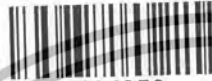


สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การควบคุมกำลังไฟฟ้าเอซีสำหรับเครื่องเชื่อมไฟฟ้า 30 kHz โดยใช้เอซีชอปเปอร์

AC Power Control for 30 kHz Electric Welder Using AC Chopper



T104056



เลขหมู่.....
เลขทะเบียน...104056
วัน,เดือน,ปี... 28 ต.ค. 2552



ปฏิญานีพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2551

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปีการศึกษา 2551

การควบคุมกำลังไฟฟ้าเอซีสำหรับเครื่องเชื่อมไฟฟ้า 30 kHz โดยใช้เอซีชอปเปอร์

AC Power Control for 30 kHz Electric Welder Using AC Chopper



อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2551

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การควบคุมกำลังไฟฟ้าเอซีสำหรับเครื่องเชื่อมไฟฟ้า 30 kHz โดยใช้เอซีชอปเปอร์

ผู้จัดทำ



.....อาจารย์ที่ปรึกษา

(รองศาสตราจารย์ ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การควบคุมกำลังไฟฟ้าเอซีสำหรับเครื่องเชื่อมไฟฟ้า 30 kHz โดยใช้เอซีชอปเปอร์

นายภาณุพงศ์ สุขแสง

นายยงศักดิ์ ดาลดี

นายวีรพงศ์ ชูทอง

นายสรายุทธ กีบอินทร์

รศ.ดร.วิริยะ พิเชษฐจำเริญ อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2551

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการศึกษาและสร้างเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงโดยอาศัยหลักการ ฟูลบริดจ์ เอซี-ชอปเปอร์ แบบซีรี่ย์โซแนนท์ ใช้หลักการควบคุมแบบปรับความถี่ ที่แรงดันตกคร่อมสวิตช์เป็นศูนย์ โดยส่วนประกอบของวงจรทั้งหมดประกอบด้วย วงจรเรียงกระแส วงจรชอปเปอร์แบบฟูลบริดจ์ วงจรควบคุม ชุดวงจรซีรี่ย์โซแนนท์ (ประกอบด้วย ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ) หม้อแปลงความถี่สูง วงจรเรียงกระแส (ใช้ไดโอดแบบ ฟาสต์ รีคัฟเวอรี) และชุดของโหลด ซึ่งหลักการทำงานพื้นฐาน ของวงจรเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรง จะเป็นการนำวงจรชอปเปอร์มาควบคุมการจ่ายพลังงานให้กับโหลดและวงจรซีรี่ย์โซแนนท์จะเป็นส่วนช่วยให้เกิดการส่งผ่านพลังงานให้แก่โหลดได้สูงสุด ซึ่งต้องให้ความถี่สวิตช์ซิงของชอปเปอร์ ทำงานที่ความถี่ซีรี่ย์โซแนนท์หรือมากกว่าความถี่ซีรี่ย์โซแนนท์เล็กน้อย โดยความถี่สวิตช์ซิงจะถูกควบคุมด้วยวงจรควบคุมซึ่งสามารถปรับความถี่ได้ โดยความถี่ที่ใช้งานจะอยู่ในช่วง 25-30 กิโลเฮิร์ต โดยมีพิกัดเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรง ขนาด 30-50 โวลท์ กระแสเชื่อม 40-90 แอมแปร์ 3.5 กิโลวัตต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AC Power Control for 30 kHz Electric Welder Using AC Chopper

Panupong sugawang

Yongsak tandee

Weerapong chootong

Sarayut keebin

Assoc. Prof. Dr. Viriya Phichetjamroen Supervisor

2008

Abstract

This thesis purposes the power electronic DC welder by used the application of series resonant full bridge ac chopper works at ZVS. Current controlled by frequency adjustable. The system consists of rectifier circuit, high frequency full bridge ac chopper and series resonant circuit, high frequency rectifier and load equipment. The control circuits consists of oscillator and adjustable frequency circuit. The theory of power electronic DC welder is used full bridge ac chopper to control power delivery by load through L-C series resonant to maintain ZVS condition to decrease the switching loss of power mosfet and this control circuit can be operate the system with soft-start condition. This DC welder is developed has switching frequency are between 25-30 kHz output voltage 30-50 V, adjustable welding current 40-90 A and output power 3.5 kW

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้อย่างดีด้วยคำแนะนำและคำปรึกษาจาก รศ.ดร.วิริยะ พิเชฐจำเริญ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษา ที่ให้โอกาสเรียนรู้และทำในหลายสิ่งที่ท้าทาย ผู้จัดทำรู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์ และขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณคณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ประสิทธิประสาทความรู้ต่างๆให้กับ ให้กับผู้จัดทำตลอดระยะเวลาที่ได้ร่ำเรียนในสถาบันแห่งนี้

ขอขอบคุณ คุณยุทนา(พี่ยุช) คุณณัฐวุฒิ พลชะดิน(พี่เอ็ม) และ คุณธวัชชัย นัยสถิต (พี่กบ) ที่คอยให้ความช่วยเหลือ ให้คำแนะนำและคำปรึกษามาโดยตลอด

ท้ายที่สุดนี้ ผู้จัดทำต้องขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา ที่คอยเป็นกำลัง คอยห่วงใย และเป็นแรงผลักดันให้ผู้จัดทำตลอดเวลา



ภาณุพงศ์ สุขแสง
ยงศักดิ์ ดาลดี
วีระพงศ์ ชูทอง
สรายุทธ กีบอินทร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญภาพ	VII
สารบัญตาราง	XI
บทที่ 1 บทนำ	
1.1 ที่มาความสำคัญของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ	1
1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดของโครงการ	1
1.4 ขั้นตอนและวิธีดำเนินงาน	2
1.5 ประโยชน์ที่ได้รับจากโครงการ	2
1.6 องค์ประกอบของโครงการ	2
1.7 แนวคิดและหลักการที่นำเสนอ	3
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	
2.1 บทนำ	5
2.2 การควบคุมแบบป้อนกลับ	5
2.3 หลักการรีโซแนนท์	6
2.4 ซีโรโวลต์เดจสวิตซ์ซิ่ง (ZVS)	12
2.5 หลักการทำงานของหม้อแปลง	13
2.5.1 หม้อแปลงในอุดมคติ (Ideal transformer)	15
2.5.2 สมการแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำของหม้อแปลงไฟฟ้า (E.M.F equation)	17
2.5.3 หม้อแปลงในอุดมคติในสภาวะไร้อโหลด	19
2.5.4 อัตราส่วนแรงดันของหม้อแปลง	19
2.5.5 กำลังไฟฟ้าของหม้อแปลงในอุดมคติ	20
2.5.6 หม้อแปลงที่ใช้งานจริง (Actual transformer)	20
2.5.7 หม้อแปลงเมื่อไร้อโหลด (Transformer on no-load)	20
2.5.8 หม้อแปลงเมื่อมีโหลด (Transformer on load)	22
2.5.9 เวกเตอร์ไดอะแกรมของหม้อแปลง	25

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.6 การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า.....	26
2.6.1 ที่มาของสมการผลคูณพื้นที่ (A_p).....	26
2.6.2 ขั้นตอนการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า	28
2.7 วงจรชอปเปอร์กระแสสลับ (AC Chopper).....	34
2.8 ทฤษฎีมอสเฟตพื้นฐาน.....	34
2.8.1 มอสเฟตกำลัง (Power MOSFET)	34
2.8.2 ลักษณะสมบัติการสวิตซ์ซิ่ง	36
2.9 การเชื่อมต่อด้วยแสง (Opto Isolato).....	38
บทที่ 3 หลักการทำงานและการออกแบบวงจร	
3.1 ส่วนวงจรควบคุม	39
3.1.1 วงจรสร้างสัญญาณ PWM ที่ความถี่ 30 kHz	39
3.1.2 วงจร Dead time	42
3.1.3 วงจร Zero Crossing	46
3.1.4 วงจรผสมสัญญาณ (Signal Combination)	48
3.1.5 วงจร Drive and Isolate	49
3.2 ส่วนวงจรกำลัง.....	50
3.3 วงจรสับเบอรั.....	51
3.4 วงจรควบคุมป้องกันกันกระแสวิก	53
บทที่ 4 ผลการทดลอง	
4.1 วงจรสร้างสัญญาณ PWM ที่มีความถี่ 30 kHz	56
4.2 วงจร Zero Crossing.....	57
4.3 การทดลองวงจร Dead Time.....	59
4.4 วงจรรวมสัญญาณ.....	60
4.5 การทดลองวงจร Drive and Isolate.....	62
4.6 การทดลองในส่วนสัญญาณเอาพุตวงจรป้องกันกระแส และแรงดันเกิน	64
บทที่ 5 บทสรุปและเสนอแนวทางที่จะดำเนินการ	
5.1 สรุปผลการวิจัย	73
5.2 วิจารณ์โครงการและสรุปปัญหาที่พบ	73
5.3 แนวทางการพัฒนา	73

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บรรณานุกรม.....	74
ภาคผนวก	75
ประวัติผู้เขียน.....	116



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ

หน้า

ภาพที่ 1.1	บล็อกไดอะแกรมของวงจรเอซีชอปเปอร์สวิตช์ที่ความถี่สูงที่มี RLC Resonant.....	4
ภาพที่ 1.2	วงจรการทำงานของเอซีชอปเปอร์สวิตช์ที่ความถี่สูง.....	4
ภาพที่ 2.1	ลักษณะระบบควบคุมแบบปิด.....	5
ภาพที่ 2.2	การพล็อตค่า $+jX_L$ กับ $-jX_C$ กับความถี่ สำหรับวงจรอนุกรม RLC รีโซแนนท์.....	6
ภาพที่ 2.3	แสดงกราฟอิมพีแดนซ์ กระแส และมุมเฟสกับความถี่.....	7
ภาพที่ 2.4	เฟสเซอร์ไดอะแกรมของแรงดันในวงจร RLC รีโซแนนท์.....	9
ภาพที่ 2.5	วงจรรีโซแนนท์แบบอนุกรม.....	10
ภาพที่ 2.6	แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง V_o/V_s กับ f_s/f_o	11
ภาพที่ 2.7	วงจรซีโรโวลต์เดจสวิตซ์ซิ่ง.....	12
ภาพที่ 2.8	สัญญาณในวงจรซีโรโวลต์เดจสวิตซ์ซิ่ง.....	12
ภาพที่ 2.9	หลักการการทำงานของหม้อแปลง.....	14
ภาพที่ 2.10	หม้อแปลงในอุดมคติ.....	16
ภาพที่ 2.11	การเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์จากค่าศูนย์ ถึงค่าสูงสุดเวลา $\frac{1}{4}f$ วินาที.....	17
ภาพที่ 2.12	หม้อแปลงในอุดมคติในสภาวะไร้โหลด.....	19
ภาพที่ 2.13	เวกเตอร์ไดอะแกรมของหม้อแปลงเมื่อไร้โหลด.....	21
ภาพที่ 2.14	เมื่อไร้โหลดกระแสต้านปฐมภูมิคือ I_0 ฟลักซ์ในแกนเหล็กมี แต่มิวจลฟลักซ์ ϕ เท่านั้น.....	23
ภาพที่ 2.15	เมื่อมีโหลดมาต่อกับขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงกระแสต้านทุติยภูมิ คือ I_2 สร้างฟลักซ์ ϕ_2 ขึ้นต่อต้านกับมิวจลฟลักซ์ ϕ	23
ภาพที่ 2.16	ขณะที่มิวจลฟลักซ์ ϕ ลดลงทำให้แรงเคลื่อนไฟฟ้าต่อต้าน E_1 ลดลงเกิดกระแส I_2	23
ภาพที่ 2.17	ฟลักซ์ในแกนเหล็กจึงเหลือเพียงมิวจลฟลักซ์ เช่นเดียวกับภาพที่ 2-16 แต่.....	24
ภาพที่ 2.18	เวกเตอร์ไดอะแกรมของหม้อแปลงเมื่อจ่ายโหลด.....	25
ภาพที่ 2.19	พื้นที่หน้าตัด(A_c) และพื้นที่ช่องหน้าต่าง(W_a) ของแกนเหล็กหม้อแปลงความถี่สูง.....	26
ภาพที่ 2.20	Block Diagram แสดงชนิดของ MOSFET.....	35
ภาพที่ 2.21	แสดงโครงสร้างและสัญลักษณ์ของมอสเฟตแบบ Depletion.....	36
ภาพที่ 2.22	แสดงโครงสร้างและสัญลักษณ์ของมอสเฟตแบบ Enhancement.....	36
ภาพที่ 2.23	โมเดลการสวิตซ์ซิ่งที่ Steady state ของมอสเฟต.....	37

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ (ต่อ)

	หน้า
ภาพที่ 2.24 โมเดลแฉงของ Enhancement – type MOSFET	37
ภาพที่ 2.25 โมเดลสวิตซ์ซิ่งของมอสเฟด	37
ภาพที่ 2.26 รูปสัญญาณในการสวิตซ์ซิ่งของมอสเฟด	38
ภาพที่ 2.27 โครงสร้างและสัญลักษณ์ของอุปกรณ์เชื่อมต่อดว้ยแสง	38
ภาพที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของการสร้างสัญญาณขับของวงจรถือชอปเปอร์	39
ภาพที่ 3.2 แสดงการรวมสัญญาณของสัญญาณสี่เหลี่ยม 50 Hz และสัญญาณ PWM 30 kHz ในช่วง แรงดันไซน์จากบวกไปลบ	40
ภาพที่ 3.3 แสดงการรวมสัญญาณของสัญญาณสี่เหลี่ยม 50 Hz และสัญญาณ PWM 30 kHz ในช่วงแรงดันไซน์จากลบไปบวก	40
ภาพที่ 3.4 การต่อวงจรสร้างสัญญาณสี่เหลี่ยมความถี่ 30 kHz ที่สามารถปรับ Duty Cycle ได้	41
ภาพที่ 3.5 แสดงโครงสร้างภายในและการจัดวางขาของ TL 494	41
ภาพที่ 3.6 รูปคลื่นแรงดันที่ได้จากแรงดันพื้นเลื้อยกับแรงดันอ้างอิง	42
ภาพที่ 3.7 เอาต์พุตจากวงจรสร้างสัญญาณ PWM ความถี่ 30 kHz	42
ภาพที่ 3.8 การต่อวงจรกำหนดเวลา Dead time ของสัญญาณ	42
ภาพที่ 3.9 สัญญาณที่จะสร้าง Dead time	43
ภาพที่ 3.10 สัญญาณที่สร้างให้กลับกัน	43
ภาพที่ 3.11 สัญญาณที่ถูกหน่วงการลออกไป	44
ภาพที่ 3.12 สัญญาณที่มีจุดทับกัน	44
ภาพที่ 3.13 สัญญาณที่มี Dead time ที่สามารถนำไปใช้งานได้	44
ภาพที่ 3.14 สัญญาณอินพุตของวงจรถัดเวลา Dead time ของสัญญาณ	45
ภาพที่ 3.15 สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรถัดเวลา Dead time ของสัญญาณ	45
ภาพที่ 3.16 การต่อวงจร Zero Crossing	46
ภาพที่ 3.17 แรงดันอินพุตที่ออกจากหม้อแปลง	47
ภาพที่ 3.18 เอาต์พุตที่ได้จากวงจร Zero Crossing ที่มีเฟสตรงที่แหล่งจ่าย	47
ภาพที่ 3.19 วงจรผสมสัญญาณความถี่ 30 KHz กับความถี่ 50 Hz	48
ภาพที่ 3.20 สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรผสมสัญญาณ	49
ภาพที่ 3.21 วงจร Drive and Isolate	49
ภาพที่ 3.22 สัญญาณเอาต์พุตของวงจร Drive and Isolate สำหรับขับสวิตซ์	50
ภาพที่ 3.23 วงจรกำลังของ High Frequency AC Chopper	50
ภาพที่ 3.24 แสดงลักษณะการลดลงของกระแสและการกระเพื่อมขึ้นของแรงดันของอุปกรณ์สวิตซ์ซิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแส	52

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญภาพ (ต่อ)

หน้า

ภาพที่ 3.25	แสดงรูปวงจรควบคุมป้องกันกันกระแสเกิน	53
ภาพที่ 3.26	แสดงลักษณะสัญญาณแรงดันและกระแสของวงจร ควบคุมป้องกันกันกระแสเกิน.....	53
ภาพที่ 4.1	วงจรเครื่องเชื่อมไฟฟ้า	55
ภาพที่ 4.2	วงจรสร้างสัญญาณสี่เหลี่ยมความถี่ 30 kHz.....	56
ภาพที่ 4.3	สัญญาณ PWM ความถี่ 30 kHz ที่ปรับ Duty Cycle ได้.....	56
ภาพที่ 4.4	วงจรการทดลองของวงจร Zero Crossing	57
ภาพที่ 4.5	แรงดันเอาต์พุตจากหม้อแปลง.....	58
ภาพที่ 4.6	เอาต์พุตที่ได้จากการทดลองวงจร Zero Crossing.....	58
ภาพที่ 4.7	วงจรการทดลองของวงจร Dead Time.....	59
ภาพที่ 4.8	สัญญาณ Dead Time ที่ได้จากการทดลอง	59
ภาพที่ 4.9	วงจรการทดลองของวงจรรวมสัญญาณ.....	60
ภาพที่ 4.10	สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการทดลองเพื่อจะนำไปเข้าสู่วงจรขับ	61
ภาพที่ 4.11	สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการทดลองที่เป็นการรวมสัญญาณ ความถี่ 50 Hz และ 30 kHz เข้าไว้ด้วยกัน.....	62
ภาพที่ 4.12	วงจรการทดลองวงจร Drive and Isolate.....	63
ภาพที่ 4.13	สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการทดลองสำหรับขับสวิตช์	63
ภาพที่ 4.14	แสดงสัญญาณของ PT และ CT ขณะนำมาเปรียบเทียบกัน.....	64
ภาพที่ 4.15	สัญญาณเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์เอชไอชอปเปอร์ก่อนทำการเชื่อม.....	65
ภาพที่ 4.16	สัญญาณเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์เอชไอชอปเปอร์	65
ภาพที่ 4.17	สัญญาณเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์เอชไอชอปเปอร์ขณะทำการเชื่อม	66
ภาพที่ 4.18	สัญญาณแรงดันที่หัวเชื่อมขณะเปิดวงจร.....	66
ภาพที่ 4.19	กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับกระแสเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์.....	67
ภาพที่ 4.20	กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงกระแสและแรงดันของเอาต์พุต ของคอนเวอร์เตอร์ของเอชไอชอปเปอร์.....	67
ภาพที่ 4.21	กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับกำลังไฟฟ้า ของคอนเวอร์เตอร์ของเอชไอชอปเปอร์.....	68
ภาพที่ 4.22	ชุดสร้างสัญญาณควบคุม	68
ภาพที่ 4.23	ชุดสร้างสัญญาณ Drive and Isolate.....	69
ภาพที่ 4.24	ชุดควบคุมป้องกันกันกระแสเกิน	69
ภาพที่ 4.25	ชุดเร็คตีไฟร์.....	70
ภาพที่ 4.26	หม้อแปลงความถี่สูง.....	70

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ (ต่อ)

	หน้า
ภาพที่ 4.27 หม้อแปลงแรงดันของชุดควบคุมป้อนกลับ	71
ภาพที่ 4.28 เครื่องเชื่อมไฟฟ้าคอนเวอร์เตอร์เอซีชอปเปอร์ (ด้านหน้า).....	71
ภาพที่ 4.29 เครื่องเชื่อมไฟฟ้าคอนเวอร์เตอร์เอซีชอปเปอร์ (ด้านข้าง).....	72
ภาพที่ 4.30 เครื่องเชื่อมไฟฟ้าคอนเวอร์เตอร์เอซีชอปเปอร์ (ด้านหลัง).....	72



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 Cor configuration constant.....	21
ตารางที่ 2.2 ค่า K factor	32
ตารางที่ 3.1 Truth Table ของ OR Gate	48



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ที่มาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันเครื่องเชื่อมไฟฟ้านั้นได้เข้ามามีบทบาทอย่างมากในการใช้งาน เพราะงานโลหะแทบทุกอย่างที่ต้องยึดติดกันนั้นจำเป็นที่จะต้องอาศัยเครื่องเชื่อมไฟฟ้าทั้งนั้น และเครื่องเชื่อมไฟฟ้า 50 Hz นั้นได้ถูกนำมาใช้งานอย่างแพร่หลาย เพราะเป็นเครื่องเชื่อมไฟฟ้าที่มีการควบคุมระดับแรงดันและมีการบำรุงรักษาที่ง่าย แต่ก็มีข้อเสียในส่วนของขนาด ที่จะมีขนาดใหญ่และก่อให้เกิดการสูญเสียที่มากกว่าหม้อแปลงความถี่สูง เมื่อเทคโนโลยีทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังได้มีการพัฒนาขึ้นมาอย่างต่อเนื่องทำให้การควบคุมเครื่องเชื่อมไฟฟ้านั้นจะใช้เทคโนโลยีทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังเกือบทั้งหมด ซึ่งได้มีการควบคุมอยู่หลายวิธี แต่ก็จะมีข้อดีหรือข้อเสียแตกต่างกันไป ซึ่งก็มีวิธีการหนึ่งที่เราได้นำมาใช้ควบคุมเครื่องเชื่อมไฟฟ้าก็คือวิธีการควบคุมโดยการใช้วงจรถูกแปลงเอซีชอปเปอร์ คือการใช้หลักการของการสวิตช์ที่รูปคลื่น sine ทั้งหมดหรือที่เรียกว่าเอซีชอปเปอร์ (AC Chopper) แล้วนำมาผ่านวงจรฟิลเตอร์แบบ RC อนุกรมก่อนที่จะผ่านเข้าไปสู่มอเตอร์แปลงความถี่สูง โดยที่หลักการของเอซีชอปเปอร์นั้นจะใช้หลักการสร้างสัญญาณ PWM ที่ความถี่สูงและพาวเวอร์เซมิคอนดักเตอร์ชนิดสองทิศทางนำมาใช้ในการสวิตช์ซึ่ง ถึงแม้การสร้างจะมีความซับซ้อนมากกว่าแต่ในเรื่องของการทำงานและการควบคุมนั้นมีประสิทธิภาพที่มากกว่า ลดขนาดของวงจรฟิลเตอร์ลงได้อย่างมาก และสามารถนำหลักการนี้ไปประยุกต์ใช้ในด้านต่างๆ

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ

1. เพื่อศึกษาการทำงานของวงจรเอซีชอปเปอร์สวิตช์ที่ความถี่สูง ที่ใช้เป็นวงจรสร้างคลื่นไซน์ 30 kHz
2. เพื่อศึกษาการทำงานและการออกแบบวงจร RLC Resonant
3. เพื่อศึกษาและออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง
4. เพื่อใช้หม้อแปลงความถี่สูงทำเป็นเครื่องเชื่อมไฟฟ้าความถี่สูง
5. เพื่อควบคุมกำลังไฟฟ้าที่จ่ายให้กับเครื่องเชื่อมไฟฟ้า

1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดของโครงการ

การศึกษาโครงการนี้เป็นการนำอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งแบบสวิตช์สองทาง(Bidirectional switch) มาใช้คือ Power MOSFET เพราะมีการทำงานในการสวิตช์ที่ความถี่สูงอีกทั้งทนพิกัดแรงดันได้ค่อนข้างสูงและนำวงจรเอซีชอปเปอร์ที่สวิตช์ที่ความถี่สูงนั้นผ่านวงจรกรองความถี่สูงผ่านและนำแรงดันเอาต์พุตที่ได้มาใช้ในการจ่ายให้กับอินพุตหม้อแปลงความถี่สูง โดยผ่านวงจร LC ฟิลเตอร์อนุกรมก่อนเพื่อกรองความถี่ต่ำทิ้งไปให้แต่ความถี่สูงผ่านเข้าไปสู่อินพุตของหม้อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาดูเท่านั้น ไม่นับเป็นเอกสารวิชาการ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.4 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน

1.4.1 ศึกษาและทำการค้นคว้าข้อมูลวงจรเอซีชอปเปอร์สวิตซ์ที่ความถี่สูง

1.4.2 ศึกษาวงจร LC ฟิลเตอร์ที่ใช้เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำออกจากความถี่สูงและลักษณะการกรองความถี่ในระดับต่างๆ ของวงจรทางด้านเอาต์พุต

1.4.3 ทำการออกแบบและจำลองวงจรการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

1.4.4 ออกแบบวงจรและสร้างวงจรทดลองเพื่อเปรียบเทียบกับผลการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

1.4.5 ทำการทดลอง บันทึกและวิเคราะห์ผลการทดลองเพื่อนำมาใช้เปรียบเทียบกับทฤษฎีให้ได้ตามวัตถุประสงค์

1.4.6 สรุปผลการทดลองและวิเคราะห์ปัญหา

1.5 ประโยชน์ที่ได้รับจากโครงการ

ได้นำความรู้ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังมาประยุกต์ใช้ในการควบคุมเครื่องเชื่อมไฟฟ้าความถี่สูงและศึกษาเปรียบเทียบถึงข้อดีข้อเสียของการทำงานของวงจรเพื่อนำไปพัฒนาปรับปรุงเพื่อให้เกิดประสิทธิภาพมากที่สุดต่อไปในอนาคตหรือการนำไปควบคุมโหลดชนิดอื่น ๆ ที่ต้องมีการปรับระดับของแรงดันไฟฟ้าทั้งเตาหลอมเหล็กหรือการควบคุมความร้อน การรักษาระดับแรงดันให้คงที่ อีกทั้งยังสามารถนำหลักการพื้นฐานของโครงการนี้ไปประยุกต์ใช้ใน งานด้านต่างๆ หรือนำไปพัฒนาเพื่อใช้ในโรงงานอุตสาหกรรม ลดการนำเข้าเทคโนโลยีจาก ต่างประเทศ หรือนำหลักการนี้ไปพัฒนาใช้ในเชิงพาณิชย์ต่อไป

1.6 องค์ประกอบของโครงการ

โครงการนี้จะมียุทธศาสตร์ประกอบทั้งหมด 5 ส่วน โดยแต่ละส่วนจะถูกแยกออกเป็นบท ซึ่งในแต่ละบทก็จะมีการอธิบายเนื้อหาในส่วนที่เกี่ยวข้องอย่างละเอียด ซึ่งมียุทธศาสตร์ประกอบดังนี้

- บทที่ 1 เป็นการกล่าวถึงที่มาและความสำคัญของปัญหา ขอบเขตและข้อกำหนดของโครงการ วัตถุประสงค์ของโครงการ ขั้นตอนและวิธีดำเนินงาน ประโยชน์และหลักการเบื้องต้น

- บทที่ 2 เป็นทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้องกับโครงการ ทั้งทฤษฎีหม้อแปลงไฟฟ้า หลักการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง ทฤษฎีของอุปกรณ์สวิตซ์ซิ่ง หลักการสร้างสัญญาณ PWM รวมทั้งทฤษฎีพื้นฐานของวงจรเอซีชอปเปอร์กระแสสลับ

- บทที่ 3 เป็นการออกแบบและการสร้างวงจรซึ่งจะแบ่งออกเป็นในส่วนของการสร้างสัญญาณ PWM หรือวงจรควบคุม วงจรขับเคลื่อน วงจรสับเบรค และวงจรฟิวเจอร์ รวมทั้งหลักการการทำงานของวงจร และส่วนประกอบของวงจร

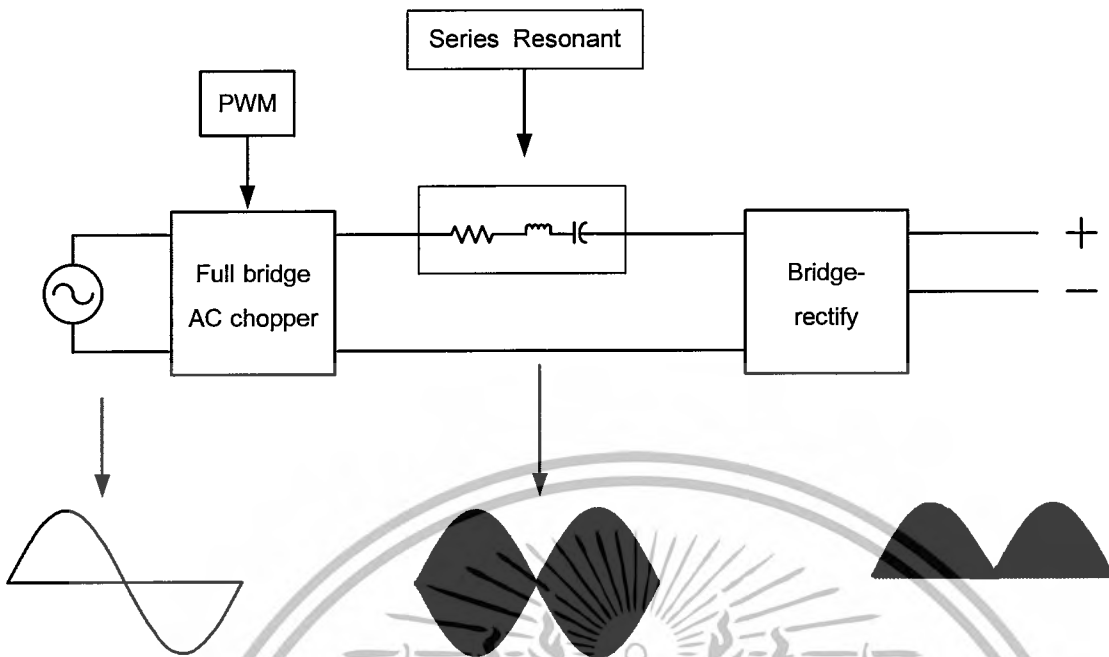
- บทที่ 4 ผลการทดลองที่มีการอธิบายในลักษณะรูปคลื่นสัญญาณและแสดงในลักษณะของการทำงานของเครื่องในสภาวะต่างๆ

- บทที่ 5 เป็นการสรุปผลการทดลอง การวิเคราะห์ปัญหาที่เกิดขึ้น และแนวทางในการพัฒนาโครงการนี้ในอนาคต

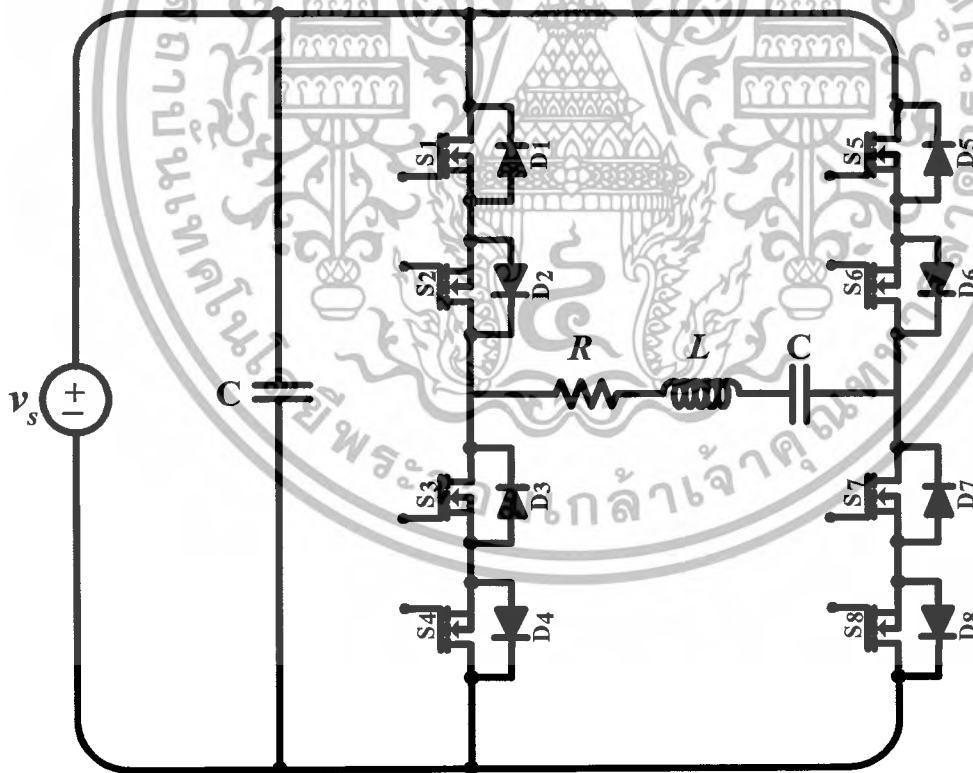
1.7 แนวความคิดและหลักการที่นำเสนอ

ในการวิเคราะห์การทำงานของวงจรเอซีซอปปเปอร์นั้นได้มีแนวความคิดมาจากการที่ต้องการควบคุมแรงดัน rms ของไซน์การไฟฟ้า 50 Hz เพื่อจะนำไปใช้ประโยชน์ในด้านต่างๆ โดยเฉพาะอย่างยิ่งกับงานที่ต้องการการปรับแรงดันไซน์ที่ค่อนข้างจะละเอียดและมีการตอบสนองที่รวดเร็ว โดยสามารถควบคุมทั้งระบบได้ด้วยไฟฟ้า เพราะที่ใช้อยู่ในปัจจุบันเราใช้การปรับระดับแรงดันโดยใช้การเปลี่ยนแท็บหม้อแปลงไฟฟ้าซึ่งวิธีนี้จะมีน้ำหนักและขนาดที่มาก อีกทั้งยังควบคุมการทำงานด้วยระบบไฟฟ้าเพียงอย่างเดียวไม่ได้ต้องใช้ระบบแมกคาทรอนิกส์มาช่วยในการควบคุมทำให้มีโอกาสที่จะทำให้การทำงานมีความผิดพลาดสูง และมีความละเอียดในการควบคุมต่ำเมื่อต้องการปรับระดับแรงดันที่ละเอียดๆ และต้องมีการดูแลรักษาสูงซึ่งจากข้อด้อยที่ได้กล่าวมานี้จึงได้มีการคิดค้นอุปกรณ์ที่สามารถทำงานทดแทนอุปกรณ์ที่มีใช้กันอยู่ในปัจจุบัน ถึงจะไม่สามารถทำงานทดแทนกันได้ทั้งหมด แต่ในงานบางชนิดก็ทำให้งานดำเนินไปได้โดยง่ายอีกทั้งยังเป็นการจุดชนวนให้มีการพัฒนาอุปกรณ์ที่ดีกว่ามาใช้ทดแทนซึ่งนับว่าเป็นส่วนหนึ่งของการช่วยกันพัฒนาเทคโนโลยีให้ก้าวไปอีกขั้นหนึ่งได้ การศึกษาจากปริญาานิพนธ์นี้จึงได้เล็งเห็นถึงความสำคัญจึงได้ทำการวิเคราะห์การทำงานของวงจรเอซีซอปปเปอร์สวิตซ์ที่มีความถี่สูงเพราะเห็นว่าเป็นวงจรที่มีความเป็นไปได้สูงที่จะนำมาใช้แทนการเปลี่ยนแท็บของหม้อแปลงถึงจะไม่สามารถใช้แทนกันได้เลยก็เดี๋ยวกก็ตาม

ในการสร้างวงจรเอซีซอปปเปอร์สวิตซ์ที่มีความถี่สูง 1 เฟส จะประกอบด้วยสวิตซ์สองทาง (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) และไปเชื่อมต่อกับวงจรขับเกตและป้อนสัญญาณขับเกตให้กับอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งเพื่อทำการสวิตซ์แรงดันไซน์การไฟฟ้าแรงดันที่ผ่านการตัดต่อสวิตซ์จะมีลักษณะคลื่นเป็น PWM ที่มีความถี่มูลฐานเท่ากับ 50 Hz รวมอยู่กับองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ความถี่สูง (30 kHz) ดังนั้นเพื่อให้แรงดันเอาท์พุทมีลักษณะคลื่นเป็นไซน์ความถี่สูง 30 kHz จึงต้องนำแรงดันในลักษณะคลื่น PWM นี้มาผ่านวงจร RLC Resonant เพื่อกรององค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ความถี่ต่ำทิ้งไปและนำสัญญาณไซน์ที่ได้ไปจ่ายกับหม้อแปลงความถี่สูง 1 เฟส



ภาพที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมของวงจรเอชไอซีชอปเปอร์สวิตซ์ที่ความถี่สูงที่มี RLC Resonant



ภาพที่ 1.2 วงจรการทำงานของเอชไอซีชอปเปอร์สวิตซ์ที่ความถี่สูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

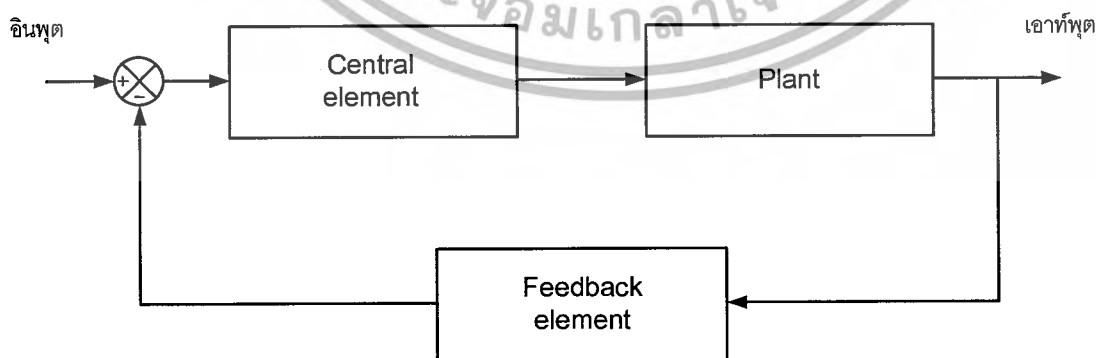
ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 บทนำ

การควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับจากแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50 Hz โดยทั่วไปสามารถทำได้ 2 ลักษณะคือโดยวิธีการควบคุมเฟสและวิธีการควบคุมจำนวนไซเคิลของคลื่นแรงดัน 50 Hz เพื่อจ่ายให้โหลดซึ่งทั้งสองวิธีการนี้ ไม่สามารถให้คลื่นแรงดันที่เอาต์พุต ที่มีลักษณะเป็นคลื่นไซน์ 50 Hz ได้ด้วยฟิลเตอร์ขนาดเล็ก ทำให้อุปกรณ์ไฟฟ้ามีขนาดน้ำหนักมาก ดังนั้นโครงการนี้ จึงได้นำเสนอวิธีการควบคุมแรงดันไฟฟ้าในรูปแบบใหม่ที่สามารถให้เอาต์พุตคลื่นไซน์ที่มีความถี่ 50 Hz ได้ด้วยวงจรฟิลเตอร์ขนาดเล็กโดยการนำคลื่นไซน์ 50 Hz มาสับที่ความถี่สูงในระดับ 30 kHz จากนั้นก็นำไปกรองด้วย RLC Resonant เพื่อกำจัดฮาร์มอนิกส์ความถี่ต่ำออกไปให้ได้คลื่นความถี่ต่ำ 30 kHz ที่สามารถปรับแรงดัน rms ให้มากหรือน้อยได้ตามต้องการ โดยที่แรงดันที่ปรับนี้ยังคงเป็นแรงดันไซน์ที่มีความถี่ 50 Hz และได้อธิบายการทำงานในโหมดต่างๆ ในแต่ละช่วงการสับสวิตช์ เพื่อให้เข้าใจการทำงานของวงจรที่นำเสนอและได้กล่าวถึงหลักการและทฤษฎีของหม้อแปลงไฟฟ้ากระแสสลับและยังได้กล่าวถึงหลักการสร้างสัญญาณ PWM และการออกแบบวงจรฟิลเตอร์กรองผ่านความถี่สูงซึ่งจะทำให้วงจรเอชซีขอบเปอร์สวิตช์ที่ความถี่สูงทำงานได้ตามที่เราต้องการ

2.2 การควบคุมแบบป้อนกลับ

ทฤษฎีการควบคุมจะเกี่ยวข้องกับผลตอบสนองไดนามิก(dynamic response) ของระบบที่มีต่อกำลังหรือการรบกวน ถ้าระบบมีเสถียรภาพผลตอบสนองจะหยุดนิ่งอยู่ในสภาวะคงตัว สำหรับพฤติกรรมของผลตอบสนองก่อนหยุดนิ่งนั้นจะเรียกว่า ผลตอบสนองทรานเซียนท์ ในทางตรงกันข้ามสำหรับระบบที่ขาดเสถียรภาพจะไม่มีโอกาสเข้าสู่สภาวะคงตัว



ภาพที่ 2.1 ลักษณะระบบควบคุมแบบปิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชนิดของระบบควบคุม

ระบบควบคุมสามารถจำแนกออกเป็นชนิดใหญ่ๆสองกลุ่มคือ ระบบควบคุมวงจรมองเปิด และระบบควบคุมวงจรมองปิด

ระบบควบคุมวงจรมองเปิดที่แสดงอยู่ นั้นจะพบว่าอินพุตที่เข้าสู่ระบบจะนำมาใช้ควบคุมเอาต์พุตโดยตรง ความสัมพันธ์ระหว่างเอาต์พุตกับอินพุตจะเป็นตัวบอกถึงคุณลักษณะของแพลนต์และองค์ประกอบส่วนควบคุม ในกรณีของระบบควบคุมวงจรมองปิด นั้นพบว่าอินพุตถูกปรับเปลี่ยนด้วยเอาต์พุตที่ได้ก่อนที่จะป้อนเข้าสู่ระบบควบคุม เนื่องจากเอาต์พุตถูกป้อนกลับมาผ่านทางอุปกรณ์ส่วนป้อนกลับ เพื่อหักล้างกับอินพุต โดยทั่วไปจึงเรียกระบบวงจรมองปิดว่าระบบควบคุมป้อนกลับแบบลบ หรืออาจจะเรียกง่ายกว่าระบบควบคุมป้อนกลับซึ่งนำมาประยุกต์ใช้ในงานวิจัยนี้

