the reference line, the pulse-steering flip-flop directs the modulated pulses to each of the two output transistors alternately for push-pull operation. The output frequency is equal to half that of the oscillator. Output drive can also be taken from Q1 or Q2, when single-ended operation with a maximum on-time of less than 50% is required. This is desirable when the output transformer has a ringback winding with a catch diode used for snubbing. When higher output-drive currents are required for single-ended operation, Q1 and Q2 may be connected in parallel, and the output-mode pin must be tied to ground to disable the flip-flop. The output frequency will now be equal to that of the oscillator.

The TL494 has an internal 5.0 V reference capable of sourcing up to 10 mA of load current for external bias circuits. The reference has an internal accuracy of $\pm 5.0\%$ with a typical thermal drift of less than 50 mV over an operating temperature range of 0° to 70°C .

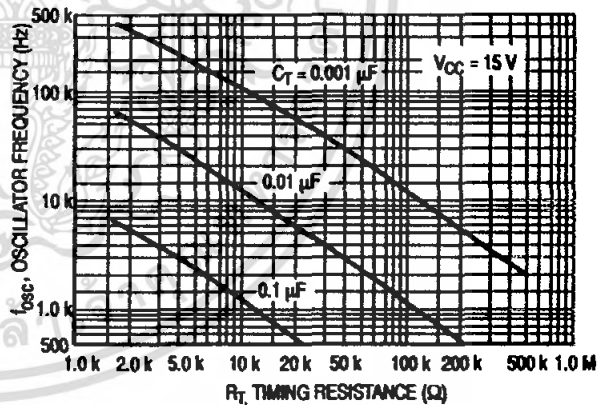


Figure 3. Oscillator Frequency versus Timing Resistance

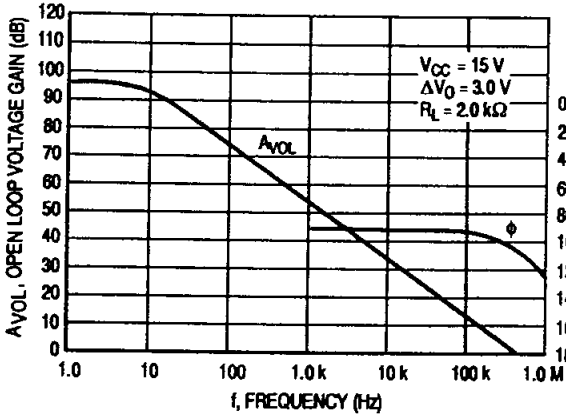


Figure 4. Open Loop Voltage Gain and Phase versus Frequency

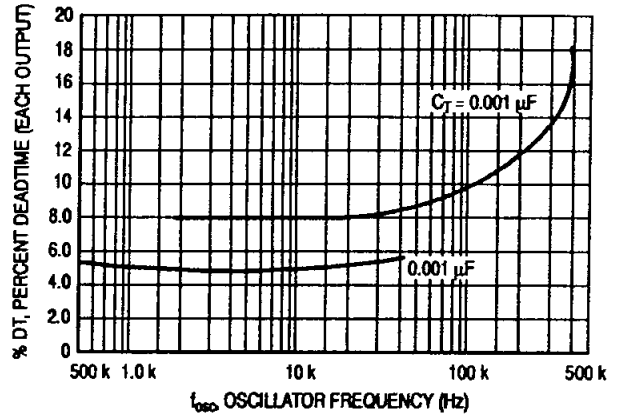


Figure 5. Percent Deadtime versus Oscillator Frequency

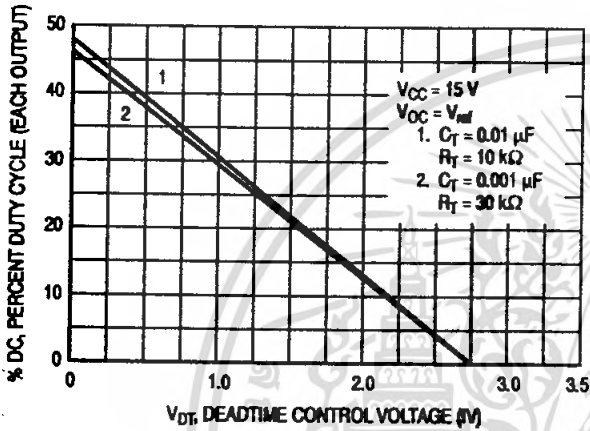


Figure 6. Percent Duty Cycle versus Deadtime Control Voltage

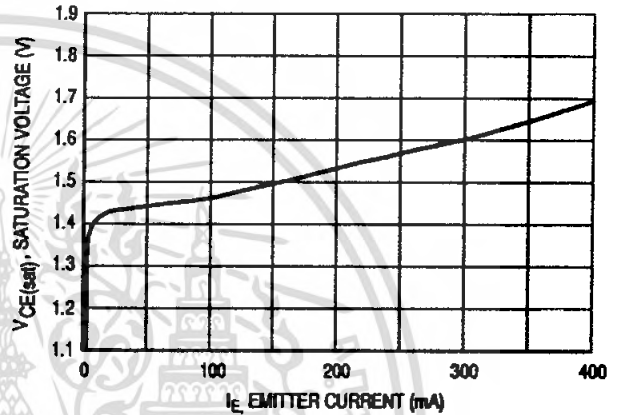


Figure 7. Emitter-Follower Configuration Output Saturation Voltage versus Emitter Current

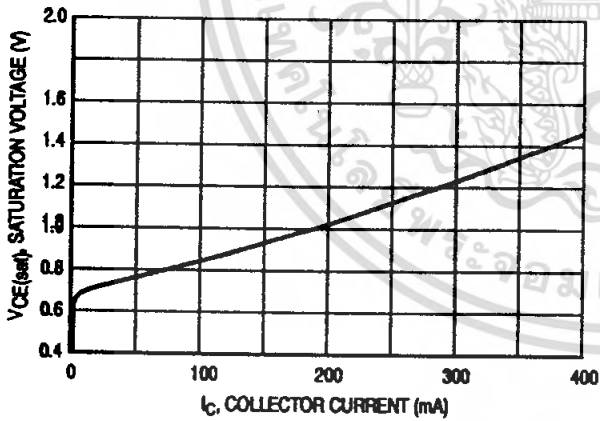


Figure 8. Common-Emitter Configuration Output Saturation Voltage versus Collector Current