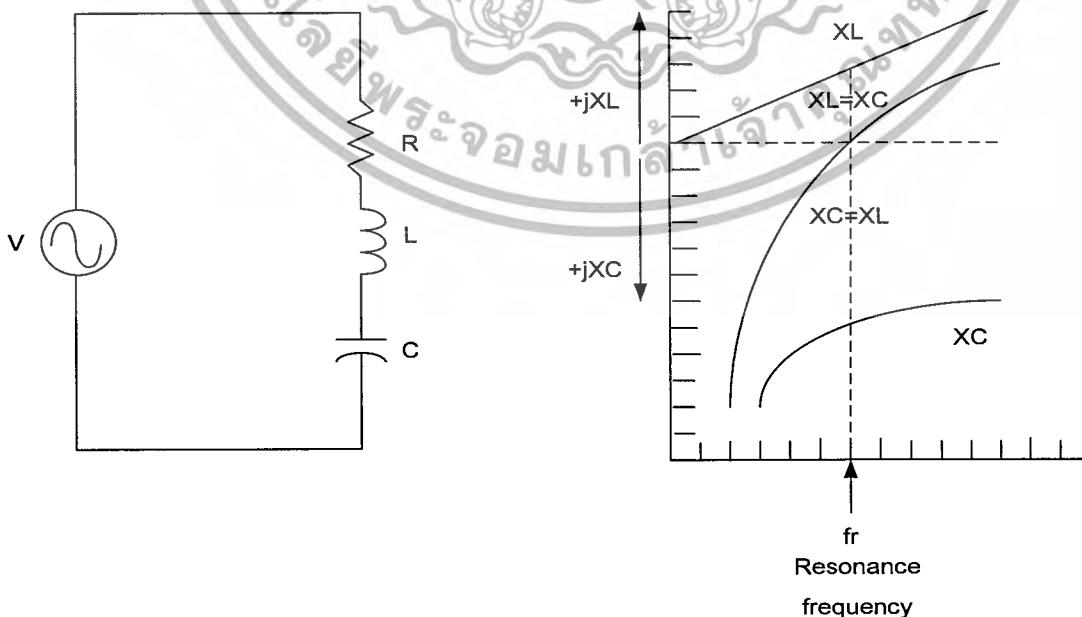
2.3 หลักการรีโซแนนซ์

เมื่อเราปรับความถี่ที่ป้อนให้กับวงจรอนุกรม RLC จะพบว่าที่ความถี่ค่าหนึ่ง ค่า X_L จะเท่ากับ X_C เป็นผลให้ค่าอิมพีแดนซ์ (Impedance) ของวงจร RLC มีค่าต่ำสุดนั่นคือ $Z=R$ ในสภาวะเช่นนี้เราเรียกว่าสภาวะรีโซแนนซ์ซึ่งความถี่ที่เกิดขึ้นนี้เรียกว่า ความถี่รีโซแนนซ์ (Resonance Frequency) เนื่องจากค่าอิมพีแดนซ์มีค่าต่ำสุด กระแสที่ไหลในวงจรจึงมีค่ามากที่สุด และเป็นผลให้แรงดันที่ตกคร่อม L มีค่าเพิ่มขึ้น

อนุกรมรีโซแนนซ์

ผลของความถี่ที่มีต่ออิมพีแดนซ์ของวงจรอนุกรม RLC แสดงดังรูปมีค่าดังนี้

$$Z = R + j(X_L - X_C) \quad (2.1)$$



ก) วงจรอนุกรม RLC

ข) X_L, X_C เมื่อพล็อตกับความถี่

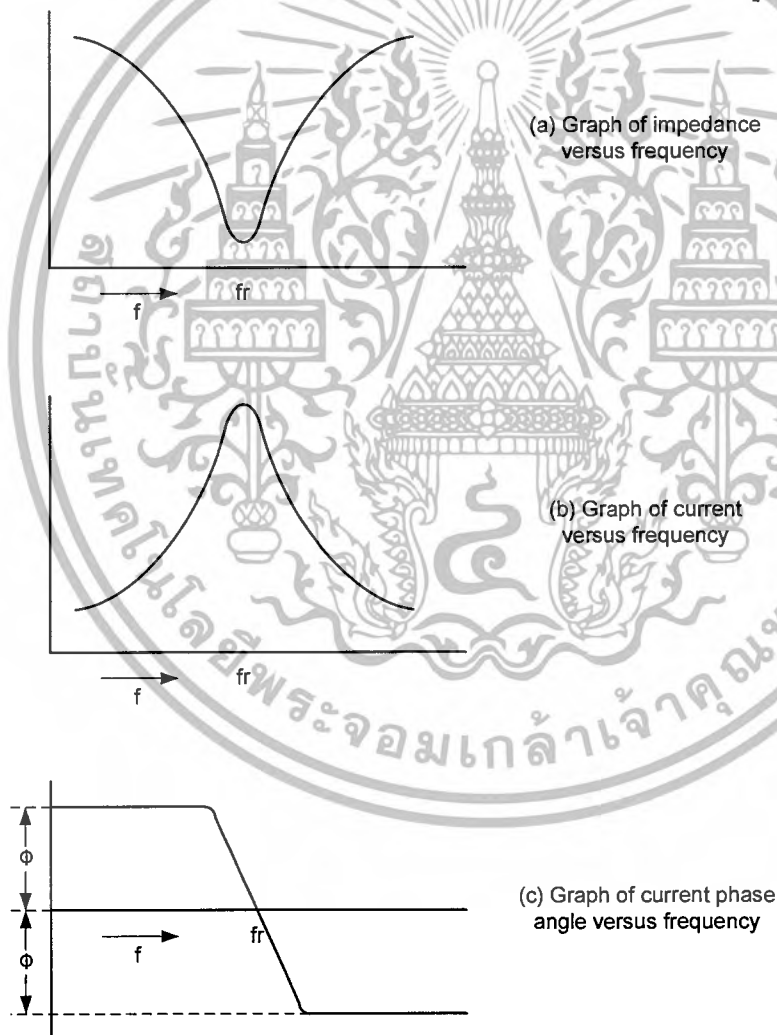
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่เสียค่าใช้จ่าย
 ภาพที่ 2.2 การพล็อตค่า $+jX_L$ กับ $-jX_C$ กับความถี่สำหรับวงจรอนุกรม RLC รีโซแนนซ์

เนื่องจากค่า $X_L=2\pi fL$ และ $X_C=1/(2\pi fC)$ ดังนั้นค่าของอิมพีแดนซ์จึงขึ้นอยู่กับค่าความถี่ของแหล่งจ่ายไฟดังรูปที่ 2.2 ข) จะพบว่าเมื่อความถี่เพิ่มขึ้นจะทำให้ค่า X_L เพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้น(Linear) ในทางกลับกัน X_C จะลดลงเมื่อความถี่เพิ่มขึ้น แต่ค่า X_C จะไม่มีทางเท่ากับศูนย์ ผลรวมของรีแอกแตนซ์คือ X_L-X_C ดังแสดงไว้เป็นเส้นประในกราฟของรูปที่ 2.2 ข) ที่ความถี่ต่ำ ค่า X_L จะมีค่าน้อยกว่าค่า X_C ดังนั้นผลรวมของรีแอกแตนซ์จะเป็นค่าของ X_C ที่ความถี่สูง $X_L=X_C$ คือค่าที่ความถี่รีโซแนนท์

$$Z = R + j(0)$$

$$Z = R \quad (2.2)$$

เมื่อ $Z = \sqrt{R^2 + X^2}$ นำมาเขียนเป็นกราฟที่แปรผันตามความถี่จะได้ดังรูปที่ 2.3



ภาพที่ 2.3 แสดงกราฟอิมพีแดนซ์ กระแส และมุมเฟสกับความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสในวงจรอนุกรม
$$I = \frac{V}{R + j(X_L - X_C)}$$

กระแสที่ไหลเมื่อรีโซแนนท์ ($X_L = X_C$)

$$I = \frac{V}{R} \quad (2.3)$$

จากรูปจะพบว่ากราฟจะมีค่าต่ำเมื่อความถี่ในวงจรไม่อยู่ที่จุดรีโซแนนท์
ความถี่รีโซแนนท์

$$X_L = 2\pi fL \quad (2.4)$$

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC} \quad (2.5)$$

$$2\pi fL = \frac{1}{2\pi fC} \quad (2.6)$$

ดังนั้น

เมื่อ L มีหน่วยเป็นเฮนรี่(henrys)

C มีหน่วยเป็นฟารัด(farads)

f มีหน่วยเป็นเฮิรตซ์(Hertz)

แรงดันที่จุดรีโซแนนท์

แรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานในวงจร RLC รูปที่ 2.2) จะมีค่าเท่ากับ $I \cdot R$ และที่จุดรีโซแนนท์แรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานจะมีค่าเท่ากับแรงดันที่แหล่งจ่าย ส่วนแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าดังนี้

$$V_C = IX_C \quad (2.7)$$

$$V_L = IX_L \quad (2.8)$$

พลังงานที่ส่งผ่าน L และ C

จะมีค่ามากที่สุดเมื่อ V_C และ V_L มีค่าเท่ากับศูนย์ จากที่กล่าวมานี้แสดงให้เห็นว่าจะมีการส่งผ่านพลังงานระหว่าง L กับ C กลับไปมา เมื่ออยู่ในสภาวะรีโซแนนท์เมื่อเรานำรูปคลื่นของ V_R, V_C และ V_L ที่จุดรีโซแนนท์มาพล็อตดังรูปที่ 2.4 ก) จะพบว่า V_L จะกลับเฟสกัน 180 องศา ส่วน V_R Q แฟคเตอร์ของวงจรถูกอนุกรม RLC

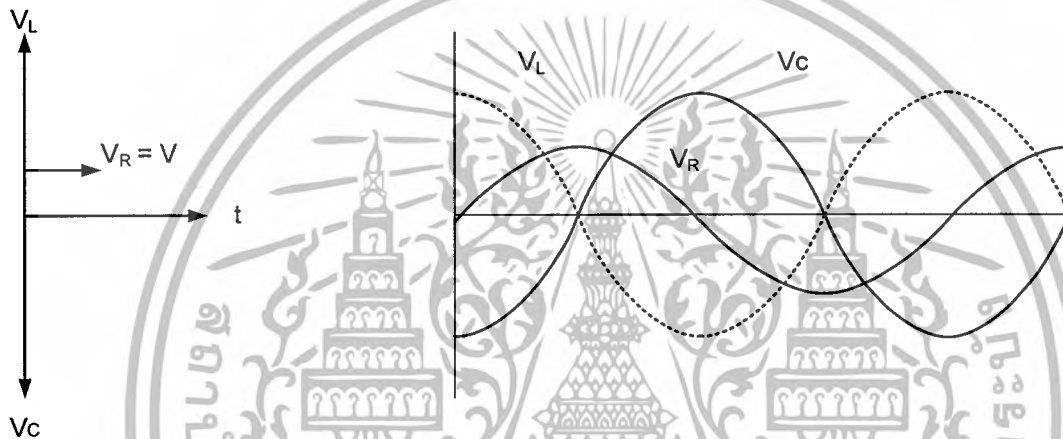
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาสมการ I, V_C, V_L ที่จุดรีโซแนนท์

$$I = \frac{V}{R} \quad (2.9)$$

$$V_L = IX_L \quad (2.10)$$

$$V_L = \frac{V * X_L}{R} \quad (2.11)$$

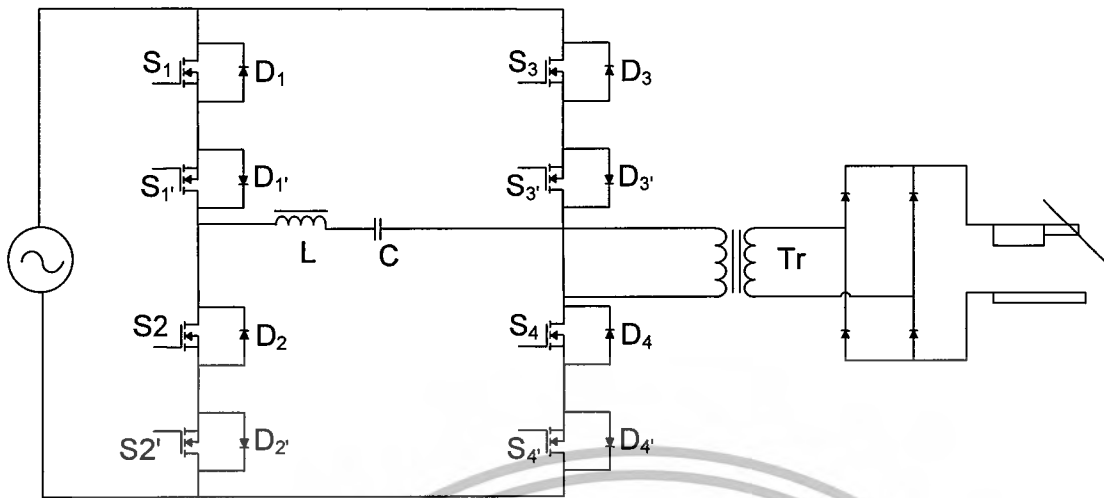


- ก) รูปเฟสเซอร์ไดอะแกรม ข) รูปคลื่นแรงดัน V_R, V_C และ V_L ของวงจร RLC รีโซแนนท์ที่จุดรีโซแนนท์

ภาพที่ 2.4 เฟสเซอร์ไดอะแกรมของแรงดันในวงจร RLC รีโซแนนท์

ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์แบบซีวีรีโซแนนท์

สวิตช์ของวงจร ดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบฮาร์ฟบริดจ์จะสลับการทำงานทำให้ได้แรงดันออกเป็นแรงดันไฟสลับ ดังนั้นวงจรฮาร์ฟบริดจ์จึงทำหน้าที่เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ของวงจรดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์ โดยอีกส่วนทางด้านขาออกทำหน้าที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรง ส่วนตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุนี้ทำให้เกิดการรีโซแนนท์ จึงถือว่าเป็นโหลดของวงจรอินเวอร์เตอร์



ภาพที่ 2.5 วงจรรีโซแนนท์แบบอนุกรม

จากวงจรตัวเก็บประจุ C_S ทำหน้าที่รีโซแนนท์กับตัวเหนี่ยวนำ L_S วงจรสมมูลย์ของโหลดอินเวอร์เตอร์จะมีลักษณะที่ประกอบด้วยตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำ และความต้านทานโหลดต่ออนุกรมกันจึงเรียกววงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์นี้ว่า วงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์รีโซแนนท์แบบอนุกรมโหลด (Series Load Resonant Converter)

วงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์มีข้อดีคือ ตัวเก็บประจุที่ทำให้เกิดรีโซแนนท์ C_S ทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลง จะทำหน้าที่ปิดกั้นไฟตรงไม่ให้ไหลผ่านหม้อแปลง (Volt - Sec Unbalance) นอกจากนี้กระแสไหลผ่านสวิตช์จะลดลงตามกระแสไหลเมื่อความต้านทานของโหลดเพิ่ม ทำให้กำลังงานสูญเสียในสวิตช์ลดลงเมื่อโหลดเพิ่มขึ้น การป้องกันการลัดวงจรโดยออกแบบให้มีค่า Q ค่อนข้างสูง ทำให้เกิดกระแสไหลเปลี่ยนแปลงกับค่าความต้านทานของโหลดเล็กน้อยจนเมื่อความต้านทานเป็นศูนย์กระแสจะผ่านสวิตช์จะเพิ่มขึ้นไม่มากนัก

ข้อเสียของวงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์รีโซแนนท์แบบอนุกรมโหลด คือไม่สามารถควบคุมค่าแรงดันด้านออกเมื่อไม่มีโหลด เนื่องจากแรงดันด้านออกจะไม่ขึ้นกับความถี่ โดยแรงดันด้านออกจะเปลี่ยนตามความถี่น้อยลงและถ้า No Load จะเป็นเส้นตรงในแนวอน ดังนั้นจึงไม่สามารถควบคุมค่าแรงดันด้านออกในขณะไม่มีโหลด แต่เราสามารถแก้ไขโดยใช้ภาคควบคุมการทำงานของสวิตช์เป็นแบบออสซิลเลตด้วยตัวเอง ทำให้วงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์หยุดทำงานในขณะไม่มีโหลดและจะเริ่มทำงานใหม่ขณะมีโหลดต่อเข้ากับวงจร

การวิเคราะห์และการออกแบบวงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์รีโซแนนท์แบบอนุกรมโหลดนั้น สามารถใช้การวิเคราะห์แบบเอซี (AC Analysis Technique, ROBERTL. STEIGER EALD; A Comparison of Half Bridge Resonant Converter Topologies; IEEE Transaction On Power Electronics, Vol.3, No.2 April, 1998) ซึ่งจะง่ายต่อการวิเคราะห์และการออกแบบวงจร แต่ผลของการวิเคราะห์และการออกแบบนี้จะมีค่าโดยประมาณเพื่อใช้ในการประมาณค่า โดยใช้เทคนิคการวิเคราะห์แบบเอซีจะได้ความสัมพันธ์ของตัวแปรดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยามให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_o/V_{in} = 1/[1 + j(X_L/R_{ac} - X_C/R_{ac})]$$

$$E_d = E_{in}/2$$

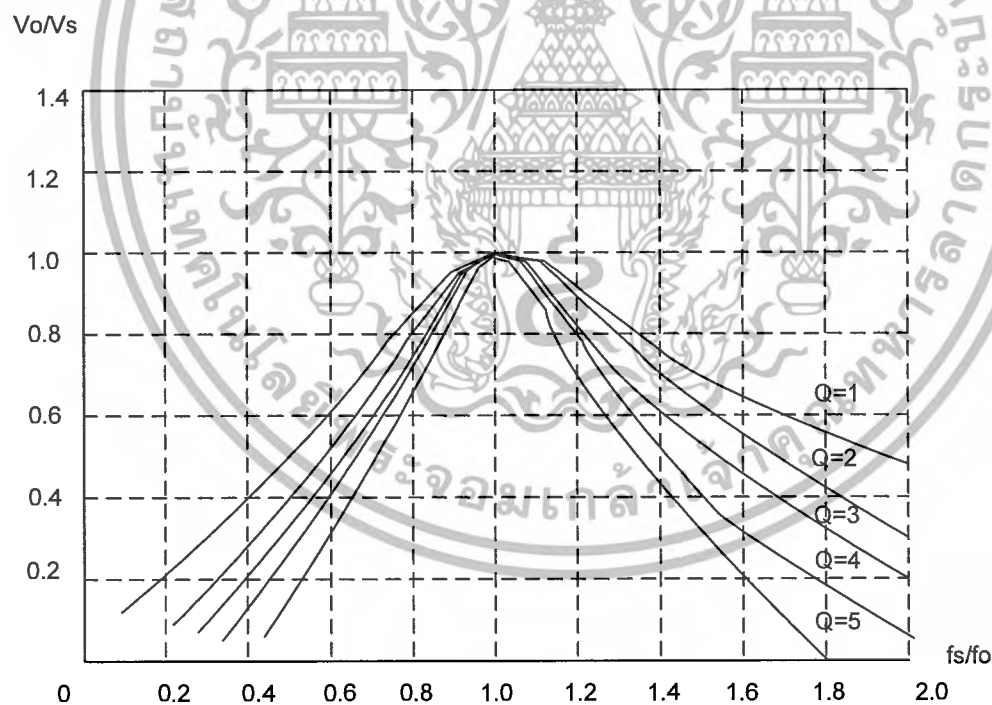
$$R_{ac} = (8/\pi^2)R_L$$

$$Q = \omega_0 L S / R_L$$

$$\omega_0 = 1/\sqrt{L_s C_s}$$

$$E_o/E_d = 1/[1 + j(\pi^2/8)Q(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)]$$

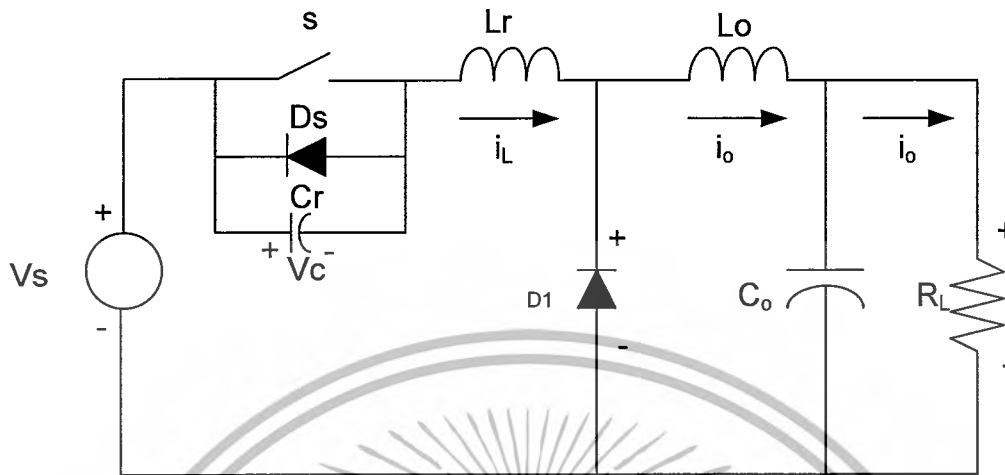
เมื่อนำไปคำนวณหาความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันออกและแรงดันเข้าสำหรับความถี่เมื่อค่า Q = 1-5 ได้กราฟดังรูป



ภาพที่ 2.6 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง V_o/V_s กับ f_s/f_o

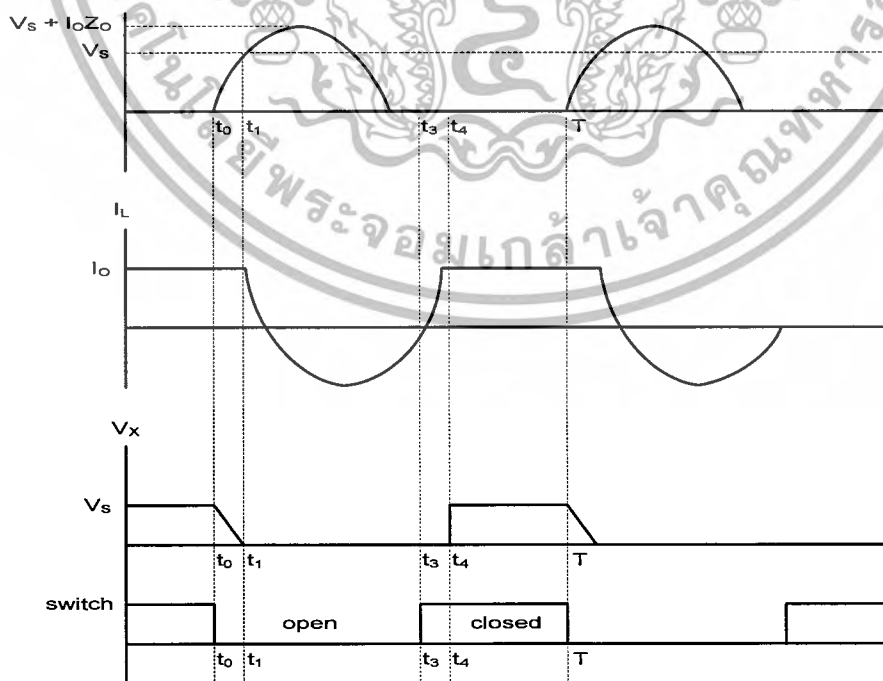
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 ซีโรโวลต์เตจสวิทช์ซิง (ZVS)



ภาพที่ 2.7 วงจรซีโรโวลต์เตจสวิทช์ซิง

จุดประสงค์หลักของ ZVS ก็คือต้องการลดค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นจากการทำงานของสวิทช์ กล่าวอีกนัยหนึ่งก็คือทำให้ Switch ON ในช่วงที่ Voltage เป็นศูนย์และ OFF ในช่วงที่ Voltage เป็นศูนย์เช่นกัน จากรูปวงจรของ ZVS นั้นคือ C_r กับ L_r จะเป็นอุปกรณ์ที่ทำให้เกิดการ Oscillate ส่วนตั้งแต่ C_o , L_o ทางขวามือทั้งหมดนั้นจะเปรียบเสมือนเป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่แทนและกระแสที่ไหลผ่านโหลดจะมีค่าเป็น i_o คงที่



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ศึกษาเท่านั้น การนำเอกสารนี้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปคลื่นที่แสดงนั้นจะเป็นลักษณะรูปคลื่นส่วนต่างๆ ของวงจร ZVS ในช่วงเวลาต่างๆ และจะแสดงการสับ Switch ด้วย โดยการเกิดซีโรโวลต์เดจสวิตช์ซึ่งจะอธิบายได้จากวงจรและรูปคลื่นสัญญาณดังนี้

ช่วงเวลา $t_0 < t < t_1$ สวิตช์ (S) จะเปิดและไดโอด (D1) ไม่นำกระแส

ช่วงนี้กระแส I_o จะไหลทั้งวงจรและที่ C จะเกิดการชาร์จประจุจนมีแรงดันเท่ากับ V_s โดยค่าแรงดันของ C จะเพิ่มขึ้นเป็นเชิงเส้น

ช่วงเวลา $t_1 < t < t_2$ สวิตช์ (S) จะเปิดและไดโอด (D1) นำกระแส

ช่วงนี้เป็นช่วงของการออสซิลเลต (เกิดการรีโซแนนท์) ระหว่าง C_r กับ L_r โดย C_r จะเริ่มมีแรงดันมากกว่า V_s ทำให้ D1 นำกระแส ซึ่งกระแส I_L ที่ได้จะเป็นสัญญาณชายน์เวฟ เมื่อ C_r มีแรงดันเพิ่มขึ้นจนถึงค่าสูงสุดตรงจุดที่กระแสเป็น 0 แรงดันที่ C_r ก็จะคายประจุออกมาจนมีค่าเป็น 0 ในช่วงที่ค่า V_{Cr} ตกลงมาจนเท่ากับ V_s แล้ว แต่ไดโอด (D1) ยังไม่หยุดทำงานเนื่องจากกระแส I_o ยังไหลอยู่ร่วมกับกระแส I_L ที่เป็นลบจนสามารถทำให้ไดโอด (D1) ยังนำกระแสอยู่ได้

ช่วงเวลา $t_2 < t < t_3$ สวิตช์ (S) ปิดและไดโอด (D1) หยุดนำกระแส

ในช่วงนี้ก่อนที่สวิตช์จะปิดวงจรนั้น ไดโอด (D_s) จะต้องทำงานก่อนเพราะกระแสยังเป็นลบทำให้ไดโอด (D_s) นำกระแสจนกระทั่งกระแสเป็นศูนย์ทำให้สวิตช์ปิดได้และกระแส I_L จะเพิ่มขึ้นเรื่อยๆจนมีค่าเท่ากับ I_o โดยการเพิ่มของกระแสจะเป็นในลักษณะเชิงเส้น

ช่วงเวลา $t_3 < t < t_4$ สวิตช์ (S) ปิดวงจรและไดโอด (D1) หยุดนำกระแส

ช่วงเวลานี้เมื่อกระแส I_L มีค่าเท่ากับ I_o จะทำให้ไดโอด (D1) หยุดทำงาน

จากที่กล่าวมาเป็นวงจรการทำงานที่ใช้หลักการรีโซแนนท์ที่ต้องการให้มีค่าการสูญเสียที่สวิตช์มีค่าเป็น 0 เพราะเมื่อสวิตช์เริ่มทำงาน แรงดันตกคร่อมสวิตช์จะมีค่าเป็น 0 ในช่วง $t_2 < t < t_3$

และสวิตช์จะเปิดวงจรที่แรงดันตกคร่อมตัวมันเองเป็น 0 ในเวลา t_4 ทำให้ไม่เกิดค่าความสูญเสียที่สวิตช์เลยโดยค่าการสูญเสียที่สวิตช์นั้นจะได้จากแรงดันคูณกับกระแส ณ จุดที่สวิตช์เปิดและปิดวงจร

2.5 หลักการทำงานของหม้อแปลง

หลักการงานเบื้องต้น (Basic principle)

หม้อแปลงเป็นเครื่องกลไฟฟ้าที่ใช้ถ่ายโอน (Transfer) พลังงานไฟฟ้ากระแสสลับจากวงจรหนึ่งไปยังอีกวงจรหนึ่ง โดยความถี่ไม่เปลี่ยนแปลงแต่เป็นการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าให้สูงขึ้นหรือลดต่ำลงได้ตามต้องการ

หม้อแปลงไฟฟ้าที่มีแรงดันไฟฟ้าด้านปฐมภูมิสูงกว่าด้านทุติยภูมิเรียกว่า หม้อแปลงลดแรงดัน ถ้าแรงดันด้านปฐมภูมิต่ำกว่าด้านทุติยภูมิ เรียกว่า หม้อแปลงเพิ่มแรงดัน

หม้อแปลงที่มีแรงดันไฟฟ้าด้านปฐมภูมิเท่ากับด้านทุติยภูมิเรียกว่า หม้อแปลงหนึ่งต่อ

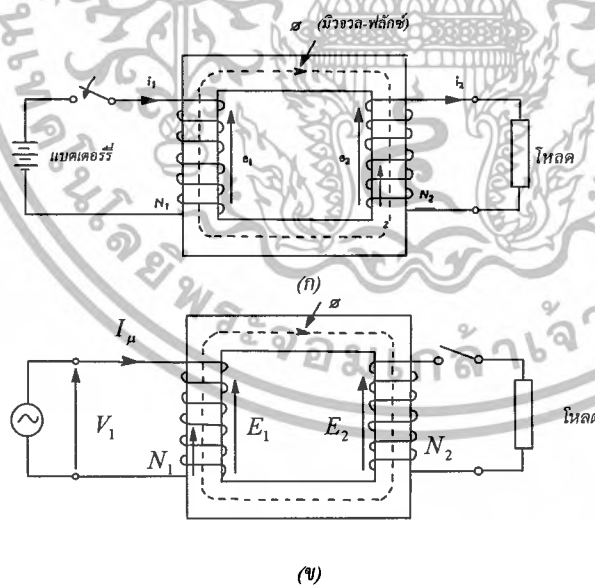
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
หนึ่ง (One to one transformer)

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หม้อแปลงเป็นเครื่องกลไฟฟ้าที่ไม่มีส่วนใดส่วนหนึ่งเคลื่อนที่ ดังนั้นจึงไม่มีการสูญเสียเนื่องจากความฝืดและแรงต้านลม (Friction and windage losses) ด้วยสาเหตุดังกล่าวจึงไม่จำเป็นต้องมีการบำรุงรักษามากนัก ราคาต่อเควีเอก็ถูกกว่าเครื่องกลไฟฟ้าแบบอื่น เป็นเครื่องกลไฟฟ้าชนิดเดียวที่มีประสิทธิภาพเมื่อโหลดเต็มพิกัด (Full-load efficiency) สูงมากคือประมาณร้อยละ 97 ถึง 98

จุดมุ่งหมายในการสร้างหม้อแปลง ก็เพื่อต้องการถ่ายโอนพลังงานไฟฟ้าจากวงจรหนึ่งไปยังอีกวงจรหนึ่งโดยอาศัยการเหนี่ยวนำทางแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic induction) ซึ่งอาศัยการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็กตัดกับขดลวดทั้งสองขดของหม้อแปลง โดยการจัดวางตำแหน่งขดลวดทั้งสองขดของหม้อแปลงให้อยู่ในวงจรแม่เหล็กเดียวกัน

เราสามารถอธิบายหลักการทำงานหรือพฤติกรรมของหม้อแปลง (Transformer action) ได้โดยใช้วงจรหม้อแปลงในภาพที่ 2.9 ก. ซึ่งมีขดลวดที่ 1 ต่อกับแบตเตอรี่โดยต่อผ่านสวิตช์และขดลวดที่ 2 ต่อกับความต้านทานหนึ่งตัว ในขณะที่สับสวิตช์ปิดวงจรจะมีกระแสไหลผ่านขดลวดขดที่ 1 (ทิศทางกระแสดังภาพที่ 2.9 ก.) สร้างเส้นแรงแม่เหล็ก ϕ ให้เกิดขึ้นในแกนเหล็กโดยมีทางเดินของเส้นแรงแม่เหล็กในทิศทางตามเข็มนาฬิกาทำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำขึ้นในขดลวดแต่ละขด ซึ่งจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับจำนวนรอบของขดลวด และอัตราการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็กที่ตัดผ่านขดลวดแต่ละขด (สมมติว่าไม่มีลีสึกเกจฟลักซ์) ด้วยเส้นแรงแม่เหล็กจำนวนเดียวกัน (เรียกว่ามิวจวล-ฟลักซ์)



ภาพที่ 2.9 หลักการทำงานของหม้อแปลง

ก) เมื่อวงจรขดลวดปฐมภูมิต่อกับแบตเตอรี่เพื่อใช้ประกอบการอธิบายพฤติกรรมของหม้อแปลง

ข) เมื่อวงจรขดลวดปฐมภูมิต่อกับแหล่งจ่ายไฟ เอ.ซี. (Sinusoidal source) และวงจรเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ขดลวดทุติยภูมิเป็นวงจรเปิด ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นในขดลวดที่ 1 คือ

$$e_1 = N_1 \frac{\Delta\phi}{\Delta t}$$

และแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นในขดลวดที่ 2 คือ

$$E_2 = N_2 \frac{\Delta\phi}{\Delta t}$$

เมื่อ N_1 = จำนวนรอบขดลวดขดที่ 1
 N_2 = จำนวนรอบขดลวดขดที่ 2

จากกฎของเลนซ์ (Lenz's law) แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นในขดลวดแต่ละขด จะถูกเหนี่ยวนำให้เกิดขึ้นในทิศทางที่ต่อต้านหรือขัดขวางกับสิ่งที่ทำให้มันเกิดขึ้น ดังนั้นแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นในขดลวดขดที่ 1 จึงมีทิศทางต่อต้านกับทิศทางแรงดันไฟฟ้าของแบตเตอรี่ คือ e_1 เรียก e_1 ว่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าต่อต้าน (Counter-emf)

ในขดลวดขดที่ 2 แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้น คือ e_2 จะรวมกับกระแส i_2 สร้างแรงเคลื่อนแม่เหล็ก (mmf) ขึ้นต่อต้านกับเส้นแรงแม่เหล็ก หรือมีวจลฟลักซ์ (Mutual flux) ในแกนเหล็ก เมื่อทราบทิศทางของ mmf ก็สามารหาทิศทางของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำ e_2 และกระแส i_2 ได้โดยใช้กฎมือขวาของขดลวด (Right hand rule for coil) กับขดลวดที่ 2

จะสังเกตเห็นว่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำและกระแสของขดลวดทุติยภูมิใน เกิดขึ้นในขณะที่มีวจลฟลักซ์เปลี่ยนแปลง (ขณะสับสวิทช์ปิดวงจร) เมื่อมีวจลฟลักซ์คงที่ (กระแสจากแบตเตอรี่คงที่) $\frac{\Delta\phi}{\Delta t} = 0$ ดังนั้นแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำ = 0 และกระแส $i_2 = 0$ ด้วย

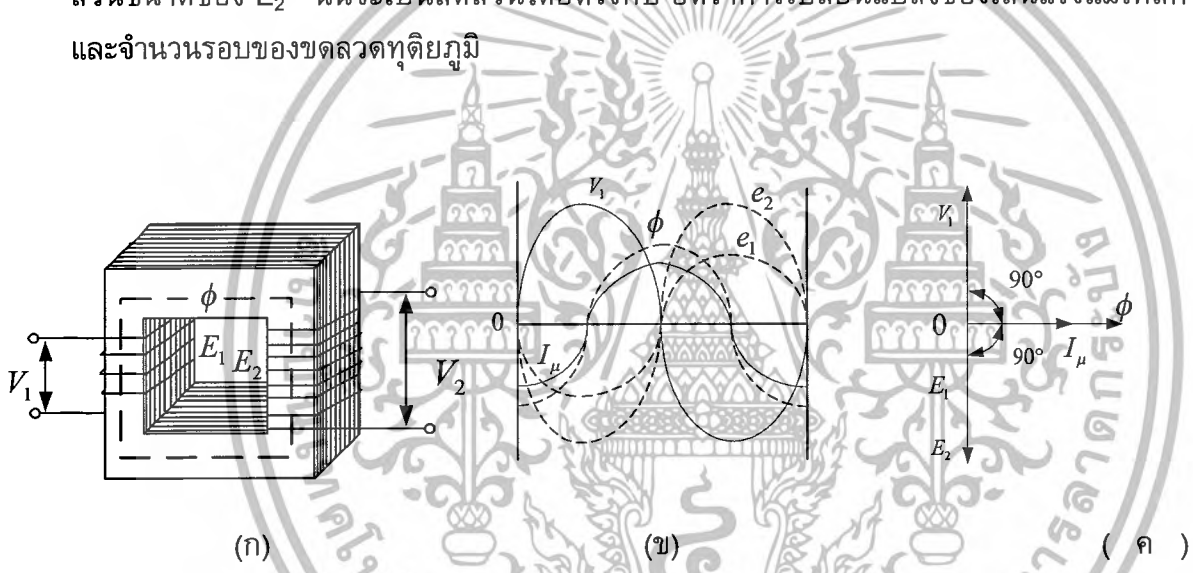
2.5.1 หม้อแปลงในอุดมคติ (Ideal transformer)

หม้อแปลงในอุดมคติ หมายถึง หม้อแปลงที่ไม่มีการสูญเสีย (No losses) ขดลวดทั้งสองขดของมันเป็นซึ่งหมายถึงขดลวดปฐมภูมิ และขดลวดทุติยภูมิไม่มีค่าความต้านทาน (Ohmic resistance) ไม่มีการรั่วไหลของเส้นแรงแม่เหล็กหรือไม่คำนึงถึงลึกลงฟลักซ์นั่นเอง และไม่มีการสูญเสียในแกนเหล็กด้วย

ถ้าพิจารณาหม้อแปลงในอุดมคติ ซึ่งมีขดลวดทุติยภูมิเป็นวงจรเปิดและขดลวดปฐมภูมิต่อกับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ (รูปคลื่นไซน์) โดยมีแรงดันไฟฟ้า เป็น V_1 แต่เนื่องจากขดลวดปฐมภูมิมีค่าเป็นอินดักตีฟบริสุทธิ์ (Pure inductive) และไม่มีกระแสทางต้านทุติยภูมิ (สวิทช์ยังเปิดวงจรขดลวดทุติยภูมิอยู่) ดังนั้นจึงมีกระแสแมกเนไตซ์ หรือกระแสสร้างฟลักซ์ (Magnetizing current) I_m จำนวนเล็กน้อย (กระแส I_m นี้จะล้าหลังแรงดันไฟฟ้า V_1 เป็นมุม

90 องศาทางไฟฟ้า) ไหลผ่านขดลวดปฐมภูมิ กระแส I_{μ} นี้ จะสร้างเส้นแรงแม่เหล็ก ϕ ซึ่งเปลี่ยนแปลงค่า (ขยายตัวออกและยุบตัวลง) ตลอดเวลาเป็นสัดส่วนโดยตรงกับกระแส I_{μ} และอินเฟสกับกระแส I_{μ} (สมมติว่าความซึมซาบได้ของวงจรแม่เหล็กมีค่าคงที่) การเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็ก ϕ จะคล้อง (link) กับขดลวดทั้งสองชุด ทำให้เกิดการเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนไฟฟ้าในตัวเอง (Self-induced emf) E_1 ขึ้นในขดลวดปฐมภูมิ มีทิศทางตรงข้ามกับแรงดันไฟฟ้า V_1 ซึ่งแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำ E_1 นี้เรียกว่า “แรงเคลื่อนไฟฟ้าต่อต้าน” (Counter emf or back emf) ของขดลวดปฐมภูมิ

ในทำนองเดียวกัน จะเกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำ E_2 ในขดลวดทุติยภูมิ ซึ่งแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำ E_2 นี้เรียกว่า “มิวจวล อินดิวิธ อี.เอ็ม.เอฟ.” (Mutual induced emf) ซึ่งแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำ E_2 นี้จะมีเฟสตรงกันข้าม (Antiphase) กับแรงดันไฟฟ้า V_1 ส่วนขนาดของ E_2 นั้นจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับ อัตราการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็ก และจำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิ



ภาพที่ 2.10 ก) หม้อแปลงในอุดมคติ

- ข) รูปคลื่นแสดงค่าชั่วขณะของแรงดันไฟฟ้า V_1 แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำในขดลวดทั้งสองชุด E_1 และ E_2 กระแสแมกเนไตซ์ I_{μ} และเส้นแรงแม่เหล็ก ϕ (Mutual flux)
- ค) เวกเตอร์ไดอะแกรมของค่าต่างๆในข้อ ข

ค่าชั่วขณะ (Instantaneous values) ของแรงดันไฟฟ้า V_1 แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำในขดลวดปฐมภูมิ E_1 แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำในขดลวดทุติยภูมิ E_2 เส้นแรงแม่เหล็ก (Mutual flux) ϕ และกระแสแมกเนไตซ์ หรือกระแสสร้างสนามแม่เหล็ก I_{μ} นำมาเขียนแทนด้วยรูปคลื่นไซน์ส่วนภาพที่ 2-10 ค. แสดงเฟสเซอร์ไดอะแกรมของค่าประสิทธิภาพ (Effective values) ของปริมาณดังกล่าว จะสังเกตเห็นว่าเวกเตอร์ของกระแสแมกเนไตซ์ I_{μ} จะล้าหลังเวกเตอร์ของแรงดันไฟฟ้า V_1 เป็นมุม 90 องศาทางไฟฟ้า เวกเตอร์ของเส้นแรงแม่เหล็ก ϕ จะอินเฟสกับเวกเตอร์ของกระแสแมกเนไตซ์ I_{μ} ส่วนเวกเตอร์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำ E_1

และ E_2 จะอินเฟสกัน และ ลำโวล่วงเวคเตอร์ของกระแสแมกเนไตซ์ I_m เป็นมุม 90 องศาทางไฟฟ้า และลำโวล่วงเวคเตอร์ของแรงดันไฟฟ้า V_1 เป็นมุม 180 องศาทางไฟฟ้า ดังภาพที่ 2-10 ข. และ 2-10 ค.

2.5.2 สมการแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำของหม้อแปลงไฟฟ้า (E.M.F equation)

ให้ N_1 = จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ

N_2 = จำนวนรอบของขดทุติยภูมิ

ϕ_m = ค่าสูงสุดของฟลักซ์ (Maximum flux) ในแกนหม้อแปลงเป็นเวเบอร์ (Weber)
= $B_m A$

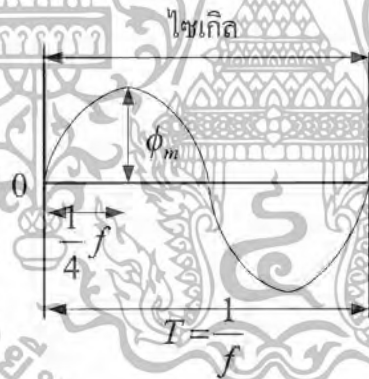
f = ความถี่ของแรงดันไฟฟ้า V_1 เป็น Hz

เมื่อ B_m = ค่าสูงสุดของความหนาแน่นของฟลักซ์ในแกนหม้อแปลงเป็นเวเบอร์/ม.² หรือ เทสลา (Tesla)

A = พื้นที่หน้าตัดของแกนหม้อแปลง เป็น ม.²

ในภาพที่ 2-11 แสดงการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์จากค่าศูนย์ถึงค่าสูงสุด ϕ_m ในเวลา

1/4วินาที



ภาพที่ 2.11 การเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์จากค่าศูนย์ ถึงค่าสูงสุดเวลา $\frac{1}{4}f$ วินาที

\therefore ค่าเฉลี่ยของอัตราการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์

$$= \frac{\phi_m}{1/4f}$$

$$= 4f\phi_m \text{ เวเบอร์/วินาที (Wb/s)}$$

อัตราการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์ต่อหนึ่งรอบ (ของขดลวดตัวนำ)ทำให้เกิด
เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาดเห็นาเบ ไซบระโยชน์ด้านการค้า
แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำ มีหน่วยเป็นโวลท์
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

∴ ค่าเฉลี่ยของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำ/รอบ

$$= 4f\phi_m \text{ โวลต์}$$

ถ้าฟลักซ์ ϕ เปลี่ยนแปลงแบบรูปคลื่นไซน์ (Sinusoidally) ค่า r.m.s. ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ได้ คือ ผลคูณระหว่างค่าเฉลี่ยของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำกับฟอร์มแฟคเตอร์ (Form factor)

จากสมการของฟอร์มแฟคเตอร์

$$\text{ฟอร์มแฟคเตอร์} = \text{ค่า r.m.s./ค่าเฉลี่ย}$$

$$= 1.11$$

∴ ค่า r.m.s. ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำ/รอบ

$$= 1.11 \times 4f\phi_m$$

$$= 4.44 f\phi_m$$

ค่า r.m.s. ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำในขดลวดปฐมภูมิ

$$= (\text{แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำ/รอบ}) \times \text{จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ}$$

$$E_1 = 4.44 f N_1 \phi_m \quad \text{โวลต์} \quad (2-12)$$

หรือ

$$E_1 = 4.44 f N_1 B_m A \quad \text{โวลต์}$$

ในทำนองเดียวกัน

ค่า r.m.s. ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำในขดลวดทุติยภูมิ

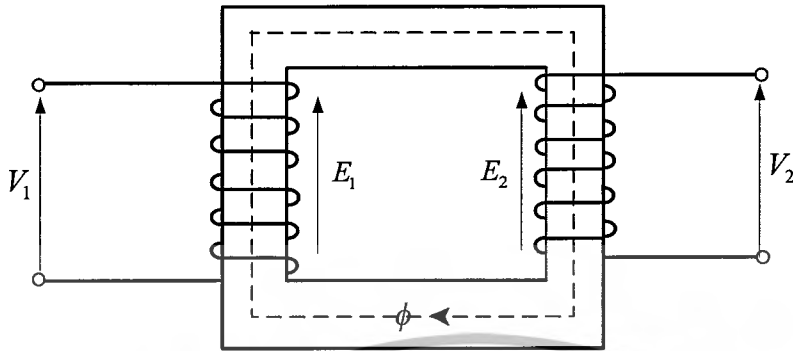
$$E_2 = 4.44 f N_2 \phi_m \quad \text{โวลต์} \quad (2-13)$$

หรือ

$$E_2 = 4.44 f N_2 B_m A \quad \text{โวลต์}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.3 หม้อแปลงในอุดมคติในสภาวะไร้โหลด



ภาพที่ 2.12 หม้อแปลงในอุดมคติในสภาวะไร้โหลด

จากภาพที่ 2-12 เป็นหม้อแปลงในอุดมคติในสภาวะไร้โหลด (No-load)

เมื่อ $V_1 =$ แรงดันไฟฟ้าด้านปฐมภูมิ หรือแรงดันป้อน เป็น โวลท์

$V_2 =$ แรงดันไฟฟ้าที่ขั้วด้านทุติยภูมิ เป็น โวลท์

$E_1 =$ แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำในขดลวดปฐมภูมิ เป็น โวลท์

และ $E_2 =$ แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำในขดลวดทุติยภูมิ เป็น โวลท์

ดังได้กล่าวมาแล้ว ในหัวข้อ 2.5.1 ว่าหม้อแปลงในอุดมคติ หมายถึง หม้อแปลงที่ไม่มีการสูญเสียและไม่มีความต้านทานในขดลวดทั้งสองขด ดังนั้นจะได้

$$V_1 = E_1 \text{ และ } V_2 = E_2$$

2.5.4 อัตราส่วนแรงดันของหม้อแปลง (Voltage transformation ratio) ,K

จากสมการ 2-12 และ 2-13 จะได้

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{N_2}{N_1} = K \quad (2-14)$$

หรือ

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{N_2}{N_1} = K \quad (2-15)$$

ค่าคงที่ K มีชื่อเรียกว่า “อัตราส่วนแรงดัน” หรือ “อัตราส่วนจำนวนรอบ” ของหม้อแปลง ซึ่งมีความหมายดังนี้

ก. ถ้า $N_2 > N_1$ หรือ $K > 1$ เรียกหม้อแปลงนั้นว่า “หม้อแปลงเพิ่มแรงดัน”

ข. ถ้า $N_2 < N_1$ หรือ $K < 1$ เรียกหม้อแปลงนั้นว่า “หม้อแปลงลดแรงดัน”

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.5 กำลังไฟฟ้าของหม้อแปลงในอุดมคติ

ตามที่ได้อธิบายมาแล้วในหัวข้อ 2.5.1 ว่าหม้อแปลงในอุดมคติ หมายถึง หม้อแปลงที่ไม่มีการสูญเสียใดๆเลย ดังนั้นกำลังอินพุตจะมีค่าเท่ากับกำลังเอาต์พุต ซึ่งเขียนเป็นสมการได้ดังนี้
กำลังอินพุต ($V_1 I_1$) = กำลังเอาต์พุต ($V_2 I_2$)

$$\therefore V_1 I_1 = V_2 I_2$$

หรือ
$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{V_1}{V_2} = \frac{1}{K} \quad (2-16)$$

นั่นหมายความว่า กระแสของหม้อแปลงจะเป็นอัตราส่วนผกผัน (Inverse ratio) กับอัตราส่วนแรงดันของหม้อแปลง

2.5.6 หม้อแปลงที่ใช้ในงานจริง (Actual transformer)

หม้อแปลงที่ใช้ในงานจริงแตกต่างจากหม้อแปลงในอุดมคติ เนื่องจากหม้อแปลงที่ใช้ในงานจริงย่อมต้องมีค่าความต้านทานในขดลวดทั้งสองขด ซึ่งเป็นสาเหตุให้เกิดการสูญเสียในขดลวดทองแดง (Copper loss) การเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์ในแกนเป็นสาเหตุให้เกิดการสูญเสียในแกนเหล็ก (Iron loss or Core loss) และการสูญเสียที่เกิดจากลีสแกจฟลักซ์ เราจะพิจารณาการทำงานของหม้อแปลงที่ใช้ในงานจริง เป็นสองกรณีคือ

- ก. หม้อแปลงเมื่อไร้โหลด (No-load)
 - ข. หม้อแปลงเมื่อมีโหลด (On-load)
- โดยไม่คำนึงถึงการสูญเสียที่เกิดจาก ลีสแกจฟลักซ์

2.5.7 หม้อแปลงเมื่อไร้โหลด (Transformer on no-load)

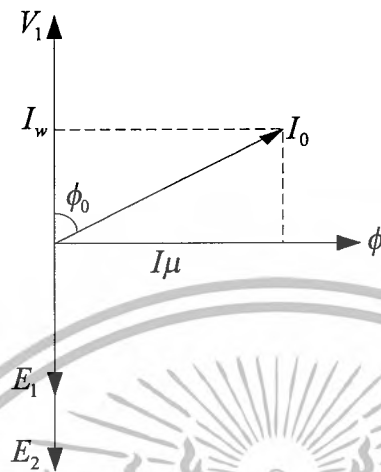
เมื่อจ่ายแรงดันไฟฟ้า V_1 ให้กับหม้อแปลงที่ไม่มีโหลดต่ออยู่ หรือวงจรขดลวดทุติยภูมิเป็นวงจรเปิด กระแส I_0 ที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิจะมีค่าน้อยมาก (เมื่อเทียบกับกระแสเมื่อหม้อแปลงจ่ายโหลดเต็มพิกัด) ดังนั้นการสูญเสียในขดลวดทองแดงด้านปฐมภูมีย่อมมีค่าน้อยด้วย (ไม่มีการสูญเสียในขดลวดทองแดงด้านทุติยภูมิ เนื่องจากเป็นวงจรเปิด) ดังนั้นเฟสเซอร์ของกระแสเมื่อไร้โหลดด้านปฐมภูมิ (No-load primary input current) I_0 จะล้าหลังแรงดันไฟฟ้า V_1 เป็นมุม ϕ_0 (ซึ่งมุม $\phi_0 < 90$ องศา)

ดังนั้นกำลังอินพุตของหม้อแปลงเมื่อไร้โหลด จึงหาได้จาก

$$P_0 = V_1 I_0 \cos \phi_0 \quad (2-17)$$

เอกสารเมื่อ $\cos \phi_0$ เป็นเพาเวอร์ แฟคเตอร์เมื่อไร้โหลดที่ด้านขดลวดปฐมภูมิ ไม่นิยามให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สภาวะการทำงานของหม้อแปลงที่ใช้ในงานจริง เมื่อไร้โหลด สามารถนำมาเขียนเป็น
 เวกเตอร์ไดอะแกรมได้ดังภาพที่ 2.13



ภาพที่ 2.13 เวกเตอร์ไดอะแกรมของหม้อแปลงเมื่อไร้โหลด

จากเวกเตอร์ ไดอะแกรมของหม้อแปลงเมื่อไร้โหลดในรูปที่ 2.13 จะสังเกตเห็นว่า
 กระแสด้านปฐมภูมิเมื่อไร้โหลด I_0 ประกอบด้วยกระแสสองส่วนคือ I_w และ I_μ

ก. กระแสส่วนที่อินเฟสกับแรงดันไฟฟ้า V_1 เรียกว่า กระแสใช้งาน (Active or working current) หรือ กระแสที่ทำให้เกิดการสูญเสียในแกนเหล็ก (Iron loss) " I_w " รวมทั้งการสูญเสียใน
 ขดลวดทองแดงด้านปฐมภูมิ (Primary Cu loss) จำนวนเล็กน้อย

$$I_w = I_0 \cos \phi \quad (2-18)$$

ข. กระแสส่วนที่ล้าหลัง หรือตั้งฉากกับแรงดันไฟฟ้า V_1 เรียกว่า กระแสสร้างฟลักซ์ (กระแสที่ทำให้เกิดมิวจลฟลักซ์ ϕ) หรือ กระแสแมกเนไตซ์, " I_μ " กระแสส่วนนี้จะอินเฟสกับฟลักซ์ ϕ และไม่ทำให้เกิดการสูญเสียใดๆในหม้อแปลง

$$I_\mu = I_0 \sin \phi_0 \quad (2-19)$$

จากเวกเตอร์ จะสังเกตเห็นว่า กระแส I_0 คือ ผลบวกทางเวกเตอร์ของกระแส I_w และ I_μ ดังนั้น

$$I_0 = \sqrt{(I_w^2 + I_\mu^2)} \quad (2-20)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.8 หม้อแปลงเมื่อมีโหลด (Transformer on load)

เมื่อมีโหลดต่อเข้ากับขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลง จะมีกระแส I_2 ไหลผ่านขดลวดทุติยภูมิ ขนาดของกระแสและมุมต่างเฟสของกระแส I_2 (เมื่อเทียบกับแรงดันไฟฟ้าที่ขั้ว V_2) จะมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับขนาดของโหลดและชนิดหรือพาวเวอร์แฟคเตอร์ของโหลดซึ่งมีอยู่ 3 ชนิด คือ

ก. เมื่อโหลดเป็นความต้านทาน (Resistive load) หรือโหลดที่มีค่าพาวเวอร์แฟคเตอร์เป็นหนึ่ง (Unity p.f.) กระแส I_2 จะอินเฟสกับแรงดันไฟฟ้าที่ขั้ว V_2

ข. เมื่อโหลดเป็นอินдукติฟ (Inductive load) หรือโหลดที่มีค่าพาวเวอร์แฟคเตอร์ล่าช้า (Lagging p.f.) กระแส I_2 จะล่าช้าแรงดันไฟฟ้าที่ขั้ว V_2 เป็นมุม ϕ_2

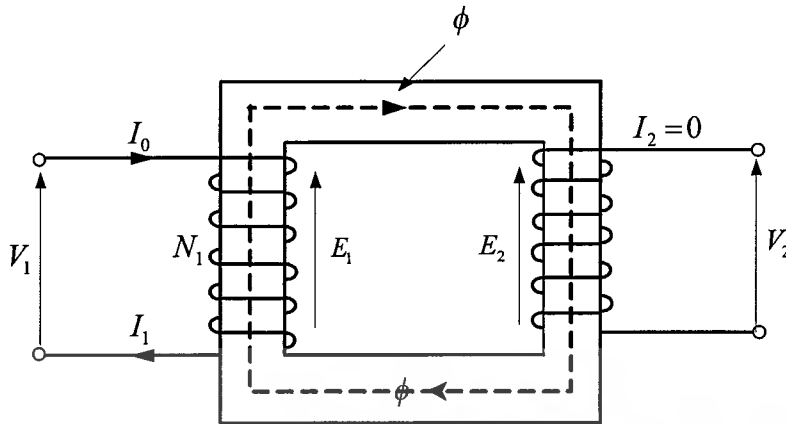
ค. เมื่อโหลดเป็นคาปาซิทีฟ (Capacitive load) หรือโหลดที่มีค่าพาวเวอร์แฟคเตอร์นำหน้า (Leading p.f.) กระแส I_2 จะนำหน้าแรงดันไฟฟ้าที่ขั้ว V_2 เป็นมุม ϕ_2

กระแส I_2 จะทำให้เกิดแรงเคลื่อนแม่เหล็ก (m.m.f.) ขึ้นมามีค่า $= N_2 I_2$ และสร้างฟลักซ์ ϕ_2 ขึ้นมาต่อต้านกับมิวจวลฟลักซ์ ϕ ที่เกิดจากขดลวดปฐมภูมิเนื่องจากกระแส I_0 แรงเคลื่อนแม่เหล็กหรือแอมแปร์-เทิน $N_2 I_2$ ของขดลวดทุติยภูมินี้เรียกว่า แอมแปร์-เทินลดเส้นแรงแม่เหล็ก (Demagnetizing ampere-turn) เมื่อมิวจวลฟลักซ์ ϕ ลดลง ค่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำ (แรงเคลื่อนไฟฟ้าต่อต้าน) E_1 ในขดลวดปฐมภูมิก็จะลดลงด้วยจึงทำให้เกิดผลต่างระหว่าง V_1 กับ E_1 อันเป็นสาเหตุทำให้มีกระแสไหลเพิ่มขึ้นในขดลวดปฐมภูมิ

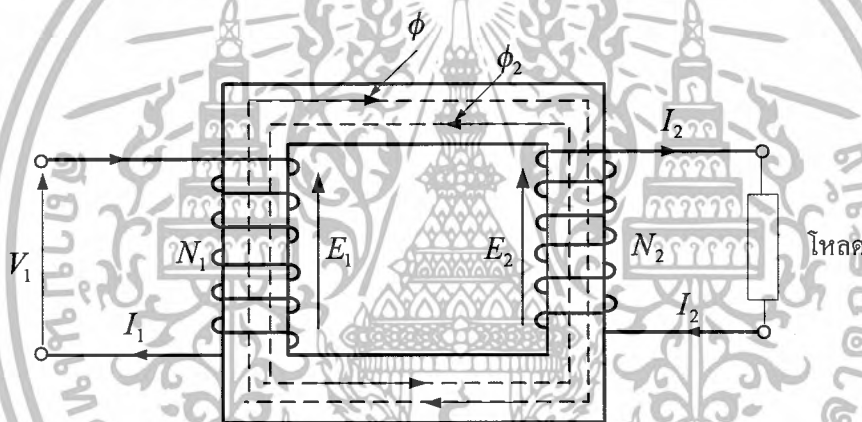
สมมติให้กระแสที่ไหลเพิ่มขึ้นในขดลวดปฐมภูมิ เป็น I_2' กระแสนี้เรียกว่า กระแสโหลดด้านปฐมภูมิ (Load component of primary current) ซึ่งกระแส I_2' นี้จะมีเฟสตรงกันข้าม (Antiphase) กับกระแส I_2 กระแส I_2' จะทำให้เกิดแรงเคลื่อนแม่เหล็กหรือ แอมแปร์-เทินเพิ่มขึ้นทางด้านปฐมภูมิมิค่า $= N_2 I_2'$ และสร้างฟลักซ์ ϕ_2' ขึ้นมาต่อต้านกับฟลักซ์ ϕ ด้วยเหตุนี้ ผลที่เกิดขึ้นในวงจรแม่เหล็กอันเนื่องมาจากกระแส I_2 จึงถูกทำให้เป็นกลาง (Neutralized) ไปในทันทีทันใด โดยกระแส I_2' ซึ่งเกิดขึ้นพร้อมกับกระแส I_2 นั้นเอง ดังนั้นจึงคงเหลือแต่เพียงมิวจวล

ฟลักซ์ ϕ เพียงอย่างเดียวเท่านั้น

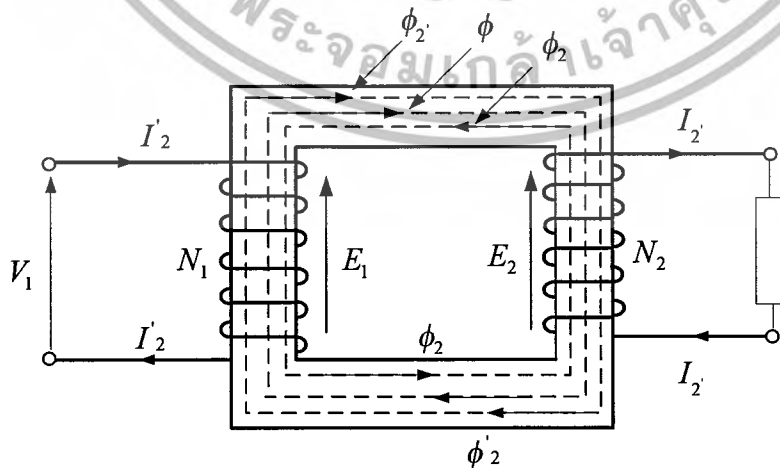
แต่กระแสทางด้านปฐมภูมิจะเปลี่ยนจากกระแส I_0 เป็นกระแส I_1 ซึ่งมีค่าเท่ากับผลบวกทางเวกเตอร์ของกระแส I_0 กับ I_2' นั้นเอง การเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วของฟลักซ์ในแกนหม้อแปลง ขณะหม้อแปลงจ่ายกระแสโหลด I_2 ได้แสดงไว้ในภาพที่ 2.14 ถึงภาพที่ 2.17



ภาพที่ 2.14 เมื่อไร้โหลดกระแสต้านปฐมภูมิคือ I_0 ฟลักซ์ในแกนเหล็กมีแต่มีจวลฟลักซ์ ϕ เท่านั้น



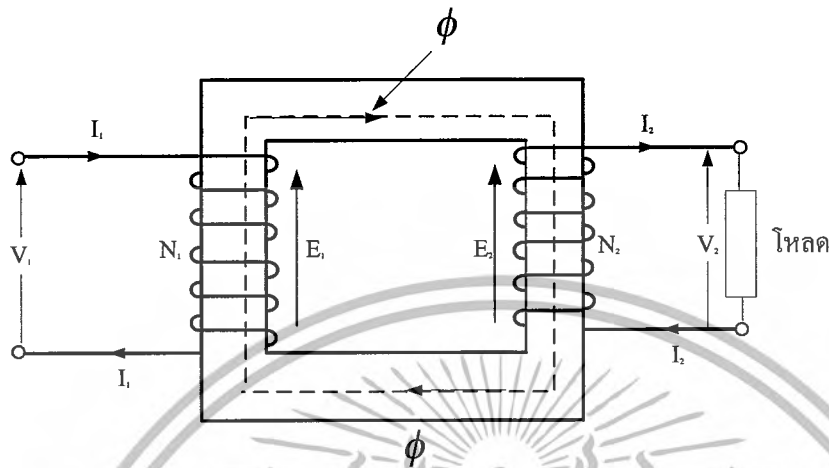
ภาพที่ 2.15 เมื่อมีโหลดมาต่อกับขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลง กระแสต้านทุติยภูมิคือ I_2 สร้างฟลักซ์ ϕ_2 ขึ้นต่อต้านกับมีจวลฟลักซ์ ϕ



ภาพที่ 2.16 ขณะที่มีจวลฟลักซ์ ϕ ลดลงทำให้แรงเคลื่อนไฟฟ้าต่อต้าน E_1 ลดลงเกิดกระแส I_2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไหลเพิ่มขึ้นในขดลวดปฐมภูมิ สร้างฟลักซ์ ϕ_2' มีขนาดเท่ากับแต่มีทิศทางตรงข้ามกับฟลักซ์ ϕ_2 จึงหักล้างกันหมด



ภาพที่ 2.17 ฟลักซ์ในแกนเหล็กจึงเหลือเพียงมีวจลฟลักซ์ เช่นเดียวกับภาพที่ 2-16 แต่

กระแสต้านปฐมภูมิจะเปลี่ยนจากกระแส I_0 เป็นกระแส I_1' ซึ่ง $I_1' = I_0 + I_2'$ โดยกระแสโหลดด้านทุติยภูมิยังเป็น I_2 เช่นเดิม

นั่นหมายความว่า ไม่ว่าโหลดทางด้านทุติยภูมิจะเปลี่ยนแปลงไปเท่าใดก็ตาม ฟลักซ์ทั้งหมดในแกนเหล็กหม้อแปลงยังคงมีค่าเท่าเดิม คือเท่ากับฟลักซ์ในสภาวะไร้อะไรโหลดด้วยเหตุผลดังกล่าวข้างต้น จึงทำให้ การสูญเสียในแกนเหล็กมีค่าคงที่ทุกสภาวะโหลดด้วย

เมื่อ $\phi_2 = \phi_2'$ ดังได้กล่าวมาแล้วข้างต้น

$$\therefore N_2 I_2 = N_1 I_2'$$

$$\therefore I_2' = \frac{N_2}{N_1} \times I_2$$

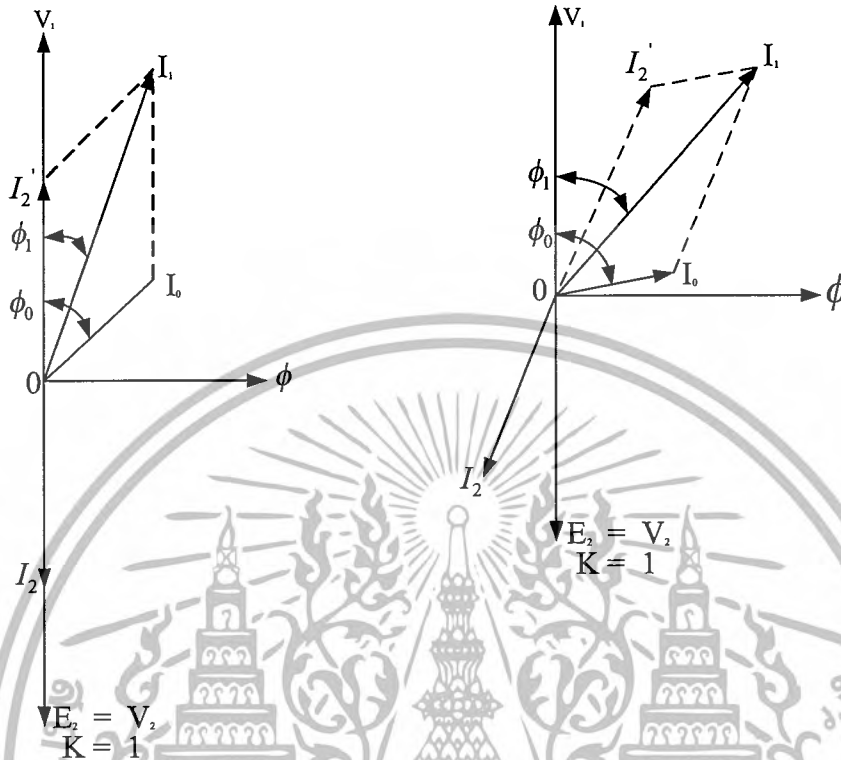
$$I_1' = K I_2 \quad (2-21)$$

ดังนั้นในขณะหม้อแปลงจ่ายโหลด กระแสทางด้านปฐมภูมิจึงประกอบด้วยกระแสสองส่วน คือ กระแส I_0 และกระแส I_2' ซึ่งมีเฟสตรงกันข้ามกับกระแส I_2 ขนาดของกระแส I_2' หาได้ ดังนั้นกระแสทั้งหมดทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงจึงเท่ากับผลบวกทางเวกเตอร์ของกระแส I_0 กับ I_2' เขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$\vec{I}_1 = \vec{I}_0 + \vec{I}_2' \quad (2-22)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.9 เวกเตอร์ไดอะแกรมของหม้อแปลง



ภาพที่ 2.18 เวกเตอร์ไดอะแกรมของหม้อแปลงเมื่อจ่ายโหลด

ก) กระแส I_2 อินเฟสกับ E_2 หรือ V_2

ข) กระแส I_2 ล้าหลัง E_2 เป็นมุม ϕ_2

เวกเตอร์ไดอะแกรมของหม้อแปลงเมื่อจ่ายโหลด แสดงไว้ในภาพที่ 2.18 โดยสมมติให้หม้อแปลง มีอัตราส่วนแรงดัน (Voltage transformation ration) $K = 1$

ในภาพที่ 2.18 ก. เมื่อโหลดเป็นค่าความต้านทาน ซึ่งมีค่า $p.f. = 1$ ดังนั้นกระแสด้านทุติยภูมิ I_2 จึงอินเฟสกับ E_2 หรือ V_2 เป็นสาเหตุให้มีกระแสไหลเพิ่มขึ้นทางด้านปฐมภูมิคือ I_1 ซึ่งมีเฟสตรงข้ามและมีขนาดเท่ากับ I_2 ($\because K = 1$) ดังนั้นกระแสด้านปฐมภูมิ I_1 จึงเป็นผลบวกทางเวกเตอร์ของกระแส I_0 และ I_2 และ I_1 จะล้าหลังแรงดันไฟฟ้า V_1 เป็นมุม ϕ_1

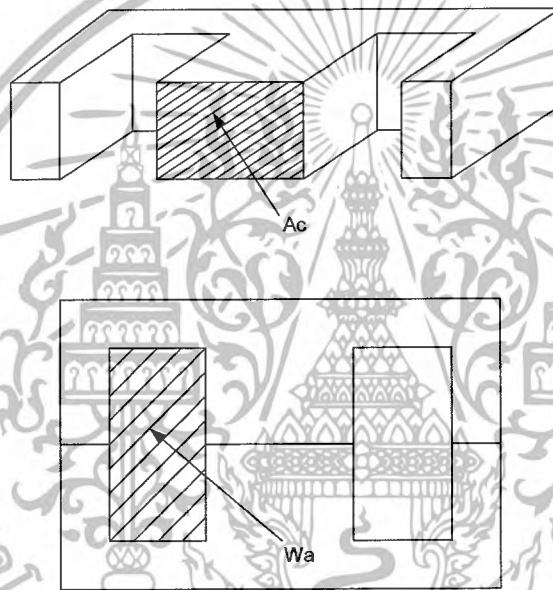
ในภาพที่ 2.18 ข. เมื่อโหลดเป็นอินดักทีฟ ซึ่งมีค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ล้าหลังจึงทำให้กระแสด้านทุติยภูมิ I_2 ล้าหลัง E_2 หรือ V_2 เป็นมุม ϕ_2 จะมีกระแสเพิ่มขึ้นทางด้านปฐมภูมิ คือ I_1 ซึ่งมีเฟสตรงข้ามและมีขนาดเท่ากับ I_2 เช่นเดิม ดังนั้นกระแส I_1 คือผลบวกทางเวกเตอร์ของ I_0 และ I_2 และเวกเตอร์ของ I_1 จะล้าหลัง V_1 เป็นมุม

2.6 การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า

ในการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าโดยใช้วิธีผลคูณพื้นที่จะประกอบด้วยส่วนต่างๆ ดังนี้: ความหมายและที่มาของวิธีการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าแบบผลคูณพื้นที่ (Area Product)

ผลคูณพื้นที่ (A_p) ของแกนเหล็กหม้อแปลง คือ ผลคูณระหว่าง Window Area (W_a) ของแกนที่มีหน่วยเป็นตารางเซนติเมตรกับ Cross-section area (A_c) ที่มีหน่วยเป็นตารางเซนติเมตรเช่นกันดังแสดงในรูปที่ 1 ซึ่งจะได้สมการดังนี้:

$$A_p = W_a A_c \quad (cm^4) \quad (2.23)$$



ภาพที่ 2.19 พื้นที่หน้าตัด (A_c) และพื้นที่ช่องหน้าต่าง (W_a) ของแกนเหล็กหม้อแปลงความถี่สูง

2.6.1 ที่มาของสมการผลคูณพื้นที่ (A_p)

ที่มาของ สมการผลคูณพื้นที่ (A_p) หาได้จากความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟารวม (P_{total}) กับผลคูณพื้นที่ (A_p) โดยมีสมการดังนี้:

$$A_p = \left(\frac{P_{total} \times 10^4}{K_f B_m f K_u K_j} \right)^x \quad (cm^4) \quad (2.24)$$

องค์ประกอบที่พบในสมการได้แก่ waveform coefficient (K_f) flux density (B_m) ความถี่ใช้งาน (f) Window utilization (K_u) และ current density constant (K_j) ซึ่งตัวแปรทั้งหมดนี้จะมีอิทธิพลต่อค่าผลคูณพื้นที่ของหม้อแปลงและที่มาของสมการ A_p ที่ใช้คำนวณนี้จะได้จากสมการของฟาราเดย์ดังนี้:

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$e = N \frac{d\phi}{dt} \quad (2.25)$$

ซึ่งจะได้

$$E = K_f B_m A_c N f \times 10^{-4} \quad (2.26)$$

และเมื่อจัดรูปแบบสมการใหม่จะได้

$$N A_c = \frac{E \times 10^4}{K_f B_m f} \quad (2.27)$$

จาก

$$N = \frac{K_u W_a}{A_w} \quad (2.28)$$

คูณ A_c ทั้งสองข้างของ (2.28)

$$N A_c = \frac{K_u A_c W_a}{A_w} \quad (2.29)$$

จากสมการที่(2.27) และ(2.29) จะได้

$$A_c W_a = \frac{A_w E \times 10^4}{K_f B_m f K_u} \quad (2.30)$$

โดยที่

$$A_w = \frac{I}{J} \quad (2.31)$$

จากสมการที่ (2.30) และ (2.31) จะได้

$$A_c W_a = \frac{EI \times 10^4}{K_f B_m f K_u J} \quad (2.32)$$

$$P_{total} = \frac{P_{secondary}}{\eta} + P_{secondary} \quad (2.33)$$

เอกสารจากสมการที่(2.32)และ(2.33)จะได้ใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A_c W_{a,total} = \frac{EI \times 10^4}{K_f B_m f K_u J} + \frac{\eta EI \times 10^4}{K_f B_m f K_u J} \quad (2.34)$$

จากสมการที่ (2.24)
$$A_p = \frac{P_{total} \times 10^4}{K_f B_m f K_u K_j} \quad (2.35)$$

Core	K_j ที่ 50 °C	x	y
Lamination	534	1.14	-0.12

ตารางที่ 2.1 Cor configuration constant

จากตารางที่ 1 ค่า x และ y เป็นตัวแปรยกกำลังของสมการ A_p และ J ตามลำดับ โดยจะได้ค่า A_p ดังนี้:

$$A_p = \left(\frac{P_{total} \times 10^4}{K_f B_m f K_u K_j} \right)^x \quad (cm^4) \quad (2.36)$$

ตัวแปรยกกำลัง x ในสมการที่(14) สามารถแทนค่า $x = 1.14$ จากตารางที่ 1 และจะได้สมการใหม่ดังนี้:

$$A_p = \left(\frac{P_{total} \times 10^4}{K_f B_m f K_u K_j} \right)^{1.14} \quad (cm^4) \quad (2.37)$$

สมการที่ (2.26) เป็นสมการที่ใช้ในการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง โดยวิธีผลคูณพื้นที่

2.6.2 ขั้นตอนการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า

ในการออกแบบหม้อแปลงจะเป็นแบบ Step-down Transformer โดยให้มี Spec.ของแรงดันด้านปฐมภูมิ 220 V แรงดันด้านทุติยภูมิ 160 V กระแสด้านทุติยภูมิ 10 A ความถี่ 50 KHz จะมีขั้นตอนดังนี้:

ขั้นตอนที่ 1 คำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าด้านทุติยภูมิ $P_{secondary}$

$$P_{secondary} = V_s I_s = 160 \times 10 \quad (2.38)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 = 1600 VA หรือ 1600 W
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยในภาวะที่โหลดมีค่าความต้านทานเพียงอย่างเดียวจะได้ค่า Power Factor = 0.1
ขั้นตอนที่ 2 คำนวณหาค่ากำลังไฟฟารวม P_{total}

$$P_{total} = P_{secondary} \left(\frac{1}{\eta} + 1 \right) \quad (2.39)$$

$$= 1600 \times (1/0.95+1)$$

$$= 3284 \text{ W.}$$

กำลังไฟฟารวม (total power) เป็นส่วนประกอบที่ใช้ในการคำนวณไม่ใช่กำลังไฟฟ้าที่หม้อแปลงสามารถจ่ายให้กับโหลดได้

ขั้นตอนที่ 3 คำนวณหาค่าผลคูณพื้นที่ A_p จากสมการที่ (2.37)

$$A_p = \left(\frac{P_{total} \times 10^4}{K_f B_m f K_u K_j} \right)^{1.14} \quad (2.40)$$

กำหนดให้

$K_f = 4.44$ (Sine wavefrom coefficient)

$B_m = 0.06$ Tesla (Maximum flux density)

$K_u = 0.22$ (Core window utilization factor)

$K_j = 534$ (Current density constant ที่ 50°C ในตารางที่ 1)

$x = 1.14$ (แกนที่ใช้มีรูปทรงแบบเดียวกับ Lamination EE Core แต่วัสดุที่ใช้ทำจาก Ferrite)

$f = 50$ -kHz (Operating frequency)

$$A_p = \left[(3284 \times 10^4) / (4.44 \times 0.06 \times 50000 \times 0.22 \times 534) \right]^{1.14}$$

ดังนั้นจะได้

$$A_p = 32.14 \text{ cm}^2$$

ขั้นตอนที่ 4 เลือกแกนเหล็กหม้อแปลงโดยนำค่าผลคูณพื้นที่ ที่คำนวณได้บวกเพิ่มอีก 10% แล้วนำค่าที่ได้ไปเลือกขนาดของแกนเหล็กหม้อแปลงไฟฟ้า จากตาราง Ferrite International EE Core เลือก Part No.EE80-38-20 ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้:

$$A_p = 44.69 \text{ cm}^4$$

$$\text{Mean Length Turn(MLT)} = 14.9 \text{ cm}$$

Mean Magnetic Path Length(MPL)= 19.4 cm

Core sectional Area(A_c)= 3.925 cm²

Window area(W_a)= 11.386 cm²

Total surface area(A_t)= 278.0 cm²

Core weight(W_{fe})= 363.2 grams

ขั้นตอนที่ 5 คำนวณหาค่าจำนวนรอบขดลวดต้านทุติยภูมิ

$$N_p = \left(\frac{V_p \times 10^4}{K_f B_m f A_c} \right) \quad (2.41)$$

$$= (220 \times 10^4) / (4.44 \times 0.06 \times 50000 \times 3.925)$$

$$= 42 \text{ รอบ}$$

ขั้นตอนที่ 6 คำนวณหาค่ากระแสไฟฟ้าด้านปฐมภูมิ

$$I_p = \frac{P_{secondary}}{V_p \eta} = 1600(220 \times 0.95) \quad (2.42)$$

$$= 7.65 \text{ A}$$

ขั้นตอนที่ 7 คำนวณหาค่าความหนาแน่นกระแส

$$J = K_f A_p^{-0.12} \quad (2.43)$$

$$= 534 \times 44.69^{-0.12}$$

$$= 338.45 \text{ A/cm}^2$$

ขั้นตอนที่ 8 คำนวณพื้นที่หน้าตัดลวดทองแดงด้านปฐมภูมิ

$$A_{pw(B)} = \frac{I_p}{J} = 7.65 / 338.46 \quad (2.44)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เลือกขนาดลวด SWG เบอร์ 28 มีพื้นที่ 0.001134 cm^2 จำนวน 20 เส้น ซึ่งจะมีพื้นที่หน้าตัดรวม = 0.02268 cm^2
ขั้นตอนที่ 9 คำนวณค่าความต้านทานขดลวดปฐมภูมิ

$$R_{p,dc 20^\circ\text{C}} = \frac{(MLT)(N_p)(\rho)}{A_{pw(B)}} \quad (2.45)$$

$$= 14.9 \times 42 \times 17.23 \times 10^{-7} / 0.02268$$

$$= 0.0475 \ \Omega \text{ ที่ } 20 \ ^\circ\text{C}$$

$\gamma_{20} = 0.00393 =$ Temperature constant for copper wire.

$T_1 =$ อุณหภูมิเริ่มต้น, $T_2 =$ อุณหภูมิสุดท้าย

$$R_{p,dc 70^\circ\text{C}} = R_{p,dc 20^\circ\text{C}} [1 + \gamma_{20} (T_2 - T_1)] \quad (2.46)$$

$$= 0.0475 [1 + 0.00393 (70 - 20)]$$

$$= 0.0568 \ \Omega \text{ ที่ } 70 \ ^\circ\text{C}$$

หาค่าสัมประสิทธิ์ Skin Effect

$$k_s = \frac{R_{ac}}{R_{dc}} = H + K \left(\frac{N_L D_1}{D_0} \right)^2 G \quad (2.47)$$

โดยที่ $G = \left(\frac{D_1 \sqrt{f}}{10.44} \right)^4 \quad (2.48)$

$K_{sp}, k_{ss} =$ ค่าสัมประสิทธิ์ Skin Effect ของขดลวดต้านปฐมภูมิ และต้านทุติยภูมิ ตามลำดับ

$R_{ac} =$ ค่าความต้านทานกระแสสลับ

$R_{dc} =$ ค่าความต้านทานกระแสตรง

$H =$ อัตราส่วนความต้านทาน กระแสสลับต่อกระแสตรงของเส้นลวดตัวนำเส้นเดี่ยว (ที่ความถี่น้อยกว่า 350 kHz มีค่าเท่ากับ 1)

$N_L =$ จำนวนขดลวดตัวนำใน Litz Wire.

$D_1 =$ เส้นผ่านศูนย์กลางของขดลวดตัวนำใน Litz Wire. (inch.)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่วางไว้ล่วงหน้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

D_0 = เส้นผ่านศูนย์กลางขอลitz Wire.(inch.)

G = Eddy-current basic factor.

K = ค่าคงที่ขึ้นกับจำนวนขดลวดตัวนำใน Litz Wire.