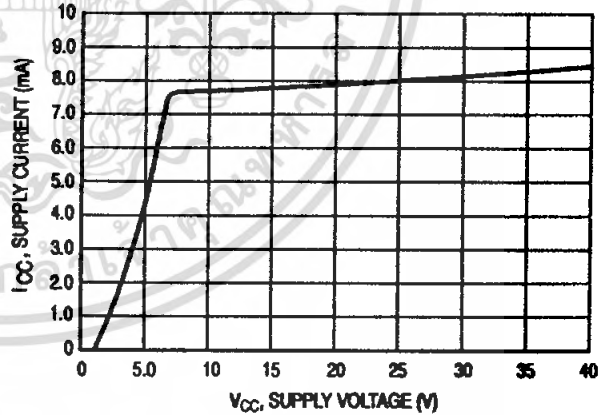


Figure 9. Standby Supply Current versus Supply Voltage

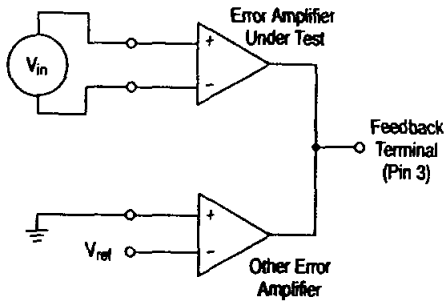


Figure 10. Error-Amplifier Characteristics

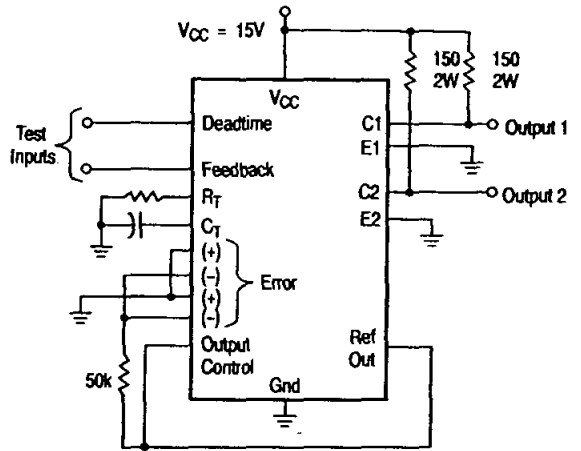


Figure 11. Deadtime and Feedback Control Circuit

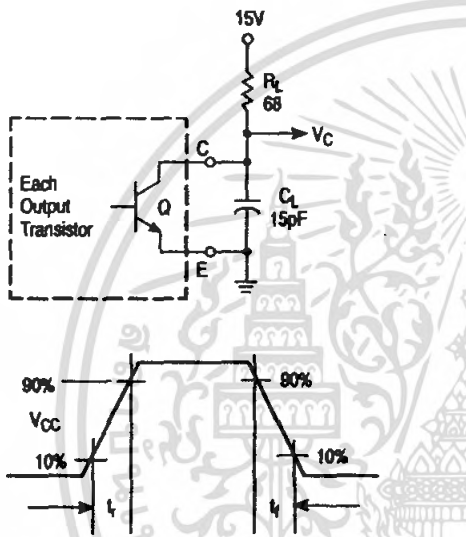


Figure 12. Common-Emitter Configuration Test Circuit and Waveform

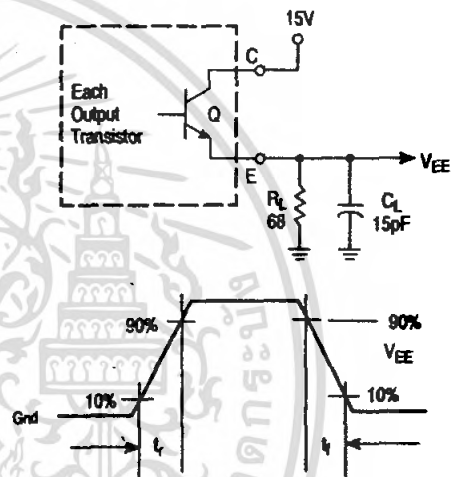


Figure 13. Emitter-Follower Configuration Test Circuit and Waveform

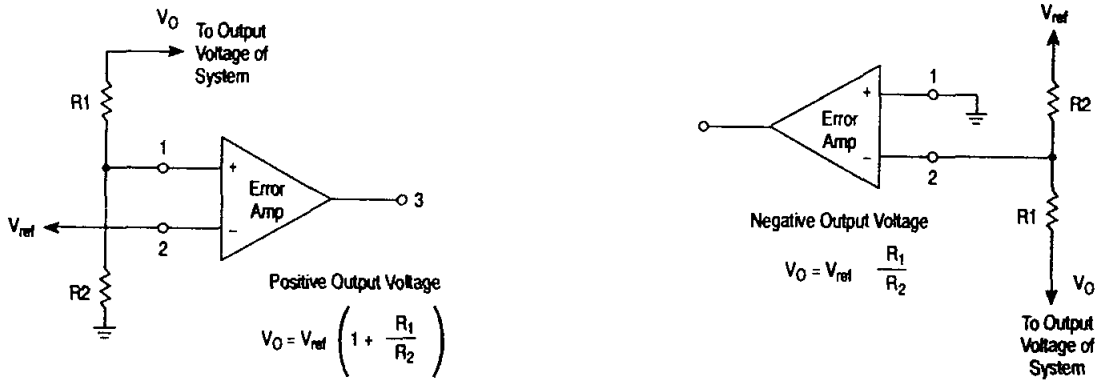
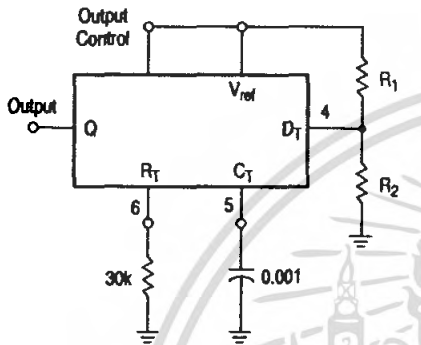


Figure 14. Error-Amplifier Sensing Techniques



$$\text{Max. \% on Time, each output} = 45 - \left(\frac{80}{1 + \frac{R_1}{R_2}} \right)$$

Figure 15. Deadtime Control Circuit

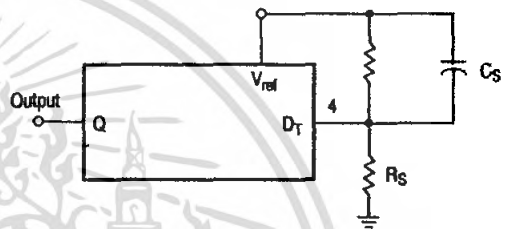


Figure 16. Soft-Start Circuit

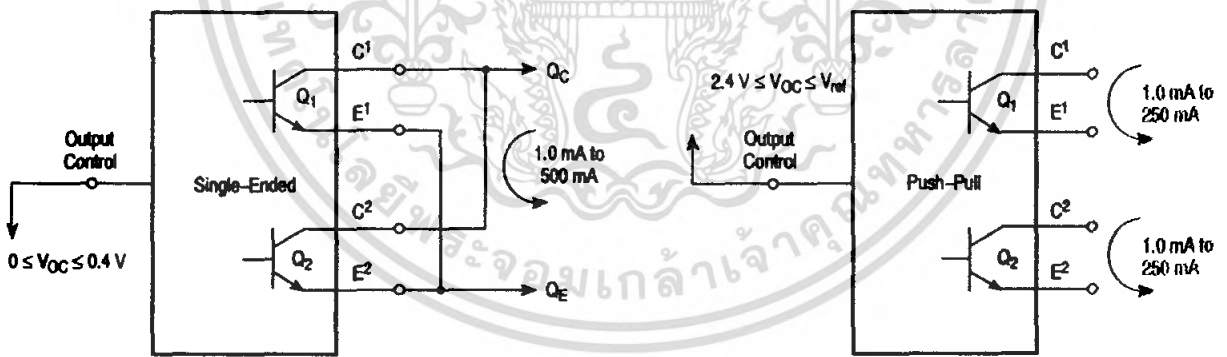


Figure 17. Output Connections for Single-Ended and Push-Pull Configurations

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

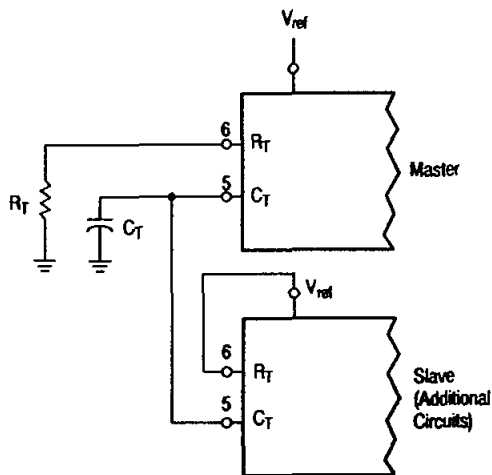


Figure 18. Slaving Two or More Control Circuits

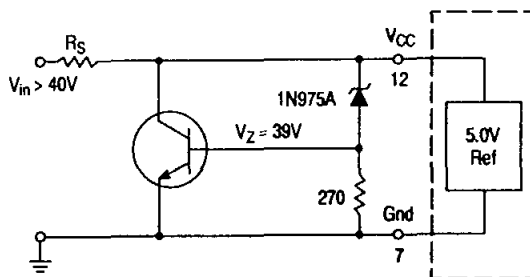


Figure 19. Operation with $V_{in} > 40\text{ V}$ Using External Zener

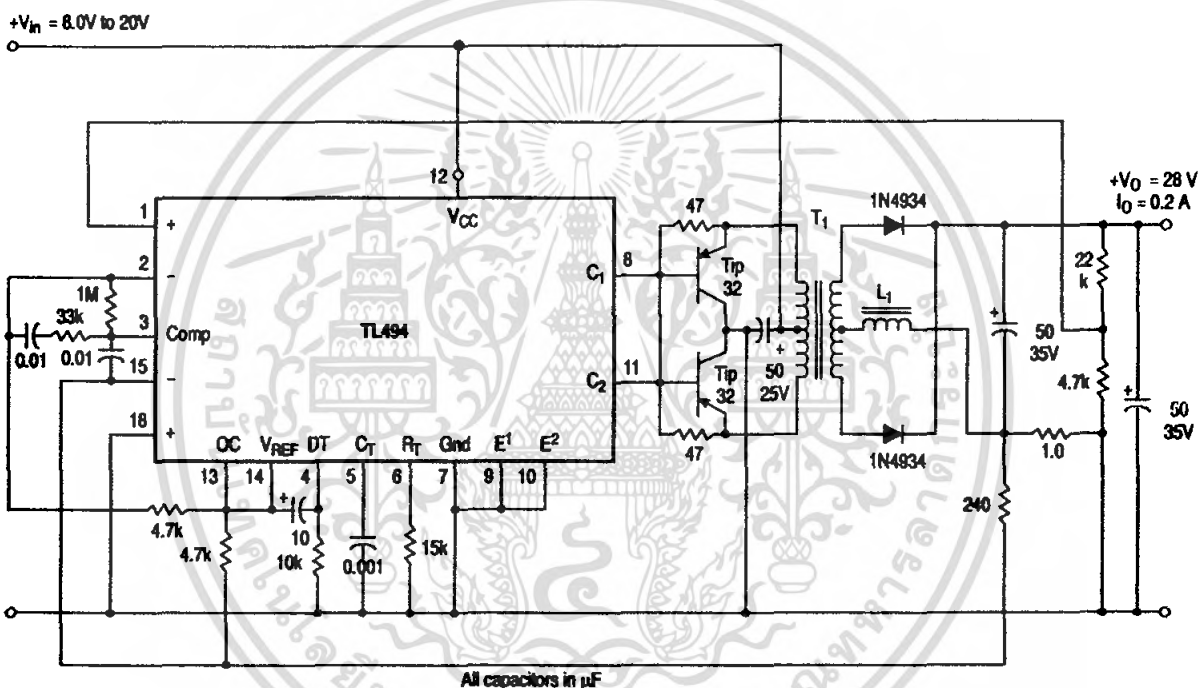


Figure 20. Pulse Width Modulated Push-Pull Converter

Test	Conditions	Results
Line Regulation	$V_{in} = 10\text{ V to }40\text{ V}$	14 mV 0.28%
Load Regulation	$V_{in} = 28\text{ V, } I_O = 1.0\text{ mA to }1.0\text{ A}$	3.0 mV 0.06%
Output Ripple	$V_{in} = 28\text{ V, } I_O = 1.0\text{ A}$	65 mV pp P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 28\text{ V, } R_L = 0.1\ \Omega$	1.6 A
Efficiency	$V_{in} = 28\text{ V, } I_O = 1.0\text{ A}$	71%

L1 - 3.5 mH @ 0.3 A
 T1 - Primary: 20T C.T. #28 AWG
 Secondary: 120T C.T. #36 AWG
 Core: Ferroxcube 1406P-100-3CB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494, NCV494