N	3	9	27	Infinity
K	1.55	1.84	1.92	2

ตารางที่ 2.2 ค่า K factor

$$D_L = 0.038 \text{ cm.} = 0.015 \text{ inch.}$$

$$G = \left(\frac{0.015 \sqrt{50000}}{10.44} \right)^4 = 0.011$$

$$k_{sp} = 1 + 1.89 \left(\frac{20 \times 0.015}{0.0862} \right)^2 0.011 = 1.25$$

$$R_{p,ac} = R_{p,dc 70^\circ C} \times k_{sp} = 0.0568 \times 1.25 = 0.071 \Omega \quad (2.49)$$

ขั้นตอนที่ 10 คำนวณค่า Copper loss ด้านปฐมภูมิ

$$P_{cu,p} = I_p^2 R_{p,ac} = 7.65^2 \times 0.071 = 4.15 \text{ W.}$$

ขั้นตอนที่ 11 คำนวณหาค่าจำนวนรอบขดลวดด้านทุติยภูมิ

$$N_s = N_p \times V_{s/V_p} = 42 \times 160/220 = 31 \text{ รอบ}$$

ขั้นตอนที่ 12 คำนวณพื้นที่หน้าตัดเส้นลวดทองแดงของขดลวดด้านทุติยภูมิ

$$A_{sw(B)} = I_s / J = 10 / 338.46 = 0.0295 \text{ cm}^2$$

เลือกขนาดลวด SWG#28 มีพื้นที่ 0.00134 cm^2 จำนวน 27 เส้น ซึ่งจะมีพื้นที่หน้าตัดรวม = 0.0306 cm^2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ขั้นตอนที่ 13 คำนวณค่าความต้านทานขดลวดด้านทุติยภูมิ
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_{s,dc20^{\circ}C} = \frac{(MLT)(N_s)(\rho)}{A_{sw(B)}} \quad (2.50)$$

$$= 14.9 \times 31 \times 17.23 \times 10^{-7} / 0.0306$$

$$= 0.0260 \Omega \text{ ที่ } 20^{\circ}C$$

$$R_{s,dc70^{\circ}C} = 0.0260[1 + 0.00393(70 - 20)]$$

$$= 0.0311 \Omega \text{ ที่ } 70^{\circ}C$$

$$k_{ss} = 1 + 1.92 \left(\frac{27 \times 0.015}{0.1} \right)^2 \times 0.011 = 1.35$$

$$R_{s,dc} = R_{s,dc70^{\circ}C} \times k_{ss} = 0.0311 \times 1.35 = 0.042 \Omega$$

ขั้นตอนที่ 14 คำนวณค่า Copper loss ด้านทุติยภูมิ

$$P_{cu,s} = I_s^2 R_{s,dc} = 10^2 \times 0.042 = 4.2 W.$$

ขั้นตอนที่ 15 คำนวณค่า Copper loss รวม P_c

$$P_{cu} = P_{cu,p} + P_{cu,s} = 4.15 + 4.2 = 8.35 W.$$

ขั้นตอนที่ 16 คำนวณค่า Core loss จาก $P_{total,loss}$ ดังนี้

$$P_{total,loss} = \frac{P_{secondary}}{\eta} - P_{secondary} \quad (2.51)$$

$$= \frac{1600}{0.95} - 1600$$

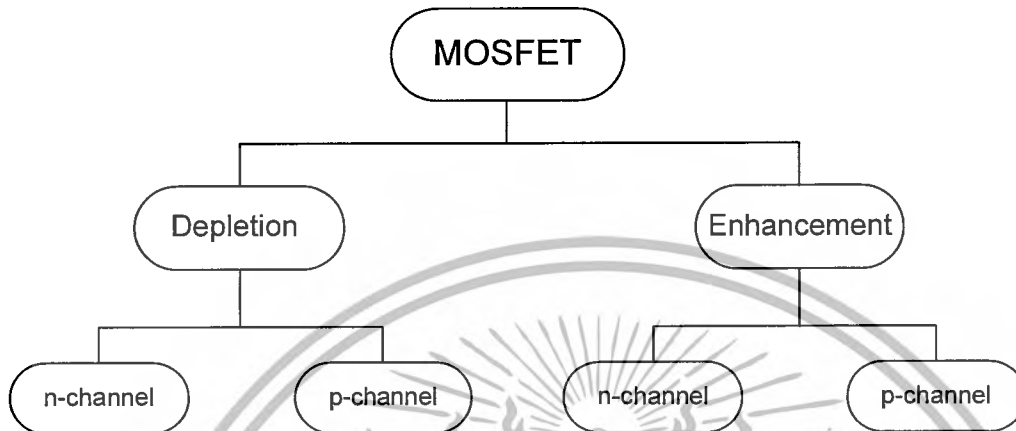
$$= 84.21 W.$$

ได้ค่า Core loss (P_c)

$$P_c = P_{total,loss} - P_{cu} \quad (2.52)$$

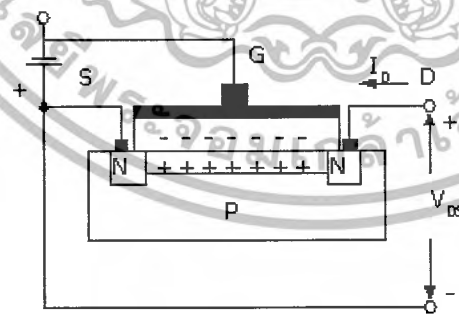
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าจ่ายแรงดันลบให้กับตีมอสเฟดแซนแนล n จะทำงานในโหมดตีฟลีชั่น แต่ถ้าจ่ายแรงดันบวก จะทำงานในโหมดเอนฮานซ์เมนต์ ส่วนตีมอสเฟดแซนแนล p ก็ทำงานคล้ายกันเมื่อได้รับแรงดันที่มีขั้วตรงข้ามกับแบบแซนแนล n มอสเฟดประเภทเอนฮานซ์เมนต์หรืออีมอสเฟด

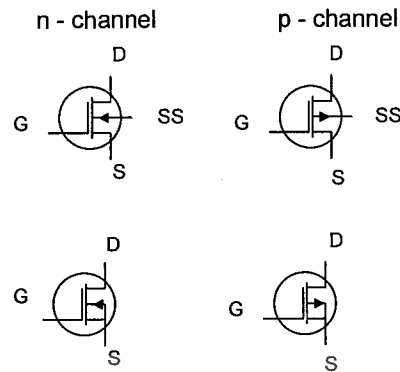


ภาพที่ 2.20 Block Diagram แสดงชนิดของ MOSFET

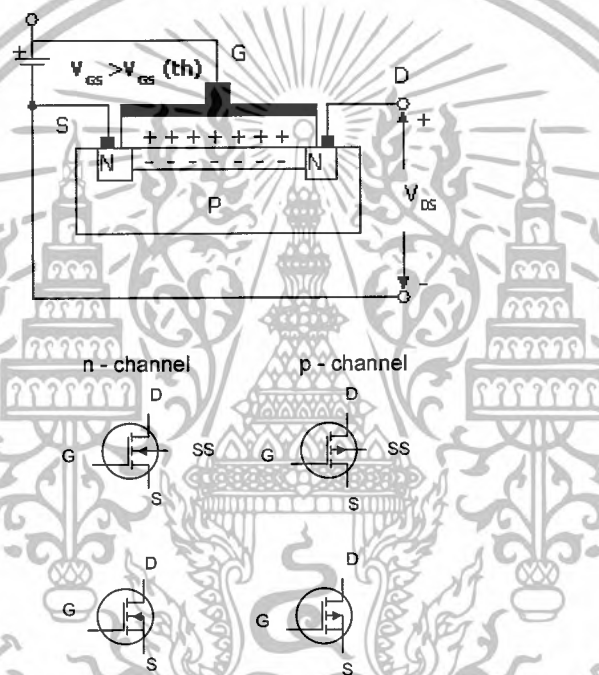
(E-MOSFET) มีโครงสร้างบางอย่างคล้ายกับมอสเฟดแบบตีฟลีชั่น แต่จะทำงานได้เฉพาะโหมดเอนฮานซ์เมนต์เท่านั้น ซึ่งอาจกล่าวได้ว่า Depletion MOSFET จะทำงานที่แรงดันเกตเป็นบวกหรือเป็นลบก็ได้ แต่ Enhancement MOSFET จะตอบสนองที่แรงดันเกตเป็นบวกเท่านั้น มอสเฟดที่ใช้งานโดยทั่วไปแล้วจะเป็นชนิด Enhancement MOSFET แต่อย่างไรก็ตาม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



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.21 แสดงโครงสร้างและสัญลักษณ์ของมอสเฟตแบบ Depletion



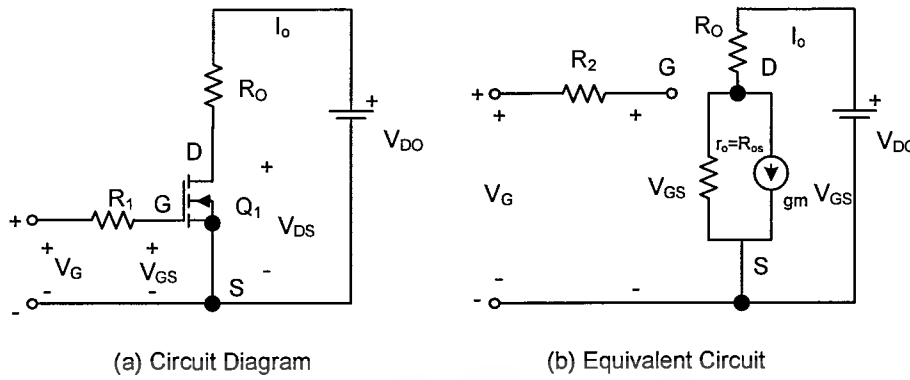
ภาพที่ 2.22 แสดงโครงสร้างและสัญลักษณ์ของมอสเฟตแบบ Enhancement

2.8.2 ลักษณะสมบัติการสวิตซ์ซิ่ง

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

จากภาพที่ 2.24 แสดงวงจรเทียบเคียงของทรานซิสเตอร์แฝงที่ขนานกับมอสเฟต R_{be} ที่บริเวณ base กับ emitter นั้นมีค่าต่ำ ด้วยเหตุนี้มอสเฟตจึงถูกพิจารณาให้มีไดโอดอยู่ภายใน โมเดลสวิตซ์ซิ่งของมอสเฟต

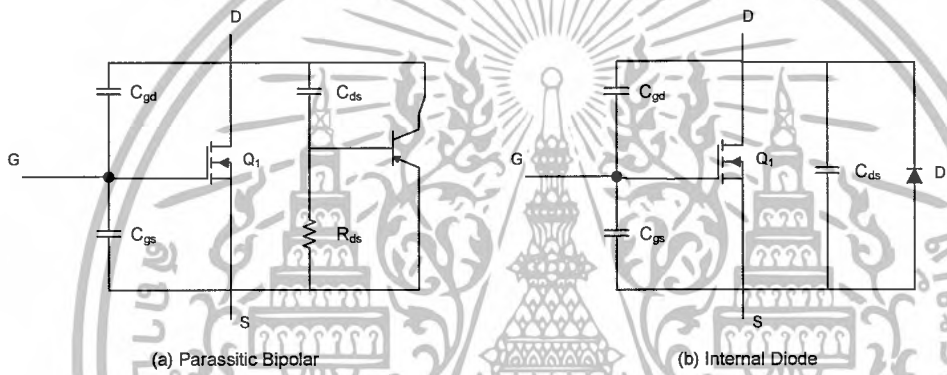
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a) Circuit Diagram

(b) Equivalent Circuit

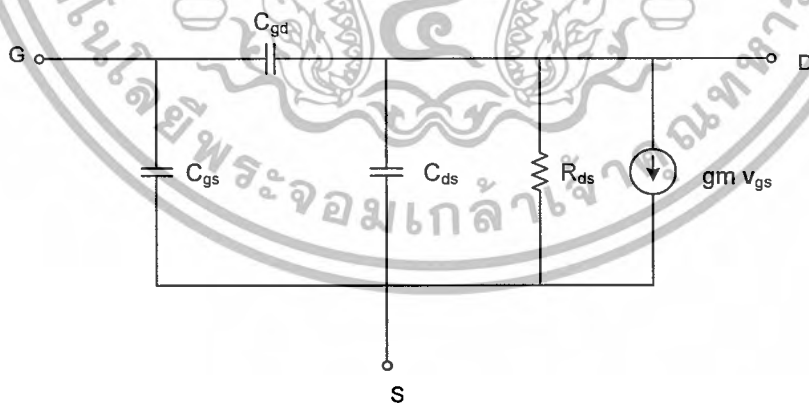
ภาพที่ 2.23 โมเดลการสวิตซ์ิ่งที่ Steady state ของมอสเฟต



(a) Parasitic Bipolar

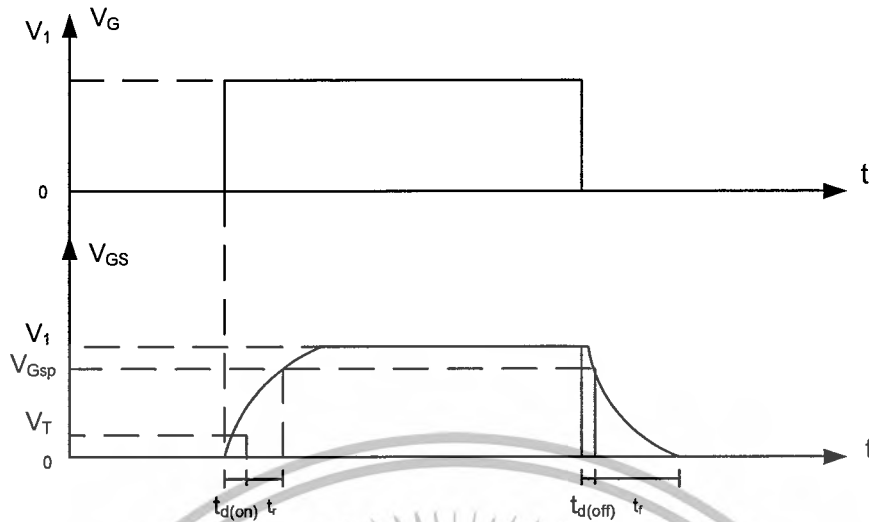
(b) Internal Diode

ภาพที่ 2.24 โมเดลแผงของ Enhancement – type MOSFET



ภาพที่ 2.25 โมเดลสวิตซ์ิ่งของมอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

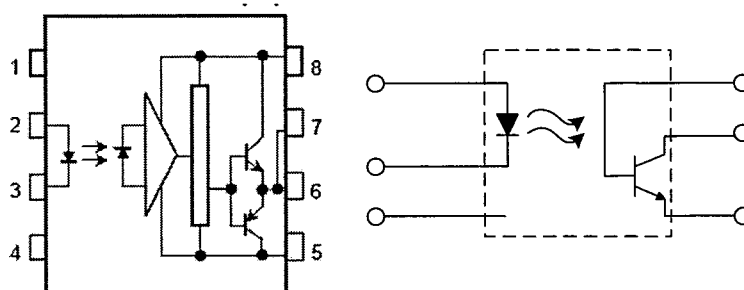


ภาพที่ 2.26 รูปสัญญาณในการสวิตช์ซิ่งของมอสเฟต

จากภาพที่ 2.26 Turn-on Delay Time, $t_{d(on)}$ เป็นเวลาที่ใช้ในการเก็บประจุ C_{gs} จนแรงดันถึงระดับ Threshold Voltage Rise Time, t_r เป็นเวลาที่ใช้ในการประจุเกตจากแรงดันที่ Threshold Voltage จนถึงแรงดันเกตสูงสุด V_{GS} ซึ่งใช้ในการขับมอสเฟตให้อยู่ในบริเวณเชิงเส้น 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

2.9 การเชื่อมต่อด้วยแสง (Opto Isolator)

ออฟได้อิโซเลเตอร์ เป็นอุปกรณ์ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ล้วนๆ ทิศทางการเคลื่อนที่ของแสงจะคงที่อยู่ในตัวอุปกรณ์ ใช้เปลี่ยนสัญญาณทางไฟฟ้าเป็นแสงและจากแสงเป็นไฟฟ้า โดยไม่ต้องมีสายเชื่อมโยงต่อระหว่างวงจร แรงดันระหว่างอุปกรณ์สองข้างคือตัวปล่อยแสงและตัวรับแสง จะมากขึ้นกับระยะระหว่างตัวปล่อยแสงกับตัวรับแสง ระยะยิ่งห่างมากแรงดันพังกียิ่งมีค่าสูง แต่มีข้อเสียคืออัตราการส่งผ่านสัญญาณจะน้อยจึงต้องจัดระยะห่างให้ได้ดีที่สุด ในกรณีแบบขาสองแถวคู่จนวนควรจะเป็นกั้วทนแรงดันผิวระหว่างตัวอุปกรณ์ได้ถึง 5000 โวลต์

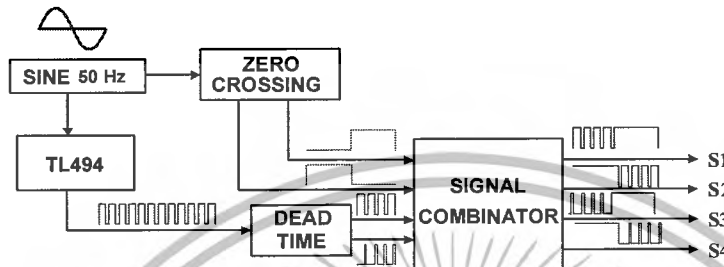


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ซึ่งงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ภาพที่ 2.27 โครงสร้างและสัญลักษณ์ของอุปกรณ์เชื่อมต่อด้วยแสง
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

หลักการการทำงานและการออกแบบวงจร

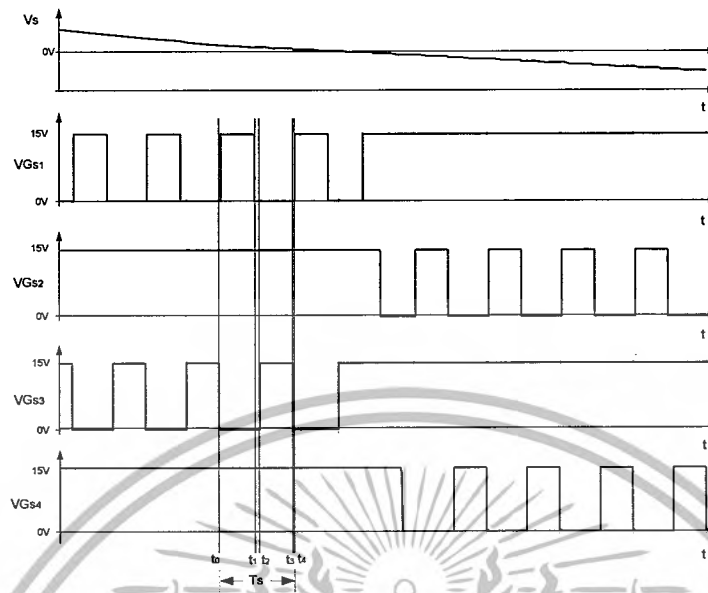
3.1 ส่วนวงจรควบคุม



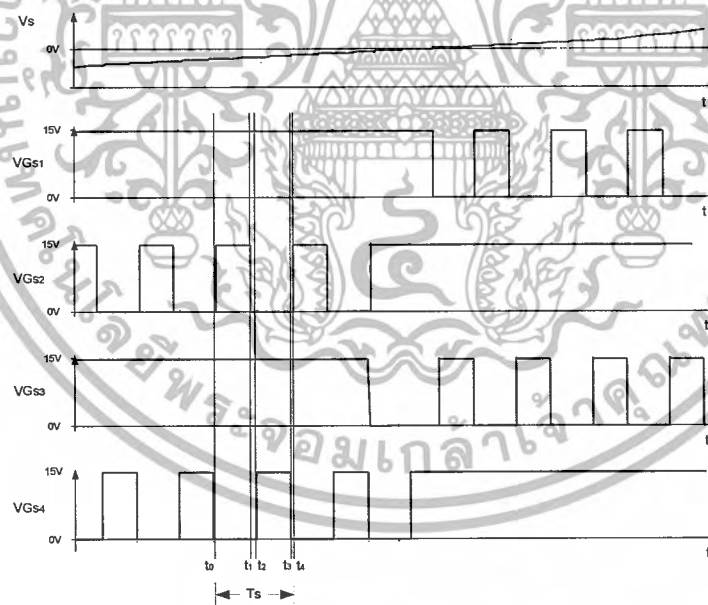
ภาพที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของการสร้างสัญญาณขับของวงจรเอชไอซีของมอเตอร์

3.1.1 วงจรสร้างสัญญาณ PWM ที่ความถี่ 30 kHz

จากบล็อกไดอะแกรมภาพที่ 3.1 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 30 kHz และสามารถปรับ Duty Cycle ได้ซึ่งเริ่มจากแนวคิดที่ง่ายที่สุดนั่นคือ การนำสัญญาณฟันเลื่อย (Sawtooth) ที่มีความชันคงที่มาเปรียบเทียบกับแรงดันไฟตรง โดยในการสร้างสัญญาณ PWM ในโครงการนี้จะใช้ไอซี TL 494 ซึ่งเป็นที่ใช้สำหรับงานการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ (Converter) โดย TL494 นี้จะมีความสามารถภายในในการสร้างสัญญาณฟันเลื่อยที่มีความชันคงที่ที่ดีโดยมีการต่อวงจรการใช้งาน



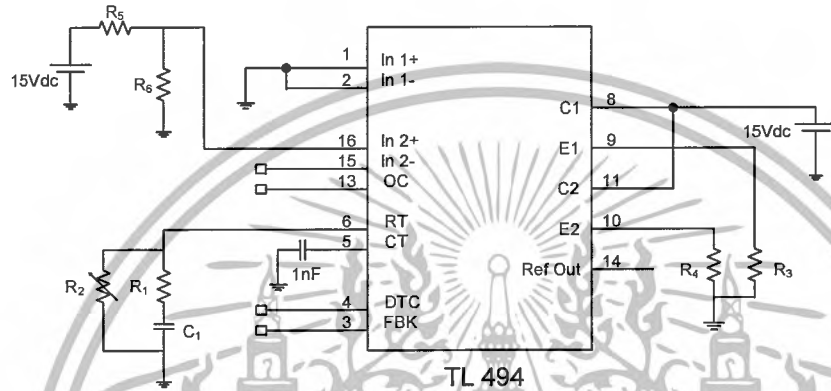
ภาพที่ 3.2 แสดงการรวมสัญญาณของสัญญาณสี่เหลี่ยม 50 Hz และสัญญาณ PWM 30 kHz
ในช่วง แรงดันขึ้นจากบวกลบ



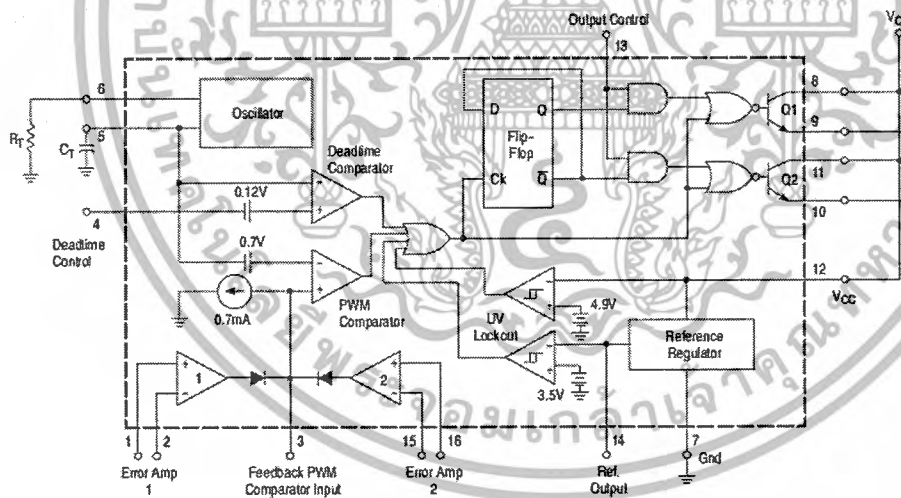
ภาพที่ 3.3 แสดงการรวมสัญญาณของสัญญาณสี่เหลี่ยม 50 Hz และสัญญาณ PWM 30 kHz
ในช่วงแรงดันขึ้นจากลบไปบวก

ใน TL494 สัญญาณฟันเลื่อยนั้นจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันไฟตรงที่มีการเปลี่ยนแปลง ซึ่งแรงดันนี้จะเป็นส่วนที่ป้อนกลับมาส่งผลให้สัญญาณสี่เหลี่ยมที่ได้มีการเปลี่ยนแปลงค่า Duty Cycle แต่ในโครงงานนี้เป็นการนำเอช็ชอปเปอร์มาให้ปรับระดับความเร็วไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของอินตักซ์มอเตอร์ที่ทำหน้าที่เป็นโหลดในวงจร โดยอินตักซ์มอเตอร์จะเป็นมอเตอร์พัดลม ซึ่งในการใช้งานโดยทั่วไปไม่จำเป็นต้องมีการป้องกันของสัญญาณเพื่อให้มีการควบคุมค่าของ แรงดันที่จ่ายให้สแตเตอร์คองที่ซึ่งจะส่งผลต่อค่าความเร็วรอบคองที่ แต่ถ้านำเอชซีชอปเปอร์ไปใช้ใน งานที่ต้องการแรงดันที่คงที่หรือต้องการความเร็วรอบที่คงที่ก็ควรจะมีระบบป้องกันเพื่อให้ วงจรมีความน่าเชื่อถือมากขึ้น โดยเอาท์พุทที่ได้จากวงจรสร้างสัญญาณนี้จะนำไปเป็นอินพุทใน วงจร Dead time ต่อไป

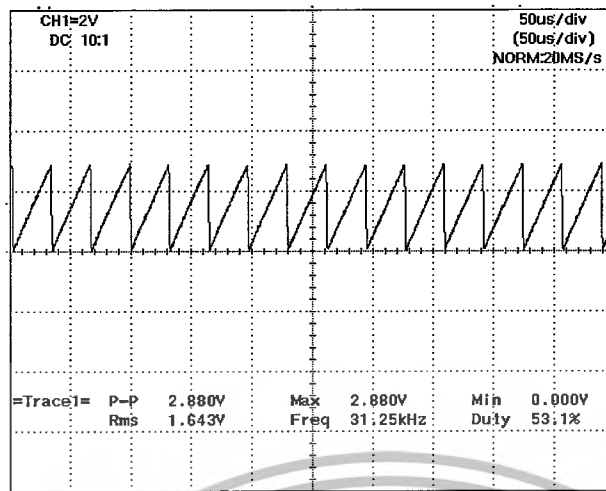


ภาพที่ 3.4 การต่อวงจรสร้างสัญญาณสี่เหลี่ยมความถี่ 30 kHz ที่สามารถปรับ Duty Cycle ได้

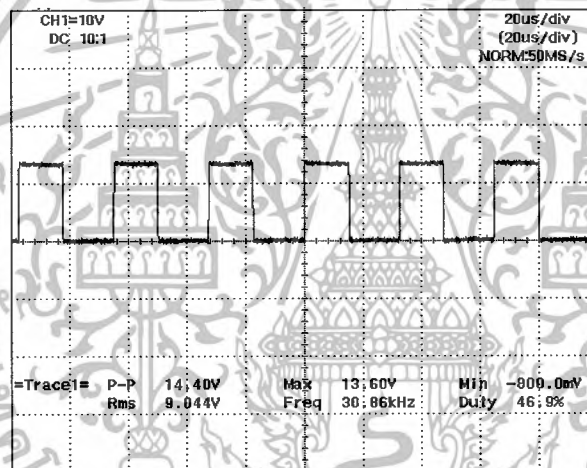


ภาพที่ 3.5 แสดงโครงสร้างภายในและการจัดวางขาของ TL 494

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

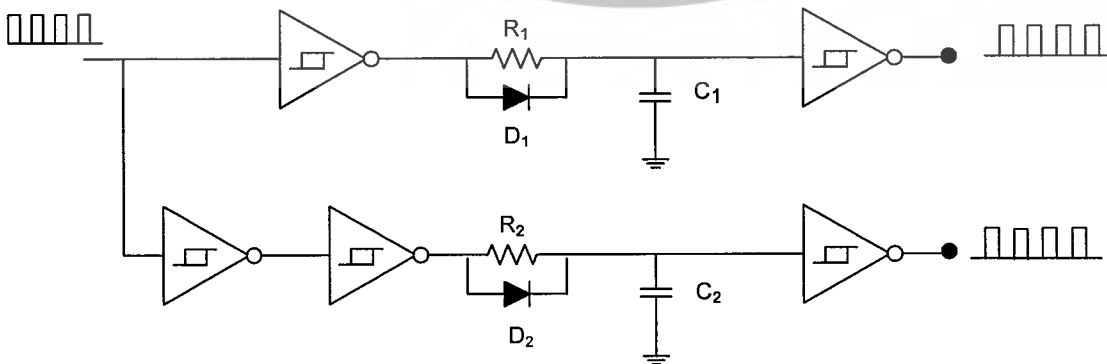


ภาพที่ 3.6 รูปคลื่นแรงดันที่ได้จากแรงดันพื้นเลี้ยงกับแรงดันอ้างอิง



ภาพที่ 3.7 เอาต์พุตจากวงจรสร้างสัญญาณ PWM ความถี่ 30 kHz ที่ปรับ Duty Cycle ได้

3.1.2 วงจร Dead time



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้ ห้ามทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ภาพที่ 3.8 การต่อวงจรกำหนดเวลา Dead time ของสัญญาณ
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

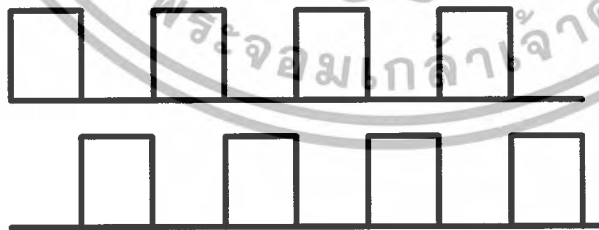
จากภาพที่ 3.2 และ 3.3 จะพบว่าคู่ของ S_1 และ S_3 มีการทำงานที่ตรงกันข้ามในช่วงบวกของแรงดันไฟฟ้าของแหล่งจ่าย เช่นเดียวกับคู่ของ S_2 และ S_4 ในช่วงลบของแรงดันไฟฟ้าของแหล่งจ่ายไซนการไฟฟ้า แต่มีสัญญาณที่กลับกันนั้นยังไม่พอที่จะทำให้วงจรเอซีชอปเปอร์ทำงานได้อย่างปลอดภัยและเนื่องจากในทางปฏิบัติแล้ว การทำให้สวิตช์นำกระแส (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

หลักการการทำงานของวงจร Dead time

จากวงจรดังภาพที่ 3.8 ได้มีลักษณะการทำงานคือเมื่อได้สัญญาณมาจากวงจรสร้างสัญญาณก็จะนำไปเข้าสู่จุดวงจรสร้างสัญญาณ Dead time โดยสัญญาณที่จะนำมาสร้างมีลักษณะดังในภาพที่ 3.9



ภาพที่ 3.9 สัญญาณที่จะสร้าง Dead time



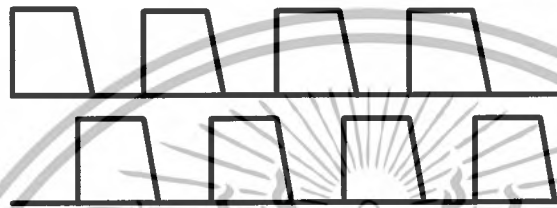
ภาพที่ 3.10 สัญญาณที่สร้างให้กลับกัน

เมื่อสัญญาณอินพุตผ่านเข้ามาในวงจรสร้างสัญญาณ Dead time ในจังหวะแรกจะทำให้สัญญาณกลับกันโดยใช้ชุด Inverting Amplifier ใส่ให้กับวงจรสร้างสัญญาณขาใดขาหนึ่งโดยวงจรที่แสดงในภาพที่ 3.9 ใส่ชุด Inverting Amplifier ให้กับขาล่าง

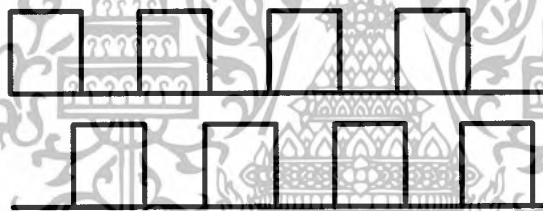
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลที่ได้คือจะทำให้ได้สัญญาณสองสัญญาณที่มีลักษณะกลับกันแต่สัญญาณที่ได้นี้ยังไม่สามารถนำไปขับสวิตช์ได้เพราะยังไม่มีช่วง Dead time ระหว่างกันคือในช่วงที่สัญญาณที่หนึ่งลงก็จะเป็นจังหวะเดียวกับช่วงที่สัญญาณที่สองขึ้น เราจึงทำการหน่วงเวลาในช่วงขาของสัญญาณทั้งสองออกไปจะทำให้ได้สัญญาณทั้งสองดังภาพที่ 3.11

จากรูปสัญญาณในภาพที่ 3.11 ซึ่งสัญญาณทั้งสองจะถูกหน่วงออกไปในช่วงขาลงลักษณะที่เกิดขึ้นนี้เป็นผลมาจากการคายประจุของ C ผ่าน R เมื่อสัญญาณมาตัดโดยถ้าต่ำกว่า 5 V ให้เป็น 0 ก็จะได้สัญญาณที่มีจุดทับซ้อนกันดังในภาพที่ 3.11

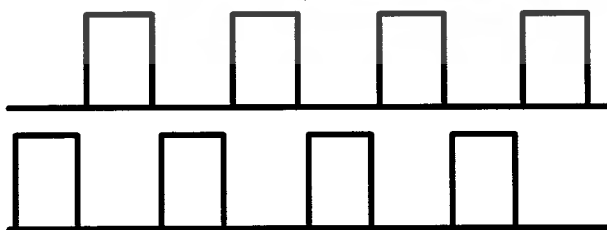


ภาพที่ 3.11 สัญญาณที่ถูกหน่วงการลงออกไป



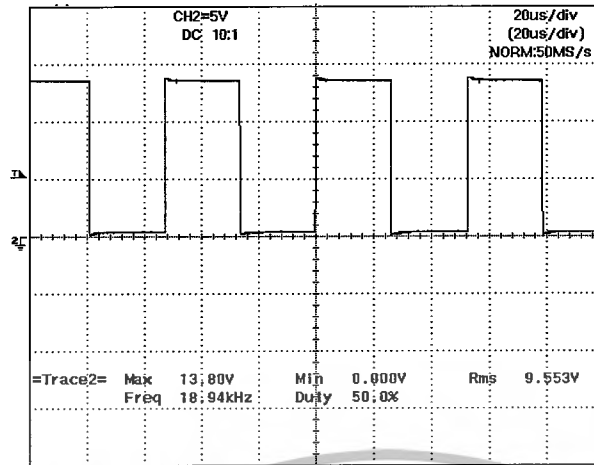
ภาพที่ 3.12 สัญญาณที่มีจุดทับกัน

จากในภาพที่ 3.12 สัญญาณทั้งสองจะมีจุดที่ทับกันเราจึงนำสัญญาณทั้งสองนี้มาทำการ Inverse กลับก็จะได้สัญญาณที่มี Dead time ระหว่างกันสามารถนำไปใช้งานได้ดังในภาพที่ 3.13

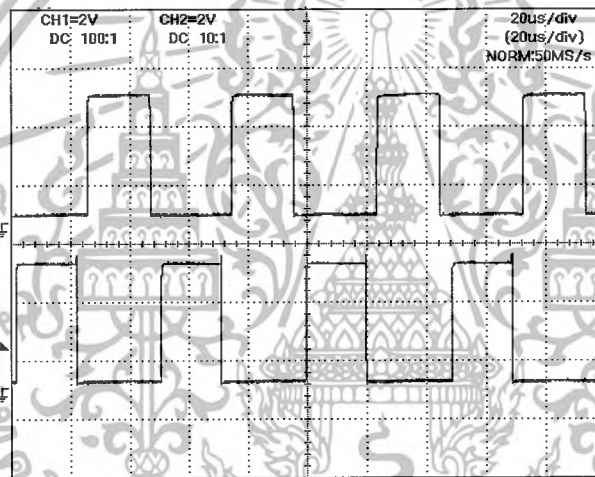


ภาพที่ 3.13 สัญญาณที่มี Dead time ที่สามารถนำไปใช้งานได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



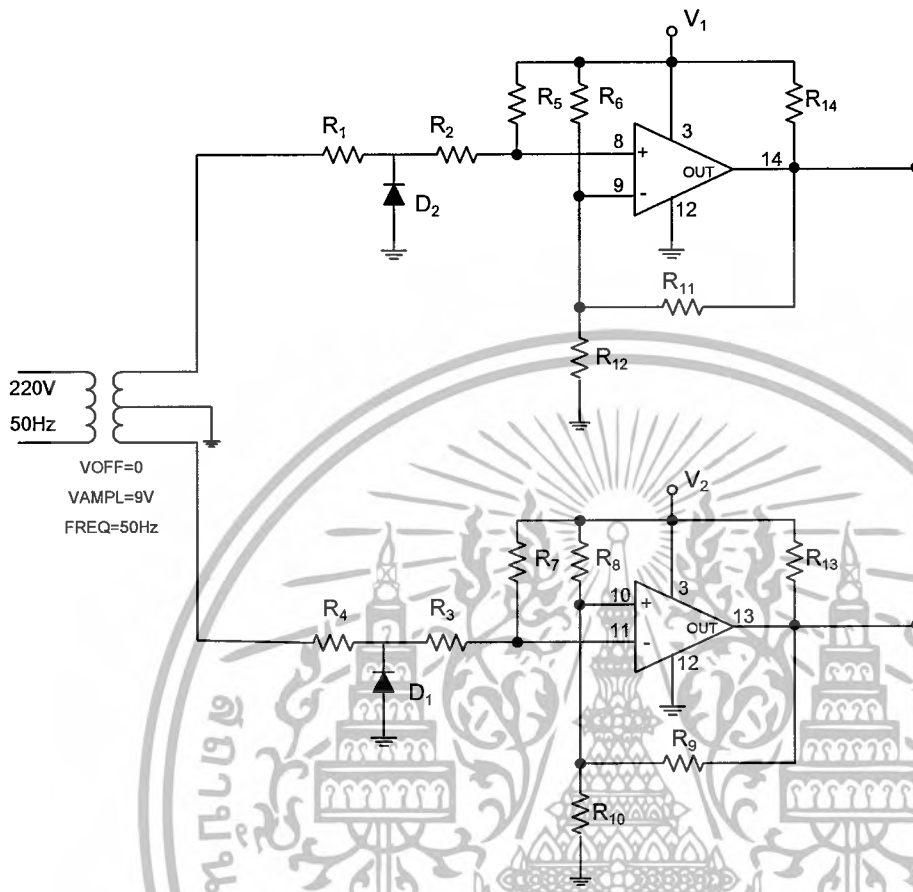
ภาพที่ 3.14 สัญญาณอินพุตของวงจรกำหนดเวลา Dead time ของสัญญาณ



ภาพที่ 3.15 สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรกำหนดเวลา Dead time ของสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.3 วงจร Zero Crossing



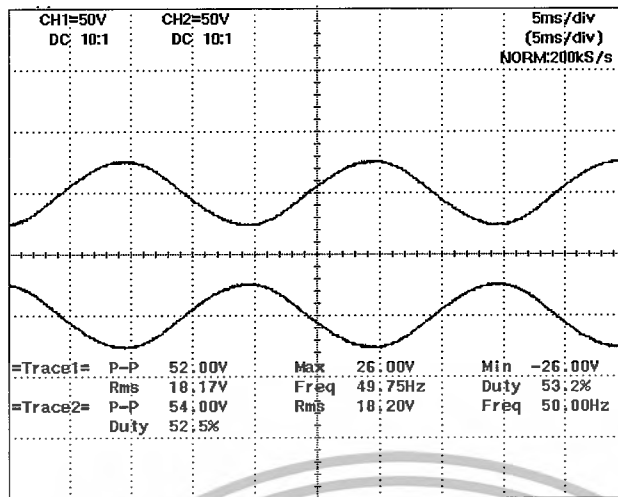
ภาพที่ 3.16 การต่อวงจร Zero Crossing

วงจร Zero Crossing เป็นวงจรที่ทำให้สัญญาณสี่เหลี่ยมที่มีความถี่ 50 Hz มีเฟสตรงกับแหล่งจ่าย ซึ่งมีการต่อวงจรใช้งานดังภาพที่ 3.16

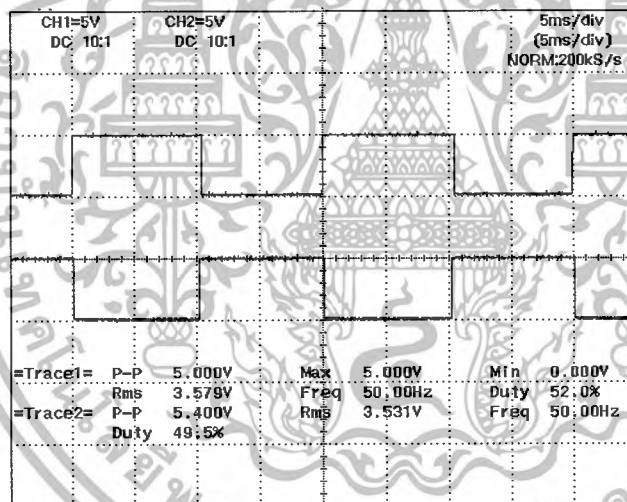
การทำงานเริ่มจากการนำแรงดัน 220 โวลต์ จากแหล่งจ่ายการไฟฟ้ามาผ่านหม้อแปลงลดระดับแรงดันลงเหลือ 12-0-12 โวลต์ เพื่อที่สามารถใช้งานร่วมกับออปแอมป์ได้ และเหตุที่ใช้หม้อแปลงแบบแท็ปเพราะต้องการสัญญาณ 2 สัญญาณที่มีเฟสต่างกัน 180 องศา โดยแรงดันที่ออกมาจากหม้อแปลงจะแสดงในภาพที่ 3.18

ซึ่งแรงดันนี้จะนำไปเข้าที่ขา Inverting ส่วนที่ขา Non – Inverting ของออปแอมป์จะได้รับแรงดันอ้างอิงจากวงจรแบ่งแรงดัน (voltage Divider) ด้วย R_4 และ R_5 และเมื่อแรงดันที่ขา 2 มีค่ามากกว่าแรงดันที่ขา 3 จะได้เอาท์พุทเป็นศูนย์โวลต์ ดังนั้นจึงได้เอาท์พุทเป็นสี่เหลี่ยมที่มีความถี่ 50 Hz และมีเฟสตรงกับแหล่งจ่ายจำนวน 2 ชุดที่มีเฟสต่างกัน 180 องศาดังภาพที่ 3.18

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



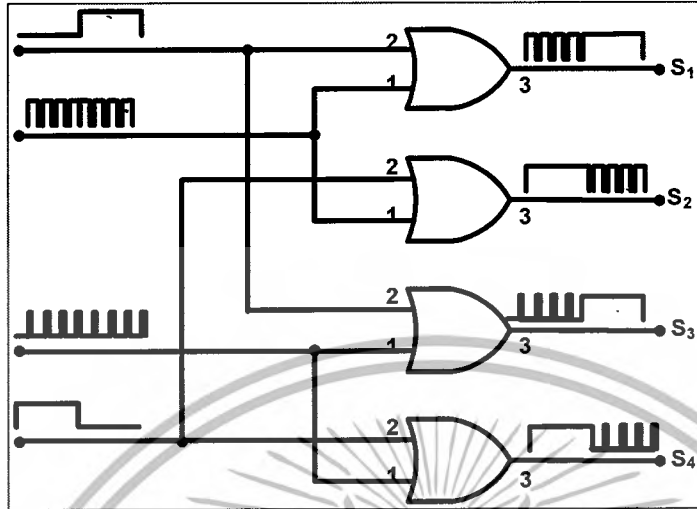
ภาพที่ 3.17 แรงดันอินพุตที่ออกจากหม้อแปลง



ภาพที่ 3.18 เอาร์ทพุทที่ได้จากวงจร Zero Crossing ที่มีเฟสตรงกับแหล่งจ่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.4 วงจรผสมสัญญาณ (Signal Combination)



ภาพที่ 3.19 วงจรผสมสัญญาณความถี่ 30 KHz กับความถี่ 50 Hz

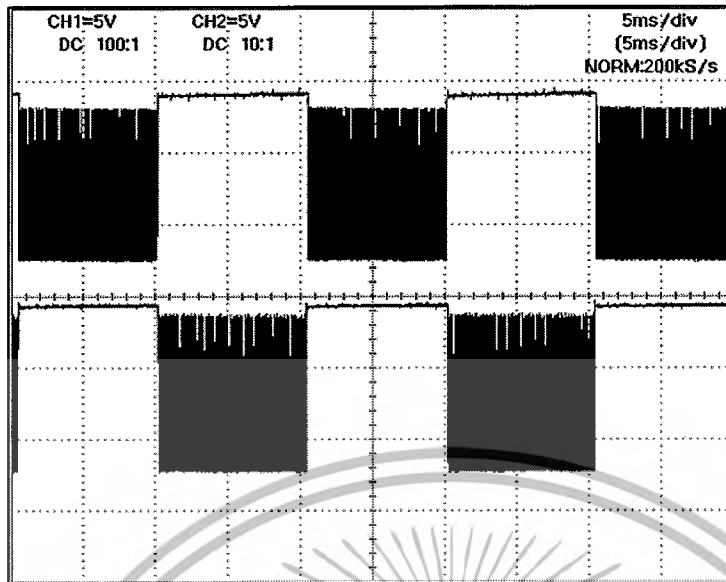
การสร้างวงจรผสมสัญญาณที่ง่ายที่สุดคือ “วงจรถอดจิก” เพราะสามารถทำงานได้แม่นยำและยังง่ายต่อการออกแบบอีกด้วย โดยมีการต่อวงจรดังภาพที่ 3.19

Pulse Input ของ OR Gate จะรับสัญญาณความถี่ 30 kHz มีแรงดันประมาณ 5 V มารวมกับสัญญาณสี่เหลี่ยมความถี่ 50 Hz ที่เป็นเอาต์พุตจากวงจร Zero Crossing ออกมาเป็นสัญญาณที่เราต้องการตามตารางความจริง (Truth Table) ดังตารางที่ 3.1 และสัญญาณที่ผ่านการผสมแล้วจะได้สัญญาณเอาต์พุตดังภาพที่ 3.20