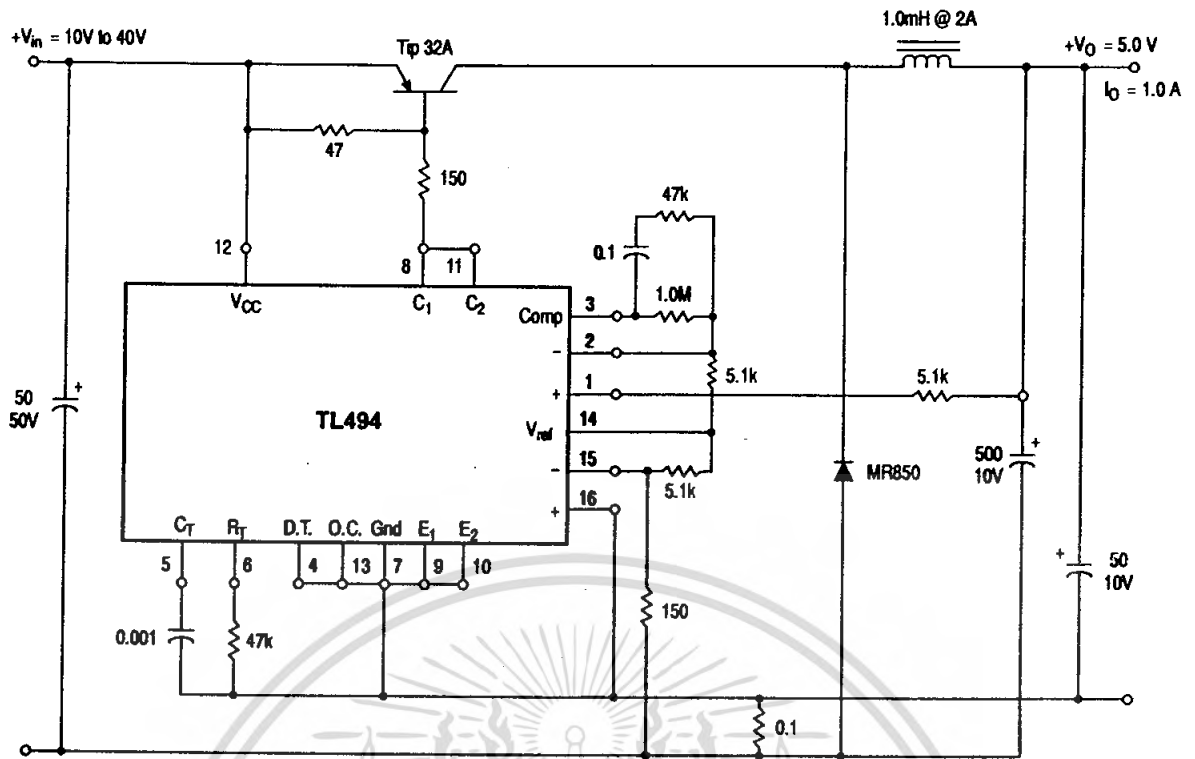
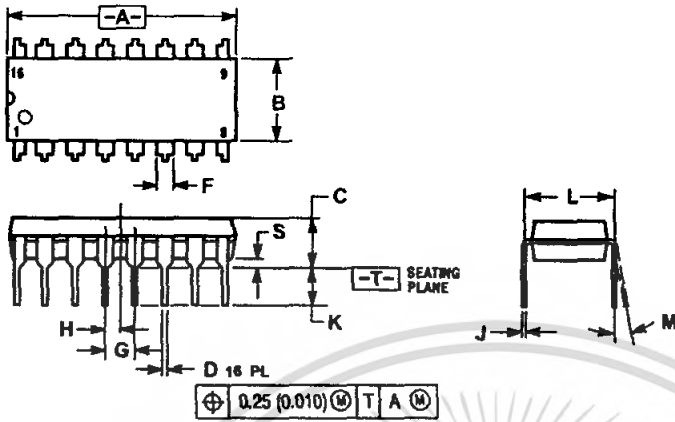


Figure 21. Pulse Width Modulated Step-Down Converter

Test	Conditions	Results
Line Regulation	$V_{in} = 8.0 \text{ V to } 40 \text{ V}$	3.0 mV 0.01%
Load Regulation	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_o = 0.2 \text{ mA to } 200 \text{ mA}$	5.0 mV 0.02%
Output Ripple	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_o = 200 \text{ mA}$	40 mV pp P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, R_L = 0.1 \Omega$	250 mA
Efficiency	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_o = 200 \text{ mA}$	72%

PACKAGE DIMENSIONS

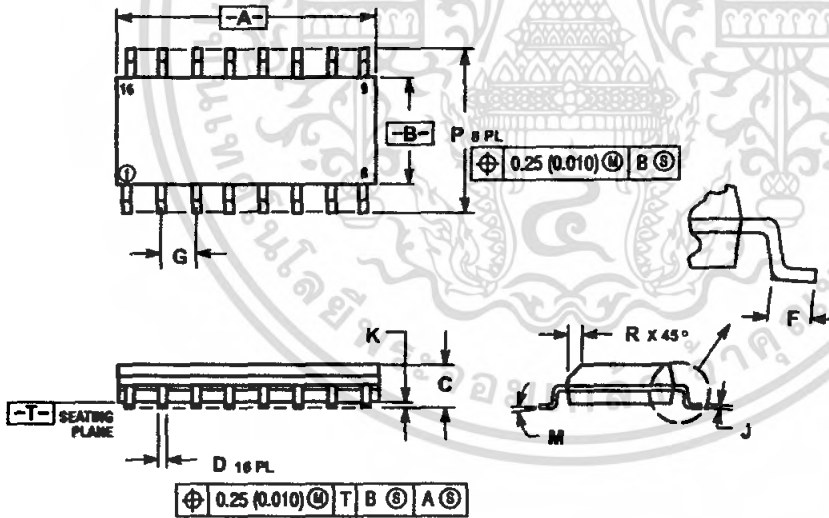
PDIP-16
N SUFFIX
CASE 648-08
ISSUE R



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
 3. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
 4. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
 5. ROUNDED CORNERS OPTIONAL.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.740	0.770	18.80	19.55
B	0.250	0.270	6.35	6.85
C	0.145	0.175	3.69	4.44
D	0.015	0.021	0.38	0.53
F	0.040	0.70	1.02	1.77
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.050 BSC		1.27 BSC	
J	0.008	0.015	0.21	0.38
K	0.110	0.130	2.80	3.30
L	0.285	0.305	7.50	7.74
M	0°	10°	0°	10°
S	0.020	0.040	0.51	1.01

SO-16
D SUFFIX
CASE 751B-05
ISSUE J




- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
 3. DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
 4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 (0.006) PER SIDE.
 5. DIMENSION D DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.127 (0.005) TOTAL IN EXCESS OF THE D DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	9.00	18.00	0.354	0.708
B	3.00	4.00	0.118	0.157
C	1.25	1.75	0.054	0.069
D	0.25	0.40	0.014	0.019
F	0.40	1.25	0.016	0.049
G	1.27 BSC		0.050 BSC	
J	0.10	0.25	0.008	0.009
K	0.10	0.25	0.004	0.008
M	0°	7°	0°	7°
P	5.00	8.20	0.220	0.324
R	0.25	0.50	0.010	0.019



SWITCHMODE is a trademark of Semiconductor Components Industries, LLC.

ON Semiconductor and  are registered 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. This literature is subject to all applicable copyright laws and is not for resale in any manner.

PUBLICATION ORDERING INFORMATION

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: orderlit@onsemi.com

N. American Technical Support: 800-282-9855 Toll Free
 USA/Canada
Japan: ON Semiconductor, Japan Customer Focus Center
 2-9-1 Kamimeguro, Meguro-ku, Tokyo, Japan 153-0051
 Phone: 81-3-5773-3850

ON Semiconductor Website: <http://onsemi.com>
Order Literature: <http://www.onsemi.com/litorder>
 For additional information, please contact your local Sales Representative.

TL494/D

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

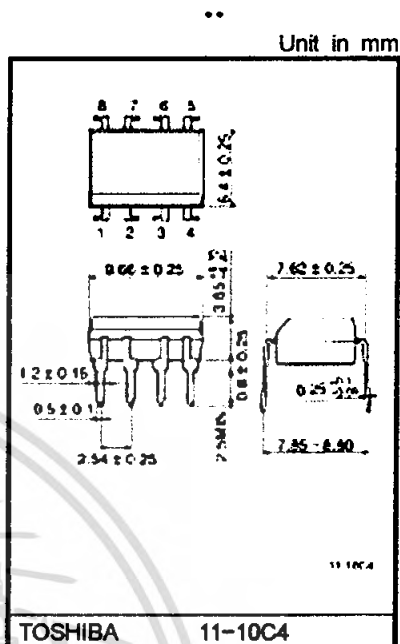
VDE approved: DIN VDE0884/06.92, certificate No.76823

Maximum operating insulation voltage: 630V_{PK}

Highest permissible over voltage: 4000V_{PK}

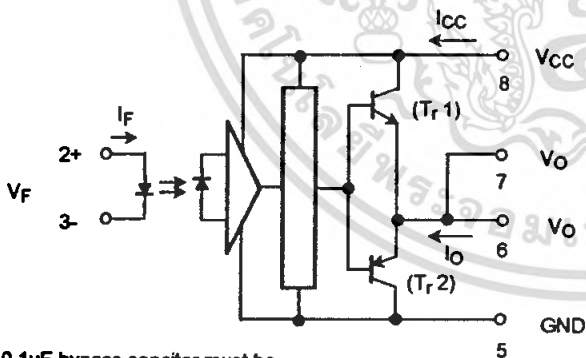
(Note) When a VDE0884 approved type is needed, please designate the "option (D4)"

- Creepage distance: 6.4mm(min.)
- Clearance: 6.4mm(min.)



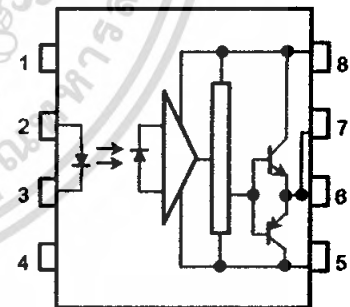
Weight: 0.54 g

Schematic



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

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	(Ta ≤ 70°C)	V_O	35	V
		(Ta = 85°C)		24	
	Supply voltage	(Ta ≤ 70°C)	V_{CC}	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) (Note 4)	T_{sol}	260	°C		
Isolation voltage (AC, 1 min., R.H. ≤ 80%) (Note 5)	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: It is 2 mm or more from a lead root.

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

Note 6: 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 (Note 7)	$I_{F(ON)}$	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

Note 7: Input signal rise time (fall time) < 0.5 μs.

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 _{B-6} = 4V	-0.5	-1.5	—	A
	"L" level	I _{OPL}	2		I _F = 0 V _{B-5} = 2.5V	0.5	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)

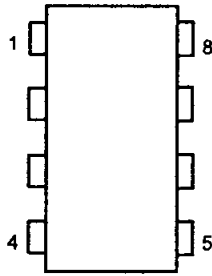
Characteristic	Symbol	Test Circuit	Test Condition	Min.	Typ.*	Max.	Unit
Propagation delay time	L→H	t_{PLH}	$I_F = 8\text{mA}$ (Note 7) $V_{CC1} = +15\text{V}, V_{EE1} = -15\text{V}$ $R_L = 200\Omega$	—	0.15	0.5	μs
	H→L	t_{PHL}		—	0.15	0.5	
Output rise time	t_r			—	—	—	
Output fall time	t_f			—	—	—	
Common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

* All typical values are at Ta = 25°C

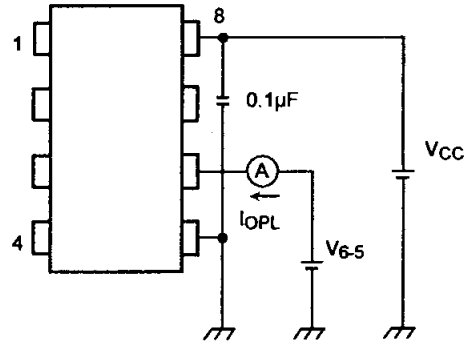
Note 7: Input signal rise time (fall time) < 0.5 μs .



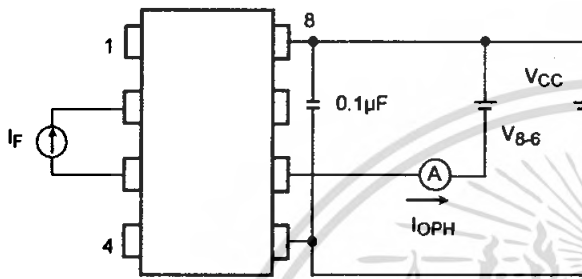
Test Circuit 1 :



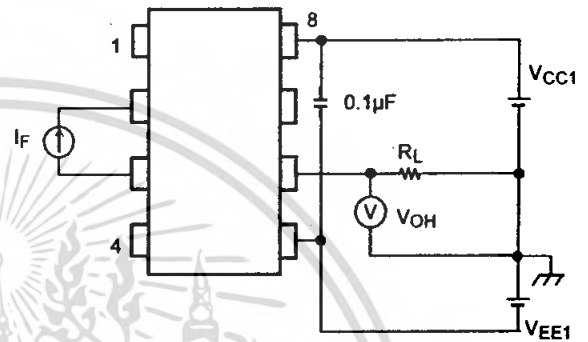
Test Circuit 2 : IOPL



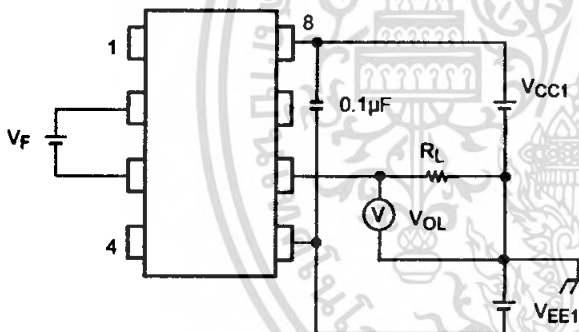
Test Circuit 3 : IOPH



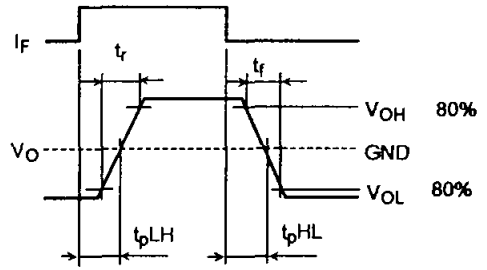
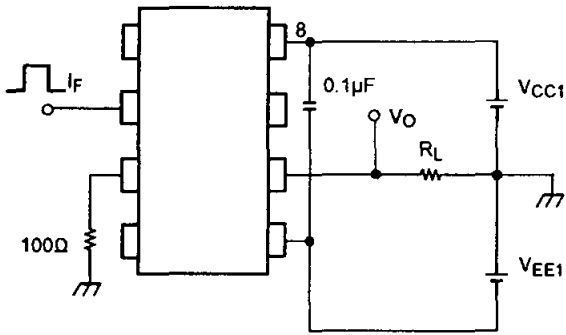
Test Circuit 4 : VOH



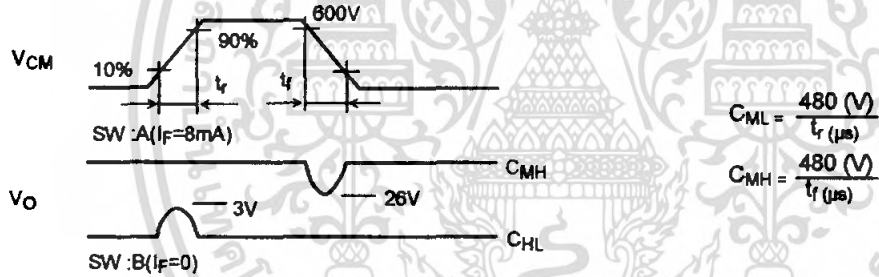
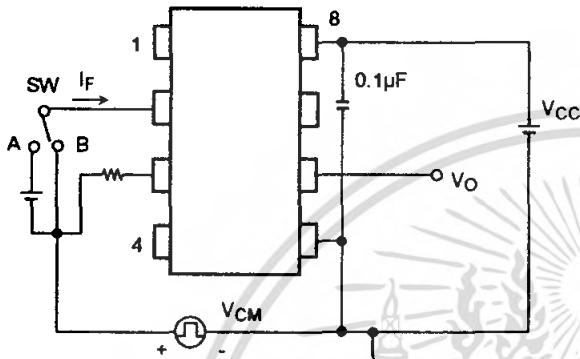
Test Circuit 5 : VOL



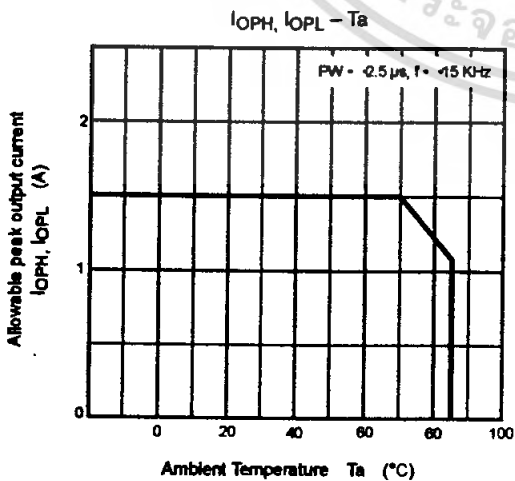
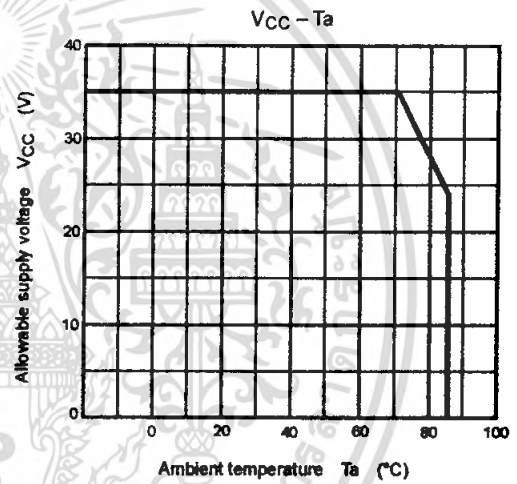
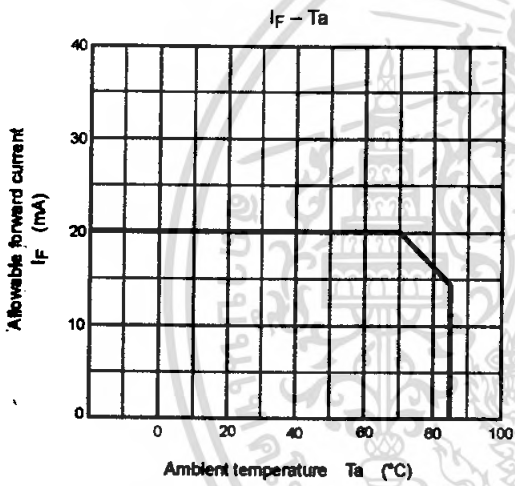
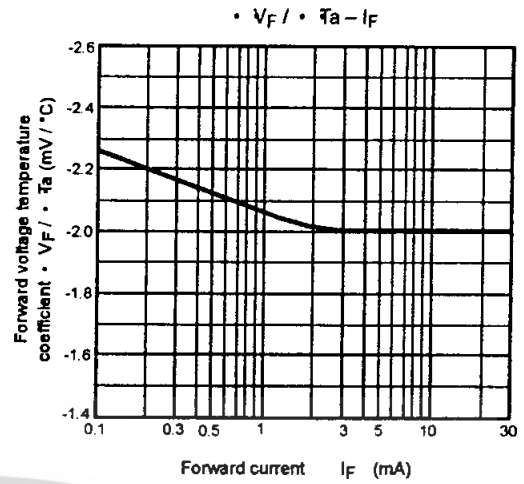
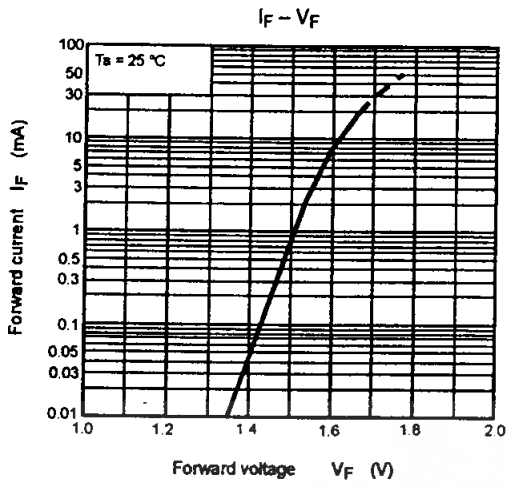
Test Circuit 6: t_{pLH} , t_{pHL} , t_r , t_f