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

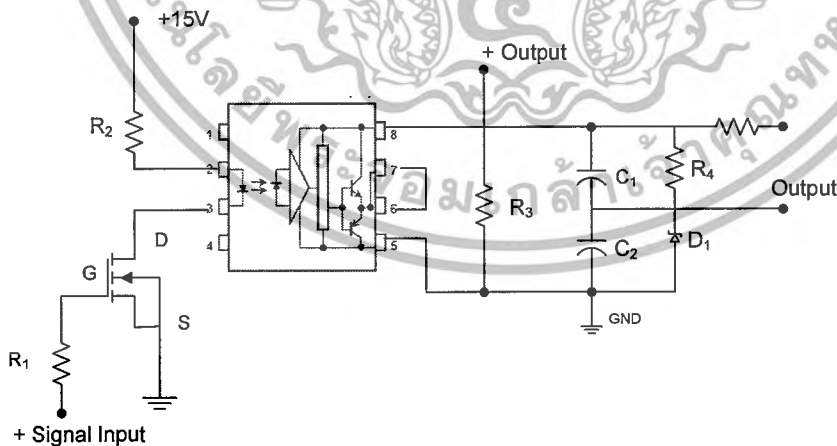
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 3.20 สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรผสมสัญญาณ

3.1.5 วงจร Drive and Isolate

วัตถุประสงค์ของวงจร Drive and Isolate คือการทำให้มอเตอร์สามารถทำงานหรือหยุดทำงานได้ โดยวงจรขับจะสร้างแรงดันที่เพียงพอที่จะนำไปขับขาคาทเพื่อจะทำให้มอเตอร์สามารถทำงานได้หรือหยุดทำงานได้ และยังสมารถที่จะให้เวลาในการทำงานและหยุดทำงานได้เร็วขึ้น พร้อมกันนี้ยังได้มีการแยกวงจรระหว่างวงจรควบคุมออกจากวงจรกำลังเพื่อป้องกันการรบกวนและความเสียหายอันเนื่องมาจากการลัดวงจรหรือการทำงานที่ผิดปกติของวงจรกำลัง

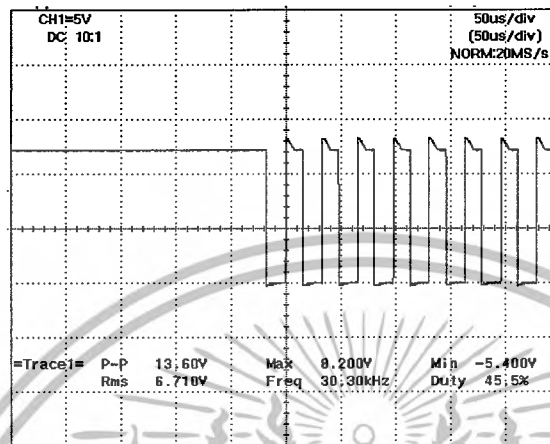


ภาพที่ 3.21 วงจร Drive and Isolate

โดยในวงจรจะมี Opto - Isolator ซึ่งทำหน้าที่แยกวงจรระหว่างส่วนวงจรควบคุมออกจากวงจรกำลัง และนอกจากนี้ยังมีการต่อมอเตอร์เพื่อให้มีเวลาในการสวิตช์ที่เร็วขึ้น และในด้านของแรงดันวงจร Drive and Isolate จะให้แรงดันทั้งบวกและลบโดยที่แรงดันทางด้านบวก

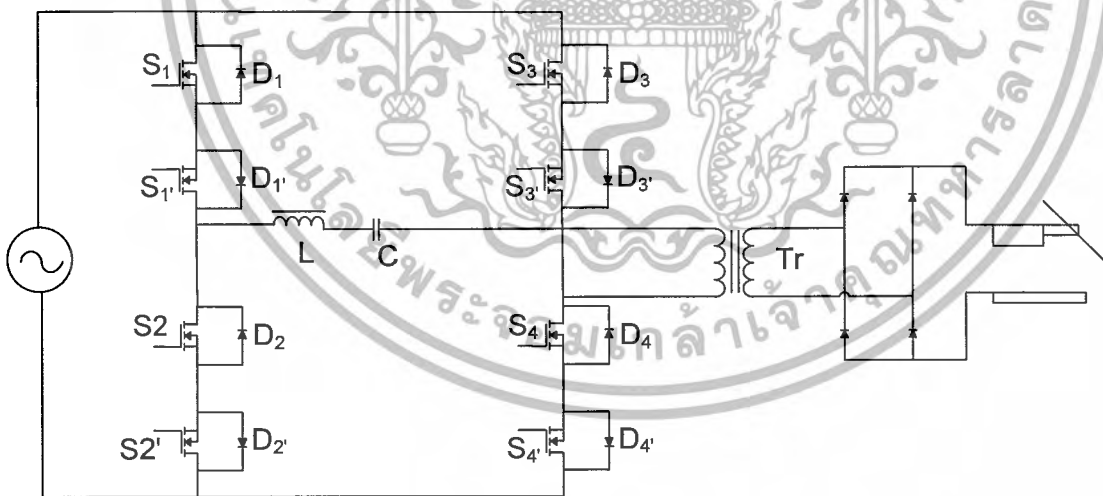
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใช้ได้เห็นใบเซอร์โชนี้ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะมีค่าไม่น้อยกว่า 8V และแรงดันทางด้านลบจะมีค่าประมาณ -5V เพื่อให้มอเตอร์มีการหยุดทำงานที่เร็วขึ้น โดยเมื่อนำสัญญาณที่ได้จากวงจรผสมสัญญาณมาผ่านวงจร Drive and Isolate แล้วจะได้สัญญาณเอาต์พุตดังภาพที่ 3.22



ภาพที่ 3.22 สัญญาณเอาต์พุตของวงจร Drive and Isolate สำหรับขับมอเตอร์

3.2 ส่วนวงจรกำลัง



ภาพที่ 3.23 วงจรกำลังของ High Frequency AC Chopper

ในส่วนของวงจรกำลังได้มีการนำสวิตช์สารกึ่งตัวนำชนิด 2 ทางมาใช้โดยใช้เป็นมอเตอร์กำลังเป็นอุปกรณ์สวิตช์ดังภาพที่ 3.23 โดยโหลดที่นำมาต่อกับวงจรก็เป็นเครื่องเชื่อมไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อที่จะให้กระแสไหลผ่านทางด้านอินพุทและเอาต์พุท โดยจะจัดให้เกิดการส่งถ่ายพลังงานไปยัง Load (ใน Mode Powering) และยังสามารถให้กำลังไฟฟ้ามีการไหลผ่านกลับสู่แหล่งจ่าย โดยหลีกเลี่ยงการเกิด Current Spike (ใน Mode Regenerative) ซึ่งจะอธิบายการทำงานในแต่ละโหมด ดังนี้

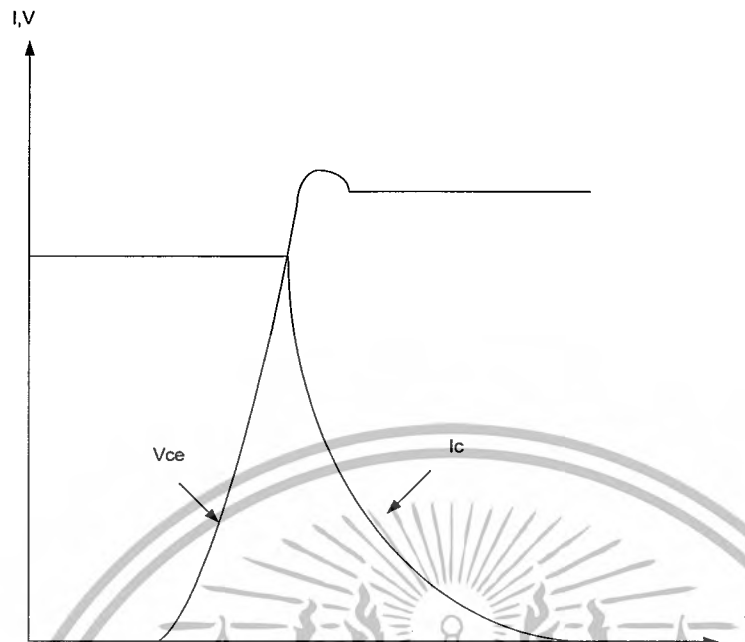
3.3 วงจรสับเบออร์

วงจรสับเบออร์เป็นวงจรส่วนที่มีความสำคัญส่วนหนึ่งในการสวิตซ์ซึ่งที่ความถี่สูง เนื่องจากการสวิตซ์ซึ่งที่ความถี่สูงในช่วงแรงดันสูงจะเกิด สไปค์โวลท์เดจ หรือกระแสสไปค์ทำให้อัตราการเพิ่มของแรงดันต่อเวลา (dV/dt) และอัตราการเพิ่มกระแสต่อเวลา (di/dt) เพิ่มขึ้นอย่างมากซึ่งอาจจะก่อให้เกิดความเสียหายต่อมอสเฟทกำลังในวงจรได้ จึงได้มีการนำเอาวงจรสับเบออร์มาใช้เพื่อที่จะลดค่าของ dV/dt และ di/dt ให้มีค่าน้อยลงพอที่วงจรจะทำงานได้โดยเพาเวอร์มอสเฟทไม่เกิดความเสียหาย

สำหรับวงจรสับเบออร์นั้นมีไว้เพื่อลดค่าความสูญเสียที่เกิดขึ้นที่มอสเฟทกำลัง เนื่องมาจากพลังงานที่สะสมอยู่ในรูปของสนามแม่เหล็กในขดลวด เมื่ออุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งหยุดการทำงาน (OFF) จะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำศักดาไฟฟ้ากลับทิศในขดลวด ผลคือแรงดันส่วนนี้จะเข้าไปเสริมกับแหล่งจ่ายไฟ จึงทำให้ศักดาที่ตกคร่อมอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งนั้นพังได้ง่าย เราจึงควรต้องใช้อุปกรณ์ที่ช่วยป้องกันพลังงานที่สะสมอยู่ในขดลวดนั้นไม่ให้มีผลต่ออุปกรณ์สวิตซ์ซึ่ง ซึ่งก็คือการใช้สับเบออร์นั่นเอง และสำหรับวงจร สับเบออร์นี้ไดโอดที่ใช้จะต้องเป็นไดโอดชนิดฟาสต์รีคัพเวอร์รี่ ซึ่งเมื่อเกิดสไปค์ไดโอดจะเป็นทางผ่านความต้านทานออก ดังนั้นความต้านทานจะเป็นตัวกำหนดเวลาในการคายประจุซึ่งค่าผลคูณของความต้านทานและตัวเก็บประจุ ($RC - \text{time Constant}$) ถ้าค่าของ SRC น้อยกว่าเวลาในช่วงเปิดของอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งจะทำให้ตัวเก็บประจุไม่มีประจุหลงเหลืออยู่ภายใน ซึ่งจะต่อคร่อมอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำเพื่อช่วยในการจำกัด dv/dt

วงจรสับเบออร์ช่วงหยุดนำกระแส

กำลังสูญเสียที่อุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งจะเป็นไปได้ขณะเปลี่ยนการทำงาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะหยุดนำกระแส ก่อนที่อุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งจะหยุดนำกระแสนั้นกระแสจะค่อย ๆ ลดลงอย่างช้า ๆ ขณะที่แรงดันไฟฟ้าเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันไฟฟ้าอินพุทอย่างรวดเร็ว กำลังสูญเสียในรูปความร้อนช่วงนี้จะเกิดขึ้นได้สูง เพื่อลดกำลังสูญเสียในช่วงนี้อาจจะทำได้โดยการต่อวงจรสับเบออร์เข้ากับอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งเพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อมที่คอลเลคเตอร์ และอิมิเตอร์ ให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าจนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งลดลงได้ทันกัน

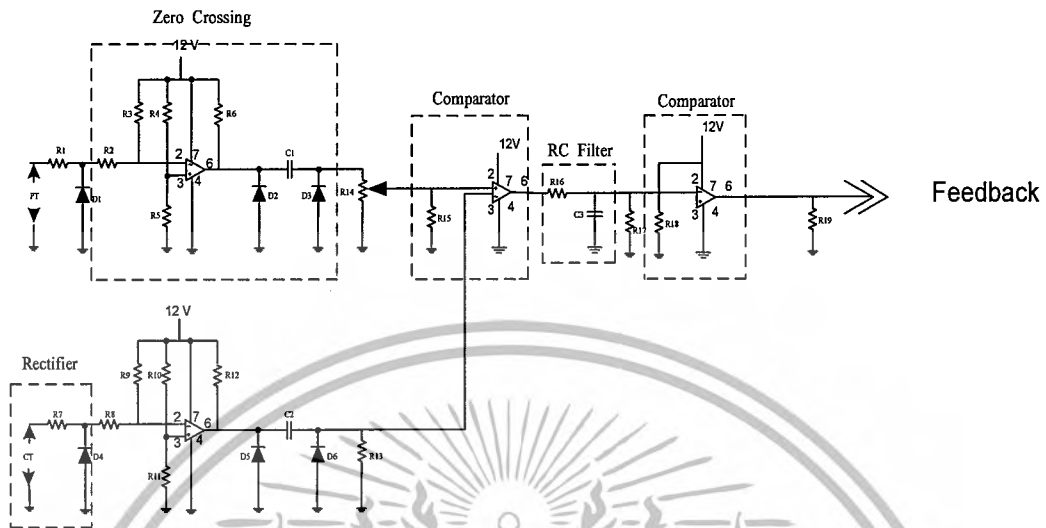


ภาพที่ 3.24 แสดงลักษณะการลดลงของกระแสและการกระพือขึ้นของแรงดันของอุปกรณ์
สวิตช์ซึ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแส

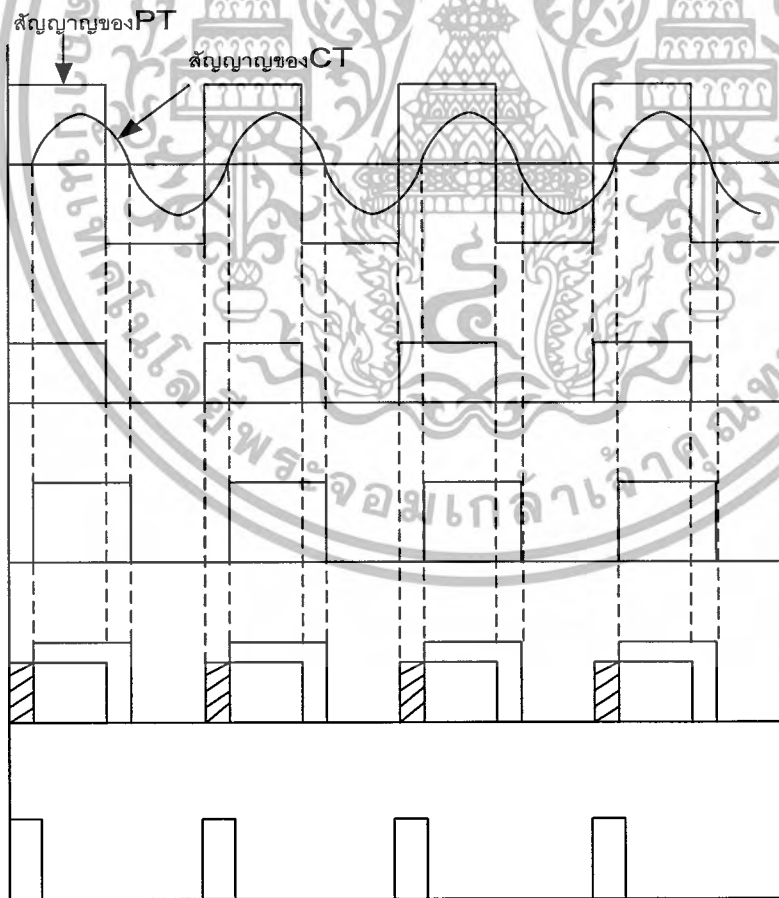
วงจรสับเบออร์ป้องกันแรงดันเกิน

ปกติการพังเสียหายของอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งขณะทำงาน มักมีสาเหตุจากการทำงานเกิน
พิกัดแรงดันไฟฟ้าสไปต์ขณะหยุดนำกระแส โดยเฉพาะอย่างยิ่งในฟลายแบคและฟอร์เวิร์ด
อินเวอร์เตอร์ มักทำให้แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมอุปกรณ์สวิตช์ซึ่ง ขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าสูง
เกินค่าแรงดันสูงสุดที่มันทนได้และเกิดการพังเสียหายขึ้น วงจรสับเบออร์ป้องกันแรงดันไฟฟ้า
เกินจึงมีหน้าที่ป้องกันแรงดันไฟฟ้าสไปต์ที่เกิดขึ้น การต่อวงจร RCD สับเบออร์เพื่อป้องกัน
แรงดันเกินทำได้

3.4 วงจรควบคุมป้องกันย้อนกลับกระแสเกิน



ภาพที่ 3.25 แสดงรูปวงจรถวลย้อนกลับป้องกันกระแสเกิน



ภาพที่ 3.26 แสดงลักษณะสัญญาณแรงดันและกระแสของวงจรถวลย้อนกลับป้องกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
กระแสเกิน
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปคลื่นสัญญาณของหม้อแปลงแรงดัน (Potential Transformer) และหม้อแปลงกระแส (Current Transformer) ซึ่งเป็นค่าสัญญาณที่วัดที่ด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ เมื่อนำมาผ่านชุดเรกติไฟร์เพื่อเรียงกระแสจะทำให้รูปคลื่นสัญญาณในช่วงลบหายไป จากนั้นผ่านชุดซีโรครอสซิง (Zero Crossing) ซึ่งจะมีผลทำให้รูปคลื่นสัญญาณช่วงที่มีค่ามากกว่าศูนย์ กลายเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม (Square Wave) เมื่อได้สัญญาณสี่เหลี่ยมทั้งของหม้อแปลงแรงดัน และหม้อแปลงกระแสแล้วสัญญาณที่ได้จะถูกนำมาเปรียบเทียบกัน โดยที่สัญญาณของหม้อแปลงแรงดันจะถูกลดลงโดยความต้านทาน R13 ค่ารูปคลื่นสัญญาณที่ได้จากการเปรียบเทียบ จะยังไม่สามารถนำมาใช้งานได้ สัญญาณจะถูกเฉลี่ยให้ราบเรียบโดยวงจร RC-Filter และจะถูกนำมาเปรียบเทียบกับค่าสัญญาณอ้างอิงอีกครั้ง ถ้าค่าสัญญาณมีค่าต่ำกว่าค่าสัญญาณอ้างอิง จะได้ค่าสัญญาณเป็นแรงดันบวก 12 โวลท์ไปทริกมอสเฟต IRF 510 ซึ่งต่ออยู่ที่ขา 6 ของไอซีเบอร์ TL494 ให้ทำงาน โดยจะต่ออยู่หน้าความต้านทานที่ใช้ในการปรับความถี่ละเอียด จะส่งผลให้ค่าความถี่สวิทซ์ซิงของวงจรอินเวอร์เตอร์สูงขึ้น ทำให้มุมของกระแสและแรงดันห่างกันมากขึ้น สามารถอธิบายเป็นสมการได้ดังนี้

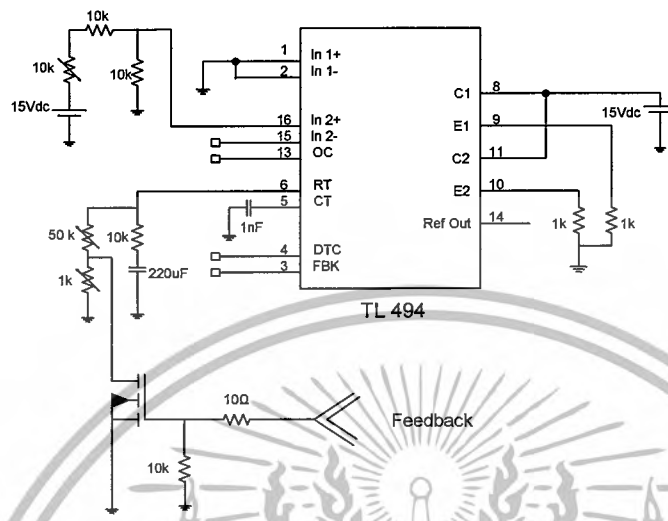
$$f = \frac{1}{1.1R_T C_T}$$

โดยที่ f คือ ความถี่สวิทซ์ซิงของเพาเวอร์มอสเฟต
 R_T คือ ค่าความต้านทานรวมที่ต่ออยู่กับขา 6 ของไอซีเบอร์ TL494
 C_T คือ ค่าคาปาซิแตนซ์ที่ต่ออยู่กับขา 5 ของไอซีเบอร์ TL494

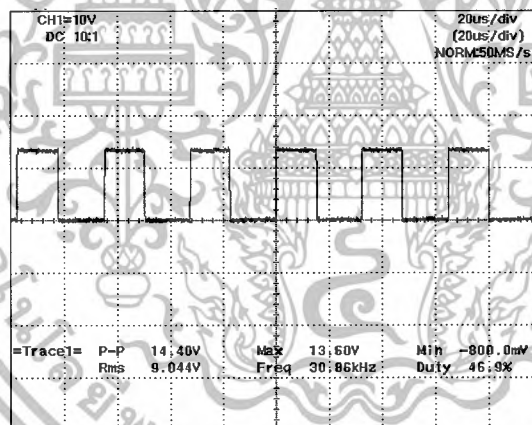
แต่ถ้าค่าสัญญาณที่นำมาเปรียบเทียบมีค่าสูงกว่าค่าสัญญาณอ้างอิง จะไม่มีสัญญาณไปทริกมอสเฟตให้ทำงาน แสดงถึงความมismatch ระหว่างกระแสและแรงดันยังอยู่ในช่วงที่อุปกรณ์สวิทซ์ซิงสามารถทำงานได้อย่างปลอดภัย

4.1 วงจรสร้างสัญญาณ PWM ที่มีความถี่ 30 kHz

วงจรที่ใช้ในการทดลองจะใช้ TL 494 เป็นตัวสร้างสัญญาณ PWM และสามารถปรับ Duty Cycle ได้จากตัวต้านทานปรับค่าได้ที่ขา 16



ภาพที่ 4.2 วงจรสร้างสัญญาณสลับความถี่ 30 kHz ที่สามารถปรับ Duty Cycle ได้

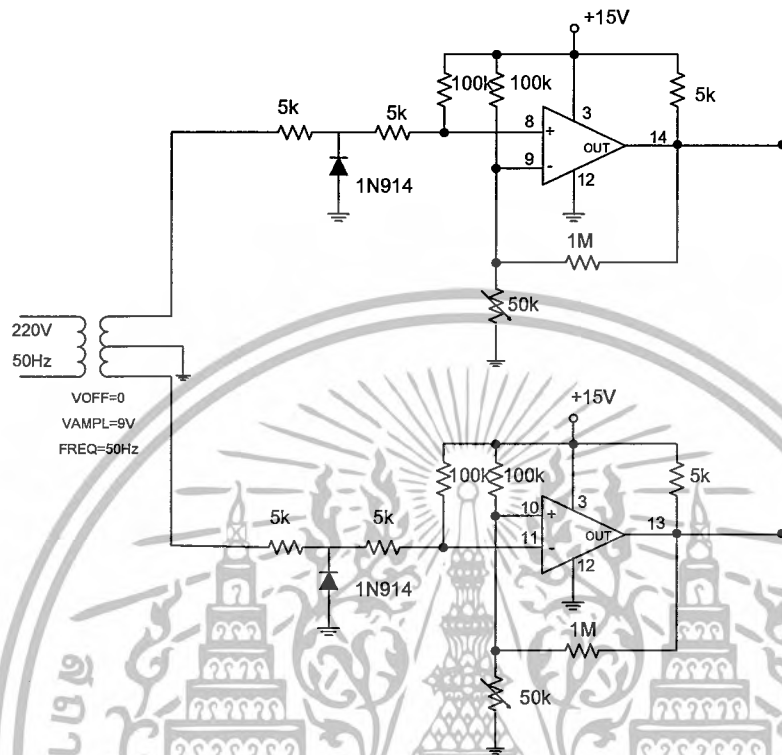


ภาพที่ 4.3 สัญญาณ PWM ความถี่ 30 kHz ที่ปรับ Duty Cycle ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 วงจร Zero Crossing

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



ภาพที่ 4.4 วงจรการทดลองของวงจร Zero Crossing

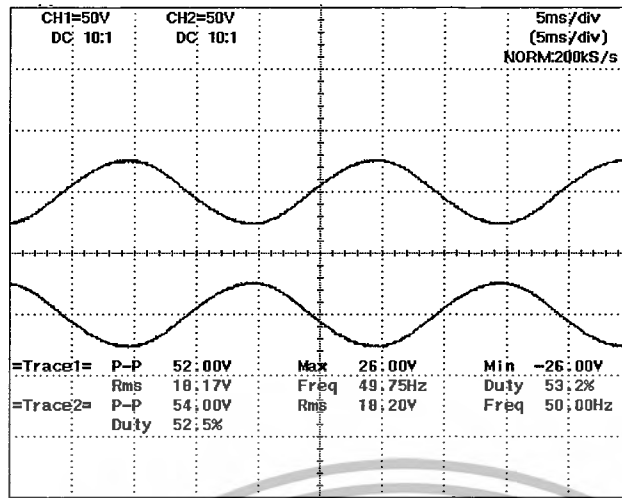
วัตถุประสงค์ ต้องการเปรียบเทียบสัญญาณสี่เหลี่ยม 50 Hz กับสัญญาณไซน์ 50 Hz

ขั้นตอนการทดลอง

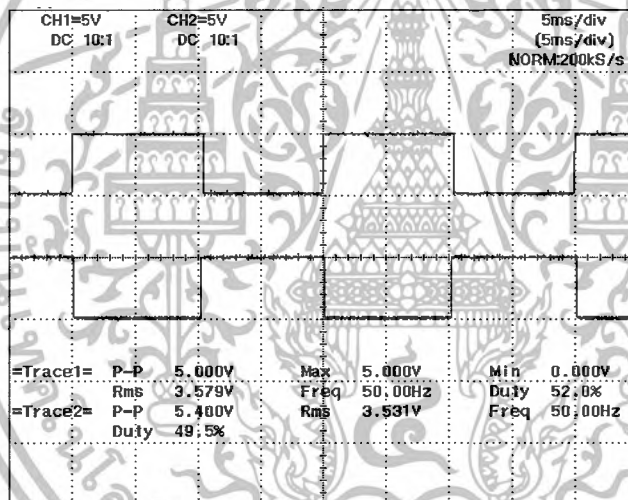
1. ทำการวัดสัญญาณไซน์ทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงทั้ง 2 สัญญาณในวงจร
2. ทำการวัดสัญญาณเอาท์พุท 1 และเอาท์พุท 2 ที่เป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม
3. ทำการเปรียบเทียบสัญญาณไซน์และสี่เหลี่ยม

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



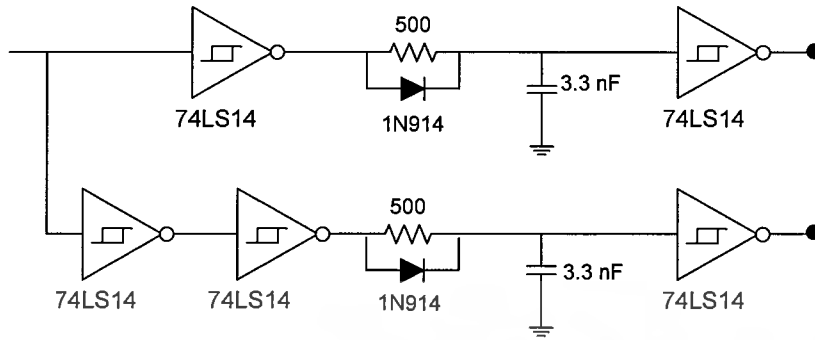
ภาพที่ 4.5 แรงดันเอาต์พุตจากหม้อแปลง



ภาพที่ 4.6 เอาต์พุตที่ได้จากการทดลองวงจร Zero Crossing

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 การทดลองวงจร Dead Time

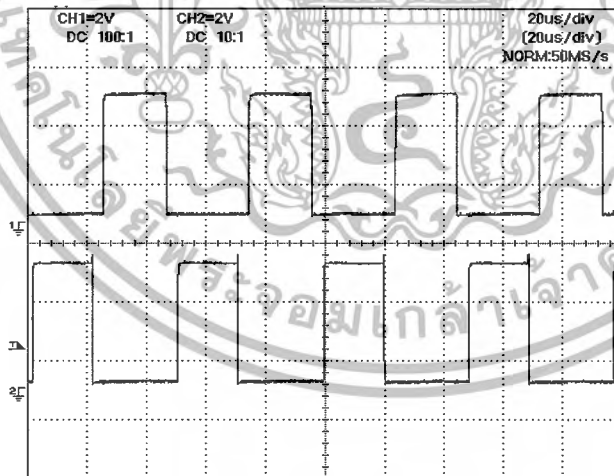


ภาพที่ 4.7 วงจรการทดลองของวงจร Dead Time

วัตถุประสงค์ ต้องการเปรียบเทียบสัญญาณสี่เหลี่ยมที่มีความถี่ 30 kHz 2 สัญญาณที่มี Dead Time ซึ่งกันและกัน

ขั้นตอนการทดลอง

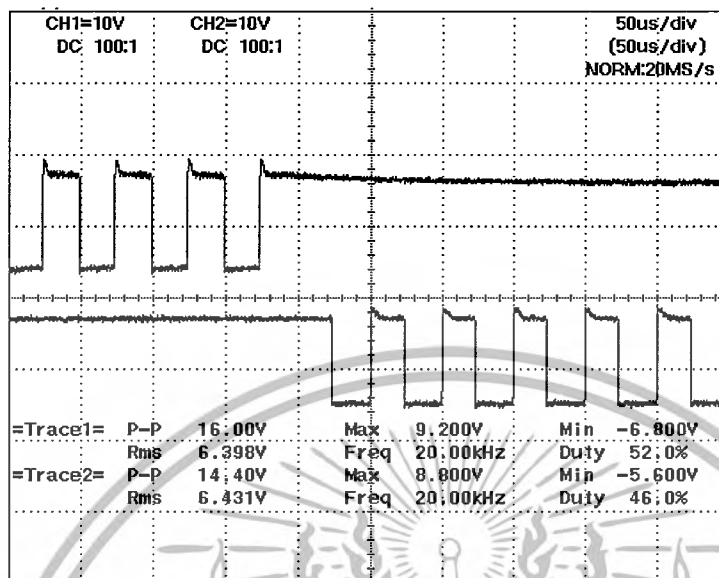
1. ป้อนสัญญาณสี่เหลี่ยมความถี่ 30 kHz จากวงจรสร้างสัญญาณ
2. วัดสัญญาณเอาต์พุตของวงจร Dead Time
3. เปรียบเทียบสัญญาณที่ Input และ Output



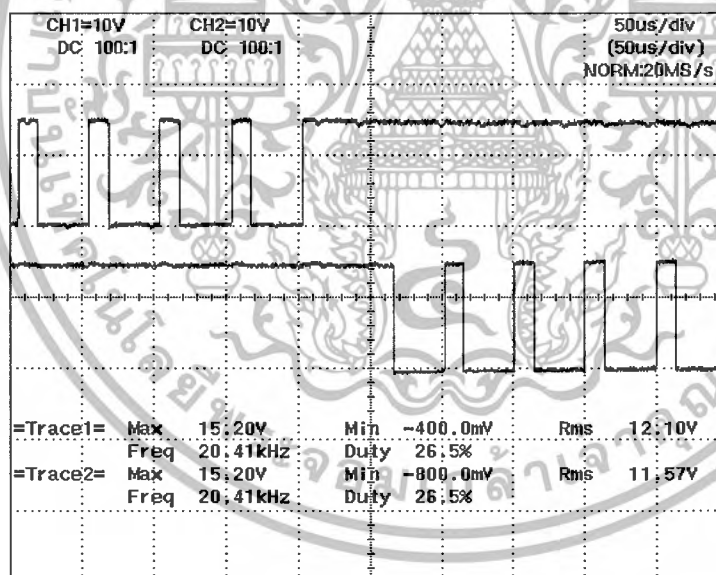
ภาพที่ 4.8 สัญญาณ Dead Time ที่ได้จากการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลอง



(a)

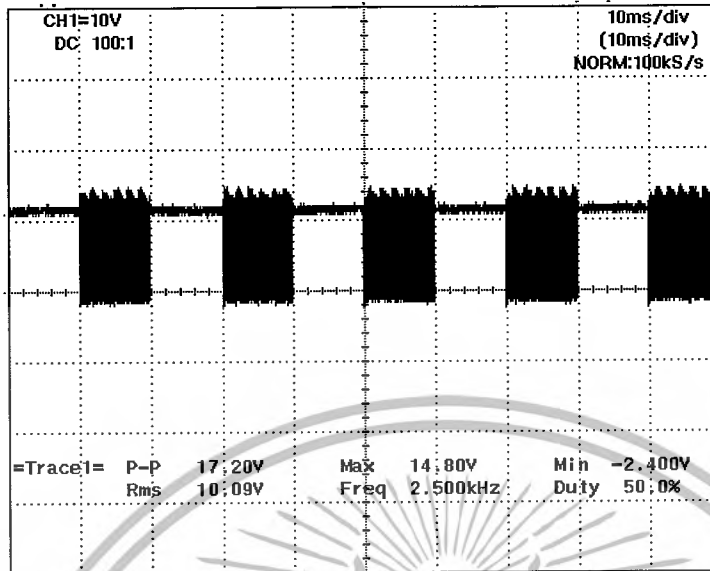


(b)

ภาพที่ 4.10 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการทดลองเพื่อจะนำไปเข้าสู่วงจรขับ

- (a) สัญญาณเอาต์พุตสำหรับขับสวิตซ์ตัวที่ 1 และ 2
 (b) สัญญาณเอาต์พุตสำหรับขับสวิตซ์ตัวที่ 3 และ 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 4.11 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการทดลองที่เป็นการรวมสัญญาณความถี่ 50 Hz และ 30 kHz เข้าไว้ด้วยกัน

สรุปผลการทดลอง

สัญญาณที่ได้จากการนำสัญญาณสี่เหลี่ยมที่มีความถี่ 30 kHz มารวมกับสัญญาณที่มีความถี่ 50 Hz ซึ่งจะได้เอาต์พุต 4 สัญญาณโดยสัญญาณทั้ง 4 สัญญาณนี้จะนำไปเข้าสู่วงจรขับเพื่อนำไปสวิตช์ให้กับมอเตอร์ต่อไป

4.5 การทดลองวงจร Drive and Isolate

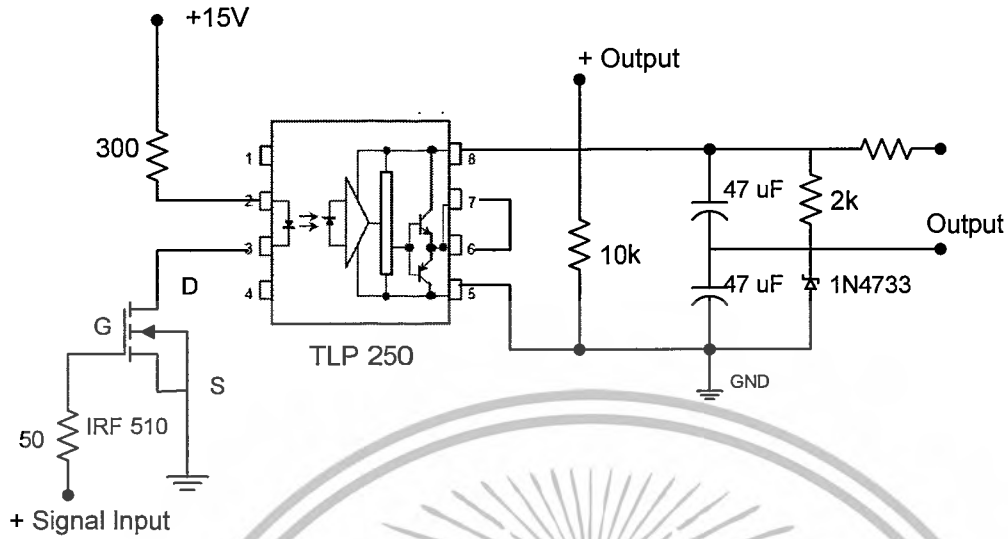
เนื่องจากสัญญาณทั้ง 4 ยังไม่สามารถนำไปขับมอเตอร์ได้โดยตรง ดังนั้นจึงต้องนำสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรรวมสัญญาณผ่านวงจร Drive and Isolate เสียก่อน จึงจะสามารถทำให้สัญญาณมีแรงดันที่มากพอที่จะทำให้มอเตอร์มีการนำกระแสและหยุดนำกระแสได้ดี

วัตถุประสงค์ ทำการเปรียบเทียบสัญญาณเอาต์พุตของวงจร ระหว่างวงจรรวมสัญญาณกับวงจรขับ เพื่อศึกษาความแตกต่างและการนำไปขับมอเตอร์

ขั้นตอนการทดลอง

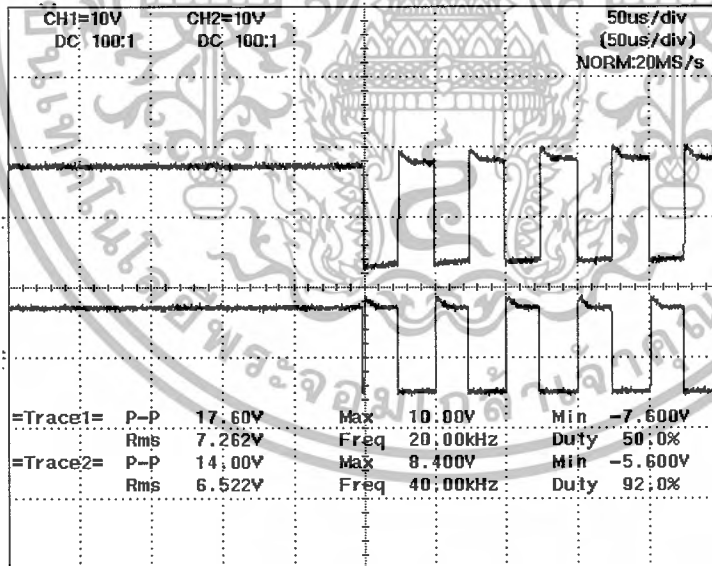
1. ป้อนสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรรวมสัญญาณให้กับชุด Drive and Isolate
2. เปรียบเทียบและวิเคราะห์สัญญาณเอาต์พุตของวงจร Drive and Isolate

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 4.12 วงจรการทดลองวงจร Drive and Isolate

ผลการทดลอง



ภาพที่ 4.13 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการทดลองสำหรับขับสวิตช์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปผลการทดลอง

จากผลการทดลองจะเห็นได้ว่าสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้าในวงจรนั้นจะมีลักษณะคล้ายกับเอาต์พุตแต่จะมีความแตกต่างกันตรงค่าของแรงดันที่ค่าเอาต์พุตจะมีค่าติดลบที่ $-5V$ เนื่องจากการที่นำสัญญาณแบบนี้ไปขับมอเตอร์นั้นจะทำให้มอเตอร์มีการสวิตช์ที่รวดเร็วขึ้น และสัญญาณเอาต์พุตที่ออกจากวงจรขั้วนั้นจะเป็นสัญญาณที่มีแรงดันเพียงพอที่จะทำให้มอเตอร์นำกระแสและหยุดนำกระแสได้และกระทำได้อย่างรวดเร็วขึ้น

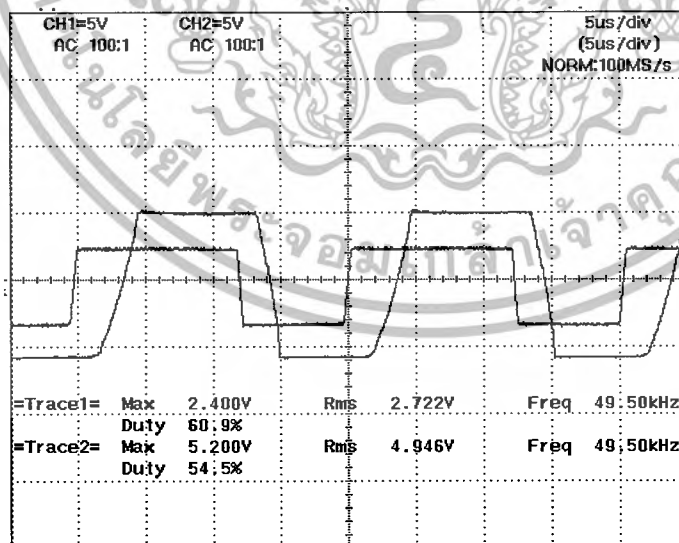
4.6 การทดลองในส่วนสัญญาณเอาต์พุตวงจรป้องกันกระแสและแรงดันเกิน

การทดลองในส่วนของชุดวงจรป้องกันกระแสและแรงดันเกินก็คือวงจรที่ทำการป้องกันการเชื่อมติดไม่เกิดการเสียหายต่อวงจรภายในทั้งหมดของเครื่องเชื่อม

วัตถุประสงค์ เพื่อทำการวิเคราะห์และเปรียบเทียบสัญญาณที่ได้เพื่อมาควบคุมขาที่ 6 ของ TL494

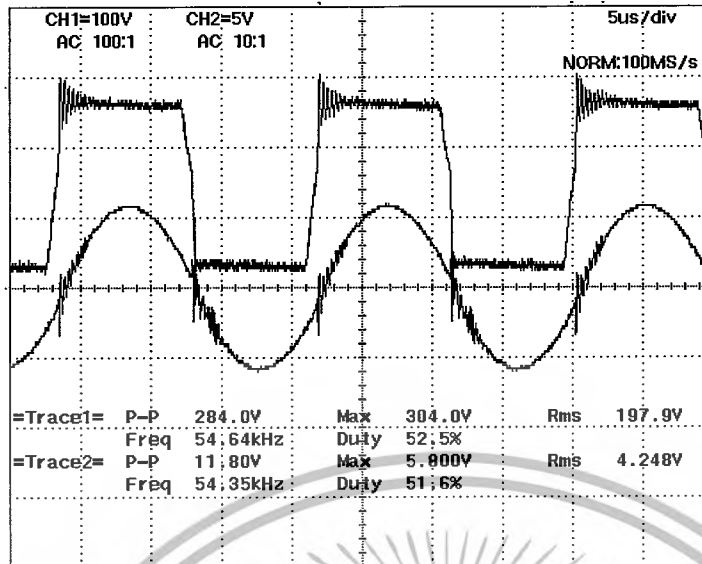
ขั้นตอนการทดลอง

1. นำการป้อนสัญญาณการไฟฟ้า 50 Hz เข้าที่วงจรกำลัง
2. วัดค่าสัญญาณเอาต์พุตของ CT ก่อนมาเปรียบเทียบ
3. วัดค่าสัญญาณเอาต์พุตของ PT ก่อนมาเปรียบเทียบ
4. เปรียบเทียบสัญญาณ 2 สัญญาณก่อนป้อนเข้าขาที่ 6 ของ TL 494

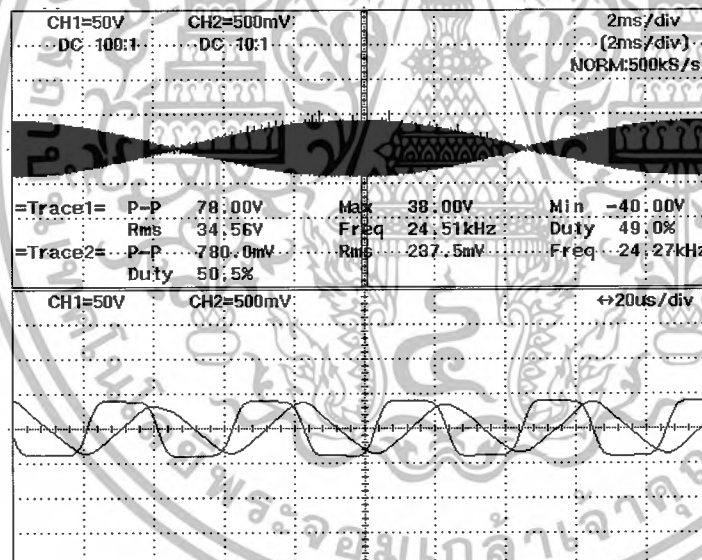


ภาพที่ 4.14 แสดงสัญญาณของ PT และ CT ขณะนำมาเปรียบเทียบกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

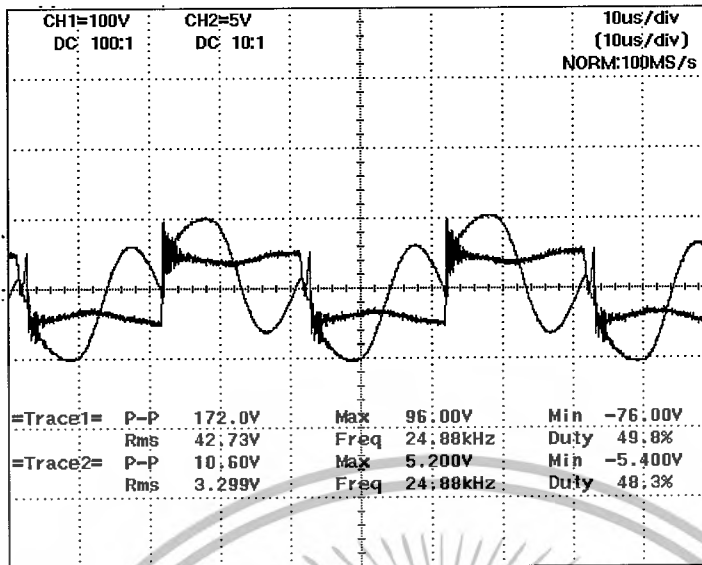


ภาพที่ 4.15 สัญญาณเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์เอชไอชอปเปอร์ก่อนทำการเชื่อม

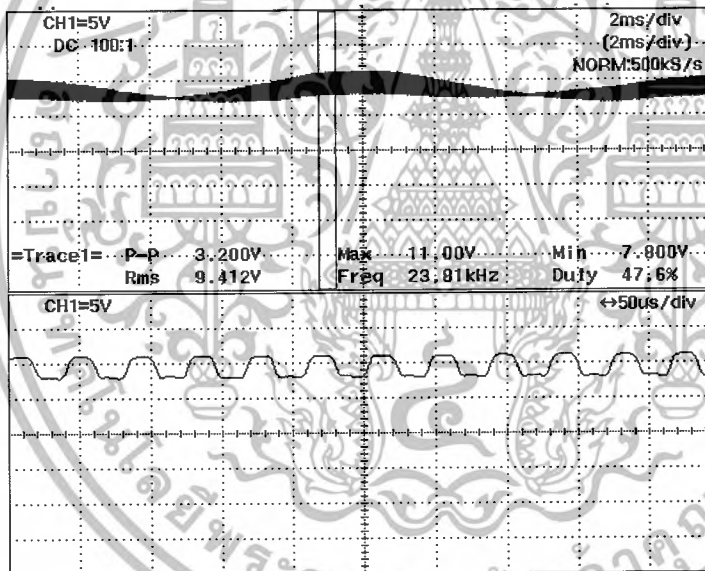


ภาพที่ 4.16 สัญญาเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์เอชไอชอปเปอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

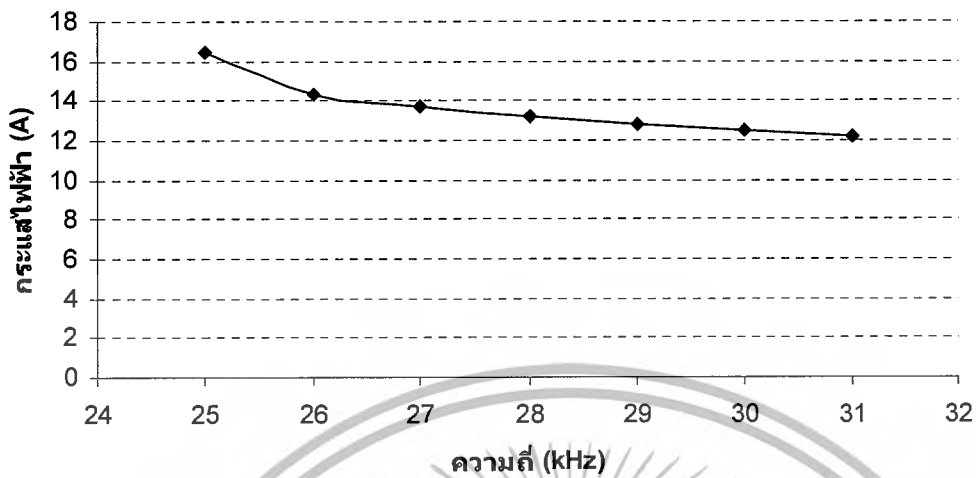


ภาพที่ 4.17 สัญญาณเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์เอชซีชอปเปอร์ขณะทำการเชื่อม

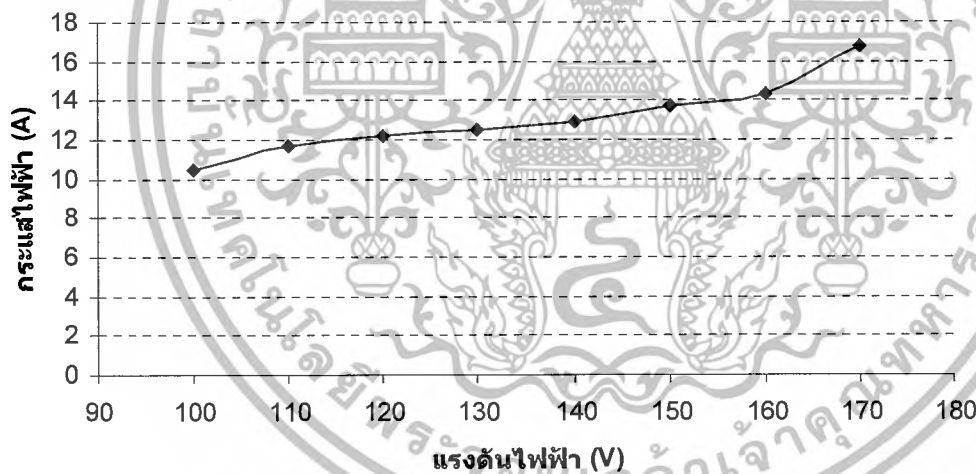


ภาพที่ 4.18 สัญญาณแรงดันที่หัวเชื่อมขณะเปิดวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

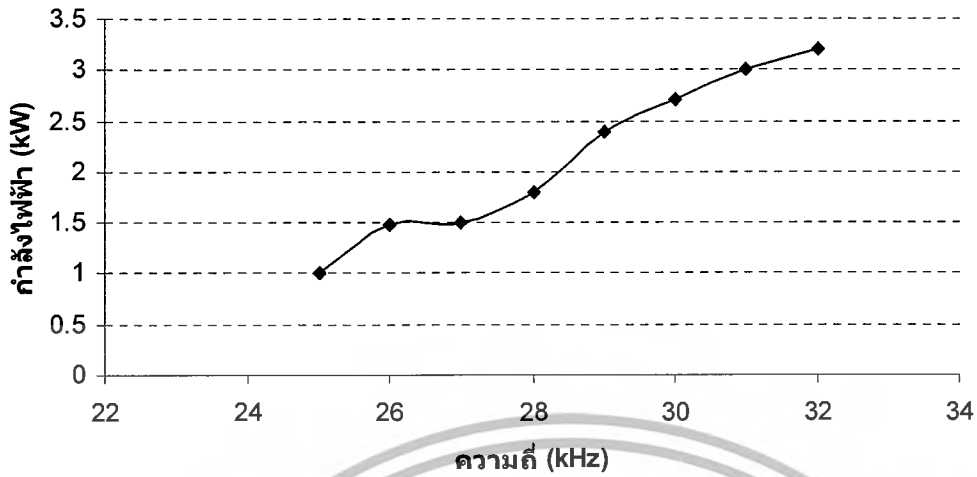


ภาพที่ 4.19 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับกระแสเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ของเอชไอซีของเอชไอซี



ภาพที่ 4.20 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงกระแสและแรงดันของเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ของเอชไอซีของเอชไอซี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

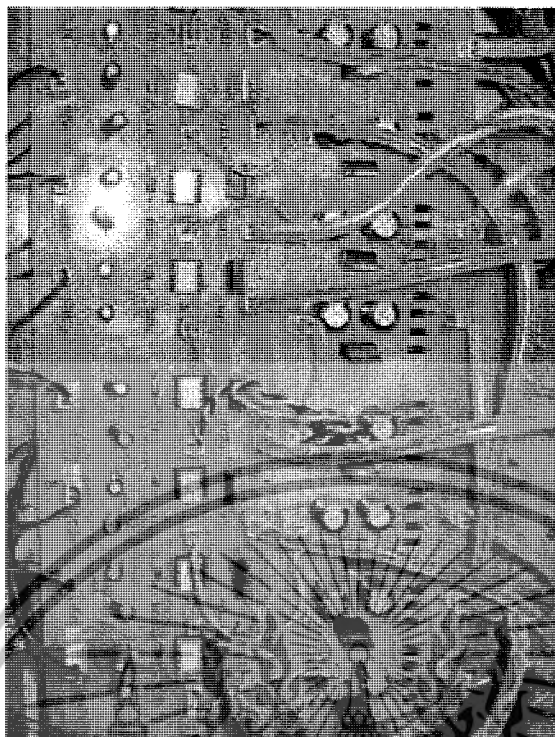


ภาพที่ 4.21 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับกำลังไฟฟ้า
ของคอนเวอร์เตอร์ของเอชซีชอปเปอร์



ภาพที่ 4.22 ชุดสร้างสัญญาณควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

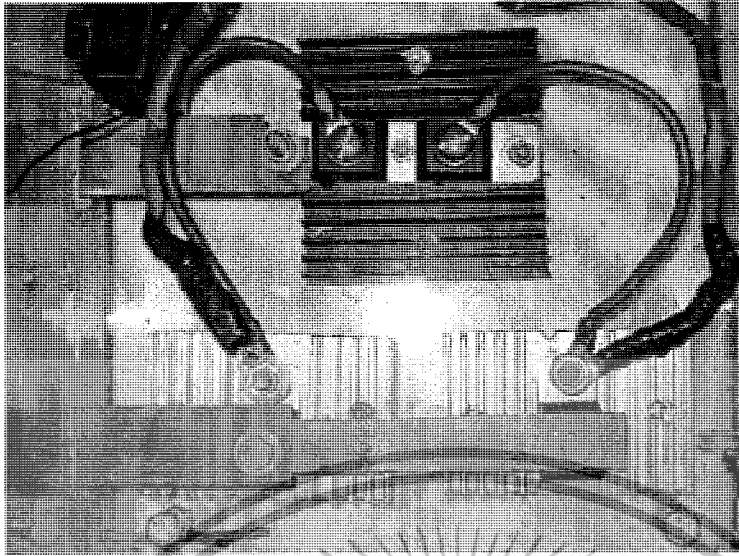


ภาพที่ 4.23 ชุดสร้างสัญญาณ Drive and Isolate

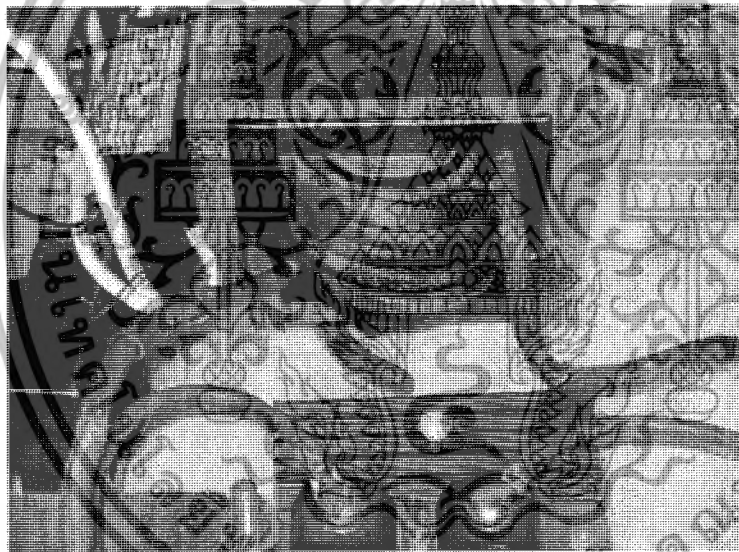


ภาพที่ 4.24 ชุดควบคุมป้องกันกระแสวิก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

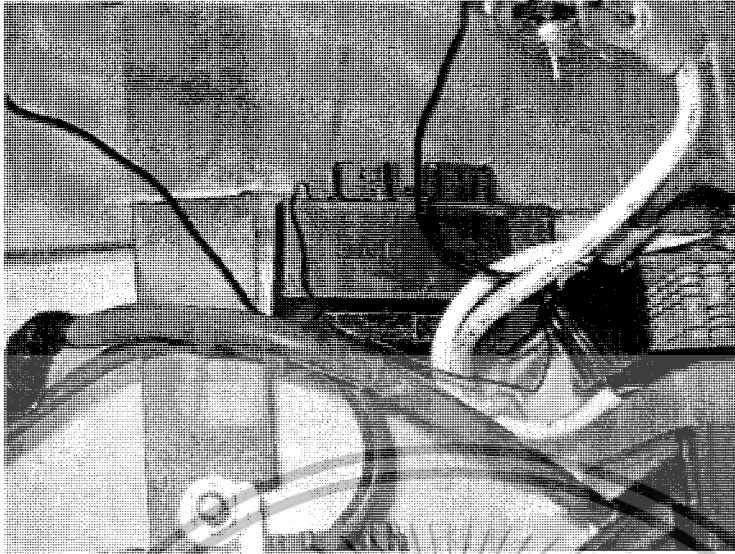


ภาพที่ 4.25 ชูตเว็คติไฟร์

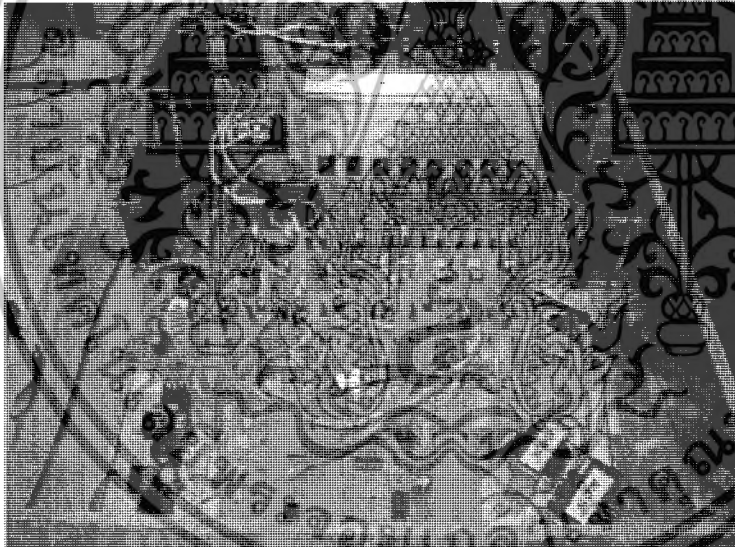


ภาพที่ 4.26 หม้อแปลงความถี่สูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

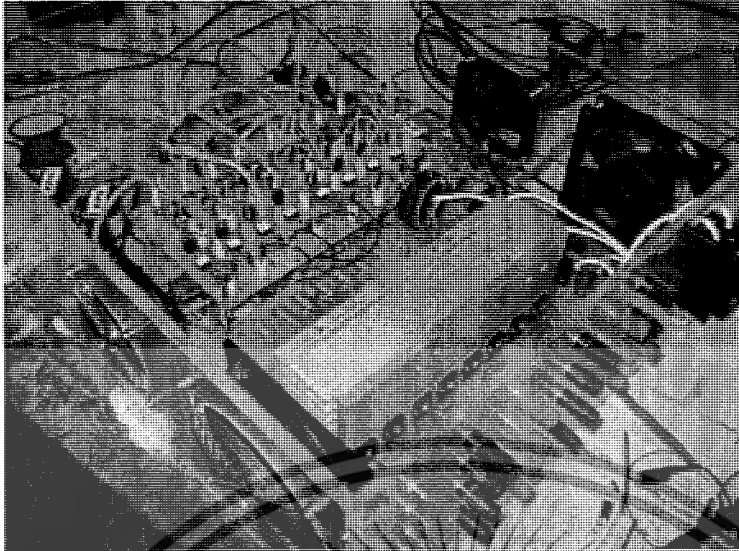


ภาพที่ 4.27 หม้อแปลงแรงดันของชุดควบคุมย้อนกลับ

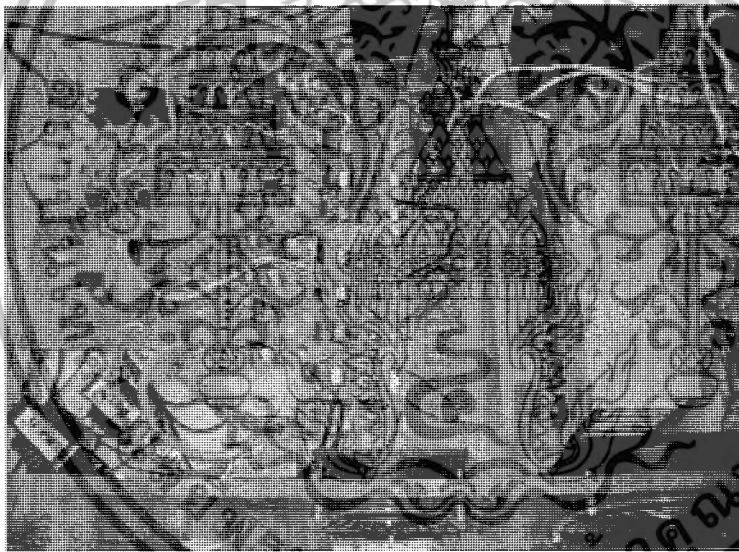


ภาพที่ 4.28 เครื่องเชื่อมไฟฟ้าคอนเวอร์เตอร์เอซีชอปเปอร์ (ด้านหน้า)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 4.29 เครื่องเชื่อมไฟฟ้าคอนเวอร์เตอร์เอซีชอปเปอร์ (ด้านข้าง)



ภาพที่ 4.30 เครื่องเชื่อมไฟฟ้าคอนเวอร์เตอร์เอซีชอปเปอร์ (ด้านบน)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทสรุปและเสนอแนวทางที่จะดำเนินการ

5.1 สรุปผลการวิจัย

การออกแบบเครื่องเชื่อมไฟฟ้าความถี่สูงในงานวิจัยนี้เป็นการออกแบบโดยใช้การสวิตช์ที่ความถี่สูง ซึ่งได้นำเอาวงจรเอชซีชอปเปอร์มาประยุกต์ใช้เพื่อให้เกิดประโยชน์และจากผลการทดลองของโครงการนี้ที่ใช้หลักการของฟูลบริดจ์เอชซีชอปเปอร์ ดังนั้นในเครื่องเชื่อมไฟฟ้าความถี่สูงนี้ได้ที่มีการสวิตช์ซึ่งใช้การไฟฟ้าด้วยความถี่สูง 30 kHz แล้วนำไชน์ที่มีความถี่สูงจากการสับด้วยสวิตช์ไปใช้ในการจ่ายโหลดหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงที่ได้ออกแบบมาที่พิกัดกำลัง 3500 วัตต์ ผลที่ได้จะเห็นได้ว่า หม้อแปลงความถี่สูงที่ออกแบบสามารถจ่ายกำลังในการเชื่อมได้ดี

5.2 วิเคราะห์โครงการและสรุปปัญหาที่พบ

- 1.) อุปกรณ์สวิตช์ซึ่งไม่สามารถจ่ายกระแสได้ตามต้องการ ซึ่งเป็นอุปสรรคในการเพิ่มพิกัดกำลังไฟฟ้าของเครื่องเชื่อมไฟฟ้าให้สูงขึ้นได้
- 2.) การสั่งซื้ออุปกรณ์บางอย่างที่ใช้ในวงจรต้องสั่งซื้อจากต่างประเทศทำให้เสียเวลาในการทำงาน
- 3.) การปรับตั้งค่า RLC รีโซแนนซ์ยังได้ไม่ค่อยแน่นอนการปรับค่าค่อนข้างลำบาก
- 4.) การปรับตั้งค่าของชุดควบคุมกระแสเกินยังมีปัญหาอยู่จุดหนึ่งและยังไม่สามารถจ่ายพิกัดแรงดันให้ได้ถึง 220 โวลท์
- 5.) ในการสัญญาณชุดคอนโทรลต้องใช้ชุด Opto ถึง 8 ชุดซึ่งดูแล้วยุ่งยาก

5.3 แนวทางการพัฒนา

จากที่กล่าวมาแล้วเครื่องเชื่อมในงานวิจัยครั้งนี้ยังได้พิกัดกำลังไฟฟ้าที่ได้ยังไม่สูงพอตามต้องการ เนื่องจากเป็นข้อจำกัดทางด้านอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งในปัจจุบันทำให้เอชซีชอปเปอร์ยังใช้ควบคุมกับโหลดที่มีพิกัดกำลังไม่สูงมากนัก และในส่วนของวงจรที่ใช้สร้างสัญญาณควบคุมอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งก็สามารถพัฒนาไปใช้เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ซึ่งจะสามารถสร้างสัญญาณออกมาได้ง่าย และหาสวิตช์ที่สามารถทนกระแสได้มากกว่าเดิมเพื่อจะได้เป็นการลดปริมาณการใช้สวิตช์ให้น้อยลง ในส่วนการควบคุมกระแสเกินยังต้องปรับปรุงให้ดีกว่าเดิมหาวงจรที่สามารถทำงานได้ดีกว่านี้

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 พิเชษฐจำริญู "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] มนตรี วิริยะจักรกุล และสุภชัย ยุทธนาสิริกุล และถาวร ชินวงศ์, เครื่องเชื่อมไฟฟ้า อิเล็กทรอนิกส์ความถี่สูง, ปรินูญานิพนธ์,สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2543
- [8] เซาวรินทร์ อธิญาโน และสุนทร ทิพย์วัฒน์ และเอกไชย เสถียรพงษ์สุข, เครื่องเชื่อมไฟฟ้าอิเล็กทรอนิกส์ความถี่สูง, ปรินูญานิพนธ์,สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2545

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.6A, 100V, 0.540 Ohm, N-Channel Power MOSFET

This N-Channel enhancement mode silicon gate power field effect transistor is an advanced power MOSFET designed, tested, and guaranteed to withstand a specified level of energy in the breakdown avalanche mode of operation. All of these power MOSFETs are designed for applications such as switching regulators, switching convertors, motor drivers, relay drivers, and drivers for high power bipolar switching transistors requiring high speed and low gate drive power. These types can be operated directly from integrated circuits.

Formerly developmental type TA17441.

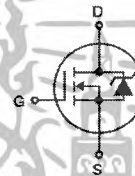
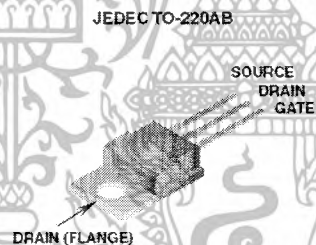
Ordering Information

PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
IRF510	TO-220AB	IRF510

NOTE: When ordering, include the entire part number.

Features

- 5.6A, 100V
- $r_{DS(ON)} = 0.540\Omega$
- Single Pulse Avalanche Energy Rated
- SOA is Power Dissipation Limited
- Nanosecond Switching Speeds
- Linear Transfer Characteristics
- High Input Impedance
- Related Literature
 - TB334 "Guidelines for Soldering Surface Mount Components to PC Boards"

Symbol

Packaging


IRF510

Absolute Maximum Ratings $T_C = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

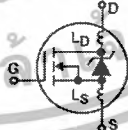
	IRF510	UNITS
Drain to Source Voltage (Note 1)	100	V
Drain to Gate Voltage ($R_{GS} = 20\text{k}\Omega$) (Note 1)	100	V
Continuous Drain Current	5.6	A
$T_C = 100^\circ\text{C}$	4	A
Pulsed Drain Current (Note 3)	20	A
Gate to Source Voltage	± 20	V
Maximum Power Dissipation	43	W
Linear Derating Factor	0.29	W/ $^\circ\text{C}$
Single Pulse Avalanche Energy Rating (Note 4)	19	mJ
Operating and Storage Temperature Range	-55 to 175	$^\circ\text{C}$
Maximum Temperature for Soldering		
Leads at 0.063in (1.6mm) from Case for 10s	300	$^\circ\text{C}$
Package Body for 10s, See Techbrief 334	260	$^\circ\text{C}$

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

NOTE:

1. $T_J = 25^\circ\text{C}$ to 150°C .

Electrical Specifications $T_C = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Drain to Source Breakdown Voltage	BV_{DSS}	$V_{GS} = 0\text{V}$, $I_D = 250\mu\text{A}$, (Figure 10)		100	-	-	V
Gate to Threshold Voltage	$V_{GS(TH)}$	$V_{GS} = V_{DS}$, $I_D = 250\mu\text{A}$		2.0	-	4.0	V
Zero-Gate Voltage Drain Current	I_{DSS}	$V_{DS} = 95\text{V}$, $V_{GS} = 0\text{V}$		-	-	25	μA
		$V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS}$, $V_{GS} = 0\text{V}$, $T_J = 150^\circ\text{C}$		-	-	250	μA
On-State Drain Current (Note 2)	$I_{D(ON)}$	$V_{DS} > I_{D(ON)} \times r_{DS(ON)MAX}$, $V_{GS} = 10\text{V}$ (Figure 7)		5.6	-	-	A
Gate to Source Leakage Current	I_{GSS}	$V_{GS} = \pm 20\text{V}$		-	-	± 100	nA
Drain to Source On Resistance (Note 2)	$r_{DS(ON)}$	$V_{GS} = 10\text{V}$, $I_D = 3.4\text{A}$ (Figures 8, 9)		-	0.4	0.54	Ω
Forward Transconductance (Note 2)	g_{fs}	$V_{GS} = 50\text{V}$, $I_D = 3.4\text{A}$ (Figure 12)		1.3	2.0	-	S
Turn-On Delay Time	$t_{d(ON)}$	$I_D = 5.6\text{A}$, $R_{GS} = 24\Omega$, $V_{DD} = 50\text{V}$, $R_L = 9\Omega$, $V_{DD} = 50\text{V}$, $V_{GS} = 10\text{V}$		-	8	12	ns
Rise Time	t_r	MOSFET switching times are essentially independent of operating temperature		-	25	63	ns
Turn-Off Delay Time	$t_{d(OFF)}$			-	15	7	ns
Fall Time	t_f			-	12	59	ns
Total Gate Charge (Gate to Source + Gate to Drain)	$Q_g(TOT)$	$V_{GS} = 10\text{V}$, $I_D = 5.6\text{A}$, $V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS}$, $I_{G(REF)} = 1.5\text{mA}$ (Figure 14)		-	5.0	30	nC
Gate to Source Charge	Q_{gs}	Gate charge is essentially independent of operating temperature.		-	2.0	-	nC
Gate to Drain "Miller" Charge	Q_{gd}			-	3.0	-	nC
Input Capacitance	C_{ISS}	$V_{GS} = 0\text{V}$, $V_{DS} = 25\text{V}$, $f = 1.0\text{MHz}$ (Figure 11)		-	135	-	pF
Output Capacitance	C_{OSS}			-	80	-	pF
Reverse-Transfer Capacitance	C_{RSS}			-	20	-	pF
Internal Drain Inductance	L_D	Measured From the Contact Screw On Tab To Center of Die	Modified MOSFET Symbol Showing the Internal Devices Inductances	-	3.5	-	nH
		Measured From the Drain Lead, 6mm (0.25in) From Package to Center of Die		-	4.5	-	nH
Internal Source Inductance	L_S	Measured From The Source Lead, 6mm (0.25in) From Header to Source Bonding Pad		-	7.5	-	nH
Junction to Case	$R_{\theta JC}$			-	-	3.5	$^\circ\text{C/W}$
Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	Free air operation		-	-	80	$^\circ\text{C/W}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRF510

Source to Drain Diode Specifications

PARAMETER	SYMBOL	Test Conditions	MIN	TYP	MAX	UNITS
Continuous Source to Drain Current	I_{SD}	Modified MOSFET Symbol Showing the Integral Reverse P-N Junction Diode	-	-	5.6	A
Pulse Source to Drain Current (Note 3)	I_{SDM}		-	-	20	A
Source to Drain Diode Voltage (Note 2)	V_{SD}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 5.6\text{A}$, $V_{GS} = 0\text{V}$ (Figure 13)	-	-	2.5	V
Reverse Recovery Time	t_{rr}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 5.6\text{A}$, $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	4.6	96	200	ns
Reverse Recovered Charge	Q_{RR}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 5.6\text{A}$, $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	0.17	0.4	0.83	μC

NOTES:

2. Pulse test: pulse width $\leq 300\mu\text{s}$, duty cycle $\leq 2\%$.
3. Repetitive rating: pulse width limited by max junction temperature. See Transient Thermal Impedance curve (Figure 3).
4. $V_{DD} = 25\text{V}$, start $T_J = 25^\circ\text{C}$, $L = 910\mu\text{H}$, $R_G = 25\Omega$, peak $I_{AS} = 5.6\text{A}$.

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified

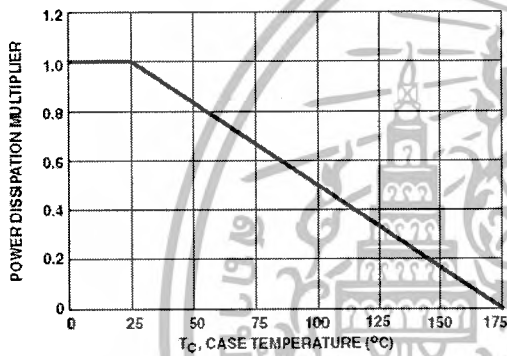


FIGURE 1. NORMALIZED POWER DISSIPATION vs CASE TEMPERATURE

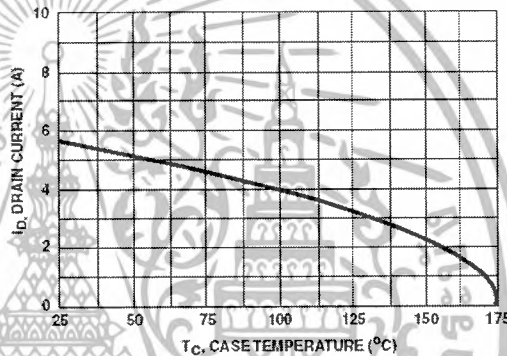


FIGURE 2. MAXIMUM CONTINUOUS DRAIN CURRENT vs CASE TEMPERATURE

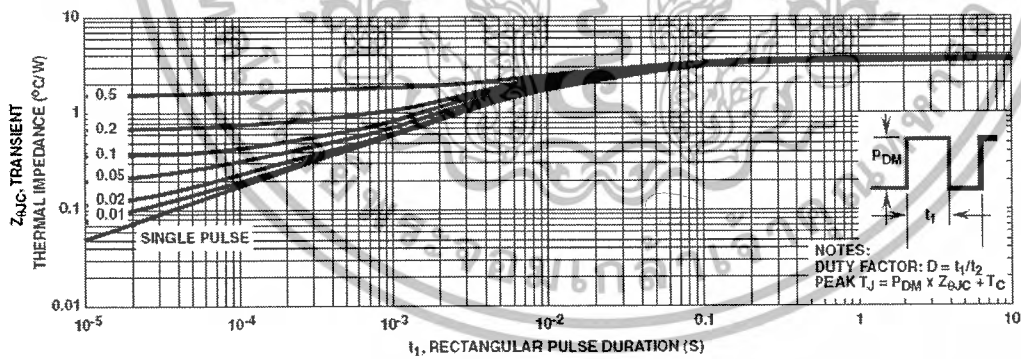


FIGURE 3. MAXIMUM TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRF510

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

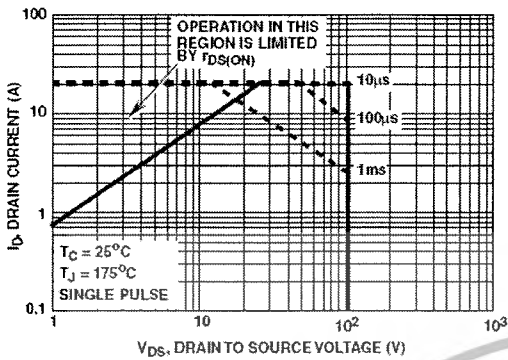


FIGURE 4. FORWARD BIAS SAFE OPERATING AREA

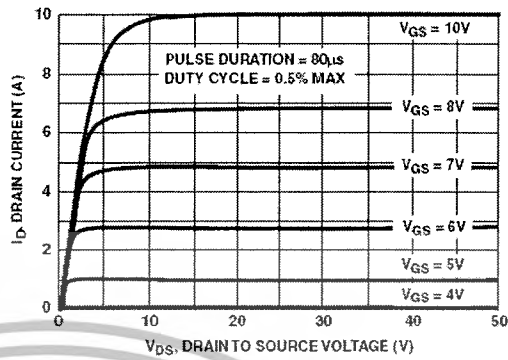


FIGURE 5. OUTPUT CHARACTERISTICS

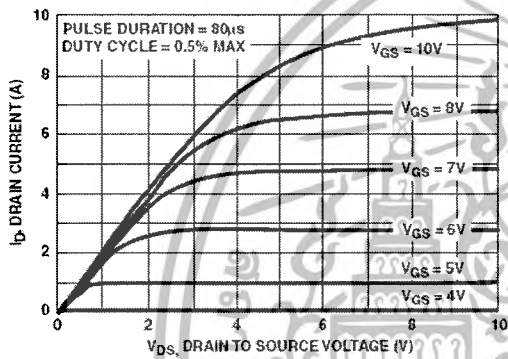


FIGURE 6. SATURATION CHARACTERISTICS

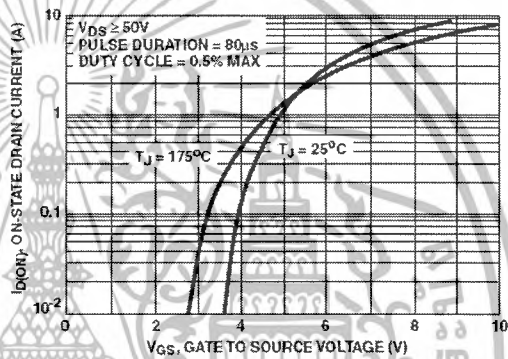


FIGURE 7. TRANSFER CHARACTERISTICS

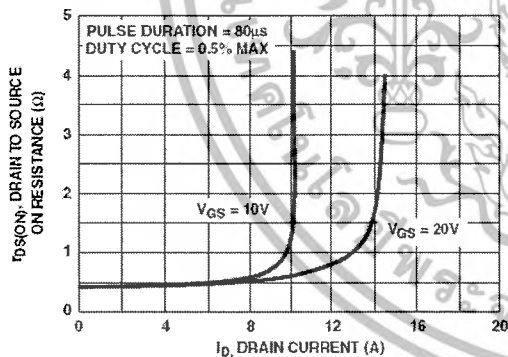


FIGURE 8. DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs GATE VOLTAGE AND DRAIN CURRENT

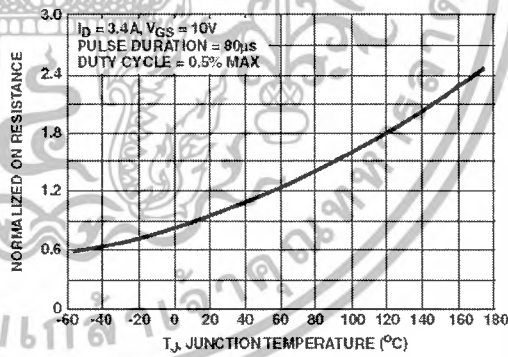


FIGURE 9. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs JUNCTION TEMPERATURE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRF510

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

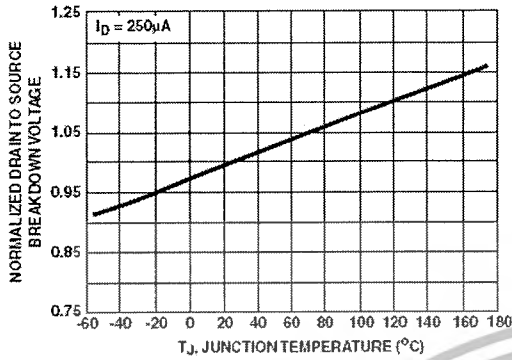


FIGURE 10. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE BREAKDOWN VOLTAGE vs JUNCTION TEMPERATURE

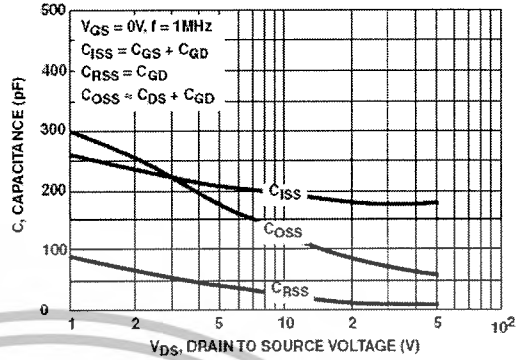


FIGURE 11. CAPACITANCE vs DRAIN TO SOURCE VOLTAGE

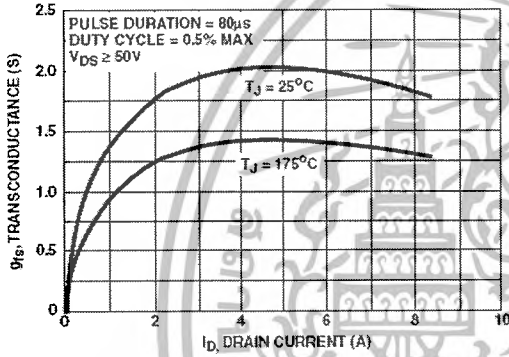


FIGURE 12. TRANSCONDUCTANCE vs DRAIN CURRENT

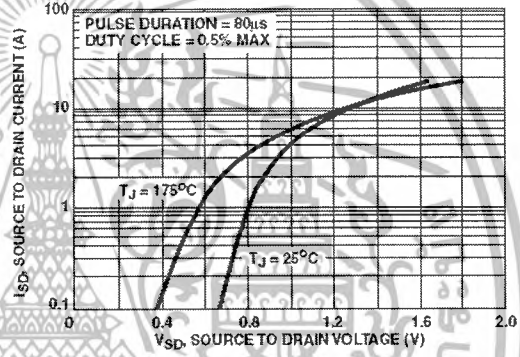


FIGURE 13. SOURCE TO DRAIN DIODE VOLTAGE

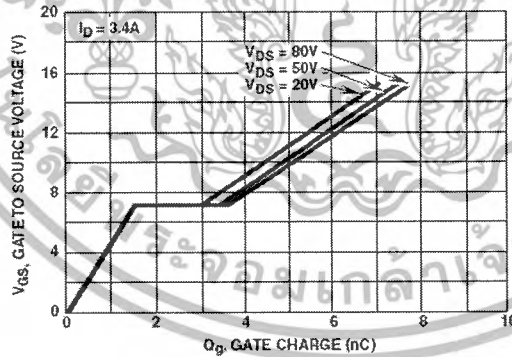


FIGURE 14. GATE TO SOURCE VOLTAGE vs GATE CHARGE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRF510

Test Circuits and Waveforms

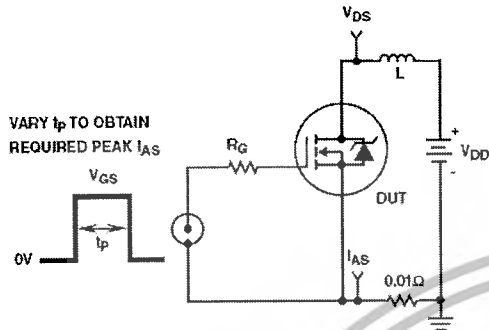


FIGURE 15. UNCLAMPED ENERGY TEST CIRCUIT

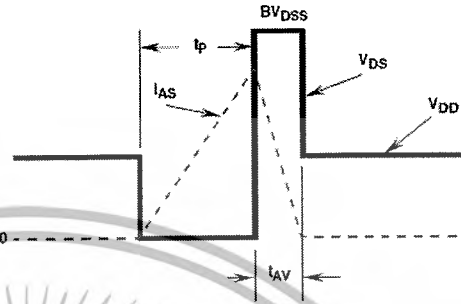


FIGURE 16. UNCLAMPED ENERGY WAVEFORMS

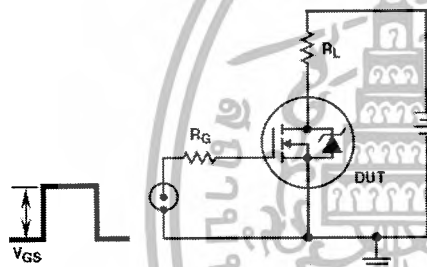


FIGURE 17. SWITCHING TIME TEST CIRCUIT

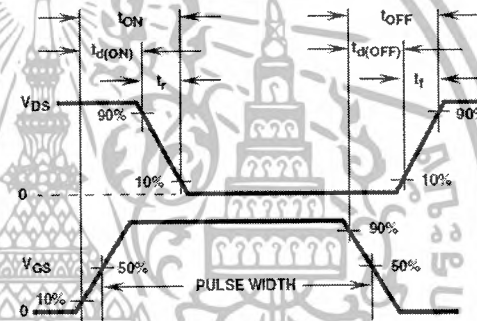


FIGURE 18. RESISTIVE SWITCHING WAVEFORMS

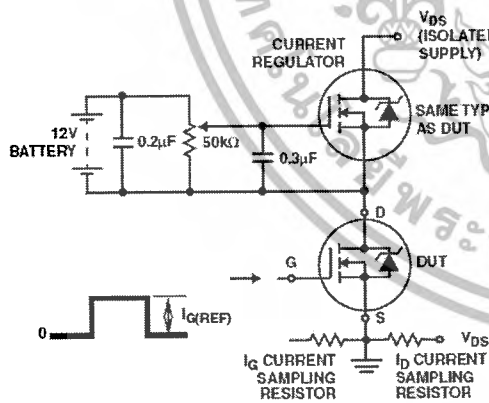


FIGURE 19. GATE CHARGE TEST CIRCUIT

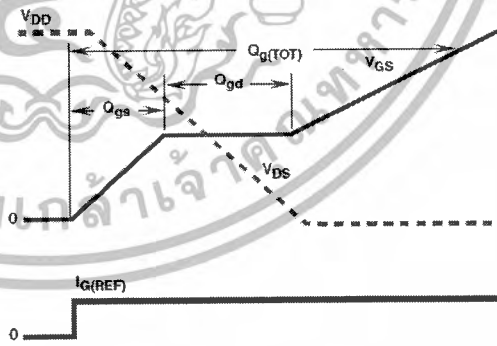


FIGURE 20. GATE CHARGE WAVEFORM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TOSHIBA

TLP250

TOSHIBA Photocoupler GaAlAs Ired & Photo-IC

TLP250

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

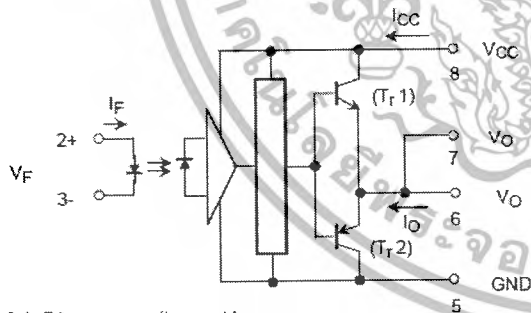
The TOSHIBA TLP250 consists of a GaAlAs light emitting diode and a integrated photodetector.
 This unit is 8-lead DIP package.
 TLP250 is suitable for gate driving circuit of IGBT or power MOS FET.