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



C_{ML} (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

- The information contained herein is subject to change without notice.
- The information contained herein is presented only as a guide for the applications of our products. No responsibility is assumed by TOSHIBA for any infringements of patents or other rights of the third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of TOSHIBA or others.
- 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.
- The products described in this document are subject to the foreign exchange and foreign trade laws.
- TOSHIBA products should not be embedded to the downstream products which are prohibited to be produced and sold, under any law and regulations.
- GaAs(Gallium Arsenide) is used in this product. The dust or vapor is harmful to the human body. Do not break, cut, crush or dissolve chemically.

LM339, LM339A, LM239, LM239A, LM2901, M2901V, MC3302

Quad Single Supply Comparators

These comparators are designed for use in level detection, low-level sensing and memory applications in consumer automotive and industrial electronic applications.

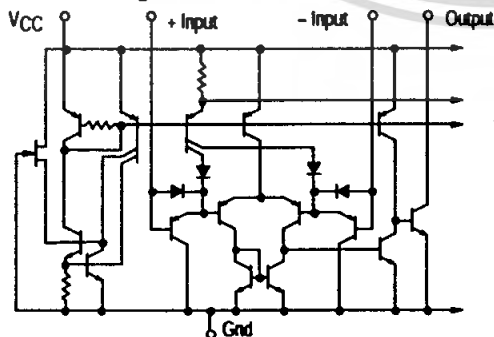
- Single or Split Supply Operation
- Low Input Bias Current: 25 nA (Typ)
- Low Input Offset Current: ± 5.0 nA (Typ)
- Low Input Offset Voltage: ± 1.0 mV (Typ) LM139A Series
- Input Common Mode Voltage Range to Gnd
- Low Output Saturation Voltage: 130 mV (Typ) @ 4.0 mA
- TTL and CMOS Compatible
- ESD Clamps on the Inputs Increase Reliability without Affecting Device Operation

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage LM239, A/LM339A/LM2901, V MC3302	V_{CC}	+36 or ± 18 +30 or ± 15	Vdc
Input Differential Voltage Range LM239, A/LM339A/LM2901, V MC3302	V_{IDR}	36 30	Vdc
Input Common Mode Voltage Range	V_{ICMR}	-0.3 to V_{CC}	Vdc
Output Short Circuit to Ground (Note 1)	I_{SC}	Continuous	
Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Plastic Package Derate above 25°C	P_D	1.0 8.0	W mW/ $^\circ\text{C}$
Junction Temperature	T_J	150	$^\circ\text{C}$
Operating Ambient Temperature Range LM239, A MC3302 LM2901 LM2901V LM339, A	T_A	-25 to +85 -40 to +85 -40 to +105 -40 to +125 0 to +70	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +150	$^\circ\text{C}$

NOTE: 1. The maximum output current may be as high as 20 mA, independent of the magnitude of V_{CC} . Output short circuits to V_{CC} can cause excessive heating and eventual destruction.

Figure 1. Circuit Schematic



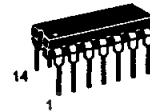
NOTE: Diagram shown is for 1 comparator.



ON Semiconductor

Formerly a Division of Motorola

<http://onsemi.com>

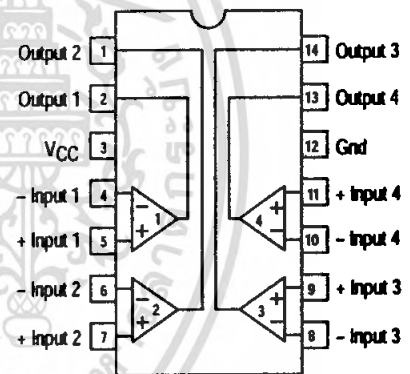


N, P SUFFIX
CASE 646



SO-14
D SUFFIX
CASE 751A

PIN CONNECTIONS



(Top View)

ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 5 of this data sheet.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM339, LM339A, LM239, LM239A, LM2901, M2901V, MC3302

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = +5.0$ Vdc, $T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	LM239A/339A			LM239/339			LM2901/2901V			MC3302			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage (Note 4)	V_{IO}	-	± 1.0	± 2.0	-	± 2.0	± 5.0	-	± 2.0	± 7.0	-	± 3.0	± 20	mVdc
Input Bias Current (Notes 4, 5) (Output in Analog Range)	I_{IB}	-	25	250	-	25	250	-	25	250	-	25	500	nA
Input Offset Current (Note 4)	I_{IO}	-	± 5.0	± 50	-	± 5.0	± 50	-	± 5.0	± 50	-	± 3.0	± 100	nA
Input Common Mode Voltage Range	V_{ICMR}	0	-	$V_{CC} - 1.5$	0	-	$V_{CC} - 1.5$	0	-	$V_{CC} - 1.5$	0	-	$V_{CC} - 1.5$	V
Supply Current $R_L = \infty$ (For All Comparators) $R_L = \infty$, $V_{CC} = 30$ Vdc	I_{CC}	-	0.8	2.0	-	0.8	2.0	-	0.8	2.0	-	0.8	2.0	mA
Voltage Gain $R_L \geq 15$ k Ω , $V_{CC} = 15$ Vdc	A_{VOL}	50	200	-	50	200	-	25	100	-	25	100	-	V/mV
Large Signal Response Time $V_I =$ TTL Logic Swing, $V_{ref} = 1.4$ Vdc, $V_{RL} = 5.0$ Vdc, $R_L = 5.1$ k Ω	-	-	300	-	-	300	-	-	300	-	-	300	-	ns
Response Time (Note 6) $V_{RL} = 5.0$ Vdc, $R_L = 5.1$ k Ω	-	-	1.3	-	-	1.3	-	-	1.3	-	-	1.3	-	μs
Output Sink Current $V_I(-) \geq +1.0$ Vdc, $V_I(+)=0$, $V_O \leq 1.5$ Vdc	I_{Sink}	6.0	16	-	6.0	16	-	6.0	16	-	6.0	16	-	mA
Saturation Voltage $V_I(-) \geq +1.0$ Vdc, $V_I(+)=0$, $I_{sink} \leq 4.0$ mA	V_{sat}	-	130	400	-	130	400	-	130	400	-	130	500	mV
Output Leakage Current $V_I(+)\geq +1.0$ Vdc, $V_I(-)=0$, $V_O = +5.0$ Vdc	I_{OL}	-	0.1	-	-	0.1	-	-	0.1	-	-	0.1	-	nA

PERFORMANCE CHARACTERISTICS ($V_{CC} = +5.0$ Vdc, $T_A = T_{low}$ to T_{high} [Note 3])

Characteristic	Symbol	LM239A/339A			LM239/339			LM2901/2901V			MC3302			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage (Note 4)	V_{IO}	-	-	± 4.0	-	-	± 9.0	-	-	± 15	-	-	± 40	mVdc
Input Bias Current (Notes 4, 5) (Output in Analog Range)	I_{IB}	-	-	400	-	-	400	-	-	500	-	-	1000	nA
Input Offset Current (Note 4)	I_{IO}	-	-	± 150	-	-	± 150	-	-	± 200	-	-	± 300	nA
Input Common Mode Voltage Range	V_{ICMR}	0	-	$V_{CC} - 2.0$	0	-	$V_{CC} - 2.0$	0	-	$V_{CC} - 2.0$	0	-	$V_{CC} - 2.0$	V
Saturation Voltage $V_I(-) \geq +1.0$ Vdc, $V_I(+)=0$, $I_{sink} \leq 4.0$ mA	V_{sat}	-	-	700	-	-	700	-	-	700	-	-	700	mV
Output Leakage Current $V_I(+)\geq +1.0$ Vdc, $V_I(-)=0$, $V_O = 30$ Vdc	I_{OL}	-	-	1.0	-	-	1.0	-	-	1.0	-	-	1.0	μA
Differential Input Voltage All $V_I \geq 0$ Vdc	V_{ID}	-	-	V_{CC}	-	-	V_{CC}	-	-	V_{CC}	-	-	V_{CC}	Vdc

NOTES: 3. (LM239/239A) $T_{low} = -25^\circ\text{C}$, $T_{high} = +85^\circ\text{C}$

(LM339/339A) $T_{low} = 0^\circ\text{C}$, $T_{high} = +70^\circ\text{C}$

(MC3302) $T_{low} = -40^\circ\text{C}$, $T_{high} = +85^\circ\text{C}$

(LM2901) $T_{low} = -40^\circ\text{C}$, $T_{high} = +105^\circ\text{C}$

(LM2901V) $T_{low} = -40^\circ\text{C}$, $T_{high} = +125^\circ\text{C}$

4. At the output switch point, $V_O = 1.4$ Vdc, $R_S \leq 100 \Omega$, 5.0 Vdc $\leq V_{CC} \leq 30$ Vdc, with the inputs over the full common mode range (0 Vdc to $V_{CC} - 1.5$ Vdc).

5. The bias current flows out of the inputs due to the PNP input stage. This current is virtually constant, independent of the output state.

6. The response time specified is for a 100 mV input step with 5.0 mV overdrive. For larger signals, 300 ns is typical.

Figure 2. Inverting Comparator with Hysteresis

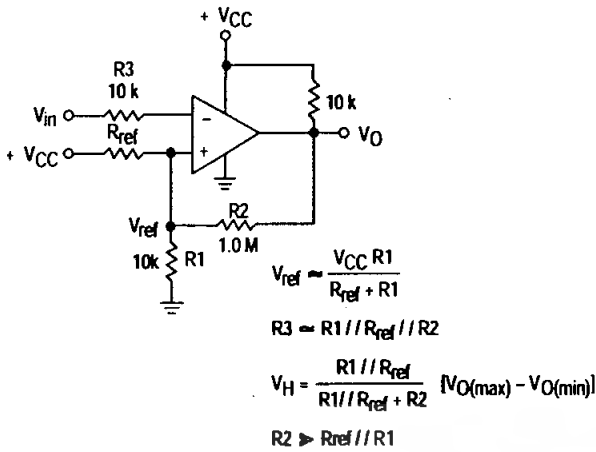
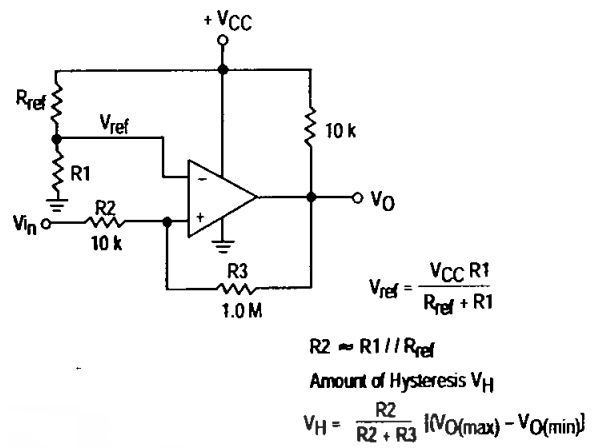


Figure 3. Noninverting Comparator with Hysteresis



Typical Characteristics
 (V_{CC} = 15 Vdc, T_A = +25°C (each comparator) unless otherwise noted.)

Figure 4. Normalized Input Offset Voltage

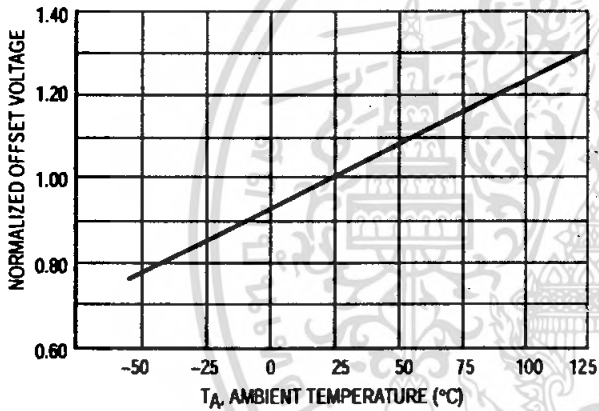


Figure 5. Input Bias Current

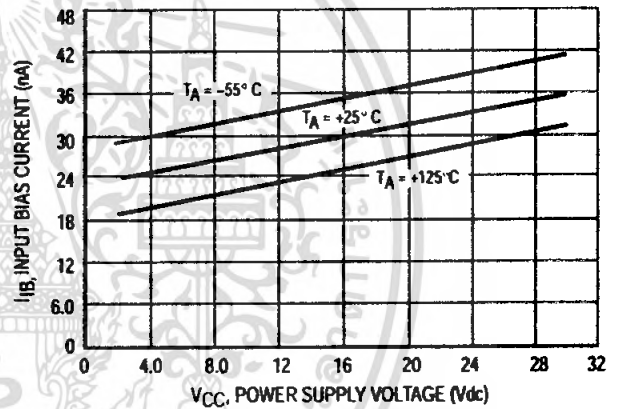


Figure 6. Output Sink Current versus Output Saturation Voltage

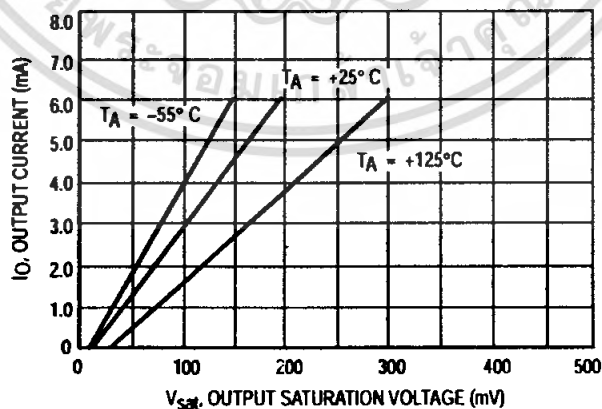
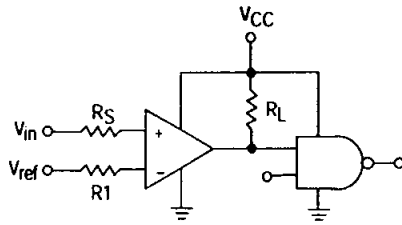


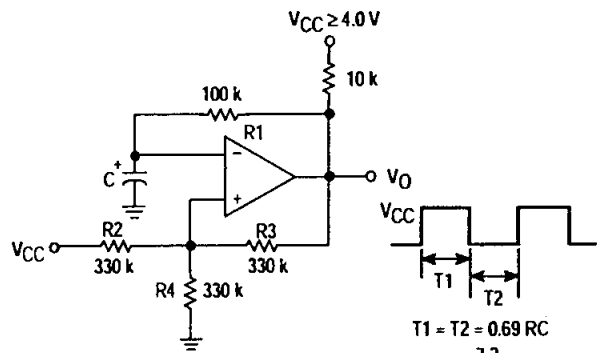
Figure 7. Driving Logic



RS = Source Resistance
R1 = RS

Logic	Device	VCC (V)	RL kΩ
CMOS	1/4 MC14001	+15	100
TTL	1/4 MC7400	+5.0	10

Figure 8. Squarewave Oscillator



$$T1 = T2 = 0.69 RC$$

$$f = \frac{7.2}{C(\mu F)}$$

$$R2 = R3 = R4$$

$$R1 \approx R2 // R3 // R4$$

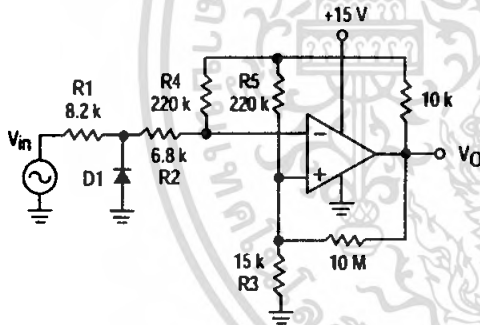
APPLICATIONS INFORMATION

These quad comparators feature high gain, wide bandwidth characteristics. This gives the device oscillation tendencies if the outputs are capacitively coupled to the inputs via stray capacitance. This oscillation manifests itself during output transitions (VOL to VOH). To alleviate this situation input resistors < 10 kΩ should be used. The

addition of positive feedback (< 10 mV) is also recommended. It is good design practice to ground all unused input pins.

Differential input voltages may be larger than supply voltages without damaging the comparator's inputs. Voltages more negative than -300 mV should not be used.

Figure 9. Zero Crossing Detector (Single Supply)



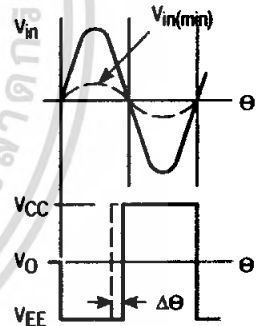
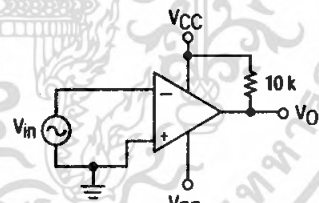
D1 prevents input from going negative by more than 0.6 V.

$$R1 + R2 = R3$$

$$R3 \leq \frac{R5}{10} \text{ for small error in zero crossing}$$

Figure 10. Zero Crossing Detector (Split Supplies)

Vin(min) ≈ 0.4 V peak for 1% phase distortion (Δθ).

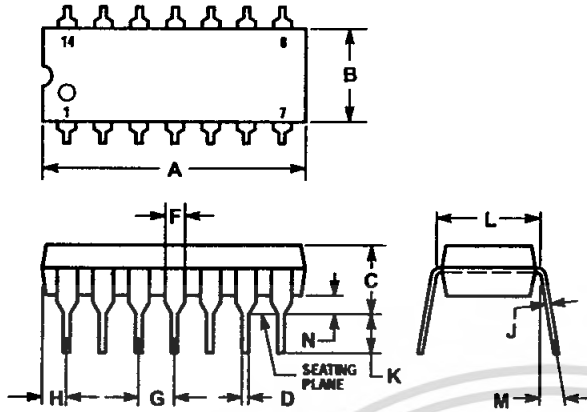


ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
LM239D	SO-14	55 Units / Rail
LM239AD	SO-14	55 Units / Rail
LM239DR2	SO-14	2500 Units / Tape & Reel
LM239ADR2	SO-14	2500 Units / Tape & Reel
LM239N	DIP 14	25 Units / Rail
LM239AN	DIP 14	25 Units / Rail
LM339D	SO-14	55 Units / Rail
LM339AD	SO-14	55 Units / Rail
LM339DR2	SO-14	2500 Units / Tape & Reel
LM339ADR2	SO-14	2500 Units / Tape & Reel
LM339N	DIP 14	25 Units / Rail
LM339AN	DIP 14	25 Units / Rail
LM2901D	SO-14	55 Units / Rail
LM2901DR2	SO-14	2500 Units / Tape & Reel
LM2901N	DIP 14	25 Units / Rail
LM2901VD	SO-14	55 Units / Rail
LM2901VDR2	SO-14	2500 Units / Tape & Reel
LM2901VN	DIP 14	25 Units / Rail

PACKAGE DIMENSIONS

N, P SUFFIX
 PLASTIC PACKAGE
 CASE 646-06
 ISSUE L



NOTES:

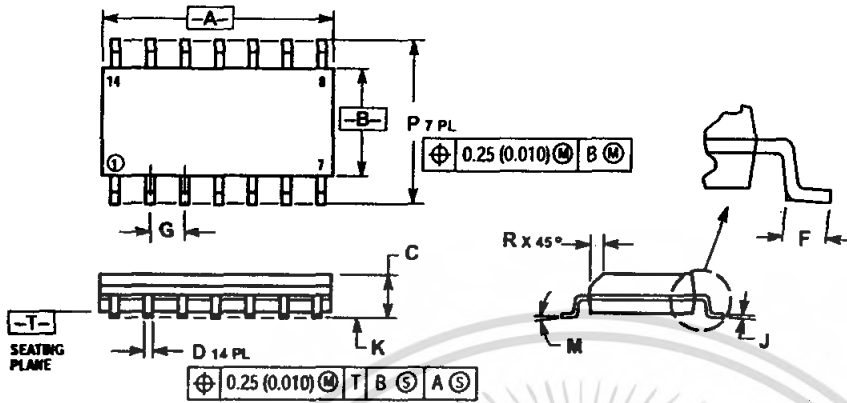
- LEADS WITHIN 0.13 (0.005) RADIUS OF TRUE POSITION AT SEATING PLANE AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.
- DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
- DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
- ROUNDED CORNERS OPTIONAL.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.715	0.770	18.16	19.56
B	0.240	0.260	6.10	6.60
C	0.145	0.185	3.69	4.69
D	0.015	0.021	0.38	0.53
F	0.040	0.070	1.02	1.78
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.052	0.095	1.32	2.41
J	0.008	0.015	0.20	0.38
K	0.115	0.135	2.92	3.43
L	0.300 BSC		7.62 BSC	
M	0°	10°	0°	10°
N	0.015	0.039	0.39	1.01



PACKAGE DIMENSIONS

D SUFFIX
 PLASTIC PACKAGE
 CASE 751A-03
 (SO-14)
 ISSUE F



NOTES:


1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
3. DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 (0.006) PER SIDE.
5. DIMENSION D DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.127 (0.005) TOTAL IN EXCESS OF THE D DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	8.55	8.75	0.337	0.344
B	3.80	4.00	0.150	0.157
C	1.35	1.75	0.054	0.068
D	0.35	0.49	0.014	0.019
F	0.40	1.25	0.016	0.049
G	1.27 BSC 0.050 BSC			
J	0.19	0.25	0.008	0.009
K	0.10	0.25	0.004	0.009
M	0°	7°	0°	7°
P	5.80	6.20	0.228	0.244
R	0.25	0.50	0.010	0.019



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



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

USA/EUROPE 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
 800-344-3810 Toll Free USA/Canada
 *To receive a Fax of our publications

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

ASIA/PACIFIC: LDC for ON Semiconductor – Asia Support
 Phone: 303-675-2121 (Tue-Fri 9:00am to 1:00pm, Hong Kong Time)
 Email: ONlit-asia@hibbertco.com

JAPAN: ON Semiconductor, Japan Customer Focus Center
 4-32-1 Nishi-Gotanda, Shinagawa-ku, Tokyo, Japan 141-8549
 Phone: 81-3-5487-8345
 Email: r14153@onsemi.com

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

For additional information, please contact your local Sales Representative.

LM339/D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

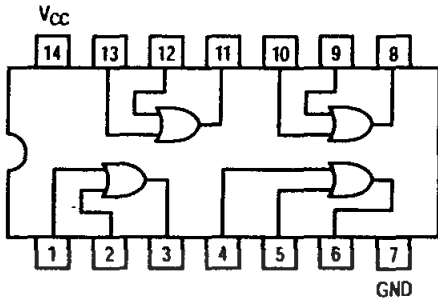
SN74LS32

Quad 2-Input OR Gate



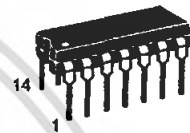
ON Semiconductor
Formerly a Division of Motorola's
<http://onsemi.com>

**LOW
POWER
SCHOTTKY**



GUARANTEED OPERATING RANGES

Symbol	Parameter	Min	Typ	Max	Unit
V_{CC}	Supply Voltage	4.75	5.0	5.25	V
T_A	Operating Ambient Temperature Range	0	25	70	°C
I_{OH}	Output Current - High			-0.4	mA
I_{OL}	Output Current - Low			8.0	mA



PLASTIC
N SUFFIX
CASE 646



SOIC
D SUFFIX
CASE 751A

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
SN74LS32N	14 Pin DIP	2000 Units/Box
SN74LS32D	14 Pin	2500/Tape & Reel

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Limits			Unit	Test Conditions
		Min	Typ	Max		
V_{IH}	Input HIGH Voltage	2.0			V	Guaranteed Input HIGH Voltage for All Inputs
V_{IL}	Input LOW Voltage			0.8	V	Guaranteed Input LOW Voltage for All Inputs
V_{IK}	Input Clamp Diode Voltage		-0.65	-1.5	V	$V_{CC} = \text{MIN}$, $I_{IN} = -18 \text{ mA}$
V_{OH}	Output HIGH Voltage	2.7	3.5		V	$V_{CC} = \text{MIN}$, $I_{OH} = \text{MAX}$, $V_{IN} = V_{IH}$ or V_{IL} per Truth Table
V_{OL}	Output LOW Voltage		0.25	0.4	V	$I_{OL} = 4.0 \text{ mA}$
			0.35	0.5	V	$I_{OL} = 8.0 \text{ mA}$
I_{IH}	Input HIGH Current			20	μA	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_{IN} = 2.7 \text{ V}$
				0.1	mA	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_{IN} = 7.0 \text{ V}$
I_{IL}	Input LOW Current			-0.4	mA	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_{IN} = 0.4 \text{ V}$
I_{OS}	Short Circuit Current (Note 1)	-20		-100	mA	$V_{CC} = \text{MAX}$
I_{CC}	Power Supply Current Total, Output HIGH			6.2	mA	$V_{CC} = \text{MAX}$
	Total, Output LOW			9.8		

Note 1: Not more than one output should be shorted at a time, nor for more than 1 second.

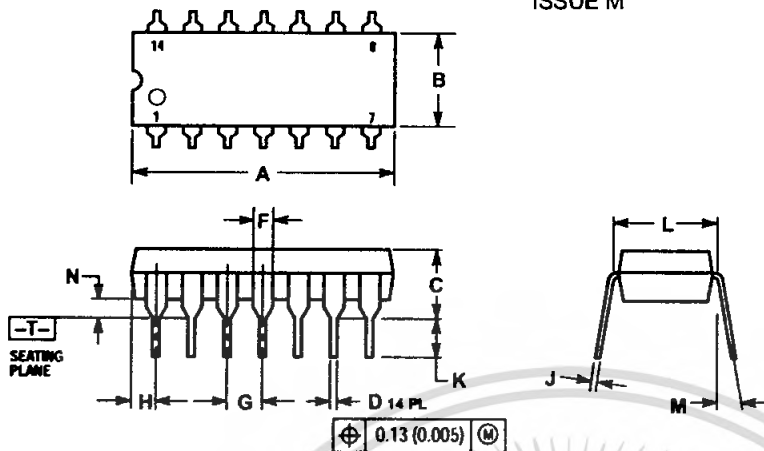
AC CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$)

Symbol	Parameter	Limits			Unit	Test Conditions
		Min	Typ	Max		
t_{PLH}	Turn-Off Delay, Input to Output		14	22	ns	$V_{CC} = 5.0 \text{ V}$ $C_L = 15 \text{ pF}$
t_{PHL}	Turn-On Delay, Input to Output		14	22	ns	

SN74LS32

PACKAGE DIMENSIONS

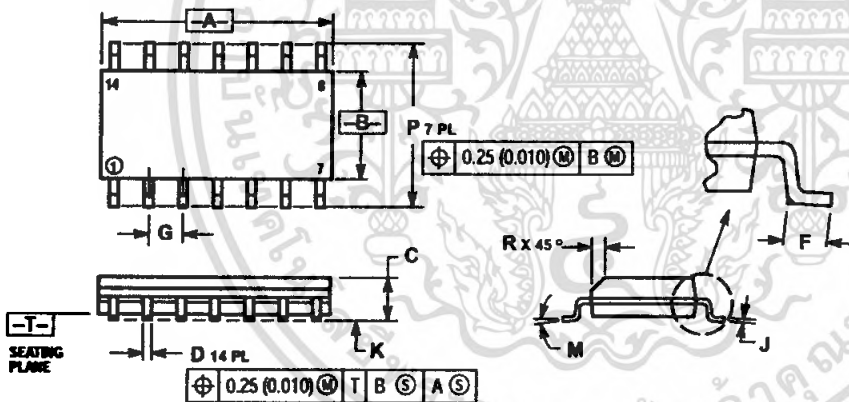
N SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 646-06 ISSUE M



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
 3. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
 4. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
 5. ROUNDED CORNERS OPTIONAL.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.715	0.770	18.16	18.80
B	0.240	0.260	6.10	6.60
C	0.145	0.185	3.69	4.69
D	0.015	0.021	0.38	0.53
F	0.040	0.070	1.02	1.78
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.052	0.095	1.32	2.41
J	0.008	0.015	0.20	0.38
K	0.115	0.135	2.92	3.43
L	0.290	0.310	7.37	7.87
M	— 30°		— 10°	
N	0.015	0.039	0.38	1.01


D SUFFIX PLASTIC SOIC PACKAGE CASE 751A-03 ISSUE F



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
 3. DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
 4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 (0.006) PER SIDE.
 5. DIMENSION D DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.127 (0.005) TOTAL IN EXCESS OF THE D DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	8.55	8.75	0.337	0.344
B	3.80	4.00	0.150	0.157
C	1.35	1.75	0.054	0.069
D	0.35	0.49	0.014	0.019
F	0.40	1.25	0.016	0.049
G	1.27 BSC		0.050 BSC	
J	0.19	0.25	0.008	0.010
K	0.10	0.25	0.004	0.009
M	0° 7°		0° 7°	
P	5.80	6.20	0.228	0.244
R	0.25	0.50	0.010	0.019



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

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

EUROPE: LDC for ON Semiconductor - European Support

German Phone: (+1) 303-308-7140 (M-F 2:30pm to 5:00pm Munich Time)
Email: ONlit-german@hibbertco.com
French Phone: (+1) 303-308-7141 (M-F 2:30pm to 5:00pm Toulouse Time)
Email: ONlit-french@hibbertco.com
English Phone: (+1) 303-308-7142 (M-F 1:30pm to 5:00pm UK Time)
Email: ONlit@hibbertco.com

ASIAPACIFIC: 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 800-4422-3781
Email: ONlit-asia@hibbertco.com

JAPAN: ON Semiconductor, Japan Customer Focus Center
4-32-1 Nishi-Gotanda, Shinagawa-ku, Tokyo, Japan 141-8549
Phone: 81-3-5487-8345
Email: r141533@onsemi.com

Fax Response Line: 303-675-2167
800-344-3810 Toll Free USA/Canada

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

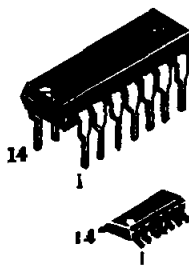
For additional information, please contact your local Sales Representative.

SN74LS32/D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Hex Schmitt-Trigger Inverter

This device contains six independent gates each of which performs the logic INVERT function. Each input has hysteresis which increases the noise immunity and transforms a slowly changing input signal to a fast changing, jitter free output.

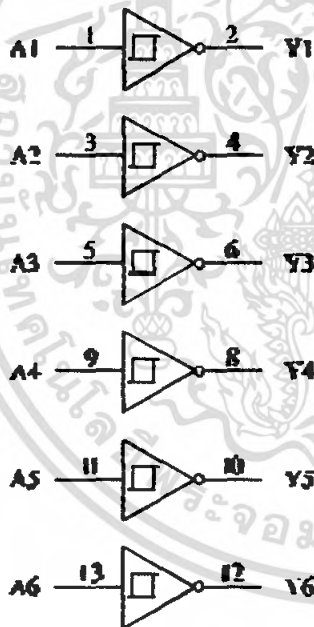


H SUFFIX PLASTIC

D SUFFIX SOIC

ORDERING INFORMATION
 SL74LS14N Plastic
 SL74LS14D SOIC
 T_A = 0° to 70° C for all packages

LOGIC DIAGRAM



PIN ASSIGNMENT

A1	1	14	V _{CC}
Y1	2	13	A6
A2	3	12	Y6
Y2	4	11	A5
A3	5	10	Y5
Y3	6	9	A4
GND	7	8	Y4

FUNCTION TABLE

Inputs	Output
A	Y
L	H
H	L

PIN 14 = V_{CC}
 PIN 7 = GND



System Logic Semiconductor

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MAXIMUM RATINGS*

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{CC}	Supply Voltage	7.0	V
V_{IN}	Input Voltage	7.0	V
V_{OUT}	Output Voltage	5.5	V
Tstg	Storage Temperature Range	-65 to +150	°C

*Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur. Functional operation should be restricted to the Recommended Operating Conditions.

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Symbol	Parameter	Min	Max	Unit
V_{CC}	Supply Voltage	4.75	5.25	V
I_{OH}	High Level Output Current		-15	mA
I_{OL}	Low Level Output Current		24	mA
T_A	Ambient Temperature Range	0	+70	°C

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS over full operating conditions

Symbol	Parameter	Test Conditions	Guaranteed Limit		Unit
			Min	Max	
V_{T+}	Positive-Going Input Threshold Voltage	$V_{CC} = 5\text{ V}$	0.5	1	V
V_{T-}	Negative-Going Input Threshold Voltage	$V_{CC} = 5\text{ V}$	1.4	1.9	V
$V_{T+} - V_{T-}$	Hysteresis	$V_{CC} = 5\text{ V}$	0.4		V
V_{IK}	Input Clamp Voltage	$V_{CC} = \text{min}, I_{IN} = -18\text{ mA}$		-1.5	V
V_{OH}	High Level Output Voltage	$V_{CC} = \text{min}, I_{OH} = -0.4\text{ mA}, V_I = 0.5\text{ V}$	2.7		V
V_{OL}	Low Level Output Voltage	$V_{CC} = \text{min}, I_{OL} = 4\text{ mA}, V_I = 1.9\text{ V}$		0.4	V
		$V_{CC} = \text{min}, I_{OL} = 8\text{ mA}, V_I = 1.9\text{ V}$		0.5	
I_{IH}	High Level Input Current	$V_{CC} = \text{max}, V_{IN} = 2.7\text{ V}$		20	μA
		$V_{CC} = \text{max}, V_{IN} = 7.0\text{ V}$		0.1	mA
I_{IL}	Low Level Input Current	$V_{CC} = \text{max}, V_{IN} = 0.4\text{ V}$		-0.4	mA
I_O	Output Short Circuit Current	$V_{CC} = \text{max}, V_O = 0\text{ V}$ (Note 1)	-20	-100	mA
I_{CC}	Supply Current	Total with outputs high		16	mA
		Total with outputs low		21	



AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = 5.0\text{ V}$, $C_L = 15\text{ pF}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, $t_r = 15\text{ ns}$, $t_f = 6.0\text{ ns}$)

Symbol	Parameter	Min	Max	Unit
t_{PLH}	Propagation Delay, Input A to Output Y		22	ns
t_{PHL}	Propagation Delay, Input A to Output Y		22	ns

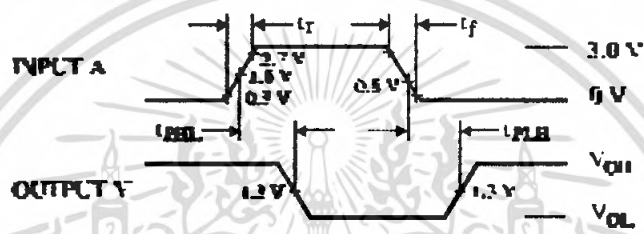
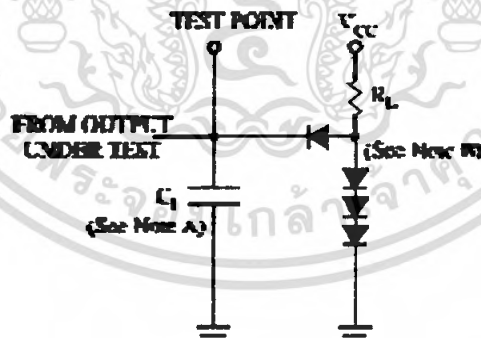


Figure 1. Switching Waveforms



NOTES A. C_L includes probe and jig capacitance.
 B. All diodes are 1N916 or 1N3064.

Figure 2. Test Circuit

Note 1: Not more than one output should be shorted at a time, and the duration should not exceed one second.



ประวัติผู้เขียน



นายทรงวุฒิ กันตังกุล เกิดเมื่อวันที่ 27 มิถุนายน พ.ศ. 2527 ที่จังหวัดนครศรีธรรมราช สำเร็จการศึกษาประกาศนียบัตรวิชาชีพจากวิทยาลัยเทคนิคนครศรีธรรมราช ระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูงจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลพระนครวิทยาเขตพระนครเหนือและสำเร็จการศึกษาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิตจากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



นายมานะ ปานสมบุญ เกิดเมื่อวันที่ 6 กรกฎาคม พ.ศ. 2528 ที่จังหวัดนครสวรรค์ สำเร็จการศึกษาประกาศนียบัตรวิชาชีพจากวิทยาลัยการอาชีพนวมินทร์ราชูทิศ ระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูงจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลพระนครวิทยาเขตพระนครเหนือและสำเร็จการศึกษาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิตจากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



นายราเชนทร์ เพชรธง เกิดเมื่อวันที่ 22 กันยายน พ.ศ. 2527 ที่จังหวัดนครศรีธรรมราช สำเร็จการศึกษาประกาศนียบัตรวิชาชีพจากวิทยาลัยเทคนิคนครศรีธรรมราช ระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูงจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลพระนครวิทยาเขตพระนครเหนือและสำเร็จการศึกษาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิตจากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



นายวุฒิชัย วุฒิกิตติวงศ์ เกิดเมื่อวันที่ 8 กุมภาพันธ์ พ.ศ. 2528 ที่กรุงเทพมหานคร สำเร็จการศึกษาประกาศนียบัตรวิชาชีพจากโรงเรียนช่างฝีมือทหารระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูงจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลพระนครวิทยาเขตพระนครเหนือและสำเร็จการศึกษาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิตจากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้