- Input threshold current: $I_F=5\text{mA}(\text{max.})$
- Supply current (I_{CC}): $11\text{mA}(\text{max.})$
- Supply voltage (V_{CC}): $10\text{--}35\text{V}$
- Output current (I_O): $\pm 1.5\text{A}(\text{max.})$
- Switching time (t_{pLH}/t_{pHL}): $1.5\mu\text{s}(\text{max.})$
- Isolation voltage: $2500\text{V}_{\text{rms}}(\text{min.})$
- UL recognized: UL1577, file No.E67349
- Option (D4) type
 VDE approved: DIN VDE0884/06.92, certificate No.76823
 Maximum operating insulation voltage: 630V_{PK}
 Highest permissible over voltage: 4000V_{PK}

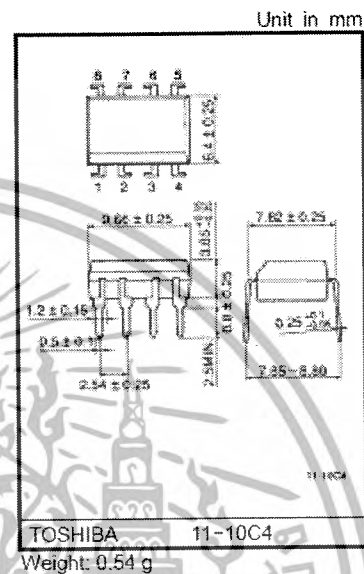
(Note) When a VDE0884 approved type is needed,
 please designate the "option (D4)"

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

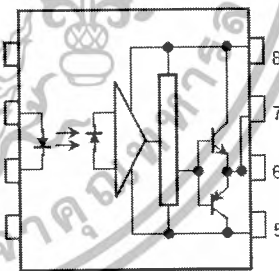
Schematic



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



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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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 ($P_W \leq 2.5\mu s, f \leq 15\text{kHz}$) (Note 2)	I_{OPH}	-1.5	A	
	"L" peak output current ($P_W \leq 2.5\mu s, f \leq 15\text{kHz}$) (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_{sig}	-55-125		°C	
Lead soldering temperature (10 s) (Note 4)	T_{sol}	260		°C	
Isolation voltage (AC, 1 min., R.H. ≤ 60%) (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(0.1 μF) 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 .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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 (*) I _F = 10 mA V ₆₋₅ = 4V	-0.5	-1.5	—	A
	"L" level	I _{OPL}	2		I _F = 0 V ₆₋₅ = 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 _{CCCL}	—	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"	V _{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 (*) Duration of I_O time ≤ 50μs

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

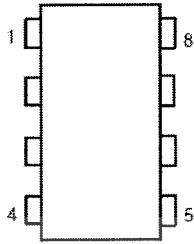
Characteristic		Symbol	Test Circuit	Test Condition	Min.	Typ.*	Max.	Unit
Propagation delay time	L→H	t _{pLH}	6	I _F = 8mA (Note 7) V _{CC1} = +15V, V _{EE1} = -15V R _L = 200Ω	—	0.15	0.5	μs
	H→L	t _{pHL}			—	0.15	0.5	
Output rise time		t _r			—	—	—	
Output fall time		t _f			—	—	—	
Common mode transient immunity at high level output		C _{MH}	7	V _{CM} = 600V, I _F = 8mA V _{CC} = 30V, Ta = 25°C	-5000	—	—	V / μs
Common mode transient immunity at low level output		C _{ML}	7	V _{CM} = 600V, I _F = 0mA V _{CC} = 30V, Ta = 25°C	5000	—	—	V / μs

* All typical values are at Ta = 25°C

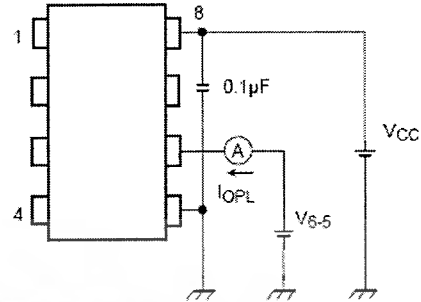
Note 7: Input signal rise time (fall time) < 0.5 μs.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

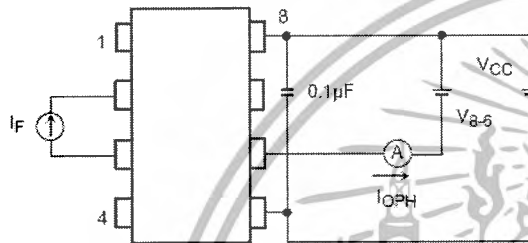
Test Circuit 1 :



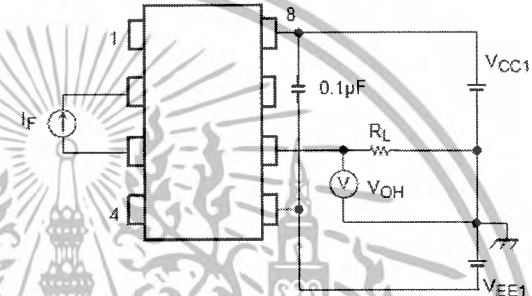
Test Circuit 2 : IOPL



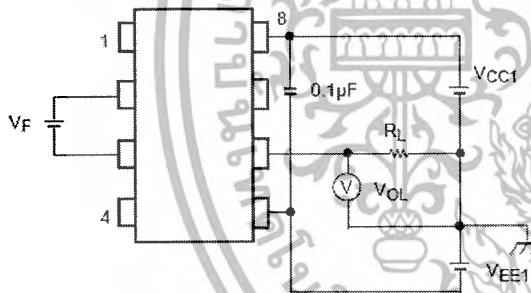
Test Circuit 3 : IOPH



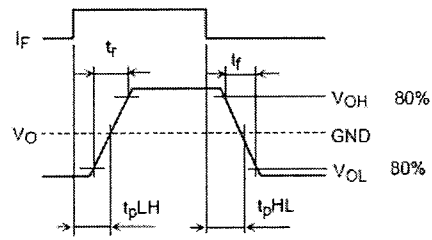
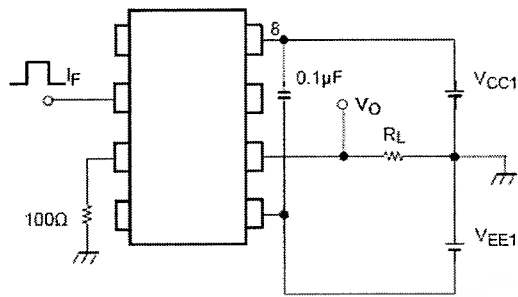
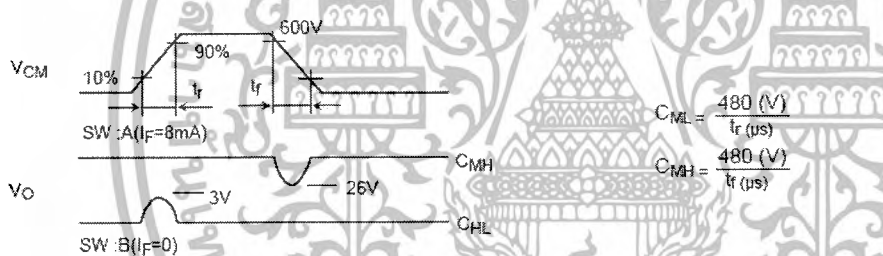
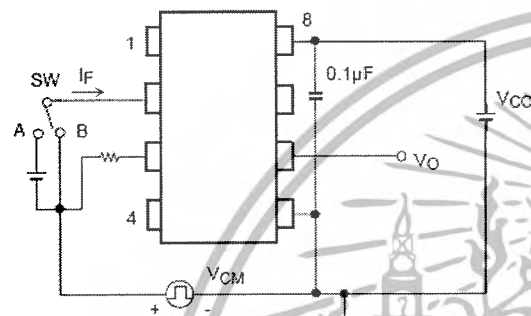
Test Circuit 4 : VOH



Test Circuit 5 : VOL

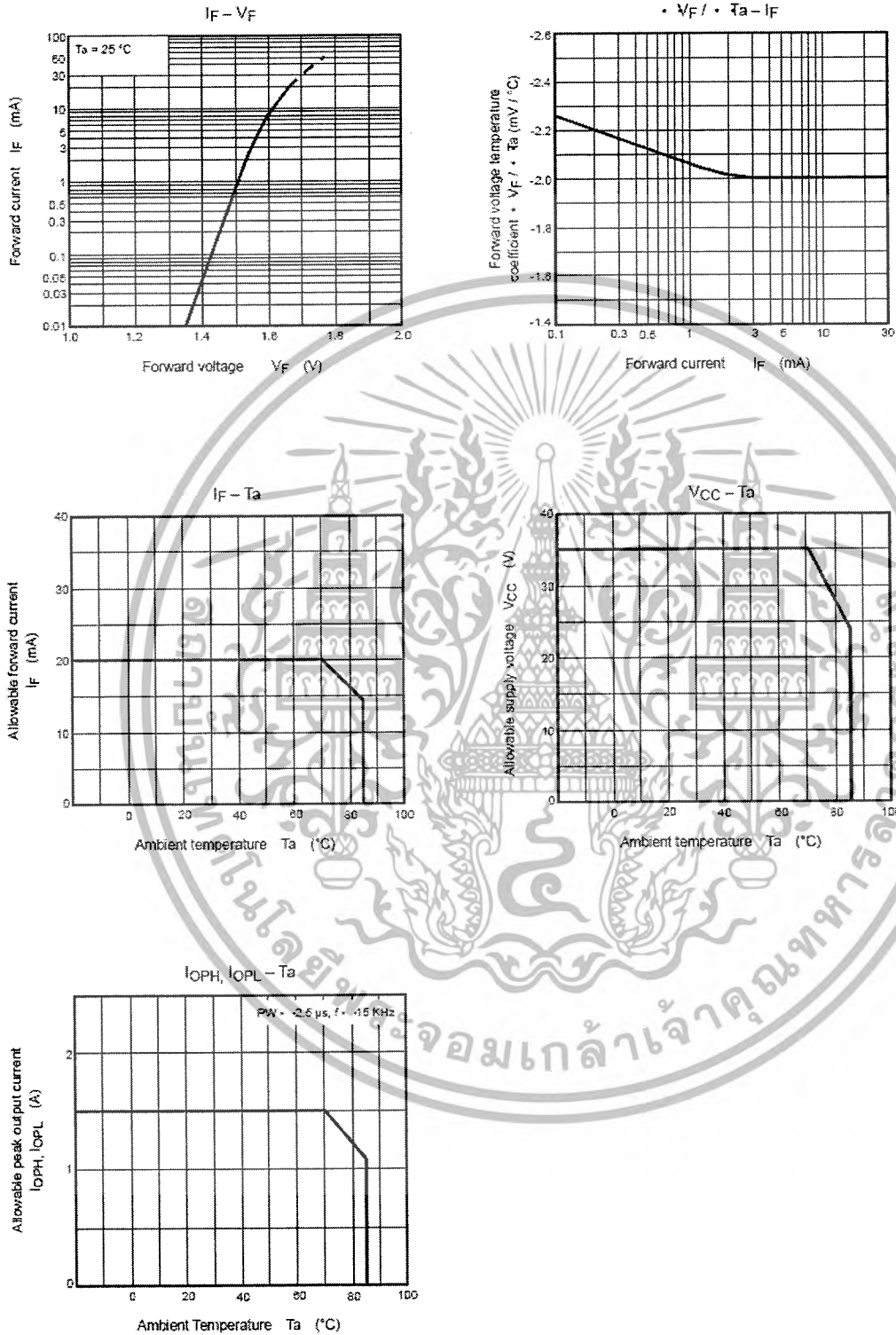


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**20A, 500V, 0.270 Ohm, N-Channel
 Power MOSFET**

This N-Channel enhancement mode silicon gate power field effect transistor is an advanced power MOSFET designed, tested, and guaranteed to withstand a specified level of energy in the breakdown avalanche mode of operation. All of these power MOSFETs are designed for applications such as switching regulators, switching converters, motor drivers, relay drivers, and drivers for high power bipolar switching transistors requiring high speed and low gate drive power. These types can be operated directly from integrated circuits.

Formerly developmental type TA17465.

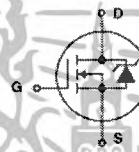
Ordering Information

PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
IRFP460	TO-247	IRFP460

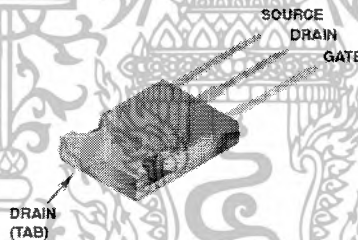
NOTE: When ordering, use the entire part number.

Features

- 20A, 500V
- $r_{DS(ON)} = 0.270\Omega$
- Single Pulse Avalanche Energy Rated
- SOA is Power Dissipation Limited
- Nanosecond Switching Speeds
- Linear Transfer Characteristics
- High Input Impedance
- Related Literature
 - TB334 "Guidelines for Soldering Surface Mount Components to PC Boards"

Symbol

Packaging

JEDEC STYLE TO-247



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP460

Absolute Maximum Ratings $T_C = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

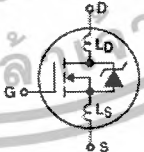
	IRFP460	UNITS
Drain to Source Voltage (Note 1)	500	V
Drain to Gate Voltage ($R_{GS} = 20\text{k}\Omega$) (Note 1)	500	V
Continuous Drain Current	20	A
$T_C = 100^\circ\text{C}$	12	A
Pulsed Drain Current (Note 3)	80	A
Gate to Source Voltage	± 20	V
Maximum Power Dissipation	250	W
Linear Derating Factor	2.0	W/ $^\circ\text{C}$
Single Pulse Avalanche Energy Rating (Note 4)	960	mJ
Operating and Storage Temperature	-55 to 150	$^\circ\text{C}$
Maximum Temperature for Soldering		
Leads at 0.063in (1.6mm) from Case for 10s	300	$^\circ\text{C}$
Package Body for 10s, See Techbrief 334	260	$^\circ\text{C}$

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

NOTE:

1. $T_J = 25^\circ\text{C}$ to $T_J = 125^\circ\text{C}$.

Electrical Specifications $T_C = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

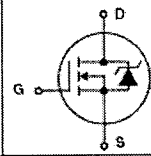
PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Drain to Source Breakdown Voltage	BV_{DSS}	$I_D = 250\mu\text{A}$, $V_{GS} = 0\text{V}$ (Figure 10)	500	-	-	V
Gate Threshold Voltage	$V_{GS(TH)}$	$V_{GS} = V_{DS}$, $I_D = 250\mu\text{A}$	2	-	4	V
Zero Gate Voltage Drain Current	I_{DSS}	$V_{DS} = \text{Rated } BV_{DSS}$, $V_{GS} = 0\text{V}$	-	-	25	μA
		$V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS}$, $V_{GS} = 0\text{V}$, $T_J = 125^\circ\text{C}$	-	-	250	μA
On-State Drain Current (Note 2)	$I_{D(ON)}$	$V_{DS} > I_{D(ON)} \times r_{DS(ON)MAX}$, $V_{GS} = 10\text{V}$	20	-	-	A
Gate to Source Leakage Current	I_{GSS}	$V_{GS} = \pm 20\text{V}$	-	-	± 100	nA
Drain to Source On Resistance (Note 2)	$r_{DS(ON)}$	$I_D = 11\text{A}$, $V_{GS} = 10\text{V}$ (Figures 8, 9)	-	0.24	0.27	Ω
Forward Transconductance (Note 2)	g_{fs}	$V_{DS} = 50\text{V}$, $I_{DS} > 11\text{A}$ (Figure 12)	13	19	-	S
Turn-On Delay Time	$t_{d(ON)}$	$V_{DD} = 250\text{V}$, $I_D = 21\text{A}$, $R_{GS} = 4.3\Omega$, $R_D = 12\Omega$, $V_{GS} = 10\text{V}$ MOSFET Switching Times are Essentially Independent of Operating Temperature	-	23	35	ns
Rise Time	t_r		-	81	120	ns
Turn-Off Delay Time	$t_{d(OFF)}$		-	85	130	ns
Fall Time	t_f		-	65	98	ns
Total Gate Charge (Gate to Source + Gate-Drain)	$Q_{g(TOT)}$	$V_{GS} = 10\text{V}$, $I_D = 21\text{A}$, $V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS}$, $I_{G(REF)} = 1.5\text{mA}$ (Figure 14). Gate Charge is Essentially Independent of Operating Temperature	-	120	190	nC
Gate to Source Charge	Q_{gs}		-	18	-	nC
Gate to Drain "Miller" Charge	Q_{gd}		-	62	-	nC
Input Capacitance	C_{ISS}	$V_{DS} = 25\text{V}$, $V_{GS} = 0\text{V}$, $f = 1\text{MHz}$ (Figure 10)	-	4100	-	pF
Output Capacitance	C_{OSS}		-	480	-	pF
Reverse Transfer Capacitance	C_{RSS}		-	84	-	pF
Internal Drain Inductance	L_D	Measured from the Drain Lead, 6mm (0.25in) from Package to Center of Die	-	5.0	-	nH
Internal Source Inductance	L_S	Measured from the Source Lead, 6mm (0.25in) from Header to Source Bonding Pad	-	13	-	nH
		Modified MOSFET Symbol Showing the Internal Device Inductances				
						
Thermal Resistance Junction to Case	$R_{\theta JC}$		-	-	0.50	$^\circ\text{C/W}$
Thermal Resistance Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	Free Air Operation	-	-	30	$^\circ\text{C/W}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP460

Source to Drain Diode Specifications

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Continuous Source to Drain Current	I_{SD}	Modified MOSFET Symbol Showing the Integral Reverse P-N Junction Rectifier	-	-	20	A
Pulse Source to Drain Current (Note 3)	I_{SDM}		-	-	80	A
Source to Drain Diode Voltage (Note 2)	V_{SD}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 21\text{ A}$, $V_{GS} = 0\text{ V}$ (Figure 13)	-	-	1.8	V
Reverse Recovery Time	t_r	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 21\text{ A}$, $di_{SD}/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$	280	580	1200	ns
Reverse Recovery Charge	Q_{RR}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 21\text{ A}$, $di_{SD}/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$	3.8	8.1	18	μC



NOTES:

2. Pulse test: pulse width $\leq 300\mu\text{s}$, duty cycle $\leq 2\%$.
3. Repetitive rating: pulse width limited by Max junction temperature. See Transient Thermal Impedance curve (Figure 3).
4. $V_{DD} = 50\text{ V}$, starting $T_J = 25^\circ\text{C}$, $L = 4.3\text{ mH}$, $R_{GS} = 25\Omega$, Peak $I_{AS} = 20\text{ A}$.

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified

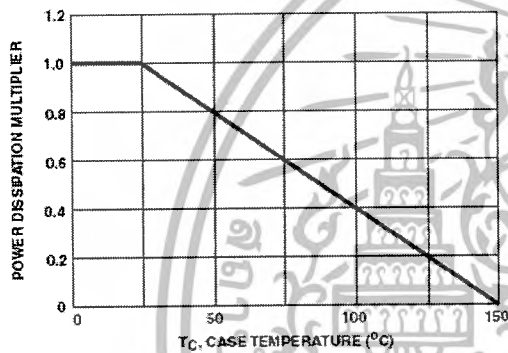


FIGURE 1. NORMALIZED POWER DISSIPATION vs CASE TEMPERATURE

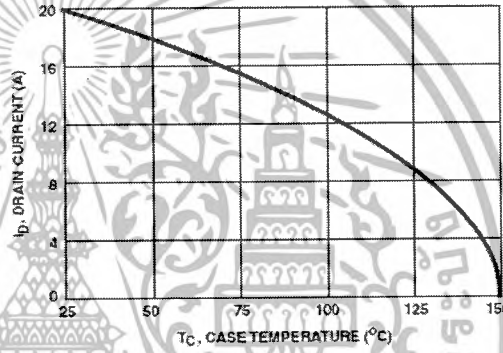


FIGURE 2. MAXIMUM CONTINUOUS DRAIN CURRENT vs CASE TEMPERATURE

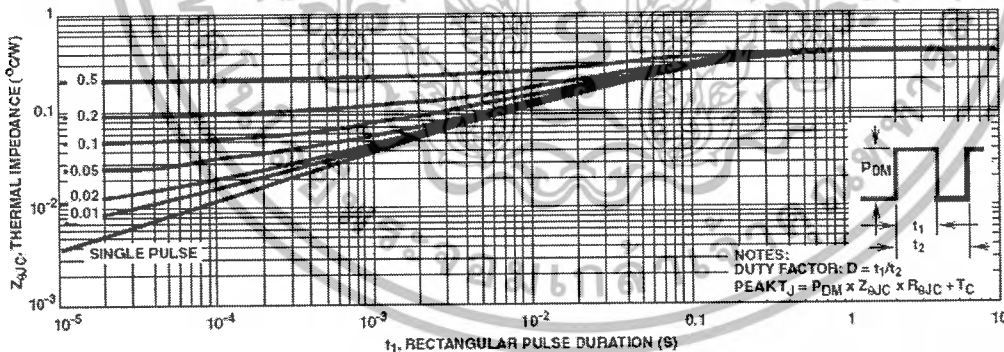


FIGURE 3. MAXIMUM TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP460

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

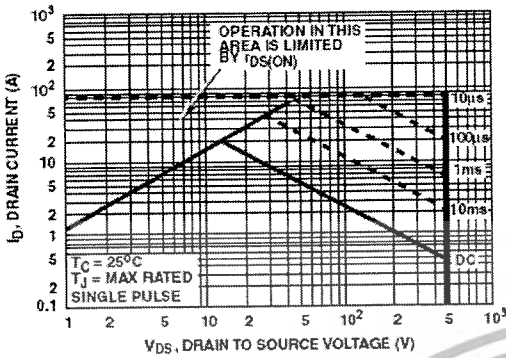


FIGURE 4. FORWARD BIAS SAFE OPERATING AREA

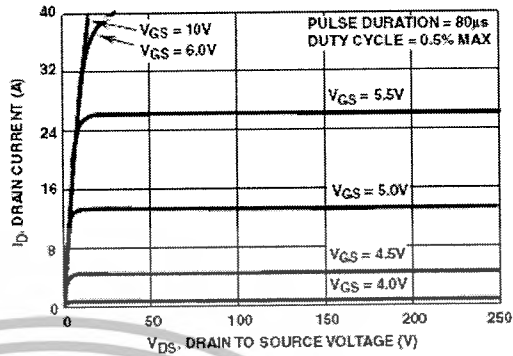


FIGURE 5. OUTPUT CHARACTERISTICS

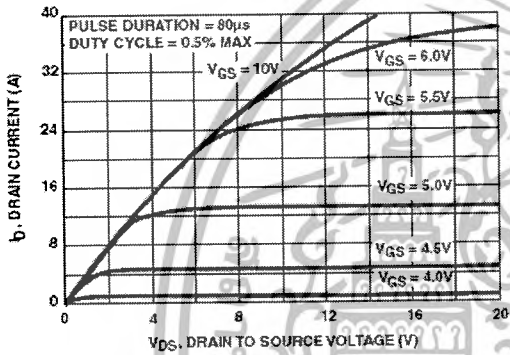


FIGURE 6. SATURATION CHARACTERISTICS

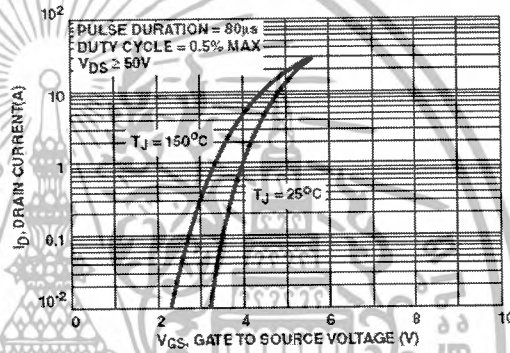


FIGURE 7. TRANSFER CHARACTERISTICS

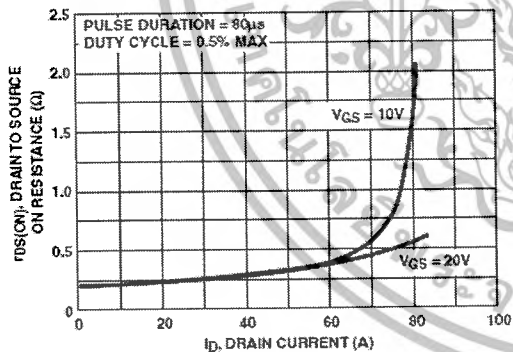


FIGURE 8. DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs GATE VOLTAGE AND DRAIN CURRENT

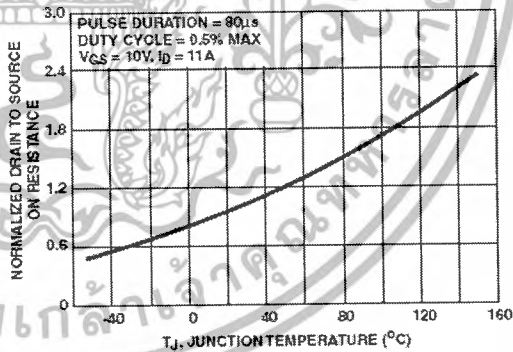


FIGURE 9. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs JUNCTION TEMPERATURE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP460

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

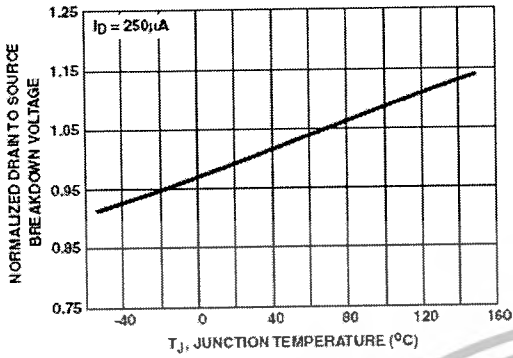


FIGURE 10. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE BREAKDOWN VOLTAGE vs JUNCTION TEMPERATURE

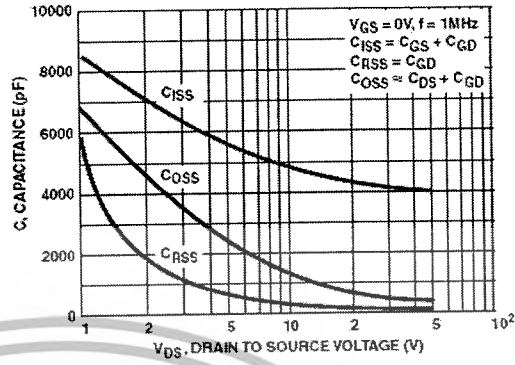


FIGURE 11. CAPACITANCE vs DRAIN TO SOURCE VOLTAGE

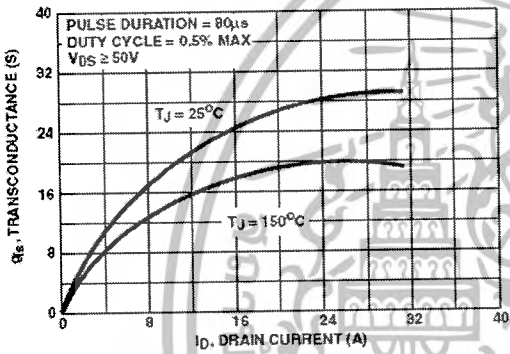


FIGURE 12. TRANSCONDUCTANCE vs DRAIN CURRENT

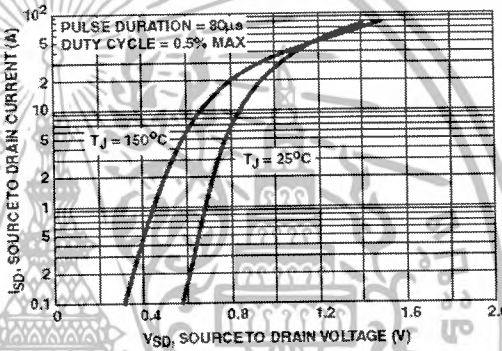


FIGURE 13. SOURCE TO DRAIN DIODE VOLTAGE

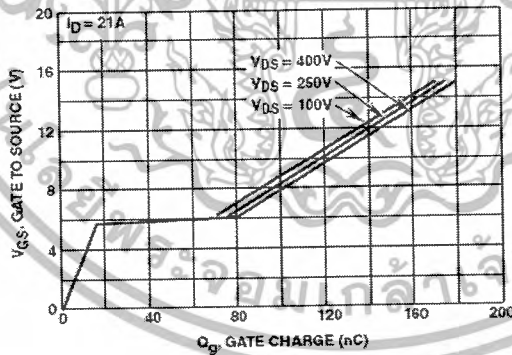


FIGURE 14. GATE TO SOURCE VOLTAGE vs GATE CHARGE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Test Circuits and Waveforms

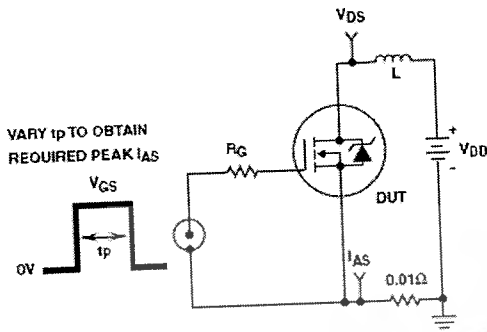


FIGURE 15. UNCLAMPED ENERGY TEST CIRCUIT

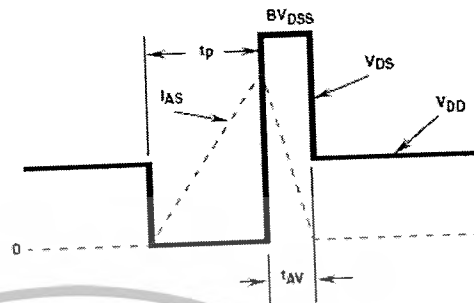


FIGURE 16. UNCLAMPED ENERGY WAVEFORMS

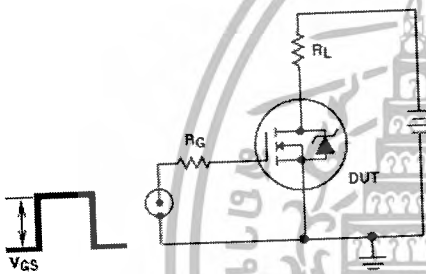


FIGURE 17. SWITCHING TIME TEST CIRCUIT

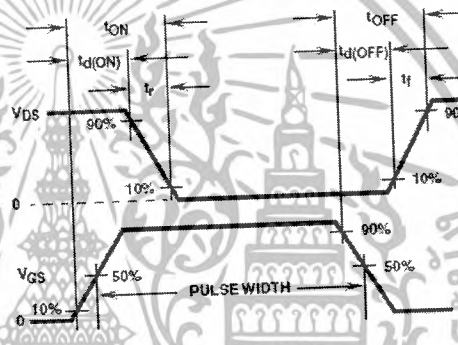


FIGURE 18. RESISTIVE SWITCHING WAVEFORMS

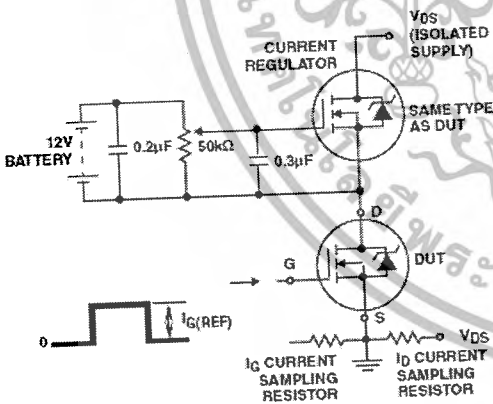


FIGURE 19. GATE CHARGE TEST CIRCUIT

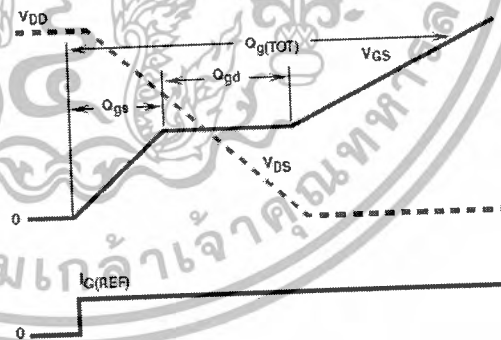


FIGURE 20. GATE CHARGE WAVEFORMS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MURP20020CT, MURP20040CT

Preferred Devices

POWERTAP™ II Ultrafast SWITCHMODE™ Power Rectifiers

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

- Dual Diode Construction
- Low Leakage Current
- Low Forward Voltage
- 175°C Operating Junction Temperature
- Labor Saving POWERTAP Package

Mechanical Characteristics:

- Case: Epoxy, Molded with metal heatsink base
- Weight: 80 grams (approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant
- Top Terminal Torque: 25–40 lb-in max
- Base Plate Torques: See procedure given in the Package Outline Section
- Shipped 25 units per foam
- Marking: UP20020, UP20040

MAXIMUM RATINGS

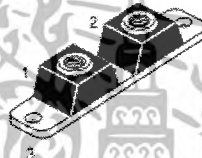
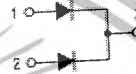
Please See the Table on the Following Page



ON Semiconductor™

<http://onsemi.com>

ULTRAFAST
RECTIFIERS
200 AMPERES
200–400 VOLTS



PLASTIC
CASE 357C
POWERTAP II

MARKING DIAGRAM



UP200x0 = Device Code
x = 2 or 4
YY = Year
WW = Work Week

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
MURP20020CT	POWERTAP II	25 Units/Tray
MURP20040CT	POWERTAP II	25 Units/Tray

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

MURP20020CT, MURP20040CT

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	MURP20020CT	MURP20040CT	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V_{RRM} V_{RWM} V_R	200	400	Volts
Average Rectified Forward Current (Rated V_R)	Per Device Per Leg I_{FAV}	200 ($T_C = 130^\circ\text{C}$) 100 ($T_C = 130^\circ\text{C}$)	200 ($T_C = 100^\circ\text{C}$) 100 ($T_C = 100^\circ\text{C}$)	Amps
Peak Repetitive Forward Current, Per Leg (Rated V_R , Square Wave, 20 KHz, $T_C = 85^\circ\text{C}$)	I_{FRM}	200	200	Amps
Nonrepetitive Peak Surge Current Per Leg (Surge applied at rated load conditions halfwave, single phase, 60 Hz)	I_{FSM}	800	800	Amps
Operating Junction Temperature	T_J	-55 to +175	-55 to +175	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature	T_{stg}	-55 to +150	-55 to +150	$^\circ\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS (Per Leg)

Rating	Symbol	Max		Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	0.45	0.46	$^\circ\text{C/W}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Per Leg)

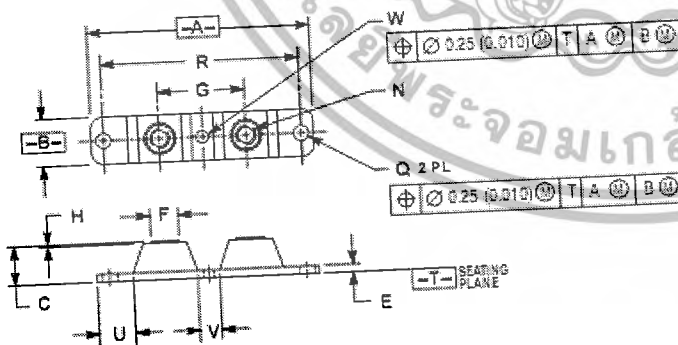
Rating	Symbol	Max		Unit
Instantaneous Forward Voltage (Note 1.) ($I_F = 100$ Amps, $T_C = +25^\circ\text{C}$) ($I_F = 200$ Amps, $T_C = 25^\circ\text{C}$) ($I_F = 100$ Amps, $T_C = 125^\circ\text{C}$)	V_F	1.00 1.10 0.95	1.30 1.75 1.15	Volts
Instantaneous Reverse Current (Note 1.) (Rated dc Voltage, $T_C = 125^\circ\text{C}$) (Rated dc Voltage, $T_C = 25^\circ\text{C}$)	I_R	1000 150	500 50	μA
Maximum Reverse Recovery Time ($I_F = 1.0$ Amp, $dV/dt = 50$ Amps/ μs)	t_r	50	75	ns

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

MURP20020CT, MURP20040CT

PACKAGE DIMENSIONS

POWERTAP II
CASE 357C-03
ISSUE E




NOTES
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1995.
2. CONTROLLING DIMENSION INCH.
3. TERMINAL REVERSE PITCH: 0.875 (0.235) MAXIMUM.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.450	0.635	11.43	16.27
B	0.750	0.910	19.05	23.17
C	0.665	0.840	16.91	21.34
E	0.120	0.280	3.05	7.11
F	0.435	0.445	11.04	11.30
G	0.070	0.090	1.78	2.29
H	0.007	0.020	0.18	0.51
N	10-20 JWC-4B	10-20 JWC-5B		
D	0.270	0.285	6.86	7.24
R	0.50 BSC	0.50 C BSC		
U	0.600	0.620	15.24	15.88
V	0.330	0.375	8.38	9.52
W	0.175	0.190	4.43	4.82

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MURP20020CT, MURP20040CT

POWER TAP II and SWITCHMODE are trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC.

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

PUBLICATION ORDERING INFORMATION

NORTH AMERICA Literature Fulfillment:

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

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

EUROPE: LDC for ON Semiconductor – European Support

German Phone: (+49) 303-308-7140 (Mon-Fri 2:30pm to 7:00pm CET)
Email: ONlit-german@hibbertco.com
French Phone: (+33) 303-308-7141 (Mon-Fri 2:00pm to 7:00pm CET)
Email: ONlit-france@hibbertco.com
English Phone: (+49) 303-308-7142 (Mon-Fri 12:00pm to 5:00pm GMT)
Email: ONlit@hibbertco.com

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

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

CENTRAL/SOUTH AMERICA:

Spanish Phone: 303-308-7143 (Mon-Fri 8:00am to 5:00pm MST)
Email: ONlit-spanish@hibbertco.com
Toll-Free from Mexico: Dial 01-800-288-2572 for Access –
then Dial 888-297-9322

ASIA/PACIFIC: LDC for ON Semiconductor – Asia Support

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

JAPAN: ON Semiconductor, Japan Customer Focus Center
4-32-1 Nishi-Gotanda, Shinagawa-Ku, Tokyo, Japan 141-0031
Phone: 81-3-5740-2700
Email: r14525@onsemi.com

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

For additional information, please contact your local
Sales Representative.

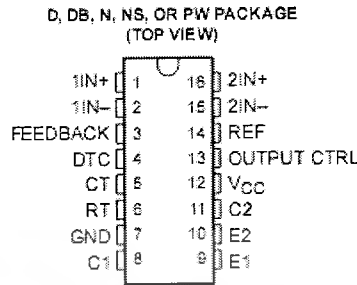
MURP20020CT/D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494 PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLV5074D – JANUARY 1983 – REVISED MAY 2002

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



description

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

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

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

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

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

AVAILABLE OPTIONS

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

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



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

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



POST OFFICE BOX 255303 • DALLAS, TEXAS 75225

Copyright © 2002, Texas Instruments Incorporated

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

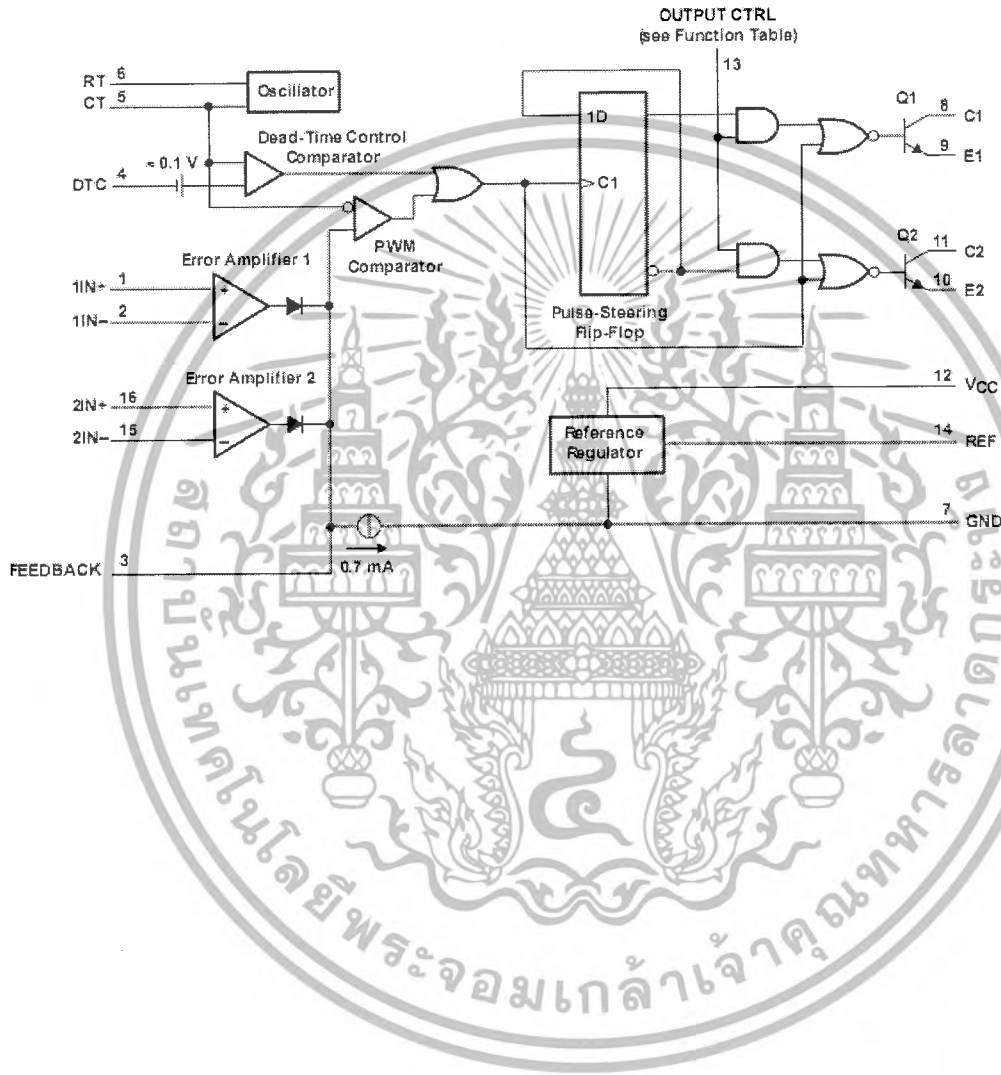
TL494
PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLV5074D – JANUARY 1983 – REVISED MAY 2002

FUNCTION TABLE

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

functional block diagram



POST OFFICE BOX 255303 • DALLAS, TEXAS 75225

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLV5074D – JANUARY 1983 – REVISED MAY 2002

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

Supply voltage, V_{CC} (see Note 1)	41 V
Amplifier input voltage, V_I	$V_{CC} \pm 0.3$ V
Collector output voltage, V_O	41 V
Collector output current, I_O	250 mA
Package thermal impedance, θ_{JA} (see Note 2 and 3):	
D package	73°C/W
DB package	82°C/W
N package	67°C/W
NS package	64°C/W
PW package	108°C/W
Lead temperature 1.6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	250°C
Storage temperature range, T_{stg}	-65°C to 150°C

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

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

recommended operating conditions

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494 PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLV5074D – JANUARY 1983 – REVISED MAY 2002

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

reference section

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

error-amplifier section (see Figure 2)

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

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



POST OFFICE BOX 255302 • DALLAS, TEXAS 75225

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLV5074D – JANUARY 1995 – REVISED MAY 2002

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

output section

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

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

dead-time control section (see Figure 1)

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

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

PWM comparator section (see Figure 1)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP†	MAX	UNIT
Input threshold voltage (FEEDBACK)	Zero duty cycle		4	4.6	V
Input sink current (FEEDBACK)	$V_I(\text{FEEDBACK}) = 0.7\text{ V}$	0.3	0.7		mA

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

total device

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP†	MAX	UNIT
Standby supply current	$R_T = V_{ref}$, All other inputs and outputs open		6	10	mA
			9	16	mA
Average supply current	$V_I(\text{DEAD-TIME CTRL}) = 2\text{ V}$, See Figure 1		7.5		mA

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

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

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

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



POST OFFICE BOX 355930 • DALLAS, TEXAS 75235

5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494
PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLV5074D – JANUARY 1983 – REVISED MAY 2002

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

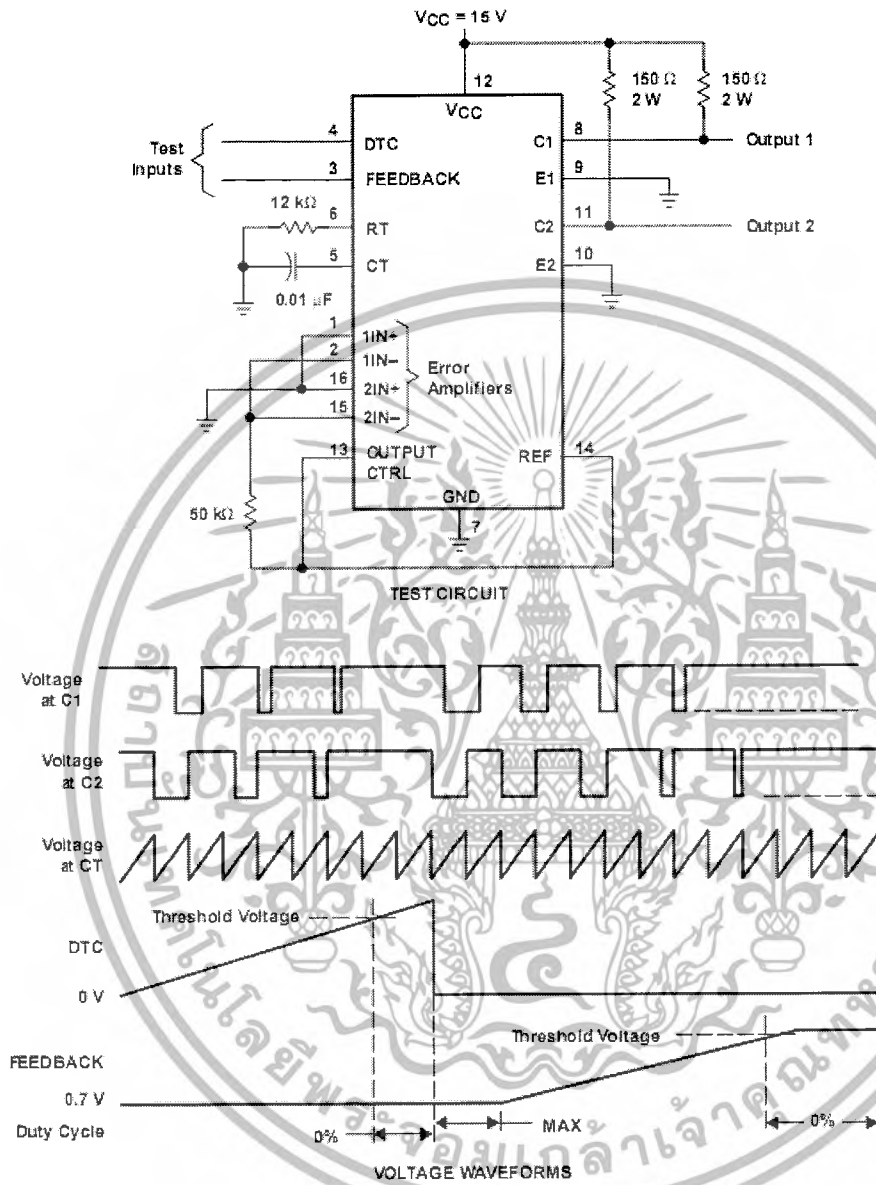


Figure 1. Operational Test Circuit and Waveforms



POST OFFICE BOX 255303 • DALLAS, TEXAS 75225

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494 PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SIVS074D - JANUARY 1983 - REVISED MAY 2002

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

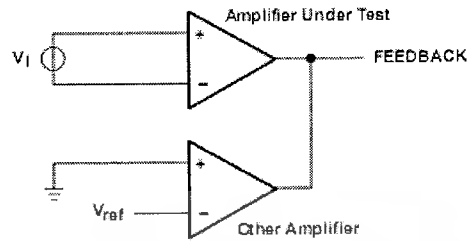


Figure 2. Amplifier Characteristics

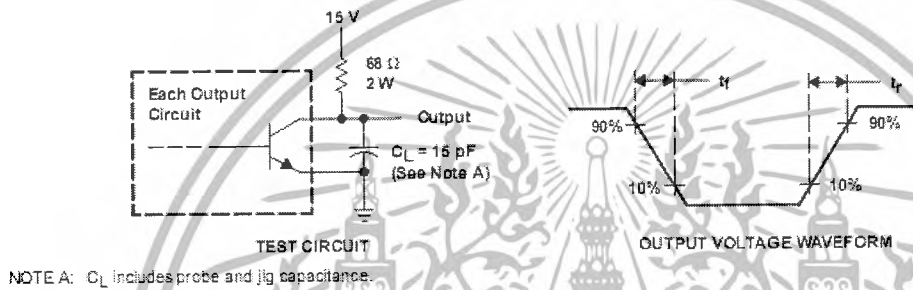


Figure 3. Common-Emitter Configuration

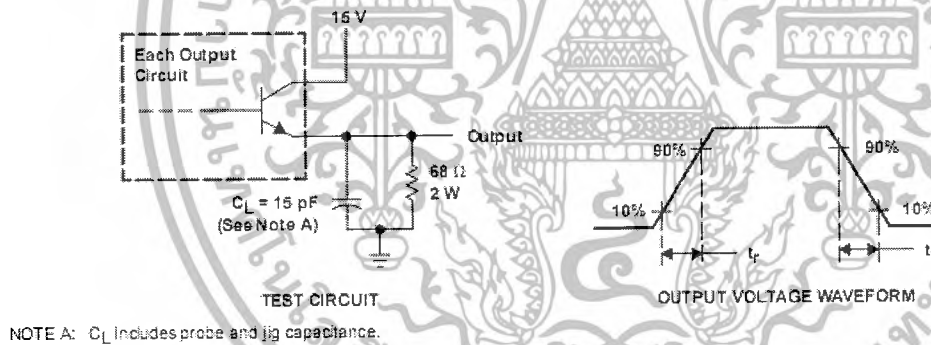


Figure 4. Emitter-Follower Configuration

**TEXAS
INSTRUMENTS**

POST OFFICE BOX 855303 • DALLAS, TEXAS 75285

7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494
PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLV5674D - JANUARY 1983 - REVISED MAY 2002

TYPICAL CHARACTERISTICS

OSCILLATOR FREQUENCY AND
FREQUENCY VARIATION†

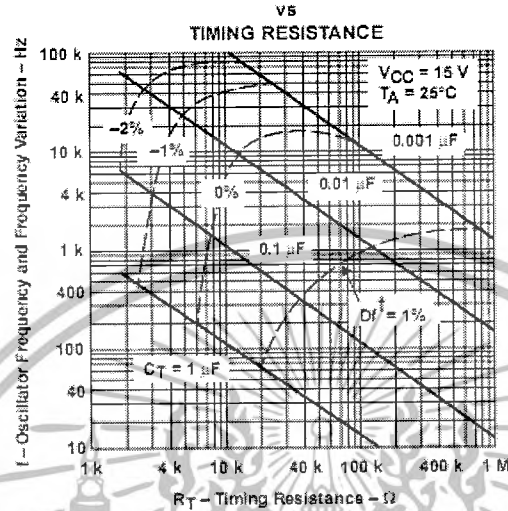


Figure 5

AMPLIFIER VOLTAGE AMPLIFICATION
vs
FREQUENCY

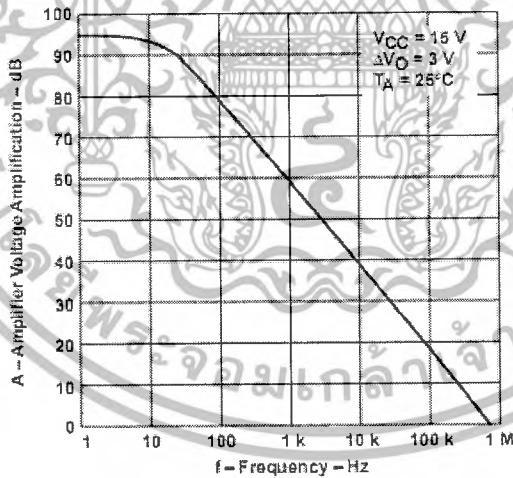


Figure 6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IMPORTANT NOTICE

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

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

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

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

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

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

Mailing Address:

Texas Instruments
Post Office Box 655303
Dallas, Texas 75265

Copyright © 2002, Texas Instruments Incorporated

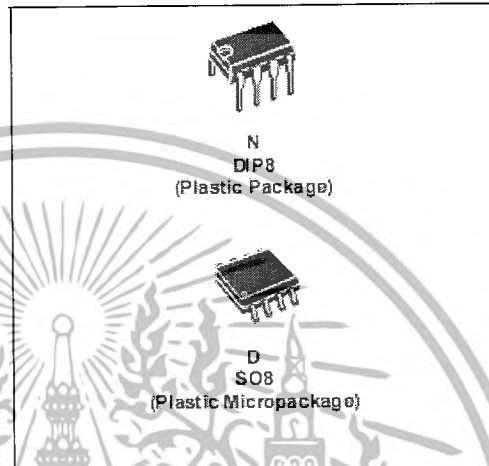
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



TL071 TL071A - TL071B

LOW NOISE J-FET SINGLE OPERATIONAL AMPLIFIERS

- WIDE COMMON-MODE (UP TO V_{CC}^+) AND DIFFERENTIAL VOLTAGE RANGE
- LOW INPUT BIAS AND OFFSET CURRENT
- LOW NOISE $e_n = 15\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ (typ)
- OUTPUT SHORT-CIRCUIT PROTECTION
- HIGH INPUT IMPEDANCE J-FET INPUT STAGE
- LOW HARMONIC DISTORTION : 0.01% (typ)
- INTERNAL FREQUENCY COMPENSATION
- LATCH UP FREE OPERATION
- HIGH SLEW RATE : $16\text{V}/\mu\text{s}$ (typ)

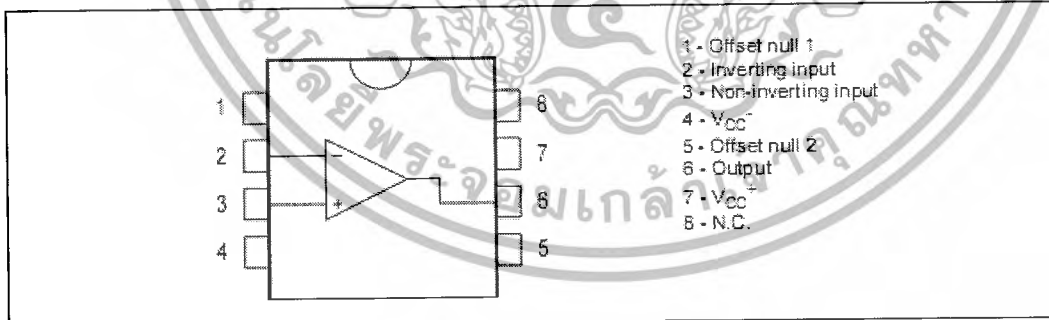


DESCRIPTION

The TL071, TL071A and TL071B are high speed J-FET input single operational amplifiers incorporating well matched, high voltage J-FET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit.

The devices feature high slew rates, low input bias and offset currents, and low offset voltage temperature coefficient.

PIN CONNECTIONS (top view)



TL071 - TL071A - TL071B

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

 $V_{CC} = \pm 15V$, $T_{amb} = +25^{\circ}C$ (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	TL071I,M,AC,AI,AM, BC,BI,BM			TL071C			Unit	
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.		
V_{io}	Input Offset Voltage ($R_S = 50\Omega$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	TL071	3	10		3	10	mV	
		TL071A	3	6					
		TL071B	1	3					
		TL071			13				13
		TL071A			7				
	TL071B			5					
DV_{io}	Input Offset Voltage Drift		10			10		$\mu V/^{\circ}C$	
I_{io}	Input Offset Current $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		5	100		5	100	pA nA	
				4			10		
I_{ib}	Input Bias Current (note 1) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		20	200		20	200	pA nA	
				20			20		
A_{vd}	Large Signal Voltage Gain ($R_L = 2k\Omega$, $V_o = \pm 10V$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		50	200		25	200	V/mV	
			25			15			
SVR	Supply Voltage Rejection Ratio ($R_S = 50\Omega$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		80	86		70	86	dB	
			80			70			
I_{oc}	Supply Current, no load $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		1.4	2.5		1.4	2.5	mA	
				2.5			2.5		
V_{cm}	Input Common Mode Voltage Range	± 11	$+15$ -12		± 11	$+15$ -12		V	
CMR	Common Mode Rejection Ratio ($R_S = 50\Omega$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		60	86		70	86	dB	
			60			70			
I_{os}	Output Short-circuit Current $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		10	40		10	40	mA	
			10			10	60		
$\pm V_{opp}$	Output Voltage Swing $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	$R_L = 2k\Omega$	10	12		10	12	V	
		$R_L = 10k\Omega$	12	13.5		12	13.5		
		$R_L = 2k\Omega$	10			10			
		$R_L = 10k\Omega$	12			12			
SR	Slew Rate ($T_{amb} = +25^{\circ}C$) $V_{in} = 10V$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, unity gain		8	16		8	16	V/ μs	
t_r	Rise Time ($T_{amb} = +25^{\circ}C$) $V_{in} = 20mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, unity gain		0.1			0.1		μs	
K_{ov}	Overshoot ($T_{amb} = +25^{\circ}C$) $V_{in} = 20mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, unity gain		10			10		%	
GBP	Gain Bandwidth Product ($T_{amb} = +25^{\circ}C$) $V_{in} = 10mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, $f = 100kHz$	2.5	4		2.5	4		MHz	
R_i	Input Resistance		10^{12}			10^{12}		Ω	



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL071 - TL071A - TL071B

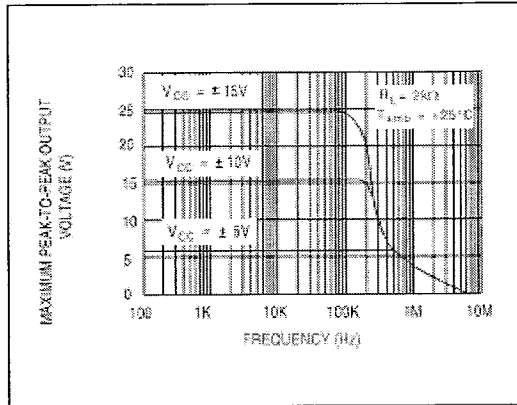
Symbol	Parameter	TL071I,M,AC,AI,AM, BC,BI,BM			TL071C			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
THD	Total Harmonic Distortion ($T_{amb} = +25^{\circ}\text{C}$, $f = 1\text{kHz}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$, $C_L = 100\text{pF}$, $A_v = 20\text{dB}$, $V_D = 2V_{DD}$)		0.01			0.01		%
e_n	Equivalent Input Noise Voltage $R_S = 100\Omega$, $f = 1\text{kHz}$		15			15		$\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}}$
ϕ_m	Phase Margin		45			45		degrees

1. The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every 10°C increase in the junction temperature.

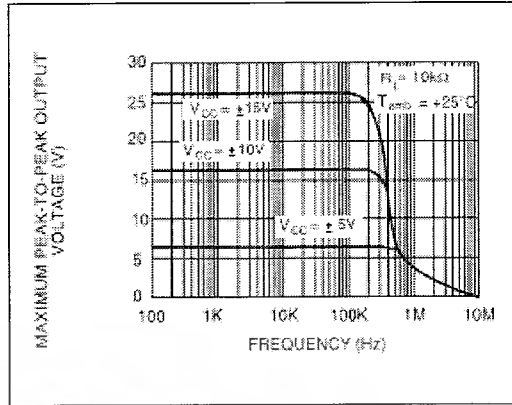


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

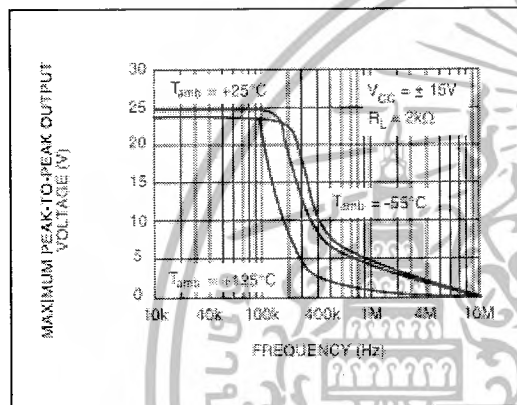
VOLTAGE versus FREQUENCY



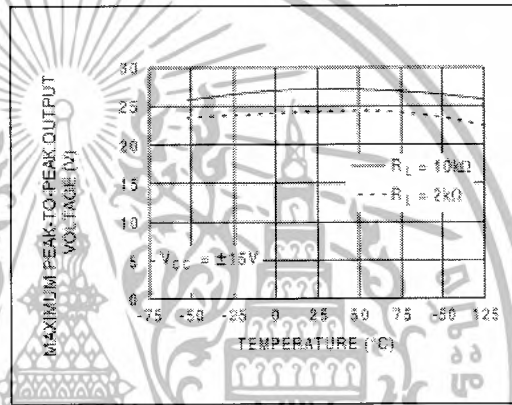
VOLTAGE versus FREQUENCY



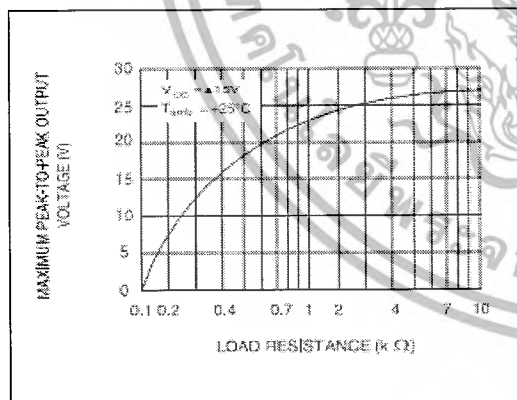
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE versus FREQUENCY



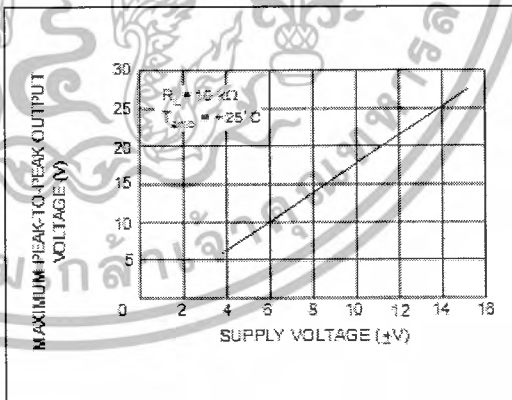
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE versus FREE AIR TEMP.



MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE versus LOAD RESISTANCE



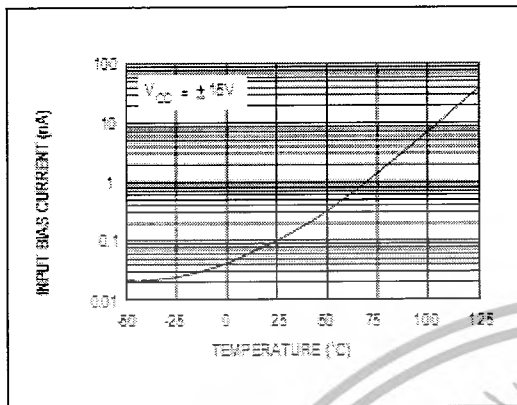
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE versus SUPPLY VOLTAGE



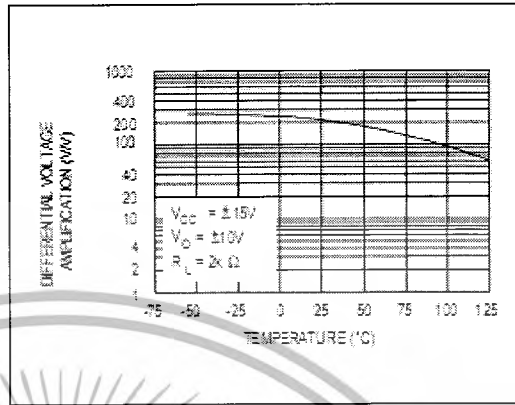
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL071 - TL071A - TL071B

INPUT BIAS CURRENT versus FREE AIR TEMPERATURE

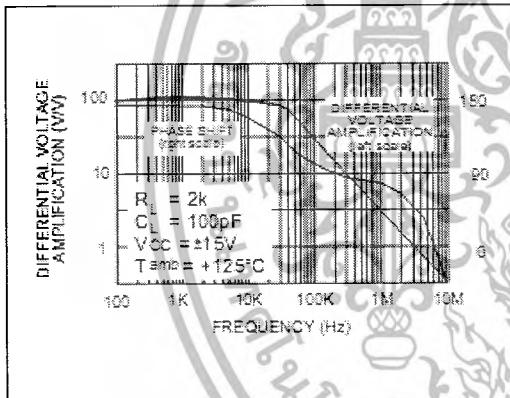


LARGE SIGNAL DIFFERENTIAL VOLTAGE AMPLIFICATION versus FREE AIR TEMP.



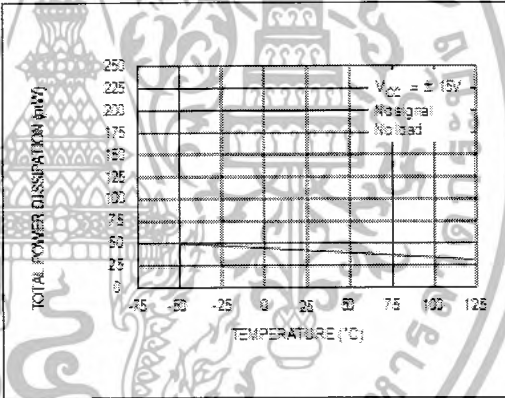
LARGE SIGNAL DIFFERENTIAL VOLTAGE AMPLIFICATION AND PHASE SHIFT versus FREQUENCY

LARGE SIGNAL DIFFERENTIAL VOLTAGE AMPLIFICATION AND PHASE SHIFT versus FREQUENCY

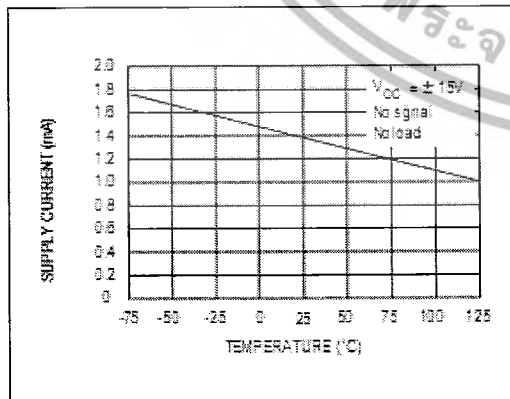


TOTAL POWER DISSIPATION versus FREE AIR TEMPERATURE

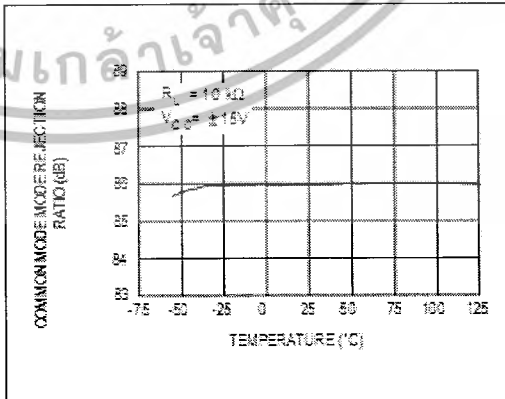
TOTAL POWER DISSIPATION versus FREE AIR TEMPERATURE



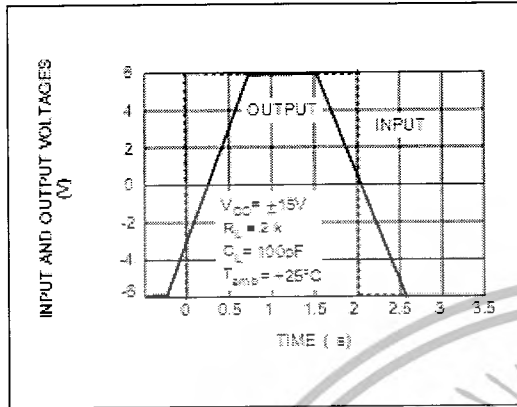
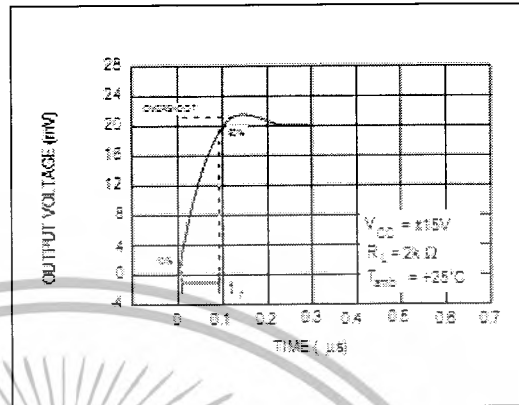
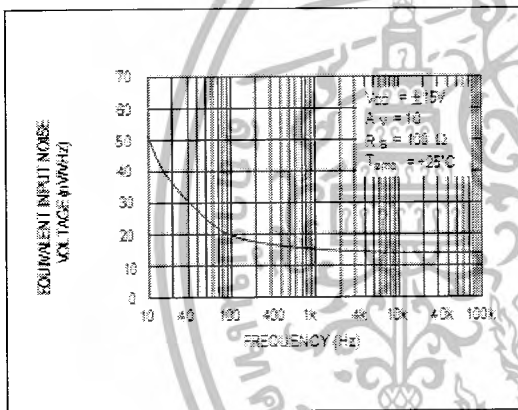
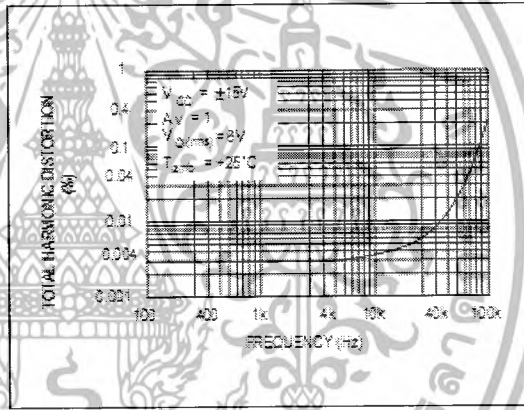
SUPPLY CURRENT PER AMPLIFIER versus FREE AIR TEMPERATURE



COMMON MODE REJECTION RATIO versus FREE AIR TEMPERATURE



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

VOLTAGE FOLLOWER LARGE SIGNAL PULSE RESPONSE

OUTPUT VOLTAGE versus ELAPSED TIME

EQUIVALENT INPUT NOISE VOLTAGE versus FREQUENCY

TOTAL HARMONIC DISTORTION versus FREQUENCY


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL071 - TL071A - TL071B

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

Figure 1 : Voltage Follower

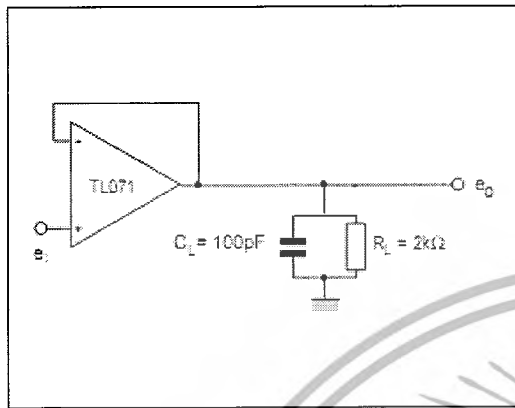
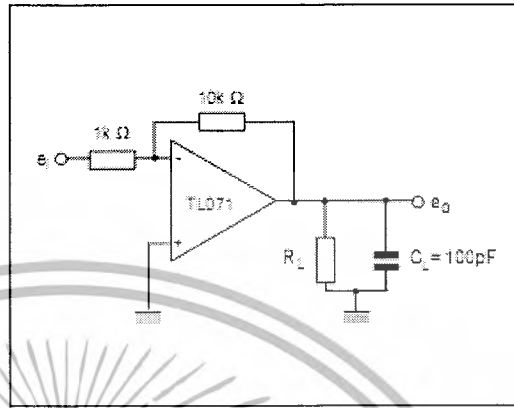
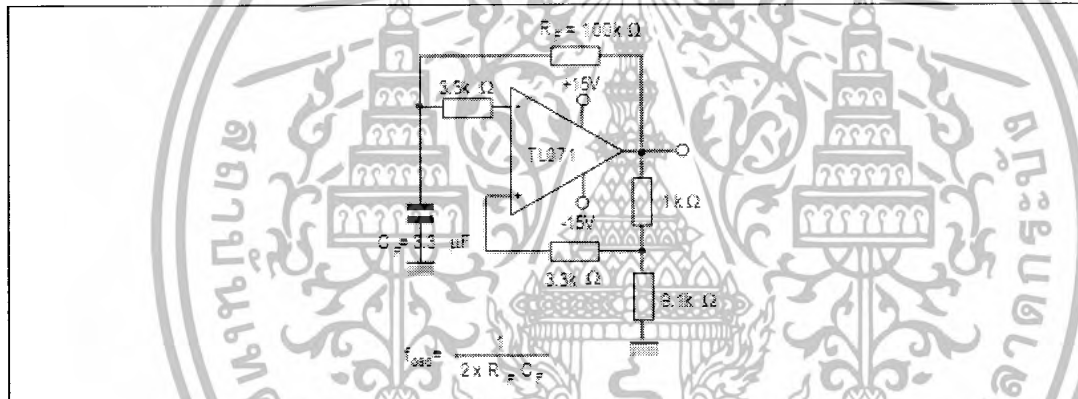


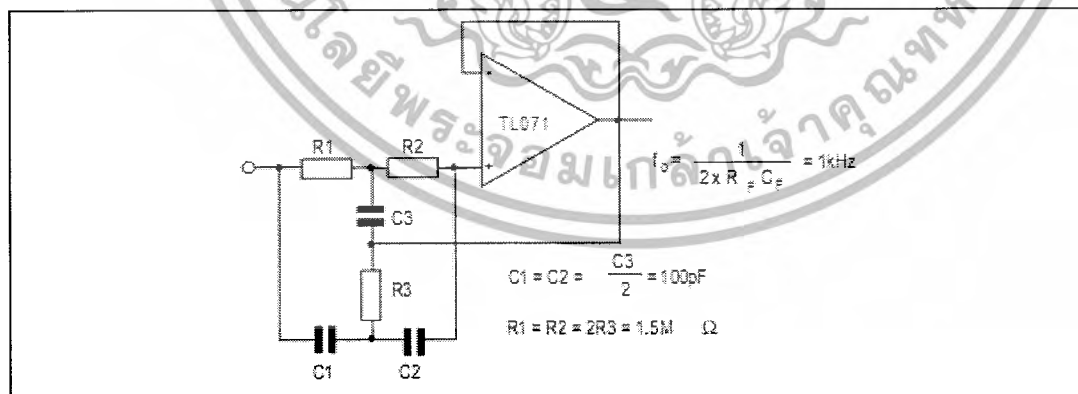
Figure 2 : Gain-of-10 Inverting Amplifier



TYPICAL APPLICATIONS
(0.5Hz) SQUARE WAVE OSCILLATOR

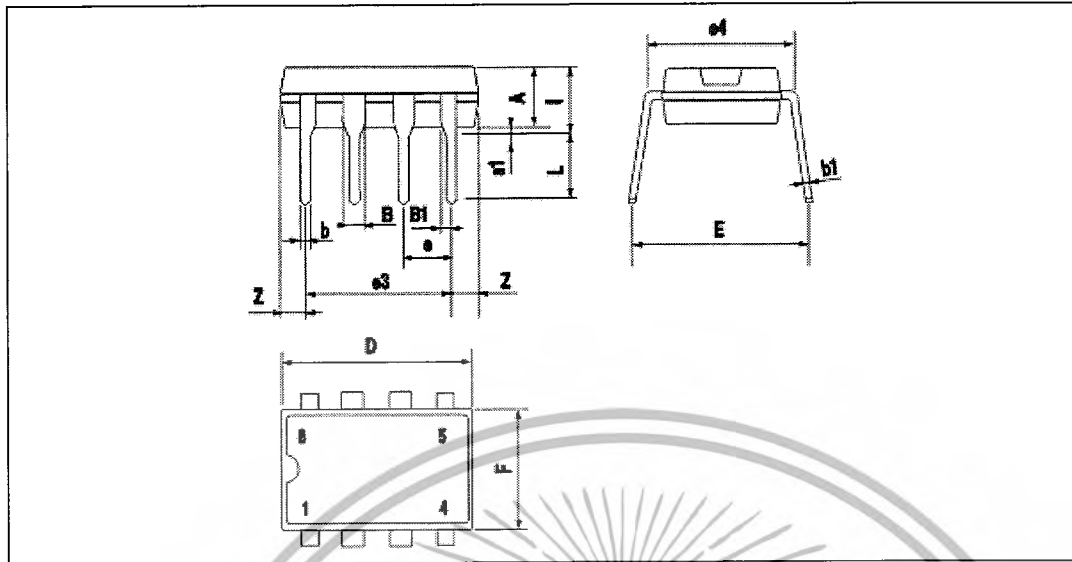


HIGH Q NOTCH FILTER



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

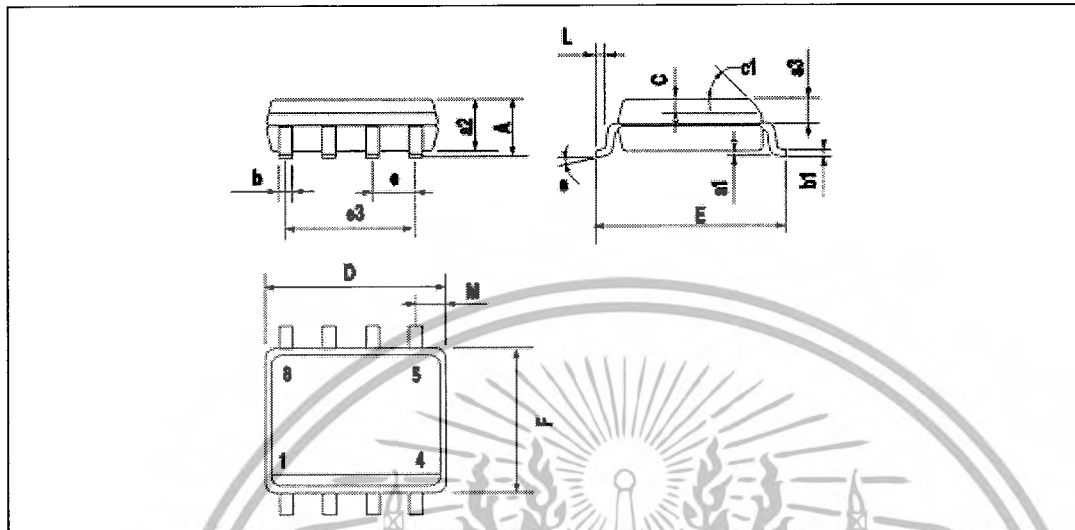
8 PINS - PLASTIC DIP



Dim.	Millimeters			Inches		
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.
A		3.32			0.131	
a1	0.51			0.020		
B	1.15		1.65	0.045		0.065
b	0.366		0.55	0.014		0.022
b1	0.204		0.304	0.008		0.012
D		7.62	10.92		0.300	0.430
E	7.95		9.75	0.313		0.384
e		2.54			0.100	
e3		7.62			0.300	
e4		7.62			0.300	
F			6.6			0.260
i			5.08			0.200
L	3.18		3.81	0.125		0.150
Z			1.52			0.060

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL071 - TL071A - TL071B

PACKAGE MECHANICAL DATA
 8 PINS - PLASTIC MICROPACKAGE (SO)


Dim.	Millimeters			Inches		
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.
A			1.75			0.069
a1	0.1		0.25	0.004		0.010
a2			1.55			0.065
a3	0.65		0.65	0.026		0.033
b	0.35		0.48	0.014		0.019
b1	0.19		0.25	0.007		0.010
C	0.25		0.5	0.010		0.020
c1			45° (typ.)			
D	4.8		5.0	0.189		0.197
E	5.8		6.2	0.228		0.244
e		1.27			0.050	
e3		3.61			0.150	
F	3.8		4.0	0.150		0.157
L	0.4		1.27	0.016		0.050
M			0.6			0.024
S			8° (max.)			

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. Specifications 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

© 2001 STMicroelectronics - Printed in Italy - All Rights Reserved

STMicroelectronics GROUP OF COMPANIES

Australia - Brazil - China - Finland - France - Germany - Hong Kong - India - Italy - Japan - Malaysia - Malta - Morocco

Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - United Kingdom

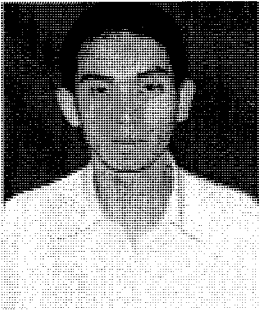
© <http://www.st.com>

10/10

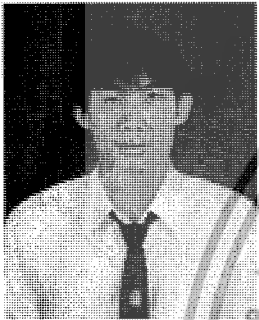


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน



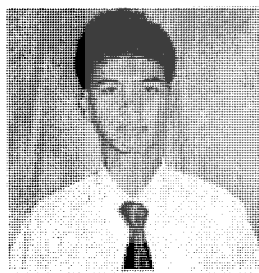
นายภานุพงศ์ สุขแสง เกิดเมื่อวันที่ 10 เมษายน พ.ศ. 2529 ที่จังหวัดเชียงใหม่ สำเร็จการศึกษาประกาศนียบัตรวิชาชีพจากวิทยาลัยเทคนิคเชียงใหม่ สำเร็จการศึกษาประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูงจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลล้านนา วิทยาเขตภาคพายัพ กำลังศึกษาอยู่คณะวิศวกรรมศาสตร์ สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



นายยงศักดิ์ ดาลดี เกิดเมื่อวันที่ 12 ธันวาคม พ.ศ. 2528 ที่จังหวัดลำปาง สำเร็จการศึกษาประกาศนียบัตรวิชาชีพจากวิทยาลัยเทคนิคลำปาง สำเร็จการศึกษาประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูงจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลล้านนา วิทยาเขตภาคพายัพ กำลังศึกษาอยู่คณะวิศวกรรมศาสตร์ สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



นายวีระพงศ์ ชูทอง เกิดเมื่อวันที่ 24 พฤษภาคม พ.ศ. 2528 ที่จังหวัดพัทลุง สำเร็จการศึกษาประกาศนียบัตรวิชาชีพจากวิทยาลัยเทคนิคพัทลุง สำเร็จการศึกษาประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูงจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลรัตนโกสินทร์ วิทยาเขตวังไกลกังวล กำลังศึกษาอยู่คณะวิศวกรรมศาสตร์ สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



นายสรายุทธ กีบอินทร์ เกิดเมื่อวันที่ 11 มีนาคม พ.ศ. 2529 ที่จังหวัดปราจีนบุรี สำเร็จการศึกษามัธยมศึกษาตอนปลายจากโรงเรียนกบินทร์วิทยา สำเร็จการศึกษาประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูงจากวิทยาลัยเทคนิคสตั๊ดทีบ กำลังศึกษาอยู่คณะวิศวกรรมศาสตร์ สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง