

อินเวอร์เตอร์

INVERTER



จัดทำโดย

นายภักดี จันทร์มาศ รหัส 42015228

นายวิระชาติ พลไทย รหัส 42013238

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ.พลพลดุง ผดุงกุล

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2544

เลขหมู่.....

เลขทะเบียน 46290

วัน, เดือน, ปี 21 ส.ค. 2546

Box with fields b..... and i.....

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โครงการเรื่อง อินเวอร์เตอร์

INVERTER

จัดทำโดย

นาย ภัคดี จันทมาศ

รหัส 42015228

นาย วีระชาติ ผลไชย

รหัส 42015238

โครงการนี้ได้รับการตรวจสอบแล้ว พร้อมทั้งจะทำการสอบได้



(ผศ. พลผดุง ผดุงกุล)

อาจารย์ที่ปรึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 25 ๕4

ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง อินเวอร์เตอร์

ผู้จัดทำ

1. นาย ภักดี จันทร์มาส

รหัสนี้ 42015228

2. นาย วีระชาติ ผลไชย

รหัสนี้ 42015238



อาจารย์ที่ปรึกษา

(ผศ. พดผดุง ผดุงกุล)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

โครงการอินเวอร์เตอร์จีนนี้จะไม่สำเร็จล่วงได้เลยถ้าหากปราศจากผู้ให้ความช่วยเหลือในด้านต่างๆ รวมทั้งคำแนะนำจากอาจารย์ทุกๆท่าน

ขอขอบพระคุณ

ผศ. พลผดุง ผดุงกุล ในฐานะอาจารย์ที่ปรึกษาที่ให้คำแนะนำ และช่วยเหลือในการทำโครงการด้วยดีเสมอมา

อาจารย์ทุกๆท่านที่ให้ความรู้ในด้านวิชาการต่างๆจนถึงทุกวันนี้
เพื่อนๆที่ให้คำแนะนำในด้านเทคนิคต่างๆ

คณะผู้จัดทำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อินเวอร์เตอร์

ภักดี จันทมาศ

วีระชาติ ผลไชย

ผศ.พลผดุง ผดุงกุล (อาจารย์ที่ปรึกษา)

ปีการศึกษา 2544

บทคัดย่อ

โครงการนี้จัดทำขึ้นเพื่อพัฒนาแหล่งจ่ายกำลังไฟสำรอง Inverter ซึ่ง Inverter ที่พัฒนาขึ้นนี้จะมีประสิทธิภาพสูงกว่าและเกิดการสูญเสียกำลังใน Transformer น้อยกว่า Inverter ที่ใช้งานกันอยู่ทั่วไปมาก โดยมีการทำงานที่ High Frequency Modulation การทำงานจะใช้แรงดัน AC Voltage 220 V ผ่านวงจร Push-Pull Converter โดยมีวงจรรวมเป็นตัวควบคุม จากนั้นจะ Step-Up Voltage ไปเป็น DC Voltage 350 V เป็นอินพุทให้กับวงจร Inverter เพื่อเปลี่ยนแรงดันดังกล่าวกลับมาเป็นแรงดัน 220 VAC

Transformer ที่ใช้ในการทำงานเป็นแกนเฟอร์ไรท์สามารถใช้งานที่ความถี่สูงได้ดี และการสูญเสียกำลังจะต่ำกว่าเมื่อเทียบกับ Transformer แบบแกนเหล็ก โดยใช้ Power mosfet เป็นอุปกรณ์ในการสวิตช์ โดยมีวงจร Pulse Width Modulation ควบคุมการสวิตช์ทั้งวงจร พุท-พุทคอนเวอร์เตอร์ (Push-Pull Converter) และวงจรในส่วนของอินเวอร์เตอร์ซึ่งเป็นชนิดฮาร์ดฟรังก์ซ์ (Half-Bridge Inverter) ซึ่งทำงานในโหมดออฟไลน์ (Off-Line mode)

ขั้นคอนสตรัคท์จะใช้วงจร Low Pass Filter กรองสัญญาณ ความถี่ 50 Hz เพื่อนำเอาแรงดัน AC 220 V ที่ความถี่ดังกล่าวมาใช้งาน

INVERTER

Pakdee Jantamas

Weerachat Polchai

Polpadung Padungkul (Advisor)

2001

ABSTRACT

This project present the development of a inverter power supply. The developed inverter is more efficiency and loss power is lost in the transformer than general inverter. Using high frequency modulator.

The inverter with a ferrite-core transformer has ability to use high frequency. Less power is lost when compared to a steel-core transformer inverter. The signal form pulse width modulator would be to control power mosfet. Every power mosfet would be switch with high frequency. It is controlled by pulse width modulation circuit , which generates 50 Hz square wave as switching signal for inverter circuit. This type of inverter is Push-Pull inverter which work in off-line mode

Finally, low pass filter circuit would be used to filter Signal 50 Hz. The outcome is AC line(220 Volt)

สารบัญ

เรื่อง	หน้า
กิตติกรรมประกาศ	
บทคัดย่อ	
ABSTRAC	
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 วัตถุประสงค์ของโครงการ	1
1.2 ขอบเขตของโครงการ	1
1.3 ความเป็นมาและความสำคัญของโครงการ	1
1.4 โครงสร้างพื้นฐานของอินเวอร์เตอร์	2
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับอินเวอร์เตอร์	3
2.1 การควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้า	3
2.1.1 ควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์	3
2.1.2 ควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้าภายในวงจรอินเวอร์เตอร์	3
2.1.3 ควบคุมระดับแรงดันเอาต์พุตโดยใช้ Stepping Transformer	3
2.2 ชนิดของอินเวอร์เตอร์	4
2.2.1 แบบคลื่นสี่เหลี่ยม	4
2.2.2 แบบคลื่นสี่เหลี่ยมควอซี	4
2.2.3 แบบ 6 ชั้นและแบบ 12 ชั้น	5
2.2.4 แบบพัลส์วิดท์มอดูเลชัน	5
2.3 วงจรอินเวอร์เตอร์	5
2.4 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับพัลส์วิดท์มอดูเลชัน	8
2.4.1 รูปคลื่น PWM แบบ 2 ระดับ และ 3 ระดับ	8
2.4.2 การสร้างรูปคลื่น PWM	8
2.4.3 การสร้างรูปคลื่น PWM แบบเนเทอร์อลและแบบเรกูลาร์	10
2.5 การสร้างรูปคลื่นแบบเนเทอร์อลแซมปลิ่ง	10
2.6 การสร้างรูปคลื่นแบบเรกูลาร์แซมปลิ่ง	11
2.7 การออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์	12
2.7.1 วงจรพุท-พูล	12
2.8 คอนเวอร์เตอร์	14
2.8.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	14

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8.2	ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์	16
2.8.3	พืซ-พืลคอนเวอร์เตอร์	18
2.8.4	ฮาร์พริคจ์คอนเวอร์เตอร์	20
2.8.5	พืลพริคจ์คอนเวอร์เตอร์	22
2.9	หม้อแปลงสวิตซิ่ง	24
2.9.1	ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตซิ่ง	24
2.9.1.1	แกนเฟอร์ไรต์	24
2.9.1.2	บอบบิ้น	25
2.9.1.3	ลวดทองแดงอาบนํ้ายา	26
2.9.1.4	เทปฉนวน	26
2.9.2	หม้อแปลงในคอนเวอร์เตอร์	26
2.9.2.1	หม้อแปลงสำหรับฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์	26
2.9.2.2	หม้อแปลงสำหรับวงจรพืซ-พืลคอนเวอร์เตอร์	27
2.9.2.3	หม้อแปลงสำหรับฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์	29
2.9.3	แกนเฟอร์ไรต์และการเลือกใช้	29
2.9.3.1	ลักษณะและมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์	29
2.9.3.2	ลักษณะสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์	31
2.9.3.3	ค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์	31
2.9.3.4	การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักแม่เหล็กสูงสุดในแกนหม้อแปลง	31
2.9.3.5	การเลือกขนาดแกนเฟอร์ไรต์ที่เหมาะสม	32
2.9.3.6	ช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์	33
2.9.3.7	แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงฟายแบ็คและเอาท์พืทไซ้ค	34
2.9.3.8	ความสัมพันธ์ระหว่างขบวนการพืลและทุติยภูมิของหม้อแปลง	35
2.10	ทรานซิสเตอร์กำลัง	37
2.10.1	กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	37
2.10.2	วงจรขับกระแสเบส	38
2.10.3	วงจรขับกระแสเบสโดยใช้หม้อแปลงและเบเกอร์แคลมป์	40
2.11	มอสเฟตกำลัง	40
2.11.1	กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของมอสเฟตกำลัง	40
2.11.2	เงื่อนไขของวงจรขับมอสเฟตกำลัง	42
2.11.2.1	ค่าความจุไฟฟ้าด้านอินพืท	42
2.11.2.2	การกำหนดเวลาในการเปลี่ยนสถานะ	43

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

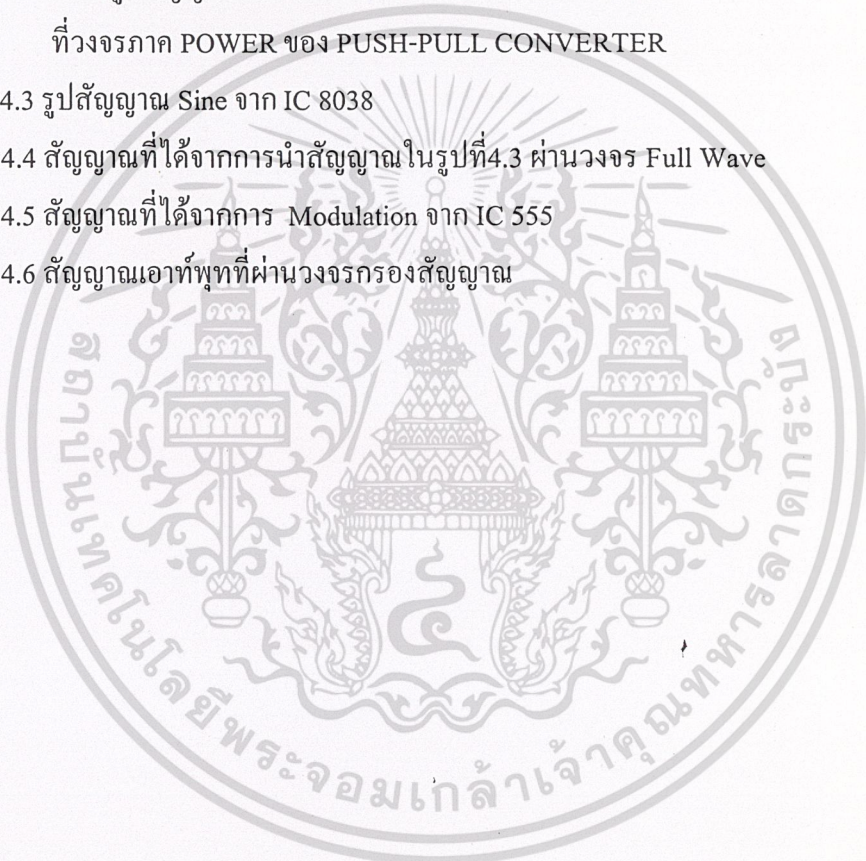
2.11.3	วงจรขั้วมอสเฟตกำลังด้วย TTL	45
2.11.4	วงจรขั้วมอสเฟตกำลังด้วย CMOS	45
2.12	วงจรควบคุมสำหรับแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตชิ่ง	46
2.12.1	วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน	46
2.12.1.1	ไอซีเบอร์ TL 494 สำหรับโหมดควบคุมจากแรงดัน	48
2.12.1.2	การกำหนดค่าเวลาทำงาน	49
2.12.1.3	การทำงานของไอซีในการคงค่าแรงดันของคอนเวอร์เตอร์	49
2.12.1.4	การกำหนดค่าเวลาเพื่อ	50
2.12.2	วงจรควบคุมในโหมดควบคุมกระแส	51
2.13	ไอซี เบอร์ 555	54
2.13.1	วงจรโมโนสเตเบิลที่ใช้ไอซี 555	54
2.13.2	วงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ที่ใช้ไอซี 555	57
2.13.3	เครื่องกำเนิดสัญญาณที่ใช้ไอซีสำเร็จรูป	59
บทที่ 3	โครงสร้างระบบและการออกแบบระบบ	63
3.1	โครงสร้างของระบบ	63
-	โครงสร้างของคอนเวอร์เตอร์	63
-	โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์	64
-	วงจรภาคคอนโทรลของพุท-พุท คอนเวอร์เตอร์	65
-	วงจรภาคเพาเวอร์ของพุท-พุท คอนเวอร์เตอร์	66
-	วงจรแยกกราวด์	67
-	วงจรผลิตสัญญาณ Sine และสัญญาณ Square	68
-	วงจร Full Wave	69
-	วงจร Pulse Width Modulation	70
-	วงจรภาคเพาเวอร์ของอินเวอร์เตอร์	71
3.2	การออกแบบหม้อแปลง	72
บทที่ 4	ผลการทดลอง	74
บทที่ 5	สรุปผลการทดลอง	82
	บรรณานุกรม	
	ภาคผนวก	

สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 1.1 แสดงโครงสร้างพื้นฐานของอินเวอร์เตอร์	2
รูปที่ 2.1 แสดงรูปคลื่นเอาต์พุตแบบต่างๆ ของอินเวอร์เตอร์	6
รูปที่ 2.2 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบ พุท-พูล	7
รูปที่ 2.3 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์	7
รูปที่ 2.4 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบฮาร์ฟบริดจ์	7
รูปที่ 2.5 แสดงรูปคลื่น PWM (ก) แบบ 2 ระดับ (ข) แบบ 3 ระดับ	8
รูปที่ 2.6 ตัวอย่างการสร้างรูปคลื่น PWM โดยการใช้วงจรเปรียบเทียบ	9
รูปที่ 2.7 การสร้างรูปคลื่นแบบเนเทอร์อลแชมปลิ่ง ชนิด 2 ระดับ	10
รูปที่ 2.8 การสร้างรูปคลื่นแบบเนเทอร์อลแชมปลิ่ง ชนิด 3 ระดับ	11
รูปที่ 2.9 การสร้างรูปคลื่นแบบเรกูลาร์แชมปลิ่ง ชนิด 2 ระดับ	11
รูปที่ 2.10 การสร้างรูปคลื่นแบบเรกูลาร์แชมปลิ่ง ชนิด 3 ระดับ	12
รูปที่ 2.11 วงจรพุท-พูล คอนเวอร์เตอร์ และ wave form ที่จุดต่างๆ	13
รูปที่ 2.12 วงจรฟายเบ็คคอนเวอร์เตอร์	15
รูปที่ 2.13 กระแสและแรงดันที่เกิดขึ้นขณะทำงานของฟายเบ็คคอนเวอร์เตอร์	16
รูปที่ 2.14 วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์	17
รูปที่ 2.15 กระแสและแรงดันที่เกิดขึ้นขณะทำงานของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์	18
รูปที่ 2.16 วงจรพุท-พูลคอนเวอร์เตอร์	19
รูปที่ 2.17 กระแสและแรงดันที่เกิดขึ้นขณะทำงานของวงจรพุท-พูลคอนเวอร์เตอร์	20
รูปที่ 2.18 วงจรฮาร์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	21
รูปที่ 2.19 ขณะ Q1 นำกระแส Q2 จะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับ $V_{in}-V_{ce}(sat)$	21
รูปที่ 2.20 ขณะ Q1 นำกระแส Q2 จะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับ $V_{in}-V_{ce}(sat)$	22
รูปที่ 2.21 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	23
รูปที่ 2.22 การพันขดลวดทองแดงอาบน้ำยาจากบอบบิ้น	24
รูปที่ 2.23 EE บอบบิ้น	25
รูปที่ 2.24 EC บอบบิ้น	25
รูปที่ 2.25 ETD บอบบิ้น	26
รูปที่ 2.26 การจัดขดลวดทองแดงสำหรับฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ที่เหมาะสม	27

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.4 แสดงวงจรภาคเพาเวอร์ของ Push-Pull Converter	66
รูปที่ 3.5 แสดงวงจรภาคแยกสัญญาณ	67
รูปที่ 3.6 วงจรผลิตสัญญาณ Sine และสัญญาณ Square	68
รูปที่ 3.7 วงจร Full Wave	69
รูปที่ 3.8 วงจร Pulse Width Modulation	70
รูปที่ 3.9 วงจรภาคเพาเวอร์ของอินเวอร์เตอร์	71
รูปที่ 4.1 แสดงรูปสัญญาณที่ขา 9 และ ขา 10 ของ IC TL 494	
ในวงจรภาคคอนโทรลของ คอนเวอร์เตอร์	76
รูปที่ 4.2 แสดงรูปสัญญาณที่ขาเกททั้งสองของ POWER MOSFET	
ที่วงจรภาค POWER ของ PUSH-PULL CONVERTER	77
รูปที่ 4.3 รูปสัญญาณ Sine จาก IC 8038	78
รูปที่ 4.4 สัญญาณที่ได้จากการนำสัญญาณในรูปที่ 4.3 ผ่านวงจร Full Wave	79
รูปที่ 4.5 สัญญาณที่ได้จากการ Modulation จาก IC 555	80
รูปที่ 4.6 สัญญาณเอาต์พุตที่ผ่านวงจรกรองสัญญาณ	81



บทที่ 1

บทนำ

1.1 วัตถุประสงค์ของโครงการ

- เพื่อศึกษาการทำงานของวงจรวัดกำลัง
- เพื่อศึกษาการสร้างสัญญาณพัลส์วิดท์มอดดูเลชั่น
- เพื่อศึกษาการสร้างวงจรรีเลย์และใช้เป็นแหล่งจ่ายไฟสำรอง

1.2 ขอบเขตของโครงการ

- แรงดันเอาต์พุต 220Vac
- แรงดันอินพุต 350 Vdc
- ความถี่ใช้งาน 50 Hz

1.3 ความเป็นมาและความสำคัญของโครงการ

ปัจจุบันได้มีการนำเอาอุปกรณ์ทางด้านเพาเวอร์เซมิคอนดักเตอร์ (Power Semiconductor) มาใช้กับงานทางด้านไฟฟ้ากำลัง (Power Electrical) และอิเล็กทรอนิกส์กำลัง (Power Electronic) กันอย่างกว้างขวาง เนื่องจากได้มีการวิจัย และพัฒนาเทคโนโลยีการผลิตอุปกรณ์ เซมิคอนดักเตอร์กันอย่างกว้างขวาง ทำให้โรงงานอุตสาหกรรมสามารถผลิตอุปกรณ์เหล่านี้ ให้มีพิคัดสูง ๆ ได้ เช่นในการผลิต Power Diode, Power Transistor, SCR รวมทั้ง Power MOSFET ซึ่งจะมีพิคัดที่ต่ำกว่าอุปกรณ์ที่กล่าวมาข้างต้นอยู่มาก และถ้าการใช้อุปกรณ์ดังกล่าวเป็นงานที่ใช้กำลังงานไฟฟ้า และแรงดันไม่สูงมากนักเราก็จะใช้เพาเวอร์มอสเฟต (Power Mosfet) มาใช้งานแทนทรานซิสเตอร์ (Transistor) และเอสซีอาร์ (SCR) เนื่องจากการใช้ เพาเวอร์มอสเฟต (Power Mosfet) มีข้อดีกว่า เอสซีอาร์ (SCR) คือไม่ต้องใช้อุปกรณ์ในการคอมมิวเตชัน (Commutation) ให้เพาเวอร์มอสเฟต (Power Mosfet) หยุดนำกระแสเหมือนเอสซีอาร์ (SCR) และ เพาเวอร์มอสเฟต (Power Mosfet) สามารถควบคุมการทำงานในการเป็นเพาเวอร์สวิทช์ปิดและเปิด (Power Switch on,off) ได้ด้วยแรงดันที่ป้อนให้กับขาเกต (Gate) ควบคุมการทำงานในการเป็นเพาเวอร์สวิทช์ปิดและเปิด (Power Switch or,off)

ในปัจจุบันได้มีการนำไมโครโปรเซสเซอร์มาใช้ควบคุมในระบบอุตสาหกรรมมากขึ้น เนื่องจากไมโครโปรเซสเซอร์ได้ถูกนำมาพัฒนาให้มีองค์ประกอบในการทำงานมากขึ้น มีความเร็วใน

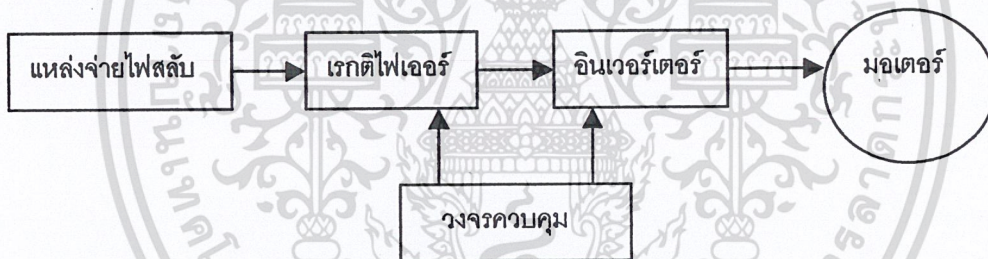
การประมวลผลสูงขึ้น และมีขนาดเล็กลง สำหรับการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์นั้นจะทำงานควบคู่ไปกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังโดยไมโครคอนโทรลเลอร์จะสร้างสัญญาณ PWM (Pulse Width Modulation) มาควบคุมการนำกระแสและหยุดนำกระแสของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง ซึ่งจะมีผลทำให้ความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำเปลี่ยนแปลงไป

อินเวอร์เตอร์ (Inverter) เป็นอุปกรณ์แปลงไฟชนิดหนึ่ง ที่แปลงไฟสลับที่มีความถี่และแรงดันคงที่ ไปเป็นไฟสลับที่มีความถี่และแรงดันขนาดต่าง ๆ กัน

1.4 โครงสร้างพื้นฐานของอินเวอร์เตอร์

รูปที่ 1.1 แสดงโครงสร้างของอินเวอร์เตอร์ โดยอินพุทของอินเวอร์เตอร์เป็นไฟสลับจากแหล่งจ่ายไฟ(50Hz หรือ 60Hz) ไฟสลับจะถูกแปลงเป็นไฟตรงโดยเรกติไฟเออร์ (Rectifier) จากนั้นไฟตรงจะถูกแปลงเป็นไฟสลับที่สามารถแปรขนาดแรงดันและความถี่ได้โดยวงจรอินเวอร์เตอร์ นอกจากนี้ยังมีวงจรควบคุมสำหรับควบคุมการทำงานของวงจรทั้งสองส่วนนั้น



รูปที่ 1.1 แสดงโครงสร้างพื้นฐานของอินเวอร์เตอร์

ประโยชน์ของการขับมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วยอินเวอร์เตอร์มีด้วยกันหลายประการดังนี้ คือ

1. สามารถปรับความเร็วรอบของมอเตอร์ได้โดยง่าย และเนื่องจากไม่ได้ใช้ชิ้นส่วนทางกล จึงมีอายุการใช้งานยาวนานมากกว่า
2. ช่วยลดค่ากระแสในขณะเริ่มหมุนของมอเตอร์
3. ได้ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ (Power Factor) ที่สูงกว่า และมีค่าค่อนข้างคงที่ตลอดช่วงการปรับความเร็วของมอเตอร์
4. ใช้ขับมอเตอร์ได้อย่างมีประสิทธิภาพ และคงที่ตลอด โดยที่ค่าแรงดันไฟสลับที่ป้อนเข้าสามารถเปลี่ยนแปลงได้ในช่วงกว้าง

บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับอินเวอร์เตอร์

วงจรอินเวอร์เตอร์ เป็นการเปลี่ยนกำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุท ซึ่งเป็นไฟกระแสตรง (DC) จากแหล่งจ่ายไฟ ให้เป็นกำลังไฟสลับ (AC) ที่มีแรงดันและความถี่ตามที่ต้องการ โดยในที่นี้ ต้องการความถี่ 50 Hz แรงดันไฟ AC จะเป็นสัญญาณที่ใกล้เคียงกับคลื่นไซน์ และมีขนาด 220 โวลต์อินเวอร์เตอร์ความถี่คงที่ สามารถใช้งานเป็นแหล่งจ่ายไฟสำรอง แหล่งจ่ายไฟบนยานพาหนะ หรือนำไปใช้ในระบบแหล่งจ่ายไฟต่อเนื่อง (UPS) อินเวอร์เตอร์ที่ดีควรมีประสิทธิภาพสูงเชื่อถือได้ ราคาไม่แพง นอกจากนี้ควรมีขนาดเล็กและน้ำหนักเบาด้วย วิธีหนึ่งที่จะลดขนาดของหม้อแปลงและตัวกรองก็จะยิ่งเล็กลง และเพื่อให้การส่งผ่านพลังงานมีประสิทธิภาพสูง ต้องลดการสูญเสียเนื่องมาจากการสวิตชิง (Switching Loss) โดยการเลือกอุปกรณ์ที่มีความเร็วในการสวิตชิงสูง ในโครงการนี้เลือกใช้เพาเวอร์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ในการสวิตชิง

หลักการของอินเวอร์เตอร์จะอาศัยการตัดต่อของสวิตช์ที่เป็นสารกึ่งตัวนำ เป็นตัวตัดต่อไฟฟ้ากระแสตรงที่ต่ออยู่ภาระไฟฟ้า (Load) เช่น ทรานซิสเตอร์, เอสซีอาร์, เพาเวอร์มอสเฟต, ไอจีบีที เป็นต้น เพื่อที่จะทำให้แรงดันที่ตกคร่อมภาระไฟฟ้าเป็นสัญญาณไฟกระแสสลับ ซึ่งในโครงการนี้ เป็นการศึกษาโดยการนำเอาเพาเวอร์มอสเฟตมาทำหน้าที่ เป็นตัวสวิตช์ของวงจรทางด้านกำลังที่จะเป็นตัวต่อแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ที่ต่ออยู่กับภาระไฟฟ้ากระแสสลับ ที่มีรูปคลื่นเป็นแบบสี่เหลี่ยมคางหมู (Quasi square wave) แล้วนำมาผ่านวงจรกรองความถี่จะรูปคลื่นเป็นแบบไซน์

2.1 การควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้ามี่ 3 วิธีคือ

2.1.1 ควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์

สามารถทำได้โดยใช้วงจรตัดไฟ (Rectifier) ที่สามารถควบคุมระดับแรงดันได้ หรือใช้วงจรช็อปเปอร์ (Chopper)

2.1.2 ควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้าภายในวงจรอินเวอร์เตอร์ ใช้พัลส์มอดูเลชัน มีหลายแบบ เช่น พัลส์วิดท์มอดูเลชัน (Pulse Width Modulation) ซิงเกิลพัลส์มอดูเลชัน (Single Modulation) ทำให้เอาท์พุทมีรูปร่างเปลี่ยนไป

2.1.3 ควบคุมระดับแรงดันเอาท์พุทโดยใช้ Stepping Transformer วิธีการควบคุมแบบนี้

ให้การตอบสนองช้าไม่ค่อยนิยม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้าภายในวงจรอินเวอร์เตอร์ กับการควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่จ่ายให้อินเวอร์เตอร์ ทั้ง 2 วิธีนิยมใช้กันมากโดยมีลักษณะข้อดีและข้อเสียดังนี้

ควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้าภายใน	การควบคุมแรงดันไฟฟ้าตรงที่จ่ายให้อินเวอร์เตอร์
1. การตอบสนองต่อความเร็ว	1. ตอบสนองช้ากว่าเพราะ Filtering ในแหล่งจ่าย
2. เหมาะกับโหลดสูง ๆ	2. ไม่เหมาะกับโหลดสูง ๆ
3. ฮาร์โมนิกส์เอาต์พุตเปลี่ยนแปลงฮาร์โมนิกส์	3. ฮาร์โมนิกส์เอาต์พุตคงที่
4. Filter ยากกว่า	4. Filter ง่าย

ซึ่งในโครงการนี้จะใช้ควบคุมแรงดันไฟฟ้าแบบปรับค่าแรงดันไฟฟ้าภายในอินเวอร์เตอร์ ซึ่งอินเวอร์เตอร์ที่ใช้นั้นมีหลายแบบ โดยแต่ละแบบจะมีข้อดีและข้อเสียต่างกัน ซึ่งขึ้นอยู่กับว่าจะใช้โหลดชนิดใดต้องการสัญญาณแบบไหน

2.2 ชนิดของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ควบคุมแรงดันไฟฟ้าแบบปรับค่าแรงดันไฟฟ้าภายในอินเวอร์เตอร์

2.2.1 แบบคลื่นสี่เหลี่ยม (Square Wave)

เป็นอินเวอร์เตอร์แบบที่ใช้สัญญาณเอาต์พุตเป็นคลื่นสี่เหลี่ยมเป็นชนิดที่สร้างได้ไม่ยาก แต่จะไม่ให้อาต์พุตเป็นคลื่นไซน์เวฟ

2.2.2 แบบคลื่นสี่เหลี่ยมควอซี (Quasi square Wave)

แบบนี้ได้รับการปรับปรุงมาจากแบบแรก ซึ่งจะกรองเอาสัญญาณชาน์ออกมาได้ง่ายขึ้น และแบบนี้สามารถใช้ได้เฉพาะโหลดเท่านั้น เพราะภายในเอาต์พุตแบบนี้จะยังมีฮาร์โมนิกส์ปะปนอยู่มาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.3 แบบ 6 ขั้นและแบบ 12 ขั้น (Six step, Twelve step)

ทั้ง 2 ชนิดนี้ใช้สัญญาณควอซีมารวมกันโดยผ่านหม้อแปลงไฟฟ้า โดยใช้ลักษณะสัญญาณเอาต์พุตใกล้เคียงกับรูปคลื่น Sine จึงสามารถลดอุปกรณ์กรองความถี่ได้เพราะฮาร์โมนิกส์ลดลง แต่การสร้างอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้ยุ่งยาก จะสิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายเพราะต้องใช้ควอซีหลายๆ ตัวมาต่อขนานกัน และยังต้องใช้หม้อแปลงเพิ่มขึ้นด้วยทำให้มีขนาดใหญ่ และน้ำหนักมากซึ่งวิธีการแบบนี้ใช้กับอินเวอร์เตอร์ที่มีพิกัดสูง

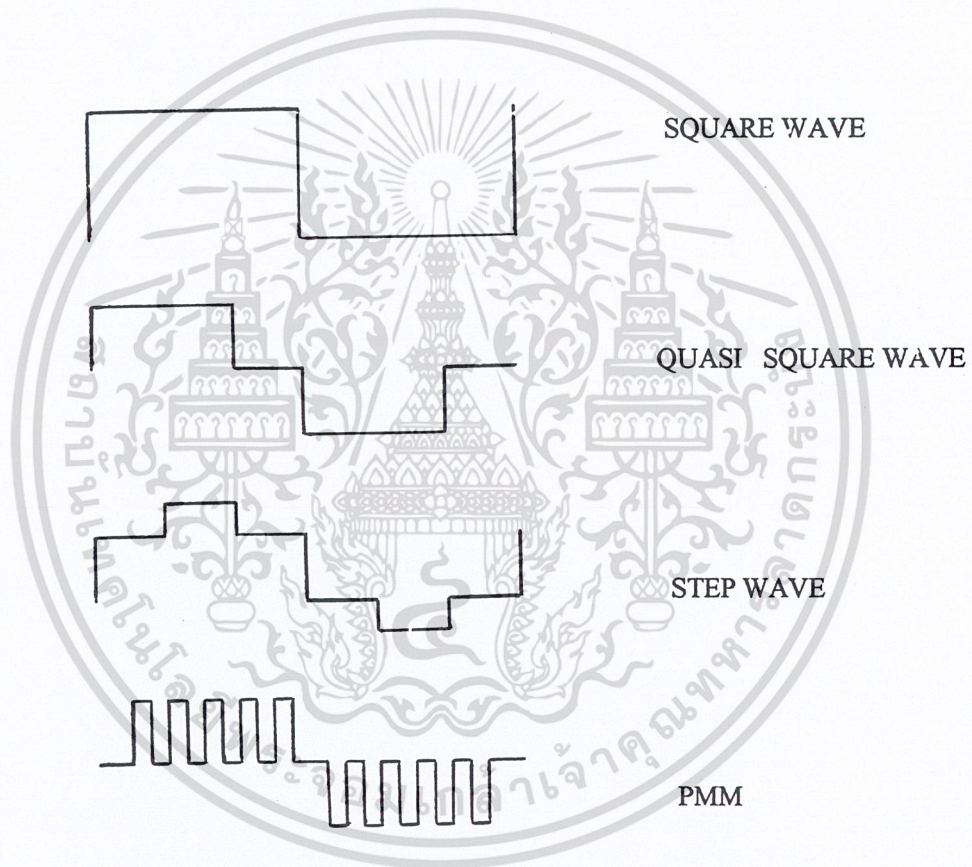
2.2.4 แบบพัลส์วีดท์มอดูเลชัน (Pulse width Modulation)

แบบนี้จะให้ไม่เหมือนแบบอื่น โดยลักษณะสัญญาณเอาต์พุตเกิดขึ้นจากการมอดูเลทระหว่างคลื่นไซน์กับคลื่นสามเหลี่ยม ซึ่งผลที่ได้จะมีฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ต่ำน้อยมาก อุปกรณ์กรองความถี่ที่ใช้ จึงมีขนาดเล็กแต่สัญญาณแบบนี้มีความยุ่งยากในการสร้างรูปแบบ (Pattern) และแบบนี้มีความเหมาะสมเฉพาะอินเวอร์เตอร์ที่มีพิกัดกำลังไม่ใหญ่มากนัก

2.3 วงจรอินเวอร์เตอร์

วงจรอินเวอร์เตอร์นั้น เอาต์พุตที่ได้จากวงจร ยังไม่ได้เป็นคลื่นไซน์ ถ้าหากยังไม่ได้มีการกรองความถี่รูปคลื่นที่ได้จากวงจรอินเวอร์เตอร์จะมีลักษณะที่ประกอบไปด้วย ผลรวมระหว่างคลื่นความถี่หลักมูล กับ องค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ ที่มีความถี่เป็นจำนวนเท่าของความถี่หลักมูล

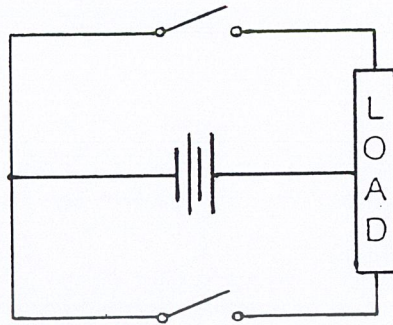
วงจรอินเวอร์เตอร์ เมื่อพิจารณาตามลักษณะของรูปคลื่นเอาต์พุต.....จะมีอยู่ด้วยกันหลาย.....
แบบดังแสดงในรูป



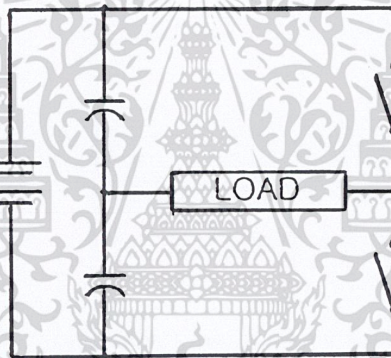
รูปที่ 2.1 แสดงรูปคลื่นเอาต์พุตแบบต่างๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์

วงจรสวิตชิ่งอินเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้กันมีหลายแบบ แต่ละแบบจะมีคุณสมบัติที่แตกต่างกันไป รวมทั้งคุณสมบัติของอุปกรณ์ในแต่ละวงจรและขนาดของอุปกรณ์ก็จะแตกต่างกันไป โดยวงจรอินเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้ได้แก่ วงจรพุทพุต (Push pull) วงจรฮาร์ฟบริดจ์ (Half Bridge) วงจรฟูลบริดจ์(Full Bridge)

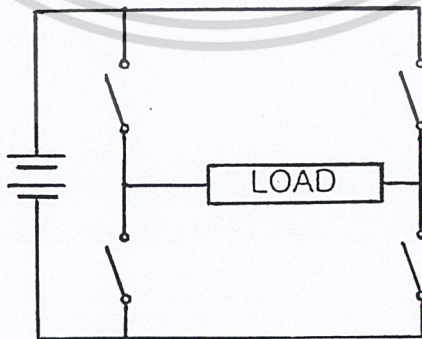
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2 วงจรอินเวอร์เตอร์ แบบพหุพุด



รูปที่ 2.3 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์

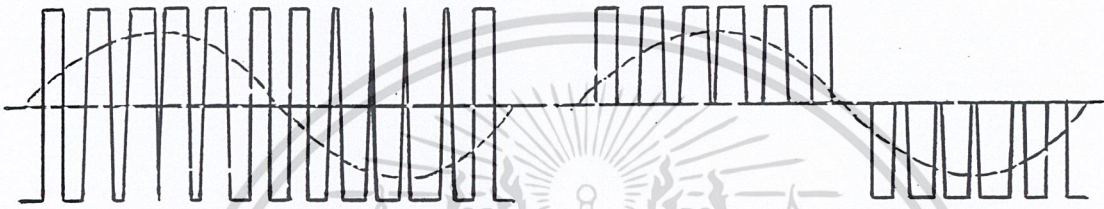


รูปที่ 2.4 วงจรอินเวอร์เตอร์ แบบฮาร์ฟบริดจ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับพัลส์วิดมอดูเลชัน

การมอดูเลทความกว้างของพัลส์ (Pulse Width Modulation) เป็นเทคนิคการแบ่งรูปคลื่นใน 1 คาบ ออกเป็นพัลส์ย่อยหลาย ๆ พัลส์ โดยที่แต่ละพัลส์อาจมีความกว้างของพัลส์ไม่เท่ากัน ในหัวข้อนี้ จะกล่าวถึงรูปคลื่น PWM ชนิดต่าง ๆ รวมทั้งเทคนิคในการสร้างรูปคลื่น PWM ในแนวความคิดต่าง ๆ



รูป 2.5 แสดงรูปคลื่น PWM (ก). แบบ 2 ระดับ (ข). แบบ 3 ระดับ

2.4.1 รูปคลื่น PWM แบบ 2 ระดับ และ 3 ระดับ

รูปคลื่น PWM มีอยู่ด้วยกันหลายชนิด แต่ชนิดที่นำมาใช้มากที่สุด และเป็นชนิดพื้นฐานที่สุดได้แก่ แบบ 2 ระดับ และ แบบ 3 ระดับ

- PWM 2 LEVEL เป็นรูปคลื่นที่มีการสวิตช์ ระหว่างระดับอ้างอิงสองระดับคือ E,-E
- PWM 3 LEVEL เป็นรูปคลื่นที่มีการสวิตช์ ระหว่างระดับอ้างอิงสามระดับคือ E,Q,-E ในรูป 2.6 ข้างต้น เป็นการแสดงรูปคลื่น PWM เปรียบเทียบกับคลื่นความถี่หลักมูล (Fundamental) ของรูปคลื่น PWM นั้น

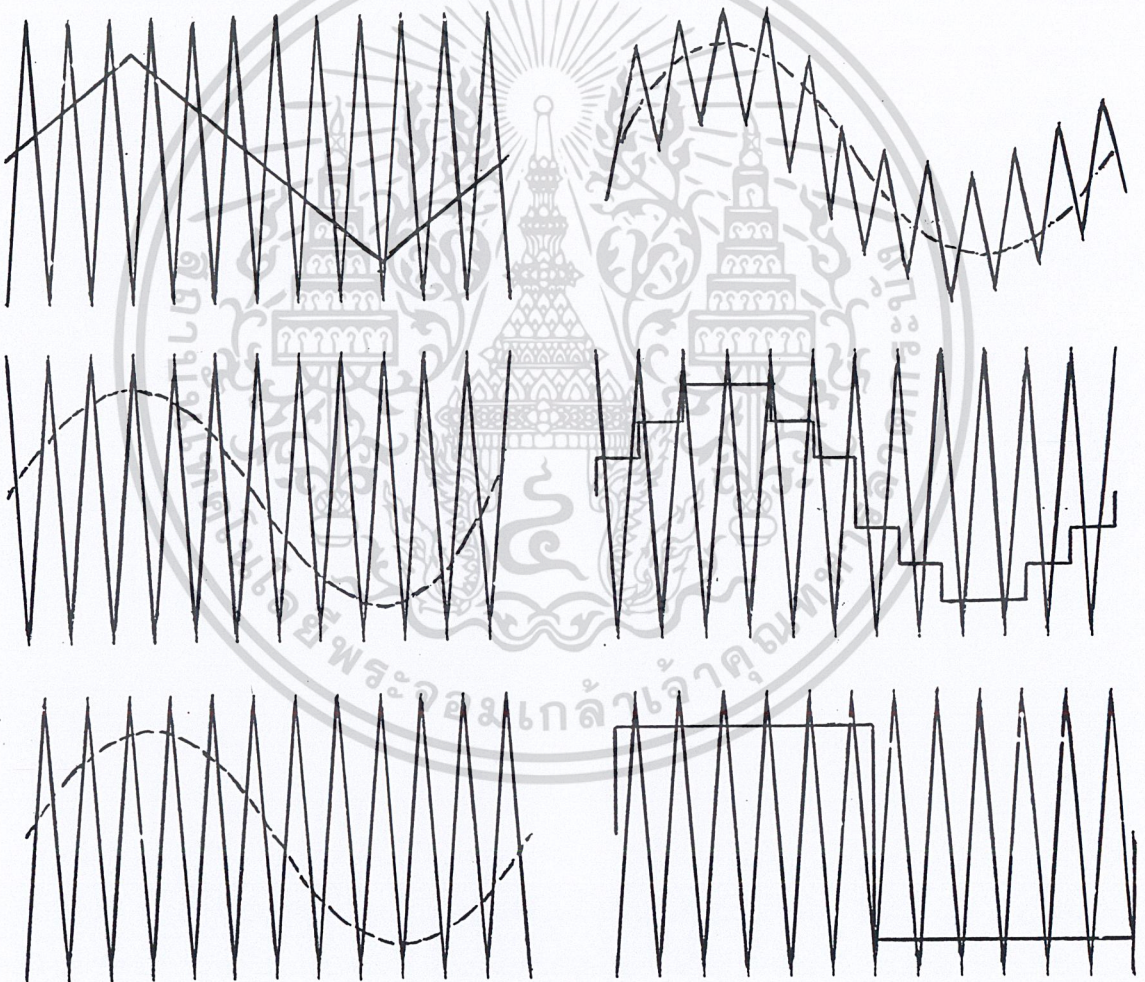
2.4.2 การสร้างรูปคลื่น PWM

รูปคลื่น PWM สามารถสร้างขึ้นมาได้โดยวิธีต่าง ๆ ได้แก่

- การใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ ซึ่งสามารถกระทำได้โดยการโปรแกรมให้ไมโครโปรเซสเซอร์ ส่งสัญญาณซึ่งสอดคล้องกับมุมสวิตช์ผ่านทางพอร์ตเอาต์พุต (OUTPUT PORT) ซึ่งวิธีนี้จะต้องมีการคำนวณหรือกำหนดค่ามุมสวิตช์มุมต่างๆ ออกมาเสียก่อน แล้วจึงเก็บข้อมูลไว้ในหน่วยความจำไมโครโปรเซสเซอร์ จะอาศัยข้อมูลในหน่วยความจำนั้นเพื่อสร้างรูปแบบ (pattern) สัญญาณ PWM ขึ้นมาแล้วจึงส่งผ่านพอร์ตเอาต์พุตออกมา
- โดยการใช้วงจรรีเลย์ทรอนิกส์ การสร้าง PWM จากวงจรรีเลย์ทรอนิกส์นี้ วิธีที่สะดวกที่สุดคือใช้วงจรเปรียบเทียบ (comparator) เช่น ไอซีเวเบอร์ Lm339, LM311 เป็นต้น ซึ่งสามารถทำได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยป้อนสัญญาณอินพุท 2 สัญญาณ เข้าสู่วงจรเปรียบเทียบ คือสัญญาณอ้างอิง (Reference Signal) กับสัญญาณแครี่เรียร์ (Carrier Signal) สัญญาณอ้างอิงจะมีความถี่เท่ากับรูปคลื่น PWM ส่วนสัญญาณแครี่เรียร์จะมีความถี่สูงกว่า ในโครงงานนี้ ใช้วิธีเปรียบเทียบโดยวงจรอิเล็กทรอนิกส์ ในการสร้างสัญญาณวิธีนี้ มุมสวิทช์ของรูปคลื่น PWM ก็คือจุดตัดของสัญญาณทั้งสอง การสร้าง โดยอาศัยวงจรเปรียบเทียบนี้ สามารถเลือกสัญญาณที่ใช้เปรียบเทียบได้หลายลักษณะ ดังรูป



รูป 2.6 ตัวอย่างการสร้างรูปคลื่น PWM โดยการใช้วงจรเปรียบเทียบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.3 การสร้างรูปคลื่น PWM แบบเนเทอร์อลและแบบเรกูลาร์

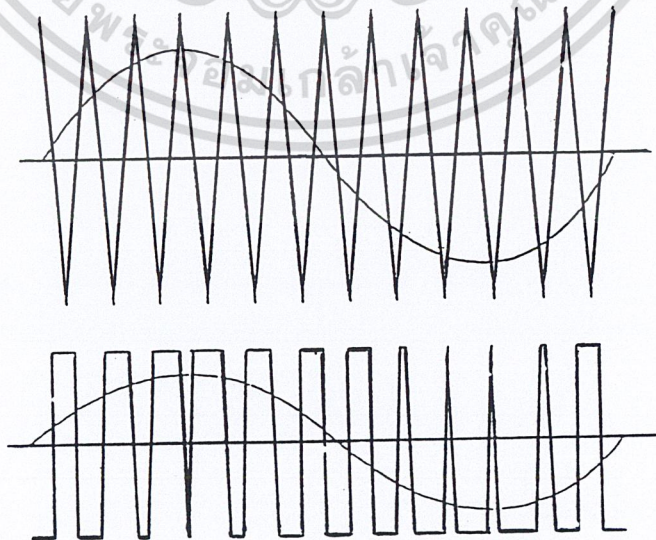
การสร้างรูปคลื่น PWM โดยการใช้วงจรเปรียบเทียบ จะมีองค์ประกอบ 2 ประการที่จะเป็นตัวกำหนดลักษณะรูปคลื่น PWM ได้แก่

- อัตราส่วนความถี่ของสัญญาณแคร์เรียร์ ต่อสัญญาณอ้างอิง (Frequency Ratio)
- อัตราส่วนแอมพลิจูด ของสัญญาณอ้างอิงต่อสัญญาณแคร์เรียร์ หรืออัตราส่วนการมอดูเลชัน (Modulation Ratio, K)

จากทฤษฎีและข้อมูลเก่าที่มีการคำนวณและศึกษามา ได้นำค่า K , N ไปวิเคราะห์หองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ จะได้ว่า โดยปกติแล้วค่าอัตราส่วนการมอดูเลชันจะใช้ค่าอยู่ในช่วงไม่เกิน 1 ค่านี้จะเป็นตัวกำหนดความกว้างของพัลส์แต่ละพัลส์ โดยความกว้างของพัลส์จะมากขึ้นถ้าค่า K มีค่ามากขึ้นส่วนค่าอัตราส่วนความถี่จะเป็นตัวกำหนดจำนวนพัลส์ให้มีจำนวนเท่ากับค่า N และจำนวนมุมสวิทช์จึงจะมีจำนวน $2N$ มุม ทั้งนี้ต้องอยู่ในกรณีค่า N ไม่เกิน 1

2.5 การสร้างรูปคลื่นแบบเนเทอร์อลแซมปลิง

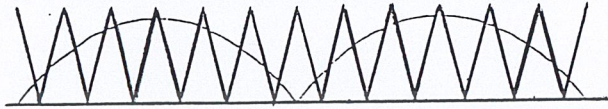
การสร้างแบบนี้จะใช้คลื่นซายน์เป็นสัญญาณอ้างอิง และคลื่นสามเหลี่ยมเป็นสัญญาณแคร์เรียร์ โดยสามารถสร้างได้ทั้งแบบ 2 ระดับ และ แบบ 3 ระดับ การสร้างแบบ 2 ระดับจะใช้คลื่นซายน์และคลื่นสามเหลี่ยมแบบเต็มรูปคลื่น ช่วงที่ซายน์มากกว่าสามเหลี่ยมจะเป็นบวก และช่วงที่คลื่นซายน์มีขนาดน้อยกว่าจะเป็นลบ วิธีนี้ในส่วนวงจรบริดจ์อินเวอร์เตอร์ของโครงการที่ทดลอง



รูป 2.7 การสร้างรูปคลื่นแบบเนเทอร์อลแซมปลิง ชนิด 2 ระดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

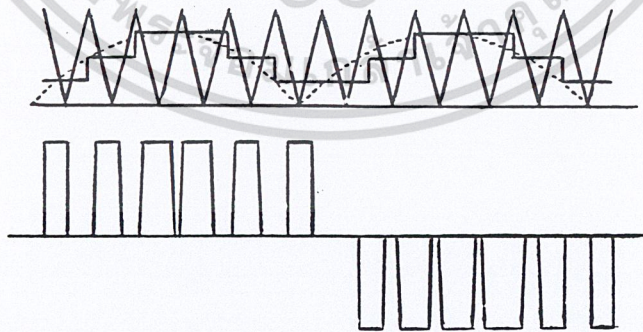
สำหรับการเปรียบเทียบ 3 ระดับนั้น จะใช้คลื่นซายน์ที่เรคติฟายขึ้นไปเป็นคลื่นฟูลเวฟเปรียบเทียบกับคลื่นสามเหลี่ยม ที่ถูกยกระดับขึ้นไปอยู่เหนือเส้นกราวด์ (Ground) ช่วงที่คลื่นฟูลเวฟมีขนาดมากกว่าในครึ่งคาบแรก การสวิตช์จะมีค่าเป็นศูนย์ ดังแสดงในรูป 2.8



รูป 2.8 การสร้างรูปคลื่นแบบเนอเทอรอบแชนป์ถึง ชนิด 3 ระดับ

2.6 การสร้างรูปคลื่นแบบเรกูลาร์แชนป์ถึง

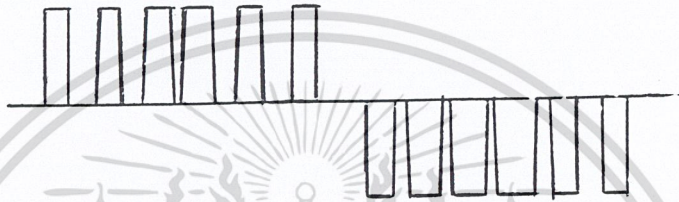
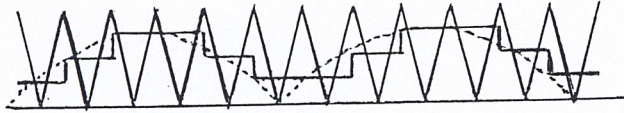
การสร้างแบบนี้ใช้หลักการแบบเดียวกันกับแบบเนอเทอรอบ โดยคัดแปลงจากแบบเนอเทอรอลเนื่องจากการเปรียบเทียบแบบเนอเทอรอลนั้น ระหว่างเปรียบเทียบแต่ละครั้ง ส่วนของซายน์จะไม่



รูปที่ 2.9 การสร้างรูปคลื่นแบบเรกูลาร์แชนป์ถึง ชนิด 2 ระดับ

เป็นเชิงเส้น การเปรียบเทียบแบบเรกูลาร์จะนำคลื่นซายน์ผ่านวงจรแชนป์เปิดและโฮลด์ (Sample and Hold) ที่มีความถี่การแชนป์เปิดเท่ากับความถี่ของคลื่นสามเหลี่ยม ซึ่งจะเห็นได้ว่า ระหว่างการเอกซารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เปรียบเทียบแต่ละช่วงจะเป็นเชิงเส้น .การเปรียบเทียบแบบเรกูลาร์สามารถทำได้. แบบ 2 ระดับเช่น ...
เดียวกัน



รูป 2.10 การสร้างรูปคลื่นแบบเรกูลาร์แชนป์ลิง ชนิด 3 ระดับ

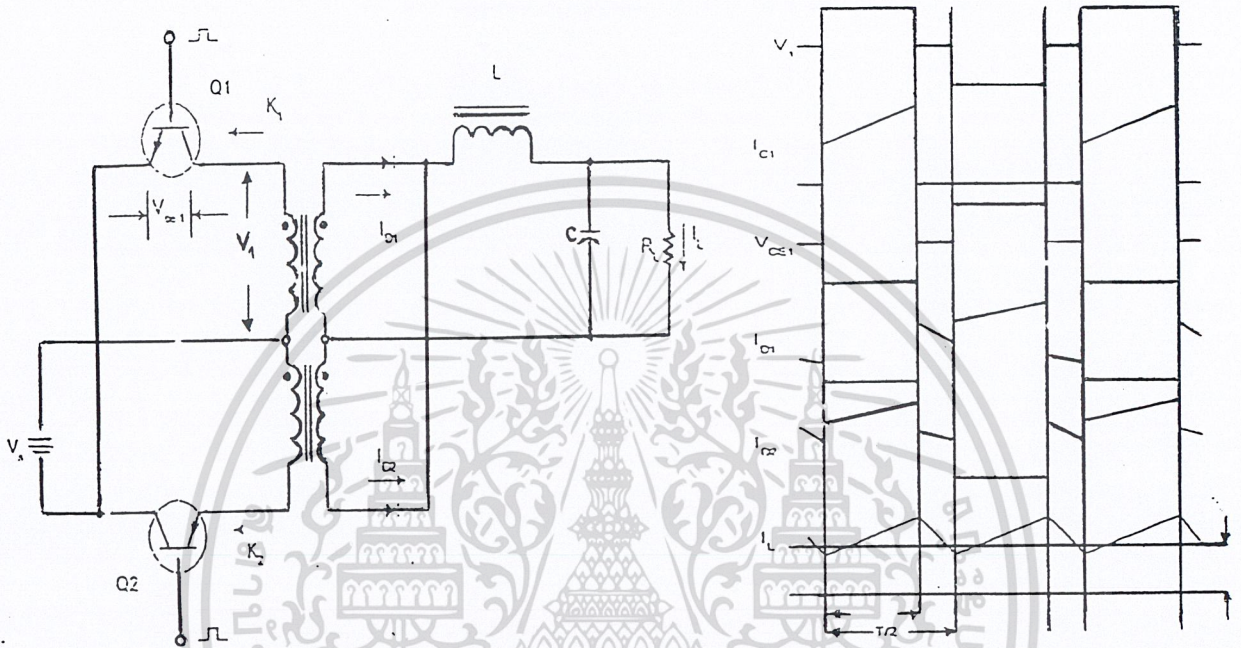
ในโครงการนี้ไม่ได้ใช้วิธีการนี้ในการสร้างคลื่น PWM แต่เลือกใช้วิธีเนเทอร์อลแชนป์ลิงแบบ 2 ระดับ

2.7 การออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงวงจร Inverter ที่นิยมใช้งาน รวมถึงคุณสมบัติและความเหมาะสม ของวงจรแต่ละชนิดด้วย วงจรที่ใช้งานทั่วไปได้แก่ วงจรพุทพุต (Push Pull) วงจรฮาร์ฟบริดจ์(Half Bridge) และวงจรฟูลบริดจ์ (Full Bridge)

2.7.1 วงจรพุทพุต (Push Pull)

ในวงจรพุทพุตนี้ การทำงานจะเสมือนว่ามีวงจร Forward 2 วงจร ผลัดกันทำงานคนละครึ่งไซเคิล (cycle), ดังรูป 2.11 จะแสดงถึงการทำงานในแต่ละ ไซเคิลของวงจร



รูปที่ 2.11 วงจรพุทพุต (Push Pull) และ wave form ที่จุดต่างๆ

กระแสเฉลี่ยที่ผ่านอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่เป็นสวิตช์จะมีค่าประมาณครึ่งหนึ่งของกระแสใน
วงจร forward Converter ตัวอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่เป็นสวิตช์เอง ก็ต้องทนแรงดันเป็น 2 เท่า

ข้อดีของวงจรพุทพุตนั้น จะอยู่ในจุดของวงจรไม่ยุ่งยาก วงจรไคร์ฟจะไม่ซับซ้อนและไม่
ต้องมีการแยกกราวด์ (Isolated Drive-Circuit) กระแสพิกัดจะต่ำกว่าปกติครึ่งหนึ่ง

2.8 คอนเวอร์เตอร์

คอนเวอร์เตอร์นับเป็นส่วนสำคัญในแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตช์ซึ่ง มีหน้าที่ลดทอนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงค่าสูงลงมาเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงค่าต่ำและสามารถคงค่าแรงดันได้ คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการจับวงจรภายในโดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบจะมีข้อดีข้อเสียที่แตกต่างกันออกไป การจะเลือกคอนเวอร์เตอร์แบบใดสำหรับแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตช์ซึ่งนั้นมีข้อควรพิจารณาจากลักษณะพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบดังนี้

ลักษณะการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์

- 1) ค่าแรงดันอินพุตที่จะนำมาใช้กับคอนเวอร์เตอร์
- 2) ค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์กำลังในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
- 3) ค่าแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมทรานซิสเตอร์กำลังในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
- 4) การรักษาระดับแรงดันในกรณีที่คอนเวอร์เตอร์มีเอาต์พุตหลายค่าแรงดัน
- 5) การกำเนิดสัญญาณรบกวน RFI/EMI ของตัวคอนเวอร์เตอร์

จากหัวข้อที่พิจารณาดังกล่าวจะทำให้ผู้ออกแบบทราบขีดจำกัดของคอนเวอร์เตอร์และประเมินราคาเพื่อตัดสินใจเลือกใช้คอนเวอร์เตอร์แบบใดได้ ปัจจุบันได้มีการพัฒนาคอนเวอร์เตอร์ในรูปแบบต่างๆ ขึ้นมามากมาย เราสามารถแบ่งชนิดต่างๆ ของคอนเวอร์เตอร์ได้ดังนี้

- 1) ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ (Flyback Converter)
- 2) ฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ (Forward Converter)
- 3) พูช-พูลคอนเวอร์เตอร์ (Push-Pull Converter)
- 4) ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Half-Bridge Converter)
- 5) ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Full-Bridge Converter)

คอนเวอร์เตอร์ทั้ง 5 แบบนี้มีลักษณะการทำงานที่ไม่แตกต่างกันจนเกินไปนักและค่อนข้างง่ายต่อการทำความเข้าใจและศึกษาคอนเวอร์เตอร์เหล่านี้ยังสามารถแบ่งออกได้เป็นคอนเวอร์เตอร์อีกหลายประเภทด้วยการเพิ่มเทคนิคบางประการให้กับคอนเวอร์เตอร์แต่ละจะไม่ขอกกล่าวถึงเช่นเดียวกัน วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 5 แบบ

2.8.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ (Flyback Converter) มีค่าใช้จ่ายในการสร้างต่ำจึงเหมาะสำหรับแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตช์ซึ่งที่มีกำลังขาออกในช่วง 50 วัตต์ ถึง 150 วัตต์ ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์มีข้อเสียคือ แรงดันเอาต์พุตที่ได้จะมีค่าแรงดันกระเพื่อม (Ripple) ค่อนข้าง

สูงและเมื่อใช้กับระบบแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ ทรานซิสเตอร์กำลังในวงจรต้องทนแรงดันได้สูงประมาณ 800 โวลต์ ถึง 1,000 โวลต์ ซึ่งมีราคาแพง

การทำงานของวงจรจะเป็นดังนี้ทรานซิสเตอร์กำลัง Q1 จะทำงานโดยนำกระแส (ON) และหยุดนำกระแส (OFF) สลับกันไปเมื่อ Q1 นำกระแสจะมีกระแสไหลผ่านขดลวดปฐมภูมิ (Ip) แต่เนื่องจากหม้อแปลงถูกกำหนดให้ ขดลวดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิพันอยู่ในลักษณะกลับทิศทาง ดังนั้นในขณะที่ Q1 นำกระแส ไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่มีกระแสไหลผ่านไปยังโหลด RL พลังงานจึงถูกสะสมอยู่ที่ขดปฐมภูมิของหม้อแปลง เมื่อ Q1 หยุดนำกระแสสนามแม่เหล็กในแกนหม้อแปลงยุบตัว ทำให้มีการกลับขั้วของแรงดันที่ขดทุติยภูมิ ไดโอด D1 จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงพลังงานที่ถูกสะสมไว้ที่ขดลวดปฐมภูมิจะถูกถ่ายเทไปยังขดลวดทุติยภูมิ และมีกระแสไหลผ่านไปยังโหลดและตัวเก็บประจุเอาต์พุต Co ได้



รูปที่ 2.12 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

เมื่อวงจรทำงานอยู่ในสภาวะคงที่ค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากคอนเวอร์เตอร์จะเป็นไปตามสมการ

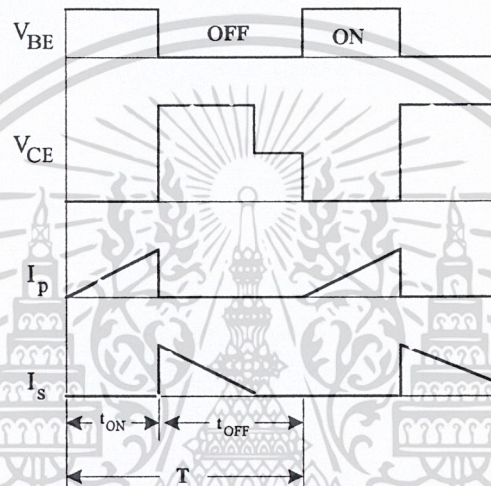
$$V_{OUT} = \frac{T_{ON} \times (Ns/Np)(V_{in} \times V_{CE(SAT)})}{(T - t_{ON})} - VD \tag{2.1}$$

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของ Q1 เป็น วินาที

t_{ON} คือ ช่วงเวลาที่ Q1 นำกระแส เป็น วินาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- N_p คือ จำนวนรอบของขดปฐมภูมิ เป็น รอบ
- N_s คือ จำนวนรอบของขดทุติยภูมิ เป็น รอบ
- V_{OUT} คือ แรงดันที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ เป็น โวลต์
- V_{in} คือ แรงดันที่อินพุตของคอนเวอร์เตอร์ เป็น โวลต์
- $V_{CE(sat)}$ คือ แรงดันตกคร่อมไดโอด D1 ขณะนำกระแส เป็น โวลต์



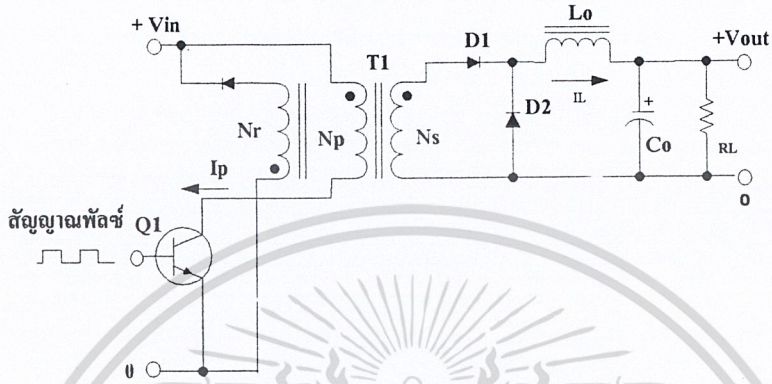
รูปที่ 2.13 กระแส และแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรขณะทำงานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

2.8.2 ฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

ฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ (Forward Converter) เหมาะสำหรับแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตช์ซึ่งที่ให้อำนาจงานในช่วง 100 วัตต์ ถึง 200 วัตต์ และถึงแม้จะมีค่าใช้จ่ายในการสร้างมากกว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์แต่เนื่องจากฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์มีข้อได้เปรียบหลายประการที่เหนือกว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ ดังนั้นที่กำล้งงานสูงไม่เกิน 200 วัตต์ ฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จึงเป็นคอนเวอร์เตอร์อีกแบบหนึ่งที่นิยมใช้ในแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตช์ซึ่ง

วงจรพื้นฐานของฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แสดงไว้ในรูปที่ 2.4 พื้นฐานการทำงานของฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จะแตกต่างจากฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์กล่าวคือหม้อแปลงในฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จะทำหน้าที่ส่งผ่านพลังงานในช่วงที่แหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตช์ซึ่งนำกระแสต่างจากฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ซึ่งหม้อแปลงจะสะสมพลังงานในช่วงที่แหล่งกำเนิด

แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตช์ซึ่งนำกระแสแล้วจึงจ่ายพลังงานออกไปขณะที่ทรานซิสเตอร์กำลังหยุดนำกระแส



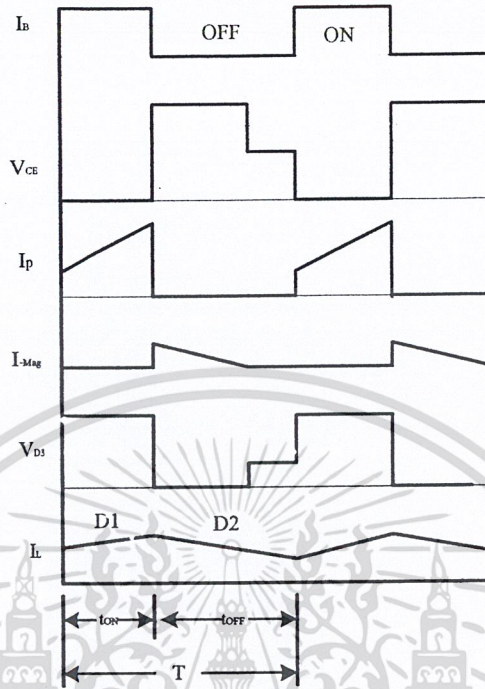
รูปที่ 2.14 วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

ทรานซิสเตอร์กำลัง Q1 จะทำงานโดยนำกระแสและหยุดนำกระแสสลับกันไป เมื่อ Q1 นำกระแส จะมีกระแส I_p ไหลผ่านขดลวดปฐมภูมิ N_p และตัวมัน เนื่องจากหม้อแปลงถูกกำหนดให้ขดลวดทางปฐมภูมิ N_p และขดลวดทุติยภูมิ N_s พันอยู่ในลักษณะมีทิศทางเดียวกัน ดังนั้น ไดโอด D1 จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง ทำให้มีกระแสไหลที่ขดลวดทุติยภูมิ N_s ผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_o ไปยังโหลด R_L ได้ และมีการสะสมพลังงานที่ L_o ส่วนของไดโอด D2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับจึงไม่นำกระแส เช่นเดียวกับไดโอด D3 เนื่องจากขดลวดแม่เหล็ก N_r ถูกพันไว้ในทิศทางข้ามกับขดลวดปฐมภูมิ N_p ไดโอด D3 จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่มีกระแสไหลเมื่อ Q1 หยุดนำกระแส ไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่มีกระแสไหลจากขดลวดทุติยภูมิ N_s แต่ในขณะเดียวกันสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นใน L_o ยุบตัว ทำให้มีการกลับชั่วแรงแรงดันที่ L_o ไดโอด D2 จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง พลังงานที่ถูกสะสมไว้ใน L_o จะถูกถ่ายเทออกมาทำให้มีกระแสไหลผ่าน ไดโอด D2 ไปยังตัวเก็บประจุ C_o และโหลด R_L ได้ กระแสที่ไหลผ่านโหลดจึงมีลักษณะต่อเนื่อง

เมื่อวงจรทำงานอยู่ในสภาวะคงที่ ค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากคอนเวอร์เตอร์จะเป็นไปตามสมการ

$$V_{OUT} = \frac{(N_s/N_p)(V_{in} \times V_{CE(SAT)}) t_{ON}}{T} - VD \quad (2.2)$$

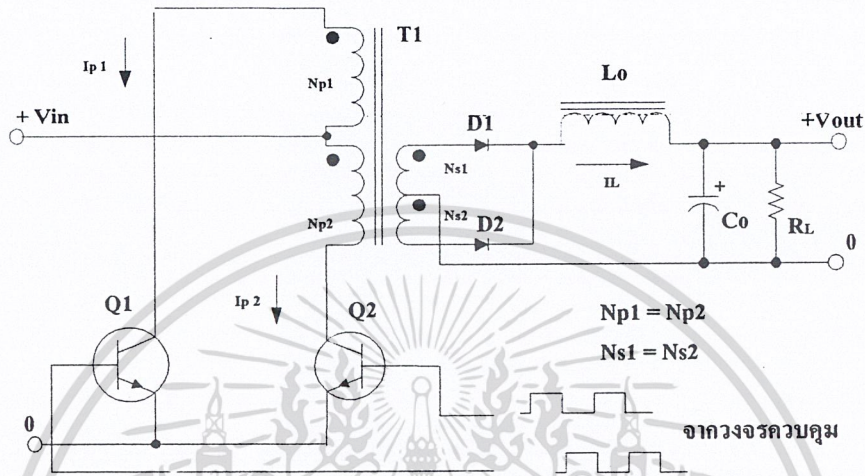
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.15 กระแสและแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรขณะทำงานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

2.8.3 พูช-พูลคอนเวอร์เตอร์

การทำงานของพูช-พูลคอนเวอร์เตอร์ (Push-Pull Converter) เปรียบเสมือนกับการนำฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์สองชุดมาต่อทำงานร่วมกัน โดยผลัดกันทำงานในแต่ละครึ่งคาบเวลาในลักษณะกลับเฟสทำให้จ่ายกำลังได้ค่อนข้างสูงในช่วง 200 วัตต์ ถึง 1000 วัตต์ อย่างไรก็ตามทรานซิสเตอร์กำลังในวงจรยังคงมีแรงดันตกคร่อมขณะหยุดนำกระแสค่อนข้างสูงเช่นเดียวกับฟอร์เวิร์คและฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ รวมทั้งปัญหาในการเกิดฟลักซ์ไม่สมมาตรในแกนเฟอร์ไรต์ของวงจรทำให้ทรานซิสเตอร์กำลังพังเสียหายง่ายจึงเป็นการอธิบายการทำงานของพูช-พูลคอนเวอร์เตอร์และการคำนวณต่างๆ เพื่อเป็นพื้นฐานในการทำความเข้าใจการทำงานของฮาล์ฟบริดจ์ และฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ซึ่งเป็นคอนเวอร์เตอร์ที่มีการทำงานคล้ายกันแต่มีข้อบกพร่องน้อยกว่ารวมทั้งทรานซิสเตอร์กำลังมีแรงดันตกคร่อมขณะหยุดนำกระแสต่ำและค่าใช้จ่ายในการสร้างต่ำกว่าด้วย



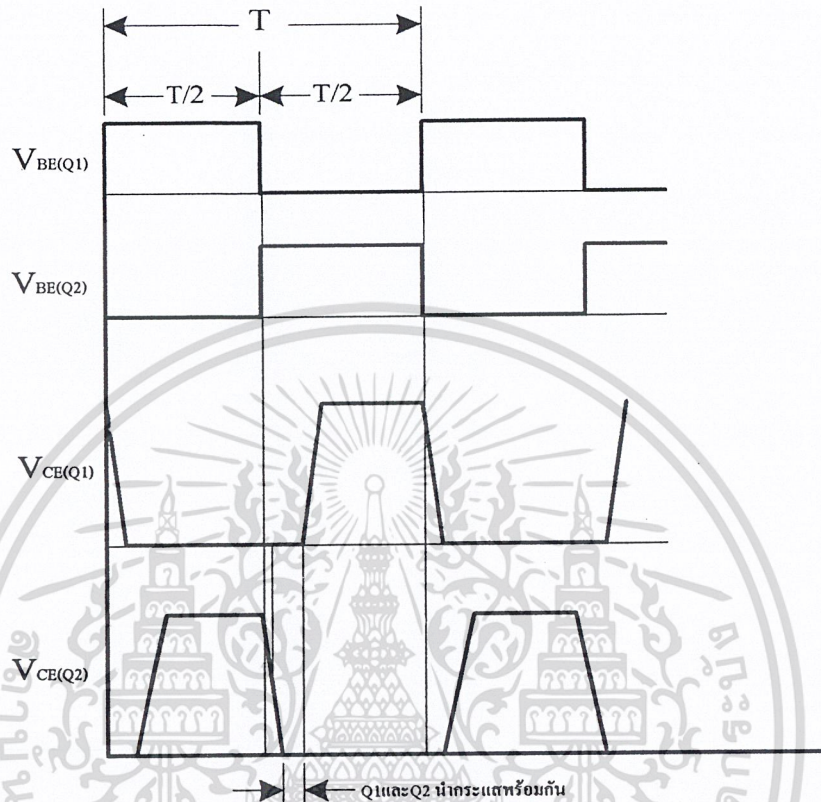
รูปที่ 2.16 วงจรพช-พูลคอนเวอร์เตอร์

วงจรมูลฐานของพช-พูลคอนเวอร์เตอร์ แสดงไว้ในรูปที่ 2.6 การทำงานของวงจรจะเป็นดังนี้ ทรานซิสเตอร์กำลัง Q1 และ Q2 จะสลับกันทำงานโดยผลัดกันนำกระแสในแต่ละครึ่งของคาบเวลา T ขณะที่ Q1 นำกระแสจะมีกระแส I_P ไหลผ่านขดลวดปฐมภูมิ N_{p1} และไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ ส่วนไดโอด D2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงทำให้มีกระแสไหลที่ขดลวดปฐมภูมิ N_{s2} ผ่านไดโอด D2 และ L_o ไปยังตัวเก็บประจุ C_o และ โหลด R_L ได้ ในจังหวะนี้แรงดันตกคร่อม Q2 จะมีค่าเป็น $2 V_{in}$ (จำนวนรอบ $N_{p1} = N_{p2}$ และ $N_{s1} = N_{s2}$) ในทำนองเดียวกัน ขณะที่ Q2 นำกระแสจากขดลวดทุติยภูมิ N_{s1} ผ่าน L_o ไปยังตัวเก็บประจุ C_o และ โหลด R_L จะเห็นได้ว่าในคาบเวลาการทำงาน ขดลวดทุติยภูมิจะให้กระแสไหลผ่าน L_o ได้ถึงสองครั้ง พช-พูลคอนเวอร์เตอร์จึงสามารถจ่ายกำลังได้มากเป็นสองเท่าของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ที่ค่ากระแสสูงสุดด้านปฐมภูมิมีค่าเท่ากัน

เมื่อวงจรทำงานอยู่ในสภาวะคงที่ค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากคอนเวอร์เตอร์จะเป็นไปตามสมการ

$$V_{OUT} = \left(\frac{N_s}{N_p} \right) (V_{in} - V_{CE(sat)}) \frac{t_{ON}}{(T/2)} - V_D \tag{2.3}$$

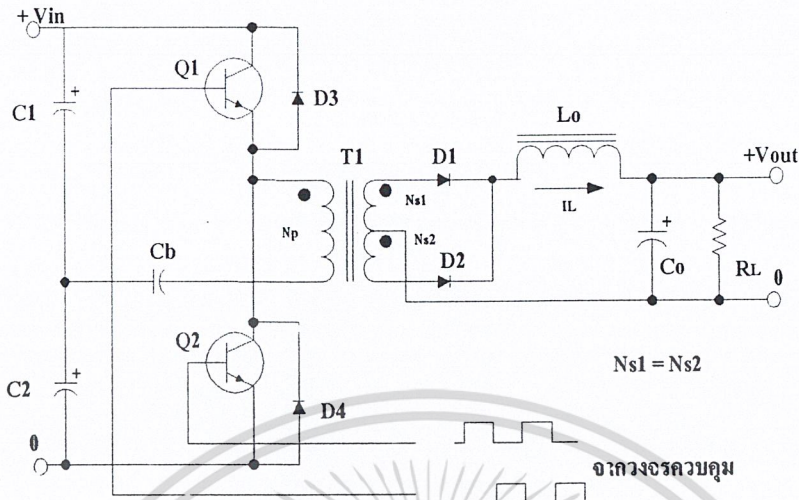
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.17 กระแสและแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรขณะทำงานของพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

2.8.4 ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

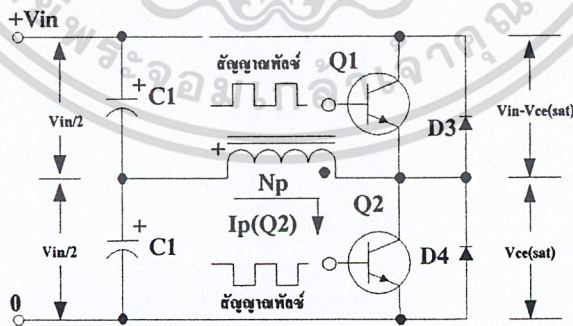
ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Half-Bridge Converter) เป็นคอนเวอร์เตอร์ในตระกูลเดียวกันกับพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์ ในแต่ละลักษณะการจัดของวงจรของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์จะทำให้ทรานซิสเตอร์กำลังภายในวงจรมีแรงดันตกคร่อมขณะหยุดนำกระแสเพียงค่าแรงดันอินพุตเท่านั้น ทำให้ทรานซิสเตอร์กำลังที่ใช้มีราคาถูกและหาได้ง่ายกว่าซึ่งจะลดข้อจำกัดต่างๆ เมื่อใช้กับระบบแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับสูงๆ เช่นที่แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ ลงได้มากกว่ารวมทั้งฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ยังสามารถหลีกเลี่ยงปัญหาการไม่สมมาตรพลาซมีในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงได้อีกด้วย



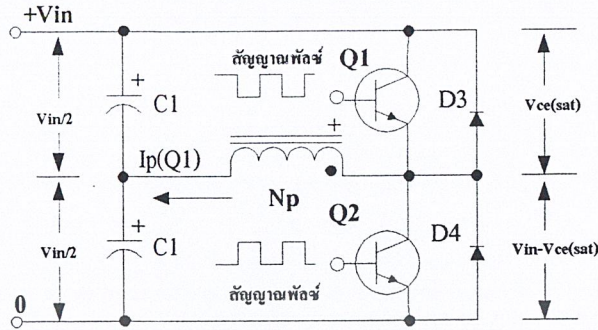
รูปที่ 2.18 วงจรฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

วงจรพื้นฐานของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ การทำงานของวงจรจะเป็นดังนี้ เนื่องจากตัวเก็บประจุ C1 และ C2 กำหนดให้มีค่าเท่ากันต่ออนุกรมกันอยู่ทางด้านอินพุตเพื่อแบ่งครึ่งแรงดันแรงดันตกคร่อม C1 และ C2 จึงมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุตเพาเวอร์ ทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q2 จะสลับกันทำงานคนละครึ่งคาบเวลาเช่นเดียวกับพุ่ม-พูลคอนเวอร์เตอร์

เพื่อให้ง่ายแก่การพิจารณาการทำงานของวงจร เราพิจารณาในกรณีที่ไม่มีตัวเก็บประจุ Cb ต่ออยู่ในวงจรเสียก่อน โดยให้ปลายของขดลวดปฐมภูมิ Np ที่ต่ออยู่กับ Cb นั้นต่อ โดยตรงเข้ากับจุดต่อระหว่างตัวเก็บประจุ C1 และ C2



รูปที่ 2.19 ขณะที่ Q1 นำกระแส Q2 จะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับ $V_{in} - V_{CE(sat)}$ และแรงดันตกคร่อม Np เท่ากับ $V_{in}/2 - V_{CE(sat)}$



รูปที่ 2.20 ขณะที่ Q2 นำกระแส Q1 จะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับ $V_{in} - V_{CE(sat)}$ เช่นเดียวกัน และมีแรงดันตกคร่อม N_p เท่ากับ $V_{in}/2 - V_{CE(sat)}$

เมื่อ Q1 เริ่มนำกระแส และ Q2 ไม่นำกระแส แรงดันตกคร่อม Q2 จะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - V_{CE(sat)}$ ส่วนแรงดันตกคร่อมของปฐมภูมิ N_p จะมีค่าเท่ากับ $V_{C1} - V_{CE(sat)}$ หรือมีค่าเท่ากับ $V_{in}/2 - V_{CE(sat)}$ นั่นเอง ในทำนองเดียวกัน เมื่อ Q2 นำกระแส และ Q1 ไม่นำกระแส แรงดันตกคร่อม Q1 จะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - V_{CE(sat)}$ เช่นเดียวกัน แรงดันตกคร่อมที่ขดปฐมภูมิ ก็ยังคงมีค่าเท่ากับ $V_{in}/2 - V_{CE(sat)}$ เนื่องจาก $V_{CE(sat)}$ มีค่าประมาณ 0.5 - 1 โวลต์ ดังนั้นจะเห็นได้ว่า แรงดันตกคร่อม Q1 และ Q2 ขณะหยุดนำกระแสจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุตเท่านั้น ผลของการทำงานของ Q1 และ Q2 ที่ด้านทุติยภูมิจะมีลักษณะเดียวกันกับฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

เมื่อวงจรทำงานอยู่ในสภาวะคงที่ค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากคอนเวอร์เตอร์จะเป็นไปตามสมการที่ 2.4

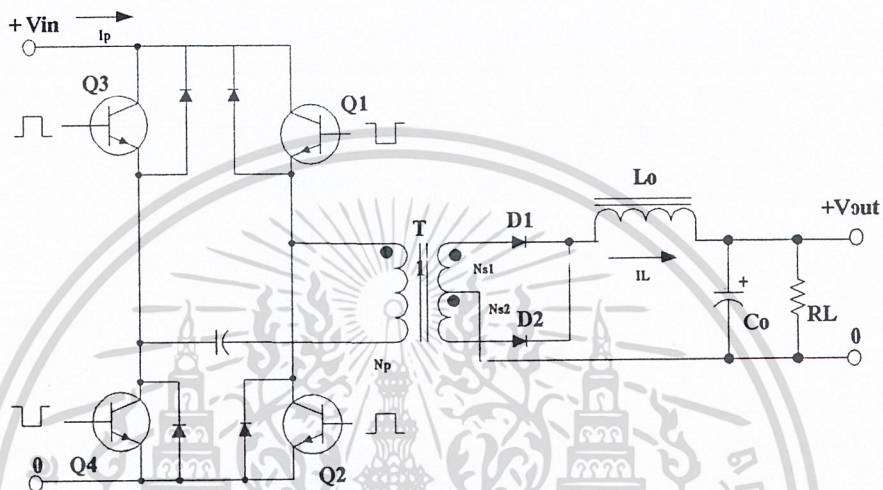
$$V_{OUT} = \left(\frac{N_s}{N_p} \right) \left(V_{in} / 2 - V_{CE(sat)} \right) \times \frac{t_{ON}}{(T/2)} - VD \quad (2.4)$$

2.2.5 ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Full-Bridge Converter) ขณะทำงานจะมีแรงดันตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิเท่ากับแรงดันอินพุตแต่แรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์กำลังมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุตเท่านั้นและค่ากระแสสูงสุดที่ทรานซิสเตอร์กำลังแต่ละตัวนั้นมีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของค่ากระแสสูงสุดในฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่กำลังข่ออกเท่ากันเนื่องจากข้อจำกัดด้านทรานซิสเตอร์กำลัง

ลดน้อยลงไปกำลังงานสูงสุดที่จะได้จากฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์จึงมีค่าสูงได้ตั้งแต่ 500 วัตต์ จนถึง 1,000 วัตต์

วงจรพื้นฐานของฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แสดงไว้ในรูปที่ 2.11 การทำงานของวงจรจะเป็นดังนี้



รูปที่ 2.11 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ทรานซิสเตอร์กำลังทั้ง 4 ตัวจะทำงานโดยนำกระแสสลับกันเป็นคู่ๆ ในแต่ละครึ่งคาบเวลา Q1 และ Q4 จะนำกระแสพร้อมกันในครึ่งคาบเวลา และเมื่อหยุดนำกระแส Q2 และ Q3 จะนำกระแสพร้อมกันในครึ่งคาบเวลาที่เหลือสลับกันเช่นนี้เรื่อยไป ลักษณะการทำงานของวงจรที่ได้จึงเป็นเช่นเดียวกับฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ยกเว้นแรงดันตกคร่อมขดลวดควบคุมภูมิจะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - 2V_{CE(sat)}$ ดังนั้นผลของการทำงานของวงจรจึงเหมือนกับผลที่ได้จากฟูล-ฟูลคอนเวอร์เตอร์นั่นเอง ส่วนตัวเก็บประจุลีดกิ้ง C_b จะมีผลเช่นเดียวกับวงจรฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ จะเห็นได้ว่าแรงดันตกคร่อม Q1 และ Q4 ขณะหยุดนำกระแสจะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - V_{CEQ2(sat)}$ และ $V_{in} - V_{CEQ3(sat)}$ ตามลำดับ ส่วนแรงดันตกคร่อม Q2 และ Q3 ขณะหยุดนำกระแสก็จะมีค่า $V_{in} - V_{CEQ1(sat)}$ และ $V_{in} - V_{CEQ4(sat)}$ ตามลำดับเช่นเดียวกัน ส่วนไดโอด D3 - D6 ทำหน้าที่เป็นคอมมิวเตตติ้งไดโอดให้กับวงจรเพื่อป้องกัน Q1 - Q4 เช่นเดียวกับฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

เมื่อวงจรทำงานอยู่ในสภาวะคงที่ ค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากคอนเวอร์เตอร์จะเป็นไปตามสมการ

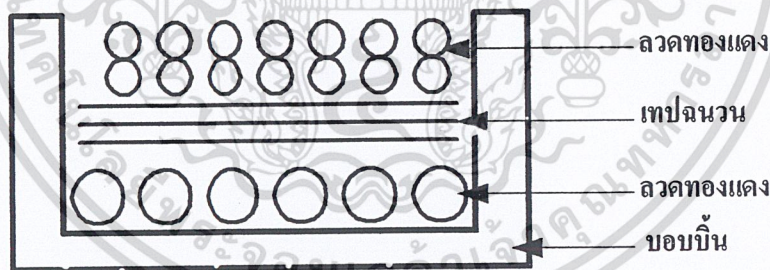
$$V_{OUT} = \left(\frac{N_s}{N_p} \right) \left(V_{in} - 2V_{CE(sat)} \right) \frac{t_{ON}}{(T/2)} - VD \quad (2.5)$$

2.9 หม้อแปลงสวิตชิง

หม้อแปลงสวิตชิง (Switching Transformer) จัดเป็นอุปกรณ์สำคัญสำหรับแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตชิง ผู้ออกแบบแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตชิงจึงจำเป็นต้องศึกษารูปแบบที่เป็นไปได้ระหว่างรูปแบบต่างๆ ของหม้อแปลงสวิตชิงความเหมาะสมในการใช้งาน การคำนวณขนาดแกนเฟอร์ไรต์ และขนาดลวดทองแดงรวมทั้งการกำหนดความปลอดภัยทางไฟฟ้าเพื่อความปลอดภัย และลดกำลังสูญเสียในหม้อแปลงสวิตชิงขณะทำงาน

2.9.1 ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตชิง

หม้อแปลงสวิตชิงมีหน้าที่หลักในการลดทอนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่อินพุตของอินเวอร์เตอร์ซึ่งอาจมีค่าสูงได้ถึง 310 โวลต์ ให้มีค่าลดลงเป็นแรงดันค่าต่ำทางเอาต์พุต และทำให้เกิดการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างแรงดันอินพุตและแรงดันเอาต์พุตที่ได้เพื่อป้องกันอันตรายจากไฟฟ้าดูดส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตชิงแสดงไว้ดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.22 การพันขดลวดทองแดงอาบนํ้าจากขอบบิ้น

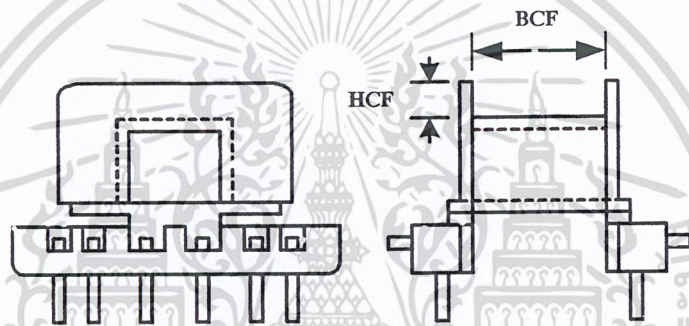
1) แกนเฟอร์ไรต์

เฟอร์ไรต์เป็นวัสดุประเภทเฟอร์ไรต์แมกเนติก (Ferromagnetic Material) การเหนี่ยวนำแม่เหล็กบนแกนเฟอร์ไรต์จะมีผลทำให้เกิดความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงกว่าการเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบนแกนอากาศมีมากเฟอร์ไรต์มีค่าจุดอิ่มตัวฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูงประมาณในช่วง 3,000 ถึง 4,000 เกาส์ และเกิดการสูญเสียในตัวมันค่าที่ความถี่สูง ดังนั้นหม้อแปลงสวิตชิง

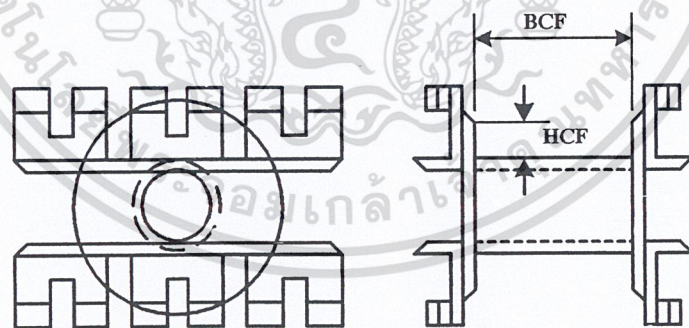
จึงนิยมใช้แกนเป็นเฟอร์ไรต์มากที่สุด เฟอร์ไรต์ที่นำมาใช้ทำแกนของหม้อแปลงสวิตช์จึงจะมีรูปร่างแตกต่างกันออกไปขึ้นอยู่กับการใช้งานและมาตรฐานในการออกแบบ

2) บอบบี้

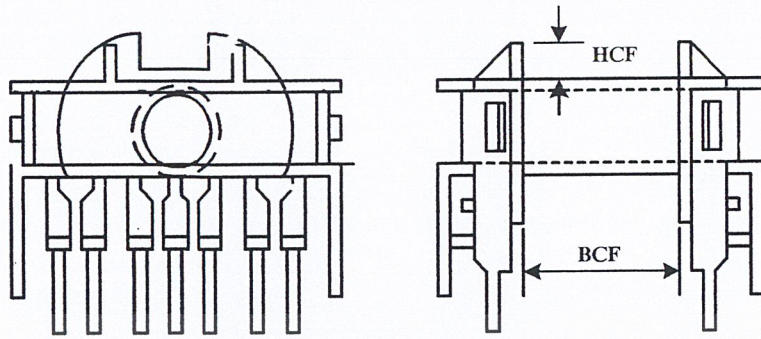
บอบบี้หรือแบบรองพันปกติจะทำจากพลาสติกชนิดที่ทนความร้อนได้สูงและไม่ติดไฟ บอบบี้จะทำให้การพันขดลวดบนแกนเฟอร์ไรต์ได้สะดวกขึ้นและป้องกันปัญหาการลัดวงจรระหว่างขดลวดกับแกนเฟอร์ไรต์ได้ บอบบี้จะมีขนาดมาตรฐานตามมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์ ตั้งอย่างขนาดของบอบบี้ และบอบบี้ส่วนใหญ่จะถูกออกแบบให้มีขาพักลวดทองแดง เพื่อความสะดวกในการพันขดลวดและบัดกรีติดกับแผ่น PCB



รูปที่ 2.23 EE บอบบี้



รูปที่ 2.24 EC บอบบี้



รูปที่ 2.25 ETD บอบบิ้น

3) ลวดทองแดงอาบน้ำยา

การพันขดลวดทั้งปฐมภูมิและทุติยภูมิของหม้อแปลงสวิตซ์ที่กำลังไม่สูงนักปกติจะใช้ลวดทองแดงอาบน้ำยาพันบนแกนบอบบิ้นเพื่อให้ได้จำนวนรอบตามต้องการขนาดของขดลวดทองแดงที่จะใช้พันนั้นขึ้นอยู่กับค่ากระแสสูงสุดที่ผ่านขดลวดความถี่ และผลข้างเคียงอื่นๆ ซึ่งจะได้กล่าวรายละเอียดในหัวข้อถัดไป

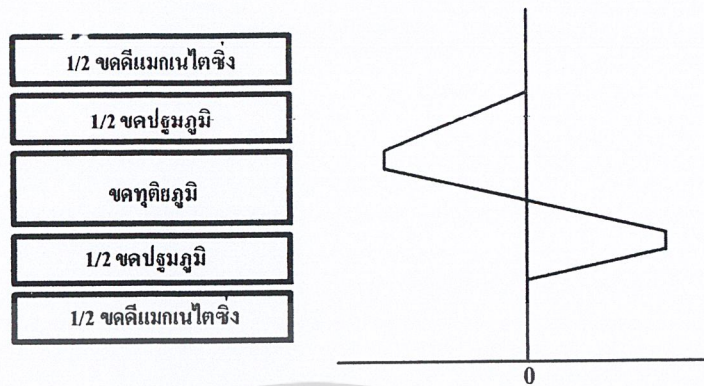
4) เทปฉนวน

เทปฉนวนใช้พันสำหรับเป็นตัวสำรองระหว่างชั้นของขดลวดในหม้อแปลงสวิตซ์ และมีหน้าที่สำคัญในการแยกส่วนทางไฟฟ้าระหว่างขดปฐมภูมิและทุติยภูมิด้วยวัสดุที่ใช้ทำเทปฉนวนอาจเป็นพวกไมลาร์ (Mylar) หรือ โพลีเอสเตอร์ (Polyester) ที่มีความหนาอยู่ในช่วง 0.05 - 0.1 มิลลิเมตร การเลือกใช้จะขึ้นอยู่กับการออกแบบและค่าความปลอดภัยที่ต้องการจากหม้อแปลงสวิตซ์เป็นหลัก

2.9.2 หม้อแปลงในคอนเวอร์เตอร์

1) หม้อแปลงสำหรับฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

หม้อแปลงในฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จะมีขดลวดที่สำคัญอยู่ 3 ส่วน คือขดปฐมภูมิ ขดทุติยภูมิ และขดตีแมกเนไตซ์ซึ่งโดยแยกส่วนขดไพรมารี และแทรกกลางด้วยขดทุติยภูมิ และเพื่อไม่ให้เกิดการสูญเสียในขดลวดตีแมกเนไตซ์ซึ่งขณะที่มีมันไม่ได้นำกระแสจึงจัดขดลวดตีแมกเนไตซ์ให้อยู่นอกสุดเพื่อให้เกิดการสูญเสียในขดตีแมกเนไตซ์ซึ่งขณะมันนำกระแสเท่านั้น



รูปที่ 2.26 การจัดขดลวดทองแดงสำหรับฟลักซ์คอนเวอร์เตอร์ที่เหมาะสม

2) หม้อแปลงสำหรับวงจรแบบพุก-พุลคอนเวอร์เตอร์

ในหม้อแปลงแบบพุก-พุลคอนเวอร์เตอร์อาจแบ่งขดลวดออกเป็นส่วนที่สำคัญ 4 ส่วนคือ ขดปฐมภูมิ N_{p1} และ N_{p2} กับขดทุติยภูมิ N_{s1} และ N_{s2} เนื่องจากการทำงานของ พุก-พุลคอนเวอร์เตอร์ ขดลวดทั้งหมดจะไม่นำกระแสพร้อมกันในการทำงานเดียวกัน การจัดขดลวดที่ไม่เหมาะสมอาจทำให้เกิดการสูญเสียในขดลวดโดยไม่จำเป็นในขณะที่ขดลวดไม่นำกระแส

เราอาจแบ่งการทำงานของหม้อแปลงในพุก-พุลคอนเวอร์เตอร์ออกได้เป็น 3 ช่วง ตามการทำงานของวงจรดังนี้คือ

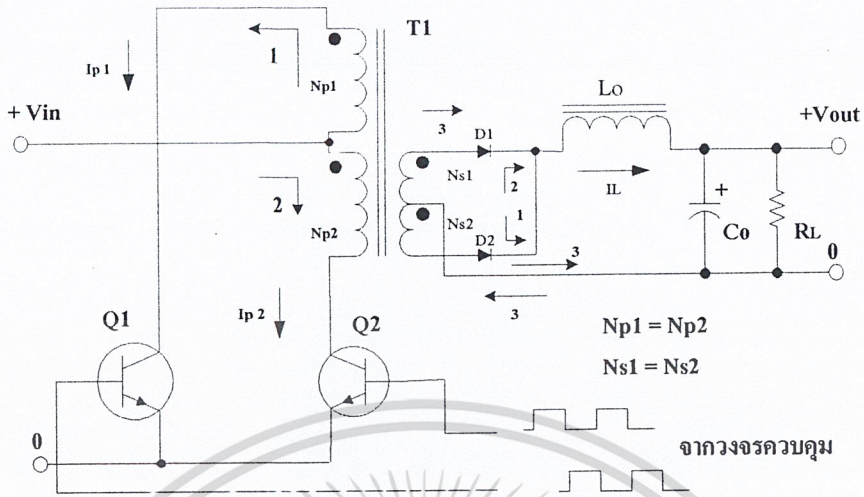
ช่วงที่ 1 คือ ขด N_{p1} และ N_{p2} นำกระแส ขดลวดชุดอื่นไม่นำกระแส

ช่วงที่ 2 คือ ขด N_{p1} และ N_{s1} นำกระแส ขดลวดชุดอื่นไม่นำกระแส

ช่วงที่ 3 คือ เกิดขึ้นที่ 2 ครั้งต่อหนึ่งคาบเวลาการทำงานคือ N_{s1} และ N_{s2} นำ

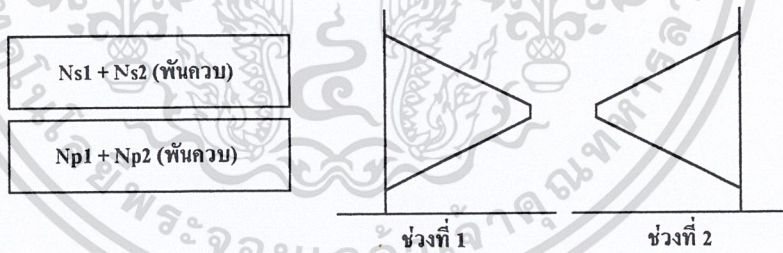
กระแส

ขณะที่ N_{p1} และ N_{p2} ไม่นำกระแสพร้อมกันในช่วงเวลาเพื่อ t_D ใดๆก็ตามถ้าช่วงเวลา t_D มีค่าน้อย เราอาจข้ามการพิจารณาการสูญเสียที่เกิดขึ้นในช่วงนี้ได้



รูปที่ 2.27 การไหลของกระแสในช่วงการทำงานต่างๆ ของพุก-พุลคอนเวอร์เตอร์

ที่แรงดันอินพุตต่ำ ขดปฐมภูมิ N_{p1} และ N_{p2} กับขดทุติยภูมิ N_{s1} และ N_{s2} สามารถพันได้ในลักษณะพันควบ (Bifilar winding) เพื่อให้ผลตอบสนองและจำนวนรอบใกล้เคียงกันได้ อย่างแท้จริง ถ้าจัดขดลวดในหม้อแปลงแบบธรรมดาด้วยการพันควบ

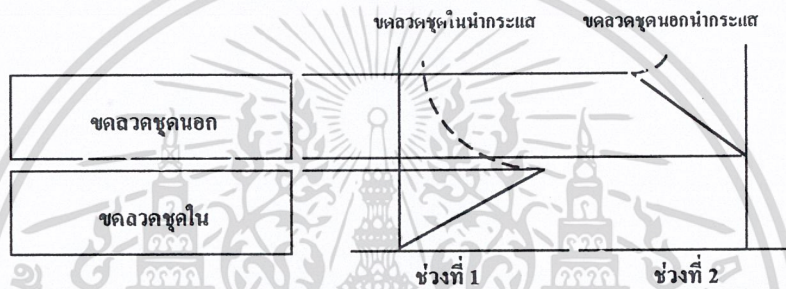


รูปที่ 2.28 การจัดขดลวดทองแดงในหม้อแปลงพุก-พุลในลักษณะการพันควบ และค่าความหนาแน่นฟลักซ์รั่วในช่วงการทำงานต่างๆ

จะเห็นได้ว่า ในการทำงานที่ 1 และที่ 2 ทั้งขดลวดที่นำกระแส และไม่ได้นำกระแสจะมีการสูญเสียเกิดขึ้นทั้งสิ้นเนื่องจากค่าความหนาแน่นฟลักซ์รั่วเกิดขึ้นทุกช่วงการทำงานในกรณีนี้ เนื่องจากขด N_{s1} และ N_{s2} เกิดการสูญเสียในทุกช่วงอยู่แล้ว และจะมีค่าสูงกว่าการสูญเสียในช่วงที่ 3 จึงไม่จำเป็นต้องพิจารณาการสูญเสียในช่วงที่ 3 ก็ได้

3) หม้อแปลงสำหรับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

หม้อแปลงสำหรับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะมีขดลวดที่สำคัญเพียงขดปฐมภูมิ และขดลวดทุติยภูมิซึ่งจะสลับกันนำกระแสคือ เมื่อขดปฐมภูมินำกระแสขดทุติยภูมิจะไม่นำกระแส ในทางกลับกันเมื่อขดทุติยภูมินำกระแสขดปฐมภูมิจะไม่นำกระแสลักษณะค่าความหนาแน่นฟลักซ์รั่วเนื่องจากฟลักซ์รั่วจากขดลวดชั้นในจะทำให้เกิดการสูญเสียที่ขดลวดชั้นนอกได้แม้ว่าขดลวดชั้นนอกจะไม่นำกระแส ดังนั้นการวางขดปฐมภูมิหรือทุติยภูมิควรพิจารณาให้ลวดที่มีขนาดเล็กกว่าอยู่ด้านบนเสมอ

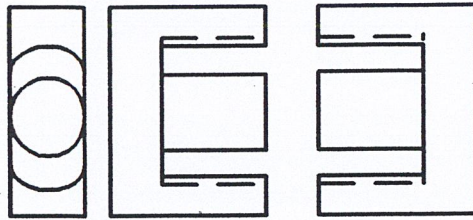


รูปที่ 2.29 ค่าความหนาแน่นฟลักซ์รั่วที่มีผลต่อชั้นนอก และชั้นในของหม้อแปลงสำหรับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

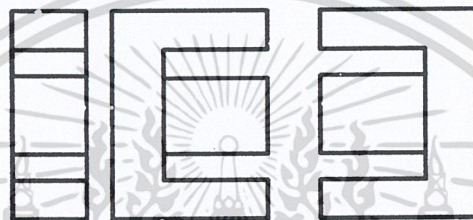
2.9.3 แกนเฟอร์ไรต์

1) ลักษณะและมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์

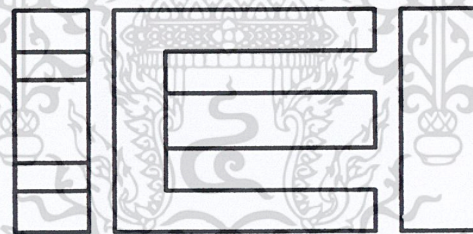
แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงสวิตชิ่งโดยทั่วไปจะถูกออกแบบที่ขนาดและรูปทรงต่างๆ ตามมาตรฐานเดียวกัน เช่น แกนแบบ EI, EE, ETD หรือแกนแบบ POT เป็นต้น ปกติผู้ผลิตจะทำแกนเฟอร์ไรต์ออกมาในลักษณะของคู่ประกบเพื่อความสะดวกในการประกอบเข้ากับบอบบิ้น การประกบแกนเฟอร์ไรต์บนบอบบิ้นจะทำให้ทางเดินของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์มีลักษณะเป็นวงจรบรรจบกันได้ตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แบบต่างๆ



รูปที่ 2.30 แกนเฟอร์ไรต์แบบ EE



รูปที่ 2.31 แกนเฟอร์ไรต์แบบ EI



รูปที่ 2.32 แกนเฟอร์ไรต์แบบ ETD

แกนแบบ POT นั้นจะใช้กับหม้อแปลงสวิตชิงที่ไม่ต้องการกำลังสูงและในงานที่ต้องการสัญญาณรบกวน EMI/RFI ต่ำ เนื่องจากลักษณะรูปทรงของมันสามารถป้องกันการแพร่กระจายของสัญญาณได้ดี แต่แกนแบบ POT มีช่องสำหรับให้ขดลวดลวดออกมาภายนอกได้ค่อนข้างเล็ก จึงเป็นอุปสรรคในการพันลวดทองแดงขนาดใหญ่เมื่อหม้อแปลงกำลังสูงๆ แกนที่นิยมใช้กันมากสำหรับหม้อแปลงสวิตชิงที่ต้องการกำลังสูงจะเป็นแกนแบบ EI, EE และ ETD เนื่องจากสามารถพันขดลวดรอบแกนบนบอบบิ้นได้สะดวก แกนในกลุ่มนี้จะมีขนาดต่างๆ ให้เลือกใช้งานได้จำนวนมาก โดยสามารถให้กำลังได้ตั้งแต่ 5 วัตต์ ไปจนถึง 10 กิโลวัตต์ อย่างไรก็ตาม สัญญาณรบกวน EMI/RFI ที่เกิดขึ้นจะมีค่ามากกว่าแกนแบบ POT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2) ลักษณะสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์

ชนิดของเนื้อสารแกนเฟอร์ไรต์ที่แตกต่างกันจะทำให้คุณสมบัติทางแม่เหล็กของแกนเฟอร์ไรต์แตกต่างกันด้วยถึงแม้จะมีขนาดเท่ากันทุกประการก็ตามในแผ่นข้อมูลเนื้อสารที่ให้มากับแกนเฟอร์ไรต์นั้นจะต้องมีรายละเอียดคุณสมบัติเนื้อสารแสดงไว้เสมอข้อมูลที่สำคัญที่ควรจะทำ ความเข้าใจ และศึกษาไว้ก็คือเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส (Hysteresis curve) และค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ (Core Loss)

3) ค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์

การสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ทำให้แกนเฟอร์ไรต์ร้อนซึ่งมีสาเหตุหลัก 2 ประการ คือ การสูญเสียที่เกิดจากลักษณะฮิสเตอร์รีซิสของแกน (Hysteresis Loss) และการสูญเสียจากการเกิดกระแสไหลวนในแกนเฟอร์ไรต์ (Eddy Current Loss)

ที่ความถี่ต่ำกว่า 100 กิโลเฮิรตซ์ การสูญเสียจากการเกิดกระแสไหลวนในแกนจะมีค่าน้อย สำหรับแกนที่มีขนาดไม่ใหญ่มากนัก ดังนั้นการสูญเสียที่ก่อให้เกิดความร้อนในแกนอาจพิจารณาได้จากการสูญเสียทางฮิสเตอร์รีซิสได้เพียงอย่างเดียวปกติค่ากำลังสูญเสียจะถูกระบุไว้เป็นมิลลิวัตต์ ต่อหนึ่งลูกบาศก์เซนติเมตร และมีค่าขึ้นอยู่กับค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กความถี่การใช้งาน รวมถึงอุณหภูมิขณะใช้งานของแกนเฟอร์ไรต์

4) การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในแกนหม้อแปลง

ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กในแกนหม้อแปลงจะขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของขดลวดไพรมารี และขนาดของแกนจากกฎของฟาราเดย์จะได้ว่า

$$\Delta B = \frac{V \times t}{N_p \times A_e} \times 10^8 \quad (2.6)$$

เมื่อ ΔB คือ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกน เป็น เกาส์

V คือ ค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดปฐมภูมิ เป็น โวลต์

N_p คือ ค่าจำนวนรอบของขดทุติยภูมิ เป็น รอบ

A_e คือ ขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกน เป็น ตารางเซนติเมตร

t คือ ช่วงเวลาที่มีการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์แม่เหล็กเกิดขึ้น เป็น วินาที

จะเห็นได้ว่ายิ่งจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิมีน้อยลง ค่าความหนาแน่นฟลักซ์จะมีค่ามากซึ่งการลดจำนวนของขดปฐมภูมิลงจะทำให้สามารถใส่ลวดทองแดงขนาดใหญ่ขึ้นได้ และสามารถทนกระแสได้สูงทำให้หม้อแปลงให้กำลังได้สูงขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อย่างไรก็ตามหากค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงจุดอิ่มตัวจะทำให้แรงดันตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วแรงดันตกคร่อมอินพุตจะ ไปตกคร่อมที่ทรานซิสเตอร์กำลังขณะที่กำลังนำกระแสสูงๆ แทนทำให้ทรานซิสเตอร์กำลังพังเสียหายได้ และค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่มีค่าสูงจะทำให้เกิดการสูญเสียภายในแกนสูงอีกด้วย ดังนั้นการกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่ยอมให้เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงขณะทำงาน

จึงมีข้อจำกัดที่ควรคำนึงถึง 2 ประการคือ

1) แกนเฟอร์ไรต์ต้องไม่เกิดอิมตัวขณะทำงาน

2) ที่ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดจะทำให้เกิดขึ้นในแกนขณะทำงานจะด้อยเกิดการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ค่าที่สุด

5) การเลือกขนาดแกนเฟอร์ไรต์ที่เหมาะสม

การใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดใหญ่เกินไปสำหรับหม้อแปลงสวิตชิ่งจะเป็นการสิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายโดยไม่จำเป็นส่วนการใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่ขนาดเล็กเกินไปขดลวด และแกนเฟอร์ไรต์จะร้อน กำลังงานสูงสุดที่เหมาะสมสำหรับแกนเฟอร์ไรต์ขนาดต่างๆ พิจารณาได้จากหน้าตัดของแกน (A_e) และขนาดช่องสำหรับพันขดลวดของบอบบิ้น (A_w) โดยอาจคำนวณได้จากสมการต่างๆ ดังต่อไปนี้

1) สำหรับแกนที่ใช้กับหม้อแปลงของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

$$P = \frac{0.5 \Delta B_{(max)} \times f \times A_e \times A_w}{D} \times 10^{-3} \quad (2.7)$$

2) สำหรับแกนที่ใช้กับหม้อแปลงของพุ่ม-ฟูลคอนเวอร์เตอร์

$$P = \frac{\Delta B_{(max)} \times f \times A_e \times A_w}{D} \times 10^{-3} \quad (2.8)$$

3) สำหรับแกนที่ใช้กับหม้อแปลงของฮาล์ฟบริดจ์และฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

$$P = \frac{1.4 \Delta B_{(max)} \times f \times A_e \times A_w}{D} \times 10^{-3} \quad (2.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- เมื่อ $\Delta B_{(max)}$ คือ ความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดในแกนเฟอร์ไรต์ เป็น เกาส์
- f คือ ค่าความถี่การทำงานของแกนเฟอร์ไรต์ เป็น เฮิรตซ์
- A_e คือ พื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรต์ เป็น ตารางเซนติเมตร
- A_w คือ พื้นที่ช่องสำหรับพันลวดของบอบบิ้น เป็น ตารางเซนติเมตร
- D คือ ค่าความหนาแน่นของขดลวดปฐมภูมิ เป็น เซอร์คูลาร์มิลต่อแอมป์
- P คือ กำลังงานสูงสุดที่ได้แกนเฟอร์ไรต์ เป็น วัตต์

ค่าของ A_e และ A_w เป็นขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์ที่ใช้ โดยดูได้จากข้อมูลของผู้ผลิตที่ให้มากับแกนเฟอร์ไรต์ ค่าของ D กำหนดได้จากขนาดของลวดทองแดงที่ใช้พัน

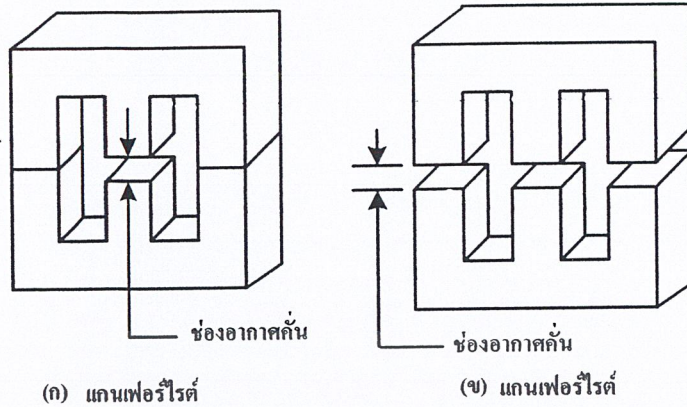
แสดงค่ากำลังที่เหมาะสมสำหรับแกนขนาดต่างๆ ในการใช้งานที่ความถี่ 20 กิโลเฮิรตซ์ ซึ่งคำนวณจากสมการที่ (2.7), (2.8) และ (2.9) โดยกำหนดค่าความหนาแน่น D ไว้ที่ 500 เซอร์คูลาร์มิลต่อหนึ่งแอมป์

6) ช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์

การกำหนดช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็ก (Air Gap) ในแกนเฟอร์ไรต์เป็นวิธีการอย่างหนึ่งที่จะใช้ป้องกันการอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ และช่วยทำให้การสะสมพลังงานของขดลวดในหม้อแปลงสวิตช์มีค่ามากขึ้นได้ด้วย อย่างไรก็ตามช่องอากาศคั่นในแกนเฟอร์ไรต์จะทำให้เกิดการแพร่กระจายสัญญาณรบกวน EMI ออกมา และอาจรบกวนอุปกรณ์ภายนอกได้เช่นกัน

สำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EI, ETD หรือแบบ POT สามารถกำหนดลักษณะของช่องอากาศคั่นในแกนได้ 2 ลักษณะ ดังรูปที่ 2.25(ก) และ (ข) คือการกำหนดช่องอากาศคั่นที่แกนกลางอย่างเดียวและการคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประกบ

การคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประกบสามารถทำได้ง่ายกว่าการคั่นช่องอากาศที่แกนกลาง ซึ่งทำได้โดยการใช้แผ่นฉนวนที่มีความหนาเป็นครึ่งหนึ่งของระยะช่องอากาศคั่นที่ต้องการนำมาคั่นระหว่างแกนนอกของคู่ประกบ ส่วนการกำหนดช่องอากาศคั่นที่แกนกลางต้องสั่งโดยตรงจากผู้ผลิตแกนเฟอร์ไรต์หรือจัดแกนกลางออกเองเพื่อให้ได้ระยะของช่องอากาศคั่นตามต้องการ

รูปที่ 2.33 การกำหนดช่องอากาศคั่น l_g

การคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประกบสามารถทำได้ง่ายกว่าการคั่นช่องอากาศที่แกนกลางซึ่งทำได้โดยการใช้แผ่นฉนวนที่มีความหนาเป็นครึ่งหนึ่งของระยะช่องอากาศคั่นที่ต้องการนำมาคั่นระหว่างแกนนอกของคู่ประกบส่วนการกำหนดช่องอากาศคั่นที่แกนกลางต้องตั้งโดยตรงจากผู้ผลิตแกนเฟอร์ไรต์หรือจัดแกนกลางออกเองเพื่อให้ได้ระยะของช่องอากาศคั่นตามต้องการ

7) แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงฟลายแบคและเอาต์พุตใช้ค

หม้อแปลงสวิตชิงสำหรับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ และจะทำให้ตัวเอาต์พุตใช้คจะทำงานอยู่ในลักษณะที่ต้องสะสมพลังงานไว้ก่อนแล้วจึงถ่ายเทพลังงานออกไปจึงอาจกล่าวได้ว่ากำลังที่ได้จากหม้อแปลงมาจากค่าพลังงานที่หม้อแปลงสามารถสะสมไว้ได้นั่นเอง ในช่วงที่มีการสะสมพลังงานของหม้อแปลงหรือเอาต์พุตใช้ค พลังงานที่ถูกสะสมมีค่าเท่ากับ $1/2LI^2$ ความสัมพันธ์ระหว่างพลังงานสะสมกับขนาดของแกนเฟอร์ไรต์สามารถหาได้จาก

$$LI_{p(pk)}^2 = \frac{\Delta B_{(max)} l_g A_e}{0.4\pi} \times 10^{-8} \quad (2.10)$$

- เมื่อ l_g คือ ระยะห่างช่องอากาศคั่นแกนเฟอร์ไรต์ เป็น เซนติเมตร
 A_e คือ ขนาดพื้นที่หน้าตัดแกนเฟอร์ไรต์ เป็น เซนติเมตร
 $\Delta B_{(max)}$ คือ ความหนาแน่นสูงสุดในแกน เป็น เกาส์
 L คือ ค่าความเหนี่ยวนำขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงหรือค่าเหนี่ยวนำของเอาต์พุตใช้ค เป็น เฮนรี่
 $I_{p(pk)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดที่ผ่าน L เป็น แอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าของ $\Delta B_{(max)}$ โดยทั่วไปจะกำหนดไว้เป็นครึ่งหนึ่งของค่าอิมิตัวของแกนเฟอร์ไรต์ ($B_{(sat)} / 2$) จากสมการที่ 2.10 จะเห็นได้ว่าเราสามารถเพิ่มค่าพลังงานสะสมได้โดยการเพิ่มระยะช่องอากาศคั่น lg หรือโดยการเพิ่มขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ให้ใหญ่ขึ้น (A_e เพิ่มขึ้น) ในทางปฏิบัติ การเพิ่มระยะช่องอากาศคั่นจะเป็นที่นิยมใช้กันมากกว่าเพราะต้องการให้หม้อแปลงสวิตชิง และ เอาต์พุต ไซค์มีขนาดเล็กอย่างไรก็ตามแกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดหนึ่งๆ ระยะของช่องอากาศคั่นสูงสุด จะถูกกำหนดด้วยค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นในขดลวดเพราะจำนวนรอบมีค่าเพิ่มขึ้น โดยจำนวนรอบ จะมีค่าเพิ่มขึ้นตามระยะช่องอากาศที่เพิ่มขึ้นดังสมการ

$$N = \frac{\Delta B_{(max)} lg}{0.4\pi p(pk)} \quad (2.11)$$

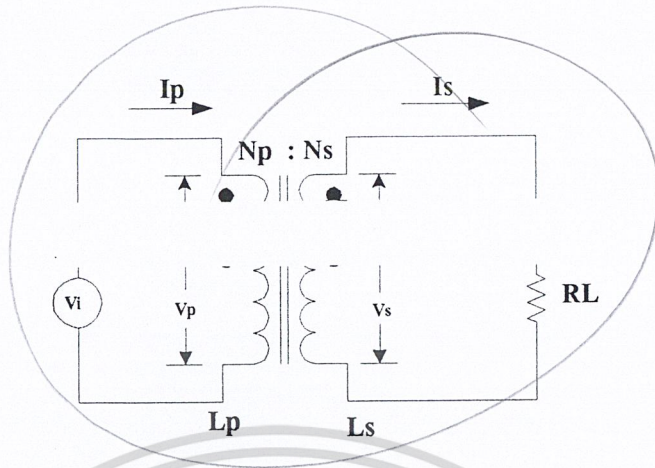
เมื่อ N คือจำนวนรอบของขดปฐมภูมิหรือเอาต์พุต ไซค์

เนื่องจากระยะพันบอบบิ้นมีค่าจำกัด และอาจมีเนื้อที่ไม่พอสำหรับจำนวนรอบที่เพิ่มขึ้น รวมถึงการสูญเสียที่เกิดจากในลวดทองแดงจะมากขึ้นเมื่อจำนวนรอบมากขึ้นซึ่งจะทำให้หม้อแปลงของเอาต์พุต ไซค์ร้อน ผู้ออกแบบจึงควรพิจารณาจุดที่เหมาะสมระหว่างการเพิ่มระยะช่องอากาศคั่น หรือการเพิ่มขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ด้วย

8) ความสัมพันธ์ระหว่างขดปฐมภูมิและทุติยภูมิของหม้อแปลงสวิตชิง

หม้อแปลงสวิตชิงจะมีความสัมพันธ์ของขดปฐมภูมิ และขดทุติยภูมิไปตามทฤษฎี หม้อแปลงทั่วไป ผลของจำนวนรอบและค่าของแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรจากรูปที่ 2.18 จะเป็นดังนี้

$$\frac{V_p}{V_s} = \frac{N_p}{N_s} = \frac{I_s}{I_p} \quad (2.12)$$



รูปที่ 2.34 ความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง

$$\frac{N_p}{N_s} = \sqrt{\frac{L_p}{L_s}} \tag{2.13}$$

- เมื่อ N_p คือ จำนวนรอบของขดปฐมภูมิ
- N_s คือ จำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิ
- V_p คือ ค่าแรงดันตกคร่อมขดปฐมภูมิ
- V_s คือ ค่าแรงดันตกคร่อมขดทุติยภูมิ
- L_p คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดปฐมภูมิ
- L_s คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดทุติยภูมิ
- I_p คือ ค่ากระแสที่ไหลผ่านขดปฐมภูมิ
- I_s คือ ค่ากระแสที่ไหลผ่านขดทุติยภูมิ

มีข้อสังเกตคือแรงดัน V_p เป็นค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดปฐมภูมิซึ่งเกิดจากการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กภายในแกนของหม้อแปลงเนื่องจากมีกระแสไหลผ่านขดปฐมภูมิไม่ใช่ค่าแรงดันอินพุต V_i โดย V_p จะมีค่าเป็นไปตามสมการและค่า V_p ที่เกิดขึ้นจะมีค่าใกล้เคียงกับค่า V_i แต่ถ้าแกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัว อัตราการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็ก dB/dt จะมีค่าน้อยมากหรือมีค่าเป็นศูนย์ แรงดันคร่อม V_p จะมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วเหมือนเกิดการลัดวงจร และจะมีผลกระทบต่อการทำงานของหม้อแปลงและวงจรที่เกี่ยวข้องด้วย

$$V_p = N_p \times A_e \left(\frac{dB}{dt} \right) \times 10^{-8} \quad (2.14)$$

2.10 ทรานซิสเตอร์กำลัง

ทรานซิสเตอร์กำลังในวงจรคอนเวอร์เตอร์ของแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตช์ซึ่งจะมีการทำงานในลักษณะเป็นสวิตช์และมีโหลดเป็นตัวเหนี่ยวนำซึ่งผลที่ได้จะแตกต่างจากโหลดที่มีลักษณะเป็นตัวต้านทานทรานซิสเตอร์กำลังต้องใช้เวลาส่วนหนึ่งในการเปลี่ยนสถานะของตัวมันเมื่อจะเริ่มนำกระแส (Turn On) และเมื่อจะหยุดนำกระแส รวมทั้งทรานซิสเตอร์กำลังยังมีแรงดันตกคร่อมตัวมันขณะนำกระแส ($V_{CE(sat)}$) อีกด้วย การเปลี่ยนสถานะ และแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสจะทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อน (Power Dissipation) ขึ้นในตัวทรานซิสเตอร์กำลัง ตัวนี้ก่อนจะนำทรานซิสเตอร์กำลังมาใช้จึงจำเป็นต้องศึกษา

ปัจจุบันทรานซิสเตอร์กำลังแบบ ไบโพลาร์ ได้ถูกมอสเฟตกำลังเข้ามาแทนที่อย่างรวดเร็วเนื่องจากมอสเฟตกำลังใช้เวลาในช่วงเปลี่ยนสถานะสั้น จึงเกิดกำลังงานสูญเสียต่ำกว่า และใช้งานที่ความถี่สูงๆ ได้คืออย่างไรก็ตามทรานซิสเตอร์กำลังแบบ ไบโพลาร์ยังคงมีข้อดีอยู่คือ มีอัตราทนแรงดันตกคร่อมสูง และมีราคาถูกกว่ารวมทั้งการพัฒนาให้ทรานซิสเตอร์กำลังทำงานได้เร็วขึ้นเพื่อให้ใช้งานได้ที่ความถี่สูงๆ และจะทำให้ลดกำลังงานสูญเสียยังคงมีกระทำกันอยู่ในปัจจุบันดังนั้นจึงทำให้ ทรานซิสเตอร์กำลังแบบ ไบโพลาร์จึงยังคงมีใช้งานในแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตช์ซึ่งที่มีผลผลิตจำหน่ายในตลาดอุตสาหกรรม และมีความจำเป็นที่ต้องศึกษาให้เข้าใจลักษณะการทำงาน และการเกิดกำลังงานสูญเสียของทรานซิสเตอร์กำลังแบบ ไบโพลาร์เอาไว้ด้วย

1) กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์

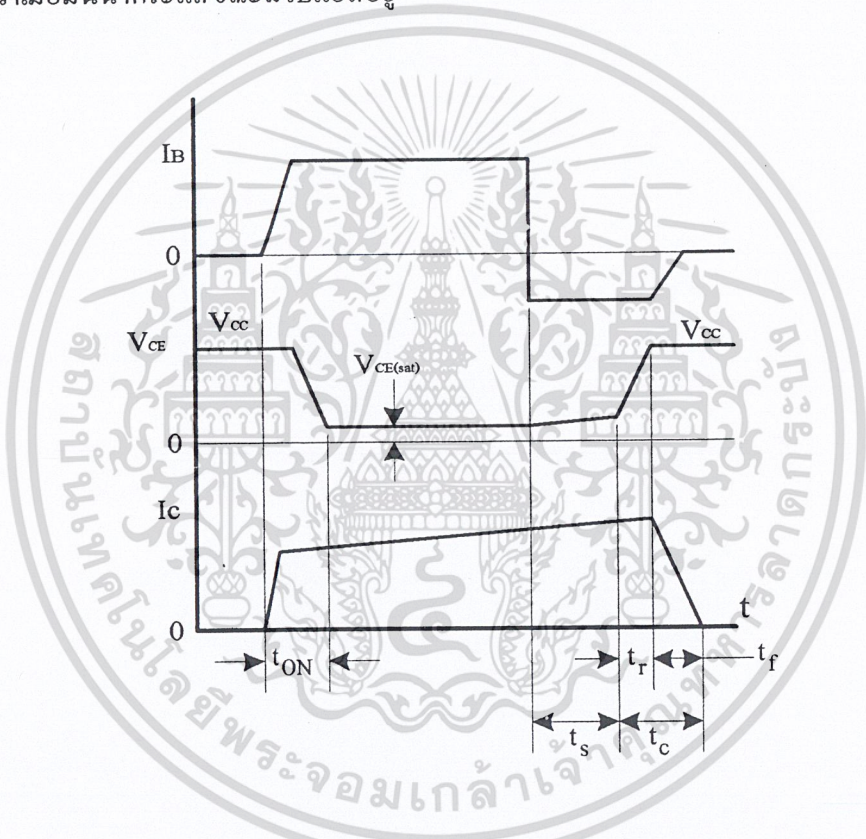
กำลังงานสูญเสียในทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์เป็นไปได้ใน 2 ลักษณะ คือ กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นขณะเปลี่ยนสถานะการทำงาน (Switching Loss) และกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นขณะนำกระแสที่จุดอิ่มตัว สำหรับการเปลี่ยนสถานะของการทำงานของ ทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์ กำลังงานสูญเสียจะเกิดขึ้นได้ทั้งในขณะที่เริ่มจะนำกระแส และขณะเริ่มหยุดนำกระแส แต่กำลังงานสูญเสียจะเกิดขึ้นสูงสุดขณะที่เริ่มหยุดนำกระแสเป็นหลัก

เมื่อเริ่มให้กระแสไบแอสที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์กำลังกระแสคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์กำลังจะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในขณะที่แรงดันตกคร่อมคอลเล็กเตอร์ และอีมิเตอร์ (V_{CE}) จะยังคงมีค่าเท่ากับ V_{CC} และจะใช้เวลาช่วงหนึ่งคือ t_{ON} เพื่อลดค่าแรงดันลงมาเป็น $V_{CE(sat)}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่น การค้ากำลังสูญเสียจะเกิดขึ้นในช่วงเวลา t_{ON} นี้เนื่องจากทรานซิสเตอร์กำลังมีแรงดันตกคร่อมตัวมันสูงไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขณะที่กระแสไหล อย่างไรก็ตาม ช่วงเวลา t_{ON} นี้ค่อนข้างสั้น และกระแสเริ่มต้นที่ไหลผ่านมักมีค่าต่ำ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของทรานซิสเตอร์กำลังในช่วงนี้จึงมีค่าต่ำ

เมื่อหยุดให้กระแสไบแอส และป้อนกระแสไบแอสค่าลบให้ทรานซิสเตอร์กำลังเพื่อหยุดการนำกระแสทรานซิสเตอร์กำลังจะยังคงนำกระแสต่อไปอีกเป็นเวลา t_s ซึ่งเป็นผลจากการเกิดประจุสะสมขึ้นในทรานซิสเตอร์กำลังขณะนำกระแส ช่วงเวลา t_s นี้เรียกว่า ช่วงเวลาสะสม (Storage Time) และขณะช่วงเวลา t_s นี้ แรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์จะเริ่มเพิ่มขึ้น และเกิดกำลังงานสูญเสียมากกว่าเมื่อมันนำกระแสขณะมีไบแอสอยู่



รูปที่ 2.35 กระแส และแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์ เมื่อเริ่มนำกระแส และเริ่มหยุดนำ

จากนั้นแรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในขณะที่ทรานซิสเตอร์กำลังยังคงนำกระแสอยู่ในช่วง t_r (Voltage Rise Time) เมื่อประจุสะสมในตัวทรานซิสเตอร์กำลังเริ่มลดลง กระแสที่คอลเล็กเตอร์จะเริ่มลดลง และใช้เวลาเท่ากับ t_f (Current Fall Time) ทรานซิสเตอร์กำลังจึงหยุดนำกระแส จะเห็นได้ว่ากำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในทรานซิสเตอร์กำลังในช่วงเวลา t_r และ t_f จะมีค่าสูงและเป็นช่วงที่ทรานซิสเตอร์กำลังเกิดกำลังงานสูญเสียมากที่สุดขณะทำงาน ช่วงเวลา $t_r + t_f$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเรียกว่า ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส (Turn Off Time) กำลังงานสูญเสียในขณะที่ทรานซิสเตอร์กำลังเริ่มหยุดนำกระแสตัวเองอาจประมาณได้จาก

$$PDSW = \frac{0.5V_{CC} \times IPK \times t_c}{T} \quad (2.15)$$

เมื่อ	PDSW	คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส
	V_{CC}	คือ แรงดันตกรวมทรานซิสเตอร์กำลังและหยุดนำกระแส
	TPK	คือ ค่ากระแสสูงสุดเมื่อเริ่มหยุดนำกระแส
	t_c	คือ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส ($t_c = t_{cr} + t_{cf}$)
	T	คือ ระยะเวลาการทำงานของทรานซิสเตอร์กำลัง

การทำให้กำลังสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส PDSW มีค่าน้อยที่สุดจะทำให้การใช้ทรานซิสเตอร์กำลังมีประสิทธิภาพสูงสุดและลดความร้อนที่จะเกิดขึ้นกับทรานซิสเตอร์กำลังขณะทำงานด้วย

2) วงจรขับกระแสไบแอส

ทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์เป็นอุปกรณ์ที่ต้องกระตุ้นการทำงานโดยการให้กระแสไบแอสที่ขาเบส เพื่อให้ นำกระแสและหยุดนำกระแสได้ และเป็นที่ยอมรับกันโดยทั่วไปว่าการลดประจุสะสมที่เกิดขึ้นในทรานซิสเตอร์กำลัง ดังนั้นการจับวงจรขับกระแสไบแอสที่ถูกต้องจะช่วยลดกำลังงานสูญเสียให้กับทรานซิสเตอร์กำลังได้เช่นกัน

วงจรขับกระแสไบแอสนั้นโดยทั่วไปจะทำได้ใน 2 ลักษณะใหญ่ๆ คือ วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่ (Fixed Base Drive) และวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเบสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์ (Proportional Base Drive) สำหรับคอนเวอร์เตอร์โดยทั่วไปที่ใช้ทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์และมีกำลังต่ำกว่า 500 วัตต์ มักนิยมใช้วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่ โดยวงจรขับกระแสจะให้กระแสเบสที่มีค่าคงที่ด้วยค่ากระแสที่มากพอที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์นำกระแสที่จุดอิ่มตัวอยู่ตลอดเวลาแต่วิธีนี้จะให้ค่าประจุสะสมในทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสค่อนข้างสูง และใช้เวลานานในการหยุดนำกระแส ในขณะที่วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนนั้นค่ากระแสไบแอสที่ขาเบสจะขึ้นอยู่กับค่าของกระแสที่ไหลผ่านคอลเล็กเตอร์ ประจุสะสมจะเกิดขึ้นน้อยการหยุดนำกระแสจะเป็นไปได้อย่างรวดเร็วแต่วงจรค่อนข้างยุ่งยาก และเสียค่าใช้จ่ายมากกว่า จึงมักนิยมใช้กับคอนเวอร์เตอร์ที่มีกำลังสูงๆ เท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3) วงจรขับกระแสไบแอสโดยใช้หม้อแปลงและเบเกอร์แคลมป์

เบเกอร์แคลมป์ (Baker Clamp) เป็นการจัดไดโอดทำงานร่วมกับทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์เพื่อป้องกันการเกิดประจุสะสมในขณะที่ทรานซิสเตอร์กำลังนำกระแส เมื่อประจุสะสมเกิดขึ้นน้อยทรานซิสเตอร์กำลังจึงหยุดนำกระแสได้อย่างรวดเร็วการใช้หม้อแปลงในวงจรขับกระแสหม้อแปลงจะเป็นแหล่งจ่ายกระแสสูงให้กับวงจรได้และเนื่องจากทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์ต้องการแรงดันตกคร่อมที่ขาเบสและอีมีเตอร์ขณะไบแอสเพียงแค่ 1 ถึง 1.8 โวลต์ ดังนั้นหม้อแปลงที่มีอัตราส่วนจำนวนรอบ 10:1 ถ้ามีแรงดันขดปฐมภูมิค่า 10 ถึง 18 โวลต์ และกระแสเพียง 300 มิลลิแอมป์ หม้อแปลงจะให้กระแสได้ถึง 3 แอมป์ การต่อวงจรขับกระแสไบแอสด้วยหม้อแปลง และเบเกอร์แคลมป์สามารถทำได้

2.11 มอสเฟตกำลัง

มอสเฟตกำลัง (MOSFET Power Transistor) สามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูง ตั้งแต่ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ ไปจนถึงประมาณ 200 หรือ 400 กิโลเฮิร์ตซ์ เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น และการพัฒนาในปัจจุบันมีแนวโน้มจะทำให้มอสเฟตกำลังทำงานได้ดีที่ความถี่สูงขึ้นไปอีกซึ่งจะเป็นผลดีในการลดขนาดของคอนเวอร์เตอร์ ในส่วนวงจรขับของมอสเฟตกำลังนั้นสามารถทำได้ง่ายโดยอาจขับมอสเฟตกำลังให้ทำงานได้จากไอซีควบคุมโดยตรง มอสเฟตกำลังจึงเข้ามาแทนที่ทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์อย่างรวดเร็วในการผลิตแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตชิ่งในตลาดอุตสาหกรรมปัจจุบัน

2.11.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของมอสเฟตกำลัง

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในมอสเฟตกำลังขณะทำงานจะเป็นไปได้ 2 ลักษณะเช่นเดียวกับทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์คือกำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะ และกำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสแต่สำหรับมอสเฟตกำลังจะมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแส และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสสั้นกว่าทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์มากเพราะตามโครงสร้างของมอสเฟตกำลังจะไม่มีประจุสะสมเกิดขึ้นจึงไม่มีปัญหาในลักษณะเดียวกับทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์จะมีค่าความต้านทานขณะมันนำกระแสค่อนข้างสูงการสูญเสียมอสเฟตกำลังขณะนำกระแสจึงสูงกว่าทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์

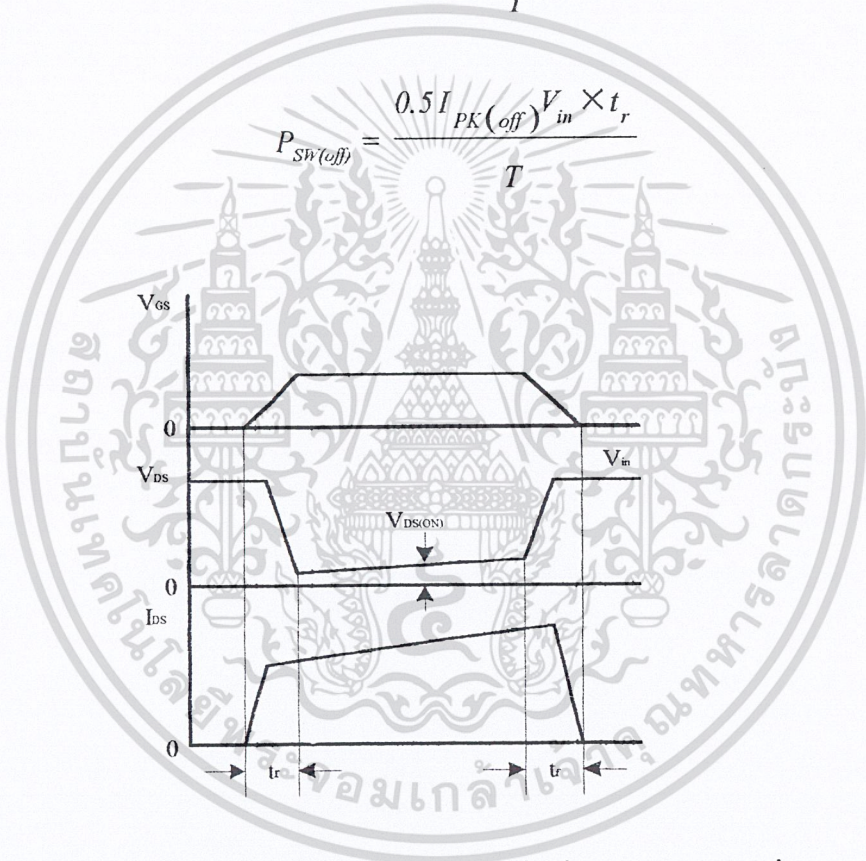
ถึงแม้ว่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแส และเริ่มหยุดนำกระแสของมอสเฟตกำลังจะค่อนข้างสั้น แต่โดยทั่วไปมอสเฟตกำลังมักถูกใช้งานที่ความถี่สูง การใช้งานที่ความถี่สูงกว่า 50 กิโลเฮิร์ตซ์ การคิดค่ากำลังงานสูญเสียขณะทำงานจำเป็นต้องนำค่ากำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะมาคิดด้วย และเนื่องจากช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส กับช่วงเวลาเริ่มนำกระแส ของมอสเฟตกำลังมีค่าใกล้เคียงกัน เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จึงต้องนำมาคิดทั้งสองช่วงเวลาด้วย ดังนั้นกำลังงานสูญเสียของมอสเฟตกำลังขณะทำงาน P_D จะมีค่าเท่ากับ

$$P_D = P_{SW(on)} + P_{SW(off)} + PC \tag{2.16}$$

$$P_{SW(on)} = \frac{0.5 I_{PK(on)} V_{in} \times t_r}{T} \tag{2.17}$$

$$P_{SW(off)} = \frac{0.5 I_{PK(off)} V_{in} \times t_r}{T} \tag{2.18}$$



รูปที่ 2.36 กระแส และแรงดันตกคร่อมมอสเฟตกำลังเมื่อเริ่มนำกระแส และเริ่มหยุดนำกระแส

$$PC = I_{Drms}^2 \times R_{DS(on)} (Tj) \tag{2.19}$$

- เมื่อ $P_{SW(on)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของมอสเฟตกำลัง
- $P_{SW(off)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแสของมอสเฟตกำลัง
- P_C คือ กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสของมอสเฟตกำลัง
- $I_{PK(on)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

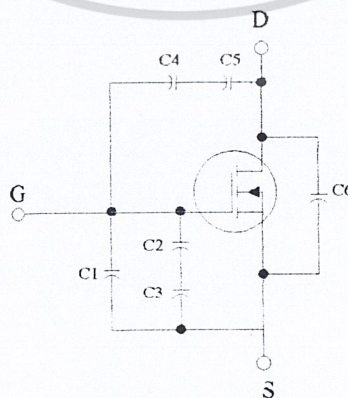
- $I_{PK(on)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส
- I_{Drms} คือ ค่ากระแส rms ที่ไหลผ่านมอสเฟตกำลังขณะทำงาน
- $R_{DSON}(T_j)$ คือ ค่าความต้านทานระหว่างเดรนอิสระที่อุณหภูมิรอยต่อสูงสุด
ขณะทำงานของมอสเฟตกำลัง
- t_r คือ ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสของมอสเฟตกำลัง
- t_f คือ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสของมอสเฟตกำลัง

2.11.2 เจ็อนไขของวงจรขับมอสเฟตกำลัง

การขับมอสเฟตกำลังให้นำกระแสที่แตกต่างจากการขับกระแสไบแอสในทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์เนื่องจากมีเงื่อนไขไบแอสที่แตกต่างกันสำหรับทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์กระแสจะไหลผ่านคอนดักเตอร์และอิมิตเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อ มีกระแสไบแอสไหลผ่านที่เบสและอิมิตเตอร์แต่มอสเฟตกำลังจะมีกระแสไหลผ่านเดรน และซอร์สได้ก็ต่อเมื่อแรงดันตกคร่อมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าอย่างต่ำเท่ากับค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threskold Voltage) ของมันแต่ใช้กระแสต่ำการขับมอสเฟตกำลังให้นำกระแสจึงทำได้ง่าย และยุ่งยากน้อยกว่าทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์มาก

1) ค่าความจุไฟฟ้าด้านอินพุต

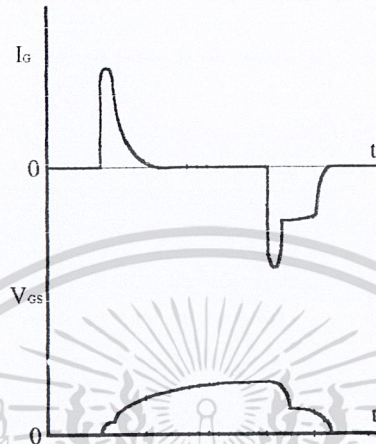
ตัวเก็บประจุเหล่านี้ บังคับให้มอสเฟตกำลังต้องเก็บประจุเข้าไปที่ตัวเก็บประจุเสียก่อน เพื่อให้แรงดันตกคร่อมที่ขาเกต V_{GS} มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงค่าแรงดันขีดเริ่มมอสเฟตกำลังจึงจะเริ่มนำกระแส ในทางกลับกันการหยุดการนำกระแสของมอสเฟตกำลังจะต้องทำให้ตัวเก็บประจุคายประจุออกไปจนแรงดันตกคร่อมที่ขาเกต V_{GS} มีค่าลดลงต่ำกว่าค่าแรงดันขีดเริ่ม มอสเฟตกำลังจึงหยุดนำกระแส ลักษณะของกระแสและแรงดันที่ขาเกตดังในรูปที่ 2.29



รูปที่ 2.37 ตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่างๆ ภายในตัวมอสเฟตกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

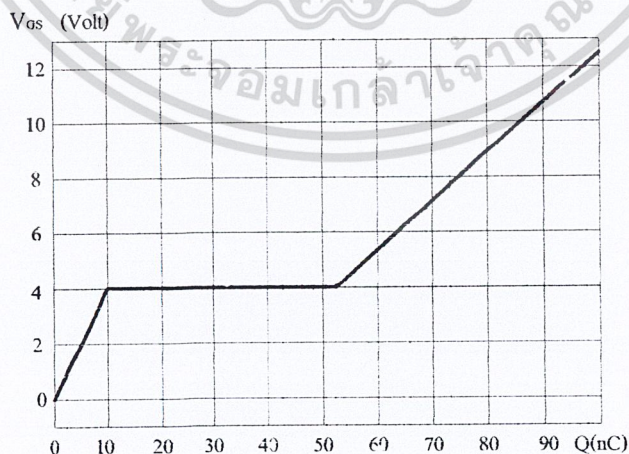
โดยทั่วไปแล้วค่าความจุของตัวเก็บประจุในตัวมอสเฟตกำลังนี้เองจะเป็นตัวกำหนดความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของมัน



รูปที่ 2.38 แรงดัน และกระแสที่ขาเกตขณะมอสเฟตกำลังถูกไบแอสให้นำกระแส

2) การกำหนดเวลาในการเปลี่ยนสถานะ

ปกติแล้วผู้ผลิตมักจะให้กราฟของค่าแรงดัน V_{GS} ที่เพิ่มขึ้นในขณะที่ค่าประจุสะสมที่ขาเกตเพิ่มขึ้น หรือเรียกว่า Gate Charge Chart มาในรายละเอียดข้อมูลของอุปกรณ์ด้วยกราฟนี้มีประโยชน์มากในการคำนวณค่ากระแสไบแอสเกต และเวลาในการเปลี่ยนสถานะของมอสเฟตกำลัง



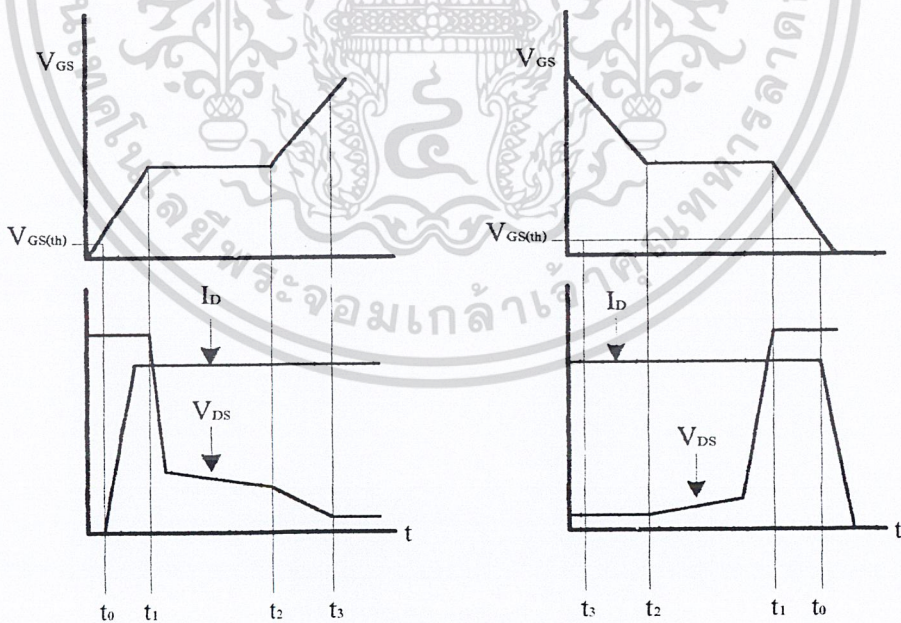
รูปที่ 2.39 กราฟของ Gate Charge Chart

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลักษณะของกราฟจะแบ่งออกได้เป็น 3 ช่วง ตามผลของประจุที่เพิ่มขึ้นคือ

- 1) ช่วงเวลาหน่วงก่อนเริ่มนำกระแส (Turn On Delay) t_0
- 2) ช่วงเวลาเริ่มนำกระแส (Rise Time) t_0 ถึง t_2
- 3) ช่วงเวลาสะสมประจุส่วนเกิน (Excess Charge Time) t_2 ถึง t_3

เมื่อมอสเฟตกำลังเริ่มเก็บประจุที่ขาเกต จนกระทั่งช่วงเวลาหน่วงก่อนเริ่มนำกระแสเมื่อแรงดันที่ขาเกตมากกว่า แรงดันขีดเริ่ม ($V_{GS(th)}$) จึงเริ่มมีกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านเดรน และซอร์ส V_{DS} จึงมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วจากค่าแรงดันที่ประมาณ 90 เฟอร์เซ็นต์ จนเหลือเพียง 10 เฟอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันตกคร่อม V_{DS} สูงสุดมอสเฟตกำลังจะนำกระแสได้อย่างเต็มที่ในช่วงเวลาเริ่มนำกระแส t_1 ถึง t_2 นี้เอง และแรงดันตกคร่อมที่ขาเกต V_{GS} จะคงที่ จนกว่ามอสเฟตกำลังจะสามารถนำกระแสได้อย่างเต็มที่ ในช่วงเวลาสะสมประจุส่วนเกิน ค่าความต้านทานระหว่างเดรน และซอร์สจะมีค่าลดลงได้เรื่อย หากปล่อยให้มีการสะสมประจุค่อยๆ ไปในช่วงเวลา t_2 ถึง t_3 แต่ประจุสะสมที่เพิ่มขึ้นจะทำให้เกิดการหน่วงขณะเริ่มหยุดนำกระแส เนื่องจากมอสเฟตกำลังจะต้องใช้เวลามากในการคายประจุส่วนเกินนี้ทิ้งไป ดังนั้นการขับมอสเฟตกำลังที่ขาเกตด้วยแรงดันสูงเกินความจำเป็น จะทำให้ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสเพิ่มขึ้นซึ่งเป็นผลเสีย



รูปที่ 2.40 การซาร์จประจุที่ขาเกตตามเวลาที่มีผลต่อการเริ่มนำกระแส และผลเมื่อเริ่มหยุดนำกระแสของมอสเฟตกำลัง

เนื่องจากมอสเฟตกำลังไม่เกิดประจุสะสมขึ้นขณะนำกระแส การหยุดนำกระแสของ มอสเฟตกำลังจึงทำได้ง่าย ๆ ด้วยการคายประจุที่ขาเกตทิ้งไปเช่นเดียวกับขณะเริ่มนำกระแส และถ้าขนาดกระแสเพื่อชาร์จประจุ และคายประจุมีค่าเท่ากันช่วงเวลาเริ่มนำกระแส และช่วงเริ่มหยุดนำกระแส จะมีค่าเท่ากันด้วย ยกเว้นหากมีประจุสะสมในช่วงเวลา t_2 ถึง t_3 การหยุดนำกระแสจะมีช่วงเวลาดำเนินการเพิ่มขึ้น เนื่องจากต้องใช้เวลาดำเนินการในการคายประจุส่วนเกินทิ้งไป

2.11.3 วงจรขับมอสเฟตกำลังด้วย TTL

การขับมอสเฟตกำลังจากไอซี TTL โดยตรงนั้นเป็นไปได้ แต่ไอซี TTL มีขีดจำกัดในการจ่าย และรับกระแสของมันที่เอาต์พุตซึ่งจะมีผลโดยตรงต่อความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของ มอสเฟตกำลัง และทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียสูงได้ การต่อวงจรขับมอสเฟตกำลังด้วยไอซี TTL จึงจำเป็นต้องเพิ่มอุปกรณ์อื่นๆ เพื่อช่วยให้เกิดการเปลี่ยนแปลงสถานะของมอสเฟตกำลังเป็นไปได้อย่างรวดเร็ว

การต่อพูล์อัพรีซิสเตอร์เข้าช่วยจะทำให้มีแรงดันสูงพอที่จะขับมอสเฟตกำลังให้ทำงานและการหยุดนำกระแสของมอสเฟตกำลังเป็นไปได้เร็วอย่างไรก็ตามความเร็วขณะเริ่มนำกระแสยังมีค่าจำกัดอยู่ เนื่องจากกระแสยังถูกจำกัดด้วยความต้านทานพูล์อัพ

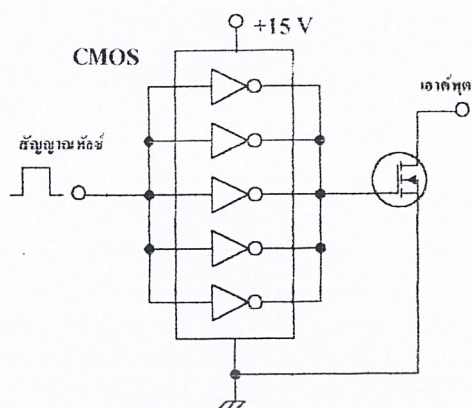
การต่อทรานซิสเตอร์เพิ่มเข้ามา ทรานซิสเตอร์จะช่วยจ่ายกระแสได้มากขึ้นทำให้ความเร็วขณะเริ่มนำกระแสของมอสเฟตกำลังดีขึ้น และลดกำลังงานสูญเสียในตัวไอซี TTL ด้วยเพื่อให้การคายประจุที่ขาเกตเป็นไปได้อย่างรวดเร็ว การเพิ่มทรานซิสเตอร์เข้ามาในวงจรอีก 1 ตัว ก็จะทำให้ความเร็วในขณะเริ่มหยุดนำกระแสเป็นไปได้อย่างรวดเร็วมากขึ้น

ทรานซิสเตอร์ที่ใช้สามารถใช้ทรานซิสเตอร์กำลังต่ำ เช่น 2N2222AA และเบอร์ 2N2907 ก็สามารถทำให้วงจรขับจ่าย และรับกระแสได้ถึง 800 มิลลิแอมป์

2.11.4 วงจรขับมอสเฟตกำลังด้วย CMOS

มอสเฟตกำลังสามารถต่อโดยตรงเข้ากับไอซีชนิด CMOS ได้ ไอซี CMOS มาตรฐานเช่นตระกูล 1400 จะมีเอาต์พุตเป็นเฟตในลักษณะคอมพลิเมนต์ารี N และ P Channel อยู่แล้ว ไอซีตระกูล 14000 สามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยงตั้งแต่ 3 โวลต์ ถึง 18 โวลต์ โดยทั่วไปแรงดันไฟเลี้ยงที่ 12 โวลต์ ถึง 15 โวลต์ จะเหมาะสมสำหรับการใช้มอสเฟตกำลัง

สำหรับการขับมอสเฟตกำลังที่ต้องนำกระแสสูงๆ การต่อ CMOS ในลักษณะขนานกันจะสามารถเพิ่มกระแสที่ขาเกต และทำให้ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของมอสเฟตกำลังเป็นไปได้เร็วขึ้น



รูปที่ 2.41 การขับมอสเฟตกำลังให้นำกระแสด้วยไอซี CMOS โดยตรง

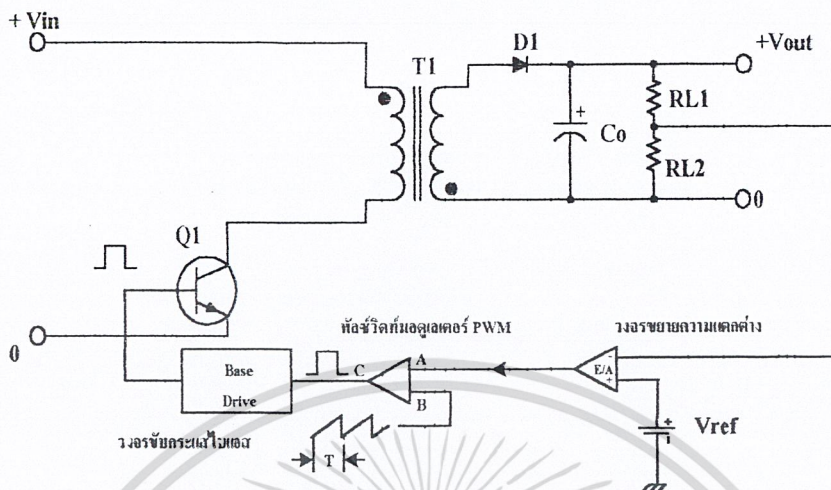
2.12 วงจรควบคุมสำหรับแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตชิ่ง

เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์เกือบทุกแบบ จะคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้ด้วยการควบคุมช่วงเวลา นำกระแส (t_{ON}) ของทรานซิสเตอร์กำลัง ดังนั้นวงจรควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์โดยทั่วไปจึงมักนิยมใช้เทคนิคพัลส์สวิตช์มอดูเลชัน (Pulse Wide Modulation) หรือ PWM เป็นหลักการใช้ PWM เมื่อควบคุมช่วงเวลา นำกระแสของทรานซิสเตอร์กำลังในคอนเวอร์เตอร์ สามารถทำได้ในสองลักษณะการทำงานของวงจรควบคุมคือ ในโหมดควบคุมจากแรงดัน และโหมดควบคุมจากกระแส

2.12.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน (Voltage Mode Control)

การทำงานของวงจรควบคุมใน โหมดนี้จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าของแรงดันที่เอาต์พุตมาควบคุมช่วงเวลา นำกระแสของทรานซิสเตอร์กำลัง เพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุตเป็นหลัก วงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมใน โหมดควบคุมจากแรงดันจะเป็นดังรูปที่ 2.34

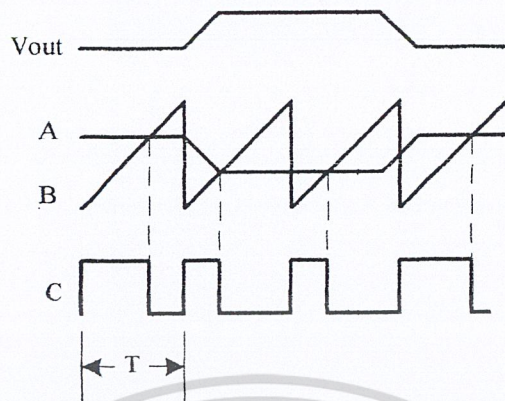
วงจรควบคุมจะอาศัยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาต์พุต และเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} ของวงจร เพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยาย โดยวงจรขยายความแตกต่าง E/A ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจร PWM โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ตำแหน่ง A จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อยที่ตำแหน่ง B ของ PWM อีกครั้งหนึ่ง



รูปที่ 2.42 วงจรสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดัน

เอาต์พุตที่ได้จากวงจร PWM จะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งมีค่าคาบเวลาคงที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อย และมีความกว้างของพัลส์ซึ่งเปลี่ยนแปลงไปตามผลมอดูเลชันของค่าแรงดันที่ตำแหน่ง A และ B ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองที่จะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลานำกระแสของทรานซิสเตอร์กำลังในคอนเวอร์เตอร์

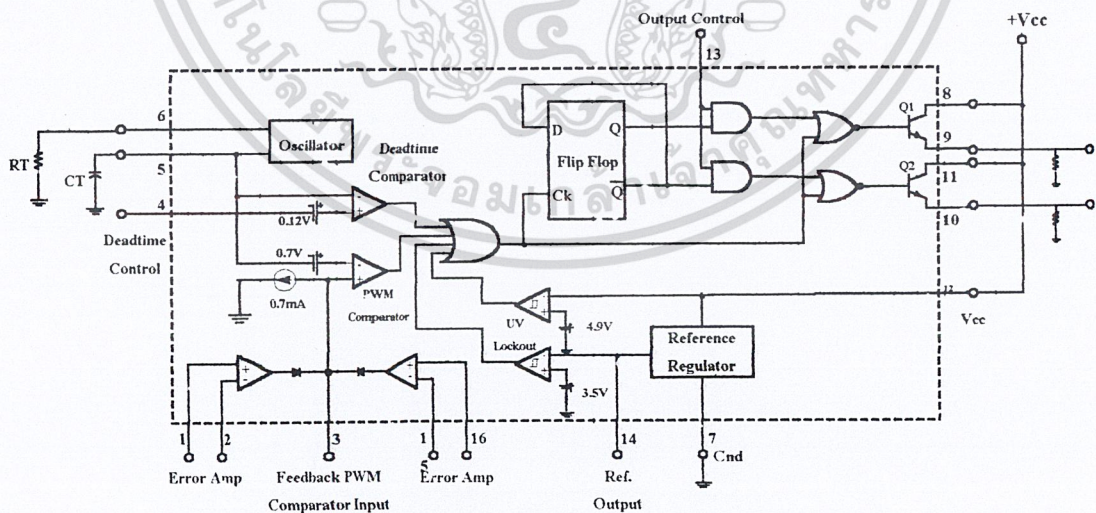
เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ขาอินเวอร์ตซึ่งผลต่างของแรงดันเอาต์พุต และแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟส 180° กล่าวคือ เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่ามากขึ้น แรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าลดลงด้วย และช่วงเวลานำกระแสของทรานซิสเตอร์กำลัง t_{ON} ก็จะมีค่าลดลง ถ้าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง แรงดันที่จุด A จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าเพิ่มขึ้น t_{ON} ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้คอนเวอร์เตอร์สามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตเอาไว้ได้ ลักษณะรูปคลื่นแรงดันขณะวงจรทำงานจะเป็นดังรูปที่ 2 ตัวอย่างไอซีที่ใช้ควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดัน



รูปที่ 2.43 ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของ PWM ซึ่งเป็นผลมาจากการมอดูเลตสัญญาณป้อนกลับ และสัญญาณฟันเลื่อย

1) ไอซีเบอร์ TL494 สำหรับโหมดควบคุมจากแรงดัน

ไอซีเบอร์ TL 494 เป็นไอซีที่ออกแบบมาเพื่อใช้ควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ โดยทำงานโดยโหมดควบคุมจากแรงดันซึ่งจะได้นำมาเป็นตัวอย่างการทำงานสำหรับวงจรควบคุมด้วยวิธีควบคุมจากแรงดัน โครงสร้างภายในและการจัดขาของ TL 494



รูปที่ 2.44 โครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซี TL494

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

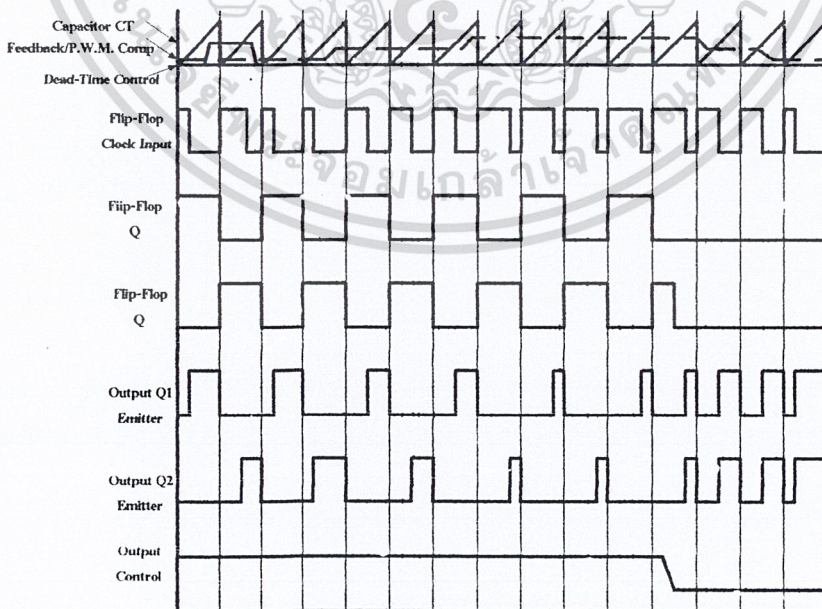
2) การกำหนดคาบเวลาทำงาน

วงจรของ TL494 เป็นวงจร PWM ที่มีความถี่คงที่ คาบเวลาการทำงานของเอาต์พุตพัลส์ กำหนดโดยค่าของ R_T และ C_T จากภายนอกที่ขา 6 และขา 5 ของไอซี ค่าคาบเวลาการทำงานจะกำหนดได้จาก

$$T = \frac{R_T C_T}{1.1} \tag{2.20}$$

3) การทำงานของไอซีในการคงค่าแรงดันของคอนเวอร์เตอร์

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซี จะ ได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณพัลส์ฟันเลื่อยที่ ขา S กับแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง (Error Amp) ทั้ง 2 ตัวที่ PWM Comparator ส่วน NOR เกทที่ควบคุมทรานซิสเตอร์เอาต์พุต Q1 และ Q2 จะทำงานก็ต่อเมื่อขา CK ของ Flip-Flop อยู่ในสถานะ “Low” เท่านั้น ซึ่ง CK จะเป็น “Low” ได้ก็ต่อเมื่อแรงดันของสัญญาณฟันเลื่อยมีค่ามากกว่าแรงดันที่มาจาก Error Amp ทั้ง 2 ตัว นั่นคือแรงดันป้อนกลับจากเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์หากมีค่าสูงขึ้น ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะลดลง ในทางกลับกัน แรงดันป้อนกลับหากมีค่าลดลง ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของ ไอซีจะเพิ่มขึ้น



รูปที่ 2.45 คลื่นลักษณะการทำงานของ TL494

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีนี้สามารถกำหนดให้มีค่าสูงหรือมีค่าเท่ากับศูนย์ได้ด้วย การเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขา 3 จาก 0.5 โวลต์ จนถึง 3.5 โวลต์ ส่วน Error Amp ทั้งสองตัวจะมีช่วงของอินพุตคอมมอนโหมด ตั้งแต่ -0.3 ถึง $(V_{cc} - 2)$ และสามารถใช้ตรวจจับแรงดันหรือกระแสที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ได้ Error Amp ทั้ง 2 ตัวจะให้เอาต์พุตในลักษณะให้สถานะ “High” โดยต่อกันอยู่ในลักษณะ OR ที่ขา Non-inverting ของ PWM Comparator การต่อกันในลักษณะนี้ Error Amp ตัวที่ทำให้เกิดความกว้างเอาต์พุตพัลส์ต่ำสุด จะเป็นตัวควบคุมความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซี

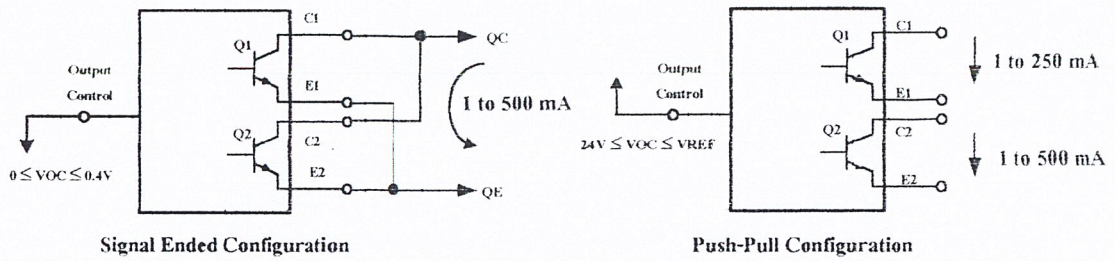
4) การกำหนดค่าเวลาเพื่อ T_D

TL 494 สามารถให้ผู้ใช้งานกำหนดค่าเวลาเพื่อ t_D ของวงจรได้เอง ด้วยการต่อแรงดันระหว่าง 0 ถึง 3.3 โวลต์ที่ขา 4 ของไอซี อย่างไรก็ตาม หากแรงดันที่ขา 4 มีค่าเท่ากับ 0 โวลต์ ค่าเวลาเพื่อต่ำสุดของไอซีจะไม่ต่ำกว่า 4 เปอร์เซ็นต์ของคาบเวลาการทำงานเนื่องจากมีแรงดันออฟเซต 120 มิลลิโวลต์ต่อยู่ภายใน ดังนั้นช่วงเวลา t_{ON} สูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากไอซีจะเท่ากับ 48% ของคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 (Output Control) เข้ากับขา 14 ($+5V_{ref}$) และมีค่าเท่ากับ 96% ของคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 ลงกราวด์

5) การเลือกใช้ Q1 และ Q2 ที่เอาต์พุตของไอซี

เอาต์พุต Q1 และ Q2 ของไอซีสามารถทำงานได้ 2 โหมด คือ ทำงานพร้อมกัน หรือสลับกันทำงาน ซึ่งสามารถเลือกการทำงานได้ที่ขา 13 (Output Control) โดยขณะที่ CT คิศจารจ์เอาต์พุตของ Dead-Time Comparator จะให้พัลส์ออกมา CK จะมีสถานะเป็น “High” โดยการต่อเข้ากับขา 4 ($+5V_{ref}$) Q1 และ Q2 จะสลับกันทำงานตามจังหวะของ Flip-Flop เพื่อใช้ขับคอนเวอร์เตอร์แบบพุช-พูล ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะเป็น 2 เท่าของคาบเวลาสัญญาณพื้นฐานของไอซี แต่ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น “Low” โดยการต่อลงกราวด์ (ยกเลิก Flip-Flop) Q1 และ Q2 จะทำงานพร้อมกันและสามารถขนาน Q1 และ Q2 เข้าด้วยกันได้ ถ้าต้องการให้นำกระแสได้มากขึ้น ในกรณีคาบเวลาการทำงานจะมีค่าเท่ากับคาบเวลาของสัญญาณพื้นฐานของไอซี (ช่วงเวลานำกระแสสูงสุดเท่ากับ 93% ของคาบเวลา)

TL 494 ต้องการไฟเลี้ยงในช่วง $7 \leq V_{CC} \leq 40$ โวลต์ มีแรงดันอ้างอิงภายใน $V_{ref} = 5$ โวลต์ และสามารถจ่ายกระแสได้ถึง 10 มิลลิแอมป์เพื่อใช้กับวงจรภายนอกได้ โดยมีค่าความถูกต้อง $\pm 1.5\%$ ความคลาดเคลื่อนทางอุณหภูมิมีค่าน้อยกว่า 50 มิลลิโวลต์เมื่อทำงานในช่วง 0 ถึง 70°C

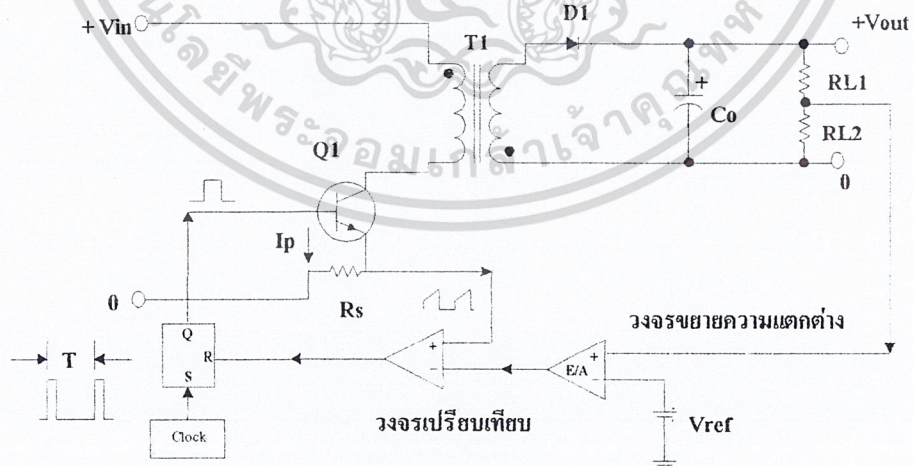


รูปที่ 2.46 การเลือกใช้เอาต์พุตของ TL 494

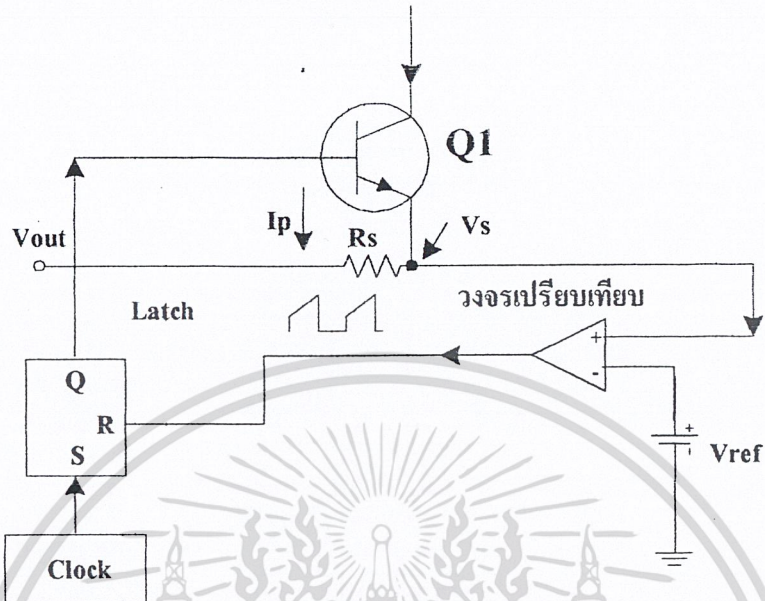
2.12.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมกระแส

การคงค่าแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ ด้วยวงจรควบคุมในโหมดควบคุมกระแส มีข้อดีหลายประการนอกเหนือจากโหมดควบคุมแรงดัน จึงเป็นวงจรควบคุมอีกแบบหนึ่งที่นิยมใช้กันมากอย่างไรก็ตามเนื่องจากวงจรควบคุมในโหมดควบคุมกระแสก็ยังต้องใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชันเช่นกัน

เพื่อให้ง่ายแก่การพิจารณาการทำงานของวงจร เราจะแยกพิจารณาการทำงานของวงจรควบคุมด้วยการตัดวงจรขยายความแตกต่าง E/A ออกไปก่อน และกำหนดขาอินเวอร์เตอร์ของวงจรเปรียบเทียบให้ต่อเข้ากับแรงดันอ้างอิง V_{ref} ดังรูปที่ 2.39 วงจร Latch จะทำงานโดยขา Q ของวงจร Latch จะมีสถานะเป็น “High” เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา S และขา Q จะมีสถานะเป็น “Low” เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา R



รูปที่ 2.47 วงจร ควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมกระแส



รูปที่ 2.48 ควบคุมเมื่อตัดวงจรขยายความแตกต่างออกและกำหนดแรงดันอ้างอิง V_{ref} ที่ขาอินเวอร์ตของวงจรเปรียบเทียบแทน

เมื่อวงจรทำงาน วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกาจะให้กำเนิดสัญญาณนาฬิกาที่มีคาบเวลาคงที่ไปกระตุ้นที่ขา S ของวงจร Latch ขา Q จึงมีสถานะเป็น “High” ทรานซิสเตอร์กำลัง Q1 ก็จะเริ่มนำกระแส เมื่อ Q1 นำกระแสจะมีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านขดลวดลูปภูมิและตัวต้านทาน R_s ที่ต่ออนุกรมไว้กับ Q1 ทำให้เกิดแรงดัน V_s ตกคร่อมที่ตัวต้านทาน R_s ด้วย

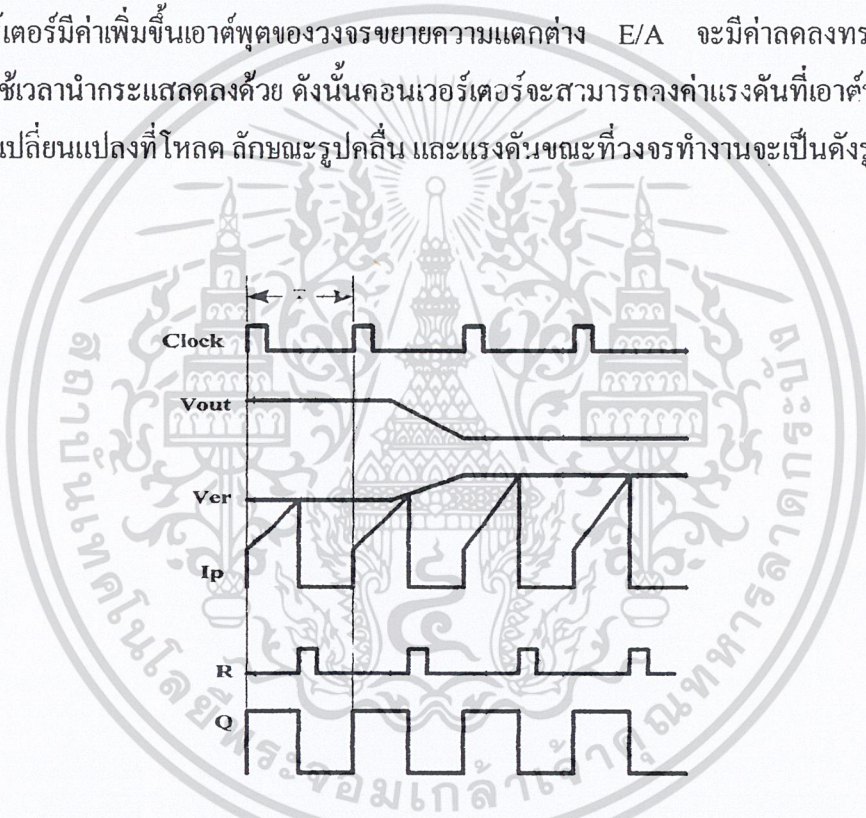
แรงดันตกคร่อม R_s ที่เกิดขึ้นจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} โดยวงจรเปรียบเทียบ ดังนั้นเมื่อค่าของ V_s เพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าค่าของแรงดันอ้างอิง V_{ref} เอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบจะมีสถานะเป็น “High” และไปกระตุ้นที่ขา R ของวงจร Latch ทำให้ขา Q มีสถานะเป็น “Low” และทรานซิสเตอร์กำลัง Q1 จะหยุดนำกระแส จนกว่าที่ขา S ของวงจร Latch จะได้รับการกระตุ้นจากสัญญาณนาฬิกาอีกครั้ง

จะเห็นได้ว่าความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ที่ขา Q ของวงจร Latch จะถูกควบคุมโดยค่าของแรงดัน V_s ที่ตกคร่อมตัวต้านทาน R_s นั่นเอง ถ้าค่าแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้นแรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าแรงดันอ้างอิง V_{ref} ได้เร็วขึ้นด้วย ทำให้ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ลดลง ทรานซิสเตอร์กำลังจะมีช่วงเวลานำกระแสน้อยลง ในทางกลับกัน ถ้าแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าลดลง แรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้นได้ช้า ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์จึงเพิ่มขึ้น ทรานซิสเตอร์กำลังจะมีช่วงเวลานำกระแสมากขึ้นด้วย จะเห็นได้ว่าเมื่อโหลดคงที่ คอนเวอร์เตอร์

จะสามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้ โดยไม่ต้องอาศัยการป้อนกลับแรงดันที่เอาต์พุตเลย ทำให้คอนเวอร์เตอร์ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดัน อินพุตได้อย่างรวดเร็ว

พิจารณาวงจรควบคุมในรูปที่ 2.40 เมื่อต้องวงจรถายความแตกต่าง E/A เพิ่มเข้ามา วงจรในลักษณะนี้เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง เอาต์พุตของวงจรถายความแตกต่าง E/A จะมีค่ามากขึ้น ทรานซิสเตอร์กำลังจะใช้เวลานานกระแสมากขึ้นด้วย เพื่อให้ค่าแรงดัน V_s มากกว่า

แรงดันที่เอาต์พุตของวงจรถายความแตกต่าง E/A ในทางกลับกัน เมื่อแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้นเอาต์พุตของวงจรถายความแตกต่าง E/A จะมีค่าลดลงทรานซิสเตอร์กำลังจึงใช้เวลานานกระแสดลดลงด้วย ดังนั้นคอนเวอร์เตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตเอาไว้ได้เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงที่โหลด ลักษณะรูปคลื่น และแรงดันขณะทำงานจะเป็นดังรูปที่ 2.41



รูปที่ 2.49การทำงานที่จุดต่างๆ ของวงจรถควบคุมในโหมคควบคุมกระแส

จากลักษณะการทำงานดังกล่าว ทำให้วงจรควบคุมจากกระแสมีข้อดีมากกว่าวงจรถควบคุมในโหมคควบคุมจากแรงดัน ดังนี้คือ

- 1) ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้รวดเร็วกว่า และทำให้ลดปัญหาการคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตเมื่อเกิดทรานเซียนส์และการกระเพื่อมของแรงดันสูงที่แรงดันอินพุต เพราะไม่ต้องรอสัญญาณป้อนกลับจากเอาต์พุต
- 2) สามารถป้องกันกระแสไหลล้นเกินได้ด้วยการทำให้จำกัดค่ากระแสสูงสุดที่ขดปฐมภูมิใน

ลักษณะของพัลส์ต่อพัลส์อย่างรวดเร็ว

2.13 ไอ.ซี. เบอร์ 555 (The 555 IC)

ไอ.ซี. เบอร์ 555 เป็นวงจรรวมที่สามารถสร้างเป็นวงจรตั้งเวลา (Timer) และสร้างเป็นวงจรมัลติไวเบรเตอร์แบบต่าง ๆ ได้ เช่น โมโนสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ วงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ หรือ วงจรกำเนิดสัญญาณแรมป์ และวงจรตั้งเวลา (Sequential Timer) ฯลฯ โครงสร้างภายในของ ไอ.ซี. เบอร์ 555 ประกอบไปด้วยออปแอมป์ที่ทำหน้าที่เป็นวงจรเปรียบเทียบแรงดัน (Comparator) 2 ตัว ฟลิปฟลอป (Flip-Flop) และอินเวอร์เตอร์ 1 ตัว การออกแบบวงจรต่าง ๆ นั้นทำได้ง่าย โดยการคำนวณค่าตัวต้านทานและตัวเก็บประจุเพื่อต่อประกอบกับวงจรภายนอก

วงจรภายในของ ไอ.ซี. เบอร์ 555 ขา 8 เป็น V_{CC} และขา 1 เป็น GND มีวงจรแบ่งแรงดันโดย R_1, R_2, R_3 ต่ออยู่ เพื่อป้องกันให้กับวงจรเปรียบเทียบแรงดันตัวที่ 1 และตัวที่ 2 เอาต์พุตป้อนให้ RS-Flip-Flop ซึ่งต่อเอาต์พุตผ่านทรานซิสเตอร์ 2 ตัว และวงจรกลับสัญญาณจาก Data sheet ของ IC เบอร์ 555 สามารถป้อนแรงดัน V_{CC} ได้ระหว่าง 4.5 V ถึง 18 V และที่ขาเอาต์พุต (ขา 3) ต่อกระแสได้สูงสุด 200 mA ลักษณะภายนอกมี 2 แบบ คือ เป็นแบบ Dip ตัวถึงพลาสติกมี 8 ขา และแบบ Can ตัวถึงเป็นกระป๋องโลหะมี 8 ขา เช่นเดียวกัน

2.13.1 วงจรโมโนสเตเบิลที่ใช้ ไอ.ซี. เบอร์ 555

วงจรเบื้องต้นที่ใช้ ไอ.ซี. เบอร์ 555 สร้างเป็นวงจรโมโนสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ โดยต่อ V_{CC} เข้าที่ขา 8 และ GND ที่ขา 1 ป้อนสัญญาณกระตุ้นอินพุต (Input Trigger) เข้าที่ขา 2 (ขา Trigger) และ V_0 คือ ขา 3 (Output) ของวงจร ต่อขา Reset (ขา 4) เข้ากับ V_{CC} ต่อ C_A เข้ากับขา Discharge และขา Threshold (ขา 7 และ ขา 6) และต่อ R_A เพิ่ม 1 ตัวที่ V_{CC} เพื่อให้ C_A ได้เก็บประจุผ่าน R_A จากภายนอก

การทำงานของวงจร โมโนสเตเบิล แบ่งออกเป็น 3 ขั้นตอนคือ

1. สถานะก่อนการกระตุ้น (Initial state)
2. สถานะขณะที่มีการกระตุ้น (Triggered state)
3. สถานะสุดท้ายหลังจากมีการกระตุ้น (Final state)

สถานะก่อนการกระตุ้น

ที่ขา 2 (ขา Trigger) ของ ไอ.ซี. อยู่ในสภาวะแรงดันสูง = $V_{CC(\text{high})}$

- ออปแอมป์เปรียบเทียบแรงดันตัวที่ 2 มีเอาต์พุตเป็น Low เพราะขา 2 เป็น high และแรงดันที่ขาบวกของ ออปแอมป์ คือ V_{R3}

$$\begin{aligned} V_{R3} &= V_{CC} * R_3 / R_1 + R_2 + R_3 \\ &= 1/3 * V_{CC} \end{aligned} \quad (2.21)$$

ดังนั้น $V_{R3} = V_{CC}/3$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอาต์พุตของออปแอมป์เปรียบเทียบกับแรงดันที่ 1 เป็น Low เพราะว่าขา 6 เป็น Low และแรงดันที่ขา 7 ของออปแอมป์ คือ $V_{(R2+R3)}$

- เอาต์พุตของ RS ฟลิปฟลอปที่ Q เป็น high
- Q_1 เท่ากับ on เพราะเอาต์พุตของฟลิปฟลอปเป็น high
- C_A จะคายประจุ เพราะว่า $Q_1 = \text{on}$
- ที่ขา 6 และขา 7 ของไอซี. จะเป็น low เพราะว่า Q ของฟลิปฟลอปเป็น high

สถานะขณะที่มีการกระตุ้น

- เมื่อมีสัญญาณกระตุ้นเข้าที่ขา 2 คือขาของออปแอมป์เปรียบเทียบกับแรงดันตัวที่ 2 ทำให้แรงดันขา 6 ต่ำกว่าแรงดันขา 7 ของออปแอมป์
- เอาต์พุตของออปแอมป์เปรียบเทียบกับแรงดันตัวที่ 2 จะเป็น high
- RS ฟลิปฟลอปทำงานในสถานะ Set, $Q = \text{Low}$ ทำให้เอาต์พุตที่ขา 3 เป็น high
- Q_1 จะสวิทช์ปิด off เพราะว่าเอาต์พุต Q ของฟลิปฟลอปเป็น Low
- เมื่อ $Q_1 = \text{off}$, C_A ที่ต่อกับขา 6 และ 7 จะเก็บประจุผ่าน R_A
- เมื่อสัญญาณกระตุ้นที่ขา 2 หหมดไป ออปแอมป์เปรียบเทียบกับแรงดันตัวที่ 2 จะให้เอาต์พุตเป็น Low

สถานะสุดท้ายหลังจากมีการกระตุ้น

- เอาต์พุตของออปแอมป์เปรียบเทียบกับแรงดันตัวที่ 1 เป็น Low จนกระทั่งแรงดันตกคร่อม C_A (ที่ต่อกับขา 6) เท่ากับ $V_{(R2+R3)} = \frac{2}{3} \cdot V_{CC}$ จะทำให้ออปแอมป์เปรียบเทียบกับแรงดันตัวที่ 1 มีเอาต์พุตเป็น high
- ฟลิปฟลอปจะให้เอาต์พุตเป็น high (สถานะ Reset) อีกครั้งหนึ่ง เนื่องจากได้รับแรงดัน high จากออปแอมป์ตัวที่ 1
- Q_1 จะสวิทช์ on จากแรงดัน high ของฟลิปฟลอป
- C_A จะคายประจุ โดย Q_1 และแรงดันที่ขา 6 และ 7 จะลดลง
- แรงดันเอาต์พุตที่ขา 3 จะเปลี่ยนเป็น Low เพราะเอาต์พุตของฟลิปฟลอปเป็น high
- ออปแอมป์เปรียบเทียบกับแรงดันตัวที่ 1 มีเอาต์พุตเป็น Low อีกครั้ง ทำให้แรงดันที่ขา 6 ต่ำกว่า $V_{(R2+R3)}$ ทำให้ฟลิปฟลอปอยู่ในสถานะ Reset
- สถานะสุดท้ายของ โมโนสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์เหมือนกันกับสถานะก่อนมีการกระตุ้นขณะที่วงจรพร้อมที่จะรับสัญญาณกระตุ้นอีกครั้ง

วงจรโมโนสเตเบิลที่ใช้ไอซี. เบอร์ 555 นี้ การกำหนดความกว้างของสัญญาณพัลส์ (PW)

ขึ้นอยู่กับค่า R_A และ C_A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบวงจรโมนอสเตเบิลที่ใช้ไอซี. เบอร์ 555

วงจรโมนอสเตเบิลนั้น ถ้ากำหนดให้แหล่งจ่ายไฟฟ้ามีค่าเท่ากับ V_{CC} จะทำให้ค่า $V_{R3} = 1/3 \cdot V_{CC}$ และ $V_{(R2-R3)} = 2/3 \cdot V_{CC}$ และเมื่อวงจรได้รับการกระตุ้น, C_A จะเก็บประจุจนแรงดันตกคร่อมเท่ากับ $2/3 \cdot V_{CC}$ และจะคายประจุกลับไปสู่สภาวะก่อนการกระตุ้นอีกครั้งหนึ่ง เวลาที่ C_A ใช้ในการเก็บประจุจากแรงดัน ศูนย์ถึง $2/3 V_{CC}$ คือขนาด PW ของสัญญาณเอาต์พุต ($t = PW$) เวลาจึงกล่าวคำนวณได้จากสมการ

$$t = C.R \ln [(E - E_0)/(E - e_c)] \tag{2.22}$$

$$C = C_A, R = R_A, E = V_{CC}, E_0 = 0V, e_c = 2/3 V_{CC}$$

เมื่อแทนค่าในสมการ 2.20 จะได้ว่า

$$T = 1.1 C_A.R_A$$

เมื่อ $e_c = 2/3 \cdot V_{CC}$ แรงดันตกคร่อม R_A เท่ากับ

$$V_{RA} = V_{CC} - 2/3 \cdot V_{CC} = 1/3 V_{CC}$$

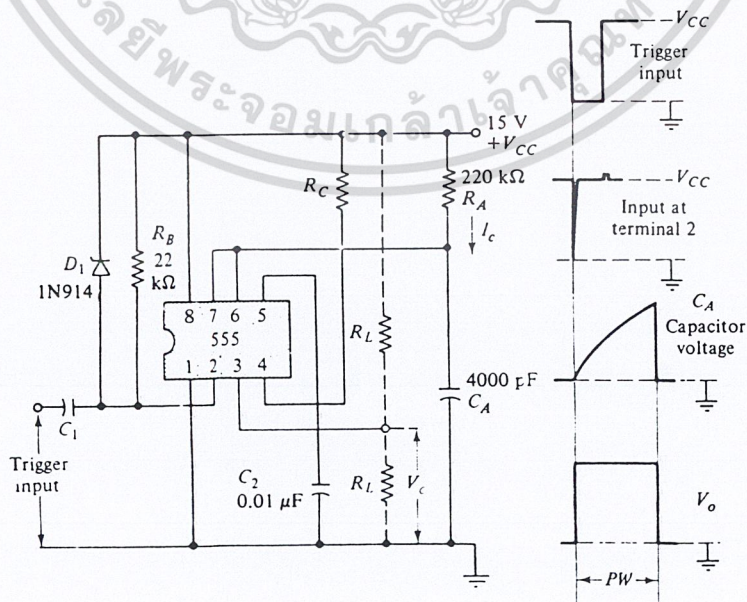
กระแสที่เก็บประจุใน C_A คือ

$$I_{C(min)} = (1/3 V_{CC})/(R_A) \tag{2.23}$$

ดังนั้น $R_A = V_{CC}/3.I_{C(min)}$

ดังนั้นในการออกแบบวงจรจะกำหนดขึ้นตอนดังนี้

1. ดูค่า I_{th} จาก Data sheet ของ ไอซี. เบอร์ 555
2. กำหนดค่า $I_{C(min)} \gg I_{th}$ ประมาณ 100 เท่า
3. คำนวณค่า R_A
4. คำนวณค่า C_A



รูปที่ 2.50 แสดงวงจรโมนอสเตเบิลเบื้องต้นที่ใช้ IC เบอร์ 555

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.13.2 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ ไอ.ซี 555

วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ ไอ.ซี. เบอร์ 555 (555 Astable Multivibrator) ทำได้โดยต่อขา 2 (Trigger input) เข้ากับขา 6 (Threshold) ซึ่งต่อ C_A อยู่ เพื่อให้แรงดันที่เปลี่ยนแปลงของ C_A ป้อนเข้า กระตุ้นการทำงานของวงจรแทนสัญญาณกระตุ้นภายนอก และเพิ่ม R_B อนุกรมกับ R_A เป็นตัวต้านทานที่ใช้ในการเก็บและคายประจุของ C_A โดยต่อเข้ากับขา 7 (Discharge)

การทำงานของวงจร

เมื่อ V_{C_A} ต่ำกว่า $1/3 V_{CC}$ แรงดันที่ขาลบของออปแอมป์เปรียบเทียบกับแรงดันตัวที่ 2 จะต่ำกว่าแรงดันที่ขาบวก (เพราะ $V_{C_3} = 1/3 V_{CC}$) เอาต์พุตของออปแอมป์ตัวที่ 2 จะเป็น high และ ฟลิปฟลอปจะอยู่ในสถานะ Set ทำให้ Q เป็น low ขณะนี้ Q_1 จะ off และ C_A จะทำการเก็บประจุผ่าน R_A และ R_B เมื่อ C_A เก็บประจุจนแรงดันเท่ากับ $2/3 V_{CC}$ ที่ขาบวกของออปแอมป์เปรียบเทียบกับแรงดันตัวที่ 1 (ต่อกับ C_A ที่ขา 6) จะมีแรงดันต่ำกว่าที่ขาลบ (เท่ากับ $V_{(R_2+R_3)} = 2/3 V_{CC}$) เอาต์พุตของออปแอมป์ตัวที่ 1 จะเป็น high ทำให้สถานะของฟลิปฟลอปเป็นรีเซต ผลคือ $Q = high$ และทรานซิสเตอร์ $Q = on$ ทำให้ C_A คายประจุผ่าน Q_1 ที่ R_B และ C_A จะคายประจุจนกระทั่งแรงดัน $V_{C_A} = 1/3 V_{CC}$ ที่จุดนี้เอาต์พุตของออปแอมป์ตัวที่ 2 เป็น high ทำให้เอาต์พุตของฟลิปฟลอปเป็น low ทรานซิสเตอร์ Q_1 จะ off อีกครั้ง กระบวนการนี้จะเกิดต่อเนื่องตลอดไปผลที่ได้รับคือ V_O ที่ขา 3 ของ ไอ.ซี. 555 เป็นรูปพัลส์สี่เหลี่ยมที่มี $PW = T_1$

การออกแบบวงจร

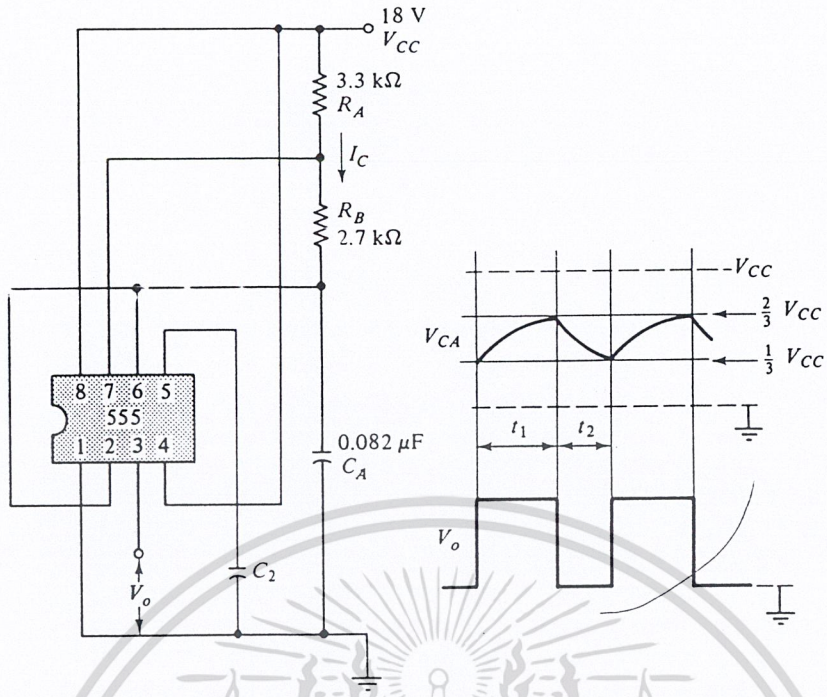
การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์แบบออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ ไอ.ซี. 555 คือการคำนวณค่า R_A , R_B และ C_A ที่เหมาะสมกับความถี่ของ V_O ที่ต้องการโดยพิจารณาที่ C_A เก็บประจุจะมีกระแส I_C ผ่าน (R_A+R_B) จากแรงดัน $1/3 V_{CC}$ จนถึง $2/3 V_{CC}$ ดังนั้น E_O (Initial Voltage) เท่ากับ $1/3 V_{CC}$ และ $e_c = 2/3 V_{CC}$ แรงดันที่จ่ายให้กับตัวเก็บประจุ $E = V_{CC}$ ดังสมการ

$$t_1 = 0.693 \cdot C_A (R_A + R_B) \quad (2.24)$$

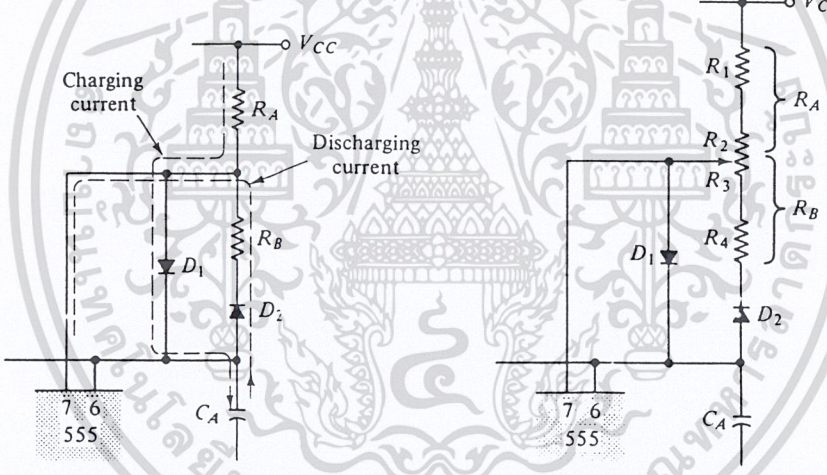
และเมื่อ C_A คายประจุค่าของ $E_O = 2/3 V_{CC}$, $E_C = 2/3 V_{CC}$ และ $E = 0$ เมื่อแทนค่าเหล่านี้ในสมการจะได้

$$t_2 = 0.693 \cdot C_A \cdot R_B \quad (2.25)$$

จากสมการ กระแสในการเก็บประจุจะไหลผ่าน (R_A+R_B) แต่เมื่อพิจารณาสมการที่สอง จะเห็นว่ากระแสในการคายประจุจะผ่านเฉพาะ R_B และไหลเข้าขา 7 (discharge) ของ ไอ.ซี. 555



(a) Basic astable circuit



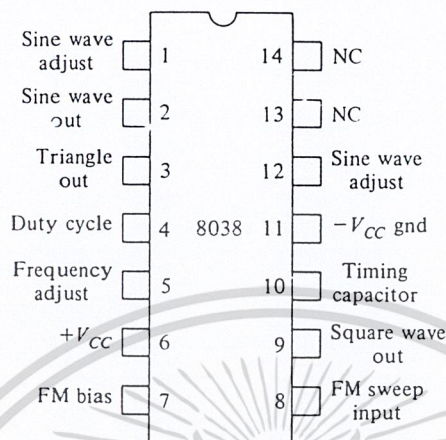
(b) Modification for 50% duty cycle

(c) Modification for adjustable duty cycle with constant PRF

- รูปที่ 2.51 (a) แสดงวงจรอะอสเตบิลิตีไอแอมเพริเตอร์ที่ใช้ไอ.ซี. เบอร์ 555
- (b) แสดงทิศทางของกระแส charge และ discharge ของ C_A
- (c) แสดงวงจรการปรับค่า Duty cycle ของ V_o

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.13.3 เครื่องกำเนิดสัญญาณที่ใช้ไอ.ซี.สำเร็จรูป



รูปที่ 2.52 แสดงวงจรรวมเบอร์ 8038

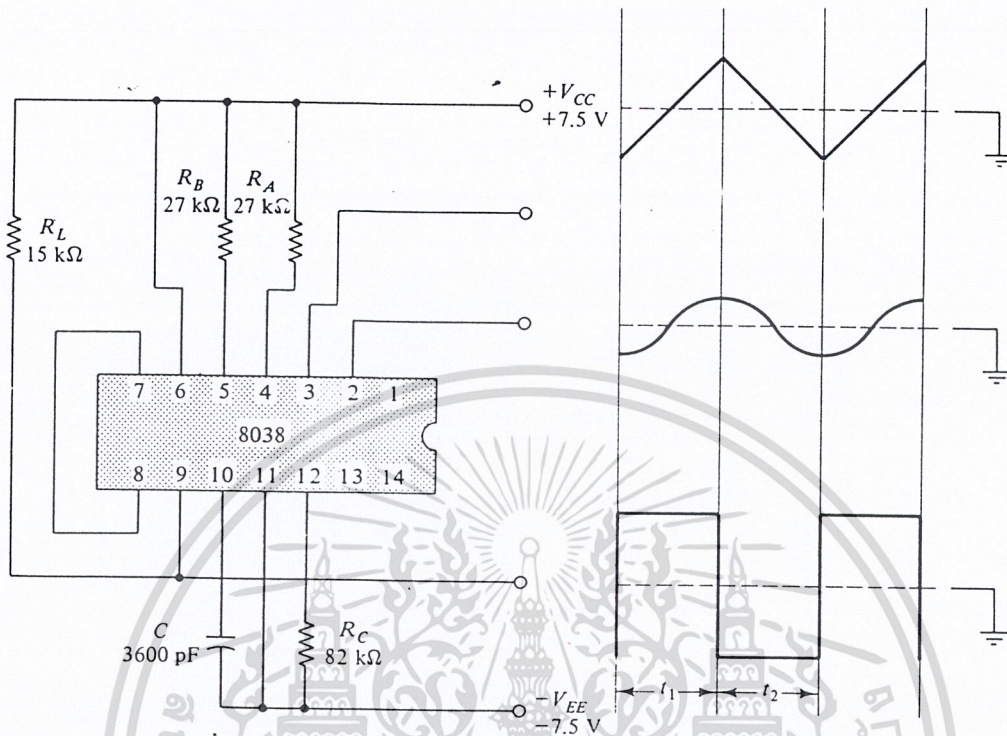
ไอ.ซี. เบอร์ 8038 เป็นวงจรรวมที่ทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณ 3 ชนิด คือ รูปคลื่นซายน์ รูปคลื่นสามเหลี่ยม รูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่สามารถปรับขนาดของสัญญาณและความถี่ของสัญญาณทั้ง 3 ชนิดได้ โดยการใช้ตัวต้านทานปรับค่าได้ และตัวเก็บประจุต่อภายนอก ซึ่งนับว่าสะดวกมากกว่าการใช้ลออปแอมป์หลายๆ ตัว

แหล่งจ่ายไฟฟ้าที่ใช้กับ ไอ.ซี. 8038 อยู่ระหว่าง คี.ซี.+10 V ถึง +30 V (โดยต่อ +V_{CC} ที่ขา 6 และ GND ที่ขา 11) และสามารถใช้แหล่งจ่ายบวกลบได้เช่นกัน ซึ่งต้องมีค่าระหว่าง ± 5 V ถึง ± 15 V (โดยต่อ + V_{CC} ที่ขา 6 และ -V_{CC} ที่ขา 11) การเลือกใช้แหล่งจ่ายขึ้นอยู่กับความต้องการของ V_O ถ้าต้องการ เฉพาะพัลส์บวกก็ใช้แหล่งจ่าย +V_{CC} แต่ถ้าต้องการ V_O เป็นพัลส์บวกและลบต้องใช้แหล่งจ่าย $\pm V_{CC}$

ขนาดของแรงดันยอด - ถึง - ยอด (peak - to - peak) ของสัญญาณเอาต์พุตเท่ากับ 33% ของแรงดันแหล่งจ่าย กรณีที่เอาต์พุตเป็นคลื่นสามเหลี่ยม และเท่ากับ 22% ของแรงดันแหล่งจ่ายกรณีที่เอาต์พุตเป็นคลื่นซายน์ ตัวอย่าง เช่น ถ้าใช้ ไอ.ซี. 8038 กับแหล่งจ่าย +10 V, ถ้าแรงดันเอาต์พุตของคลื่นสามเหลี่ยมจะเท่ากับ $3.3 V_p$ และค่าแรงดันเอาต์พุตของคลื่นซายน์เท่ากับ $2.2 V_p$ เป็นต้น

สำหรับแรงดันเอาต์พุตของคลื่นสี่เหลี่ยมจัตุรัส จะออกจากไอ.ซี. 8038 ทางทรานซิสเตอร์ตัวหนึ่งที่ขา 9 และขา 11 ดังนั้นขนาดแรงดันเอาต์พุตของคลื่นสี่เหลี่ยมขึ้นอยู่กับค่า V_{CC} หรือถ้าต้องการกำหนดขนาดของแรงดันเอาต์พุตที่ไม่เท่ากับ V_{CC} สามารถต่อแหล่งจ่ายภายนอก V_X ได้

การออกแบบวงจร



รูปที่ 2.53 แสดงวงจรเครื่องกำเนิดสัญญาณอย่างง่ายที่ใช้ไอ.ซี. เบอร์ 8038

การออกแบบวงจรเบื้องต้นสำหรับ ไอ.ซี. เบอร์ 8038 เมื่อกำหนดให้ค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรตัวต้านทาน R_A และ R_B ที่ต่อจากแหล่งจ่าย $+V_{CC}$ มาที่ขา 4 (Duty cycle) และขา 5 (Frequency Adjust) เพื่อกำหนดค่าของ Duty cycle และค่าของความถี่เอาต์พุตของสัญญาณ ซึ่งเป็นตัวกำหนดเวลาในการคายประจุของ C ที่ต่อกับขา 10 (Timing capacitor) ของไอ.ซี. ตัวต้านทาน R_C ที่ต่อกับขา 12 (Sine Wave Adjust) เพื่อลดทอนความเพี้ยนจากสัญญาณฮาร์มอนิก (Harmonic distortion) ที่จะเกิดขึ้นกับสัญญาณคลื่นไซน์ (บริษัทผู้ผลิตกำหนดค่าของ $R_C = 82 \text{ k}\Omega$) สมการคำนวณค่า R_A คือ

$$I_A = V_T / 5 \cdot R_A \quad (2.26)$$

เมื่อ $V_T =$ ค่าแรงดันแหล่งจ่าย : เช่น เมื่อแหล่งจ่ายเท่ากับ $\pm 15\text{V}$

$$I_A = \text{กระแสคายประจุที่ผ่าน } R_A, C$$

บริษัทผู้ผลิตกำหนดค่าของกระแสเก็บประจุ และคายประจุที่ผ่าน C ให้มีค่าอยู่ระหว่าง $10 \mu\text{A}$ ถึง 1mA (ดังนั้นควรกำหนดค่า $I_A = 10 \mu\text{A}$ ถึง 1mA) เมื่อต้องการค่า Duty cycle ของสัญญาณเท่ากับ 50% ต้องกำหนดค่า $R_A = R_B$

$$t = C \cdot \Delta V / I$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า $\Delta V = 1/3 \cdot V_T$ และกำหนดให้ $t = t_1$

$$\text{ดังนั้น } t_1 = C \cdot V_T/3 \cdot 5R_A/V_T$$

$$t_1 = (C \cdot R_A)/0.6 \quad (2.27)$$

ที่ Duty cycle = 50% : $R_A = R_B = R$

$$\text{ดังนั้น } T = 2 \cdot t_1 = (C \cdot R)/(0.3)$$

ความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต $f = 1/T$

$$f = (0.3)/(C \cdot R) \quad (2.28)$$

การปรับค่า Duty cycle

เมื่อพิจารณาคircuit สัญญาณเอาต์พุตจะได้ว่า

$$\text{คาบเวลา } t_1 = (C \cdot \Delta V)/I_A$$

$$\text{และคาบเวลา } t_2 = (C \cdot \Delta V)/I_B$$

$$\text{ดังนั้น } I_B = I_A \cdot (t_1/t_2) \quad (2.29)$$

กระแส I_B คือ กระแสที่ C คายประจุผ่าน R_B ดังนั้น

$$I_B = V_T/(5 \cdot R_B)$$

$$\text{หรือ } I_B = [(2 \cdot V_T)/(5 \cdot R_B)] \cdot I_A \quad (2.30)$$

$$\text{ดังนั้น } R_B = 2 \cdot V_T / 5(I_A + I_B) \quad (2.31)$$

ค่า Duty cycle ของสัญญาณที่ผลิตได้จาก ไอ.ซี. 8038 สามารถปรับได้โดยการปรับค่า R_A และ R_B โดยการเปลี่ยน R_A , R_B ให้เป็นค่าต้านทานปรับค่าได้เมื่อค่า Duty cycle ถูกปรับให้เปลี่ยนแปลง

กรณีที่ต้องการค่า Duty cycle 50% กำหนดได้โดย $R_A = R_B$ แต่เนื่องจากค่าผิดพลาดของตัวต้านทานอาจทำให้ไม่ได้ค่า Duty cycle ตามต้องการ (50%) สามารถปรับปรุงวงจรต่อค่า R_A และ R_B โดยต่อ R_{ik} เป็นชนิดปรับค่าได้ระหว่าง R_A กับ R_B จะสามารถปรับค่า Duty cycle ได้อย่างละเอียด

การปรับความถี่

ในกรณีที่ต้องการให้ค่า Duty cycle คงที่ และต้องการให้ ไอ.ซี. เบอร์ 8038 ปรับความถี่ได้ทำได้โดยใช้ค่า R ต่อเข้าที่ขา 5 และ 4 แทน R_A และ R_B จะทำให้เวลาในการเก็บประจุ $C(t_1)$ เท่ากับเวลาในการคายประจุของ C (t_2) ผลคือ Duty cycle = 50% และถ้าให้ R เป็นค่าความต้านทานปรับค่าได้ จะทำให้สามารถปรับความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตที่กำเนิดจาก ไอ.ซี. 8038 ได้

การปรับความถี่อีกวิธีหนึ่งคือ การปรับและดันไบแอสที่ขา 8 (FM input) โดยการต่อ C เท่ากับ $1\mu F$ ที่ขา 8 กับ $+V_{CC}$ และต่อ R_{10k} เข้ากับแหล่งจ่าย $+V_{CC}$ และ $-V_{EE}$ ปรับไบแอสได้โดย

การปรับค่า R_{load} การปรับ โปเอนส์จะทำให้ความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงไป เนื่องจากจะเปลี่ยนแปลงค่าเวลาในการเก็บและคายประจุของ C ผ่าน R_A และ R_B

ลักษณะสมบัติของเอาต์พุต

เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ ของ ไอ.ซี. 8038 ที่ขา 3 = 200Ω (ค่าใน data sheet) สำหรับรูปคลื่นสามเหลี่ยม ค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของ ขา 9 ที่จ่ายรูปคลื่นสี่เหลี่ยมจัตุรัส ขึ้นอยู่กับค่า R_L ภายนอก และที่เอาต์พุตขา 2 ที่จ่ายรูปคลื่นซายน์มีค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์เท่ากับ $1\text{ k}\Omega$ ค่าความเที่ยงตรงของสัญญาณเอาต์พุต (Output accuracy) เท่ากับ 0.1% มีค่าการลดทอนของฮาร์มอนิกของคลื่นรูปซายน์ ที่ระหว่าง 0.5% - 0.8% ค่าช่วงเวลาได้ขึ้นและเวลาคงของสัญญาณเอาต์พุตในกรณีที่เป็นรูปคลื่นรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัส มีค่าระหว่าง 40 – 10 ns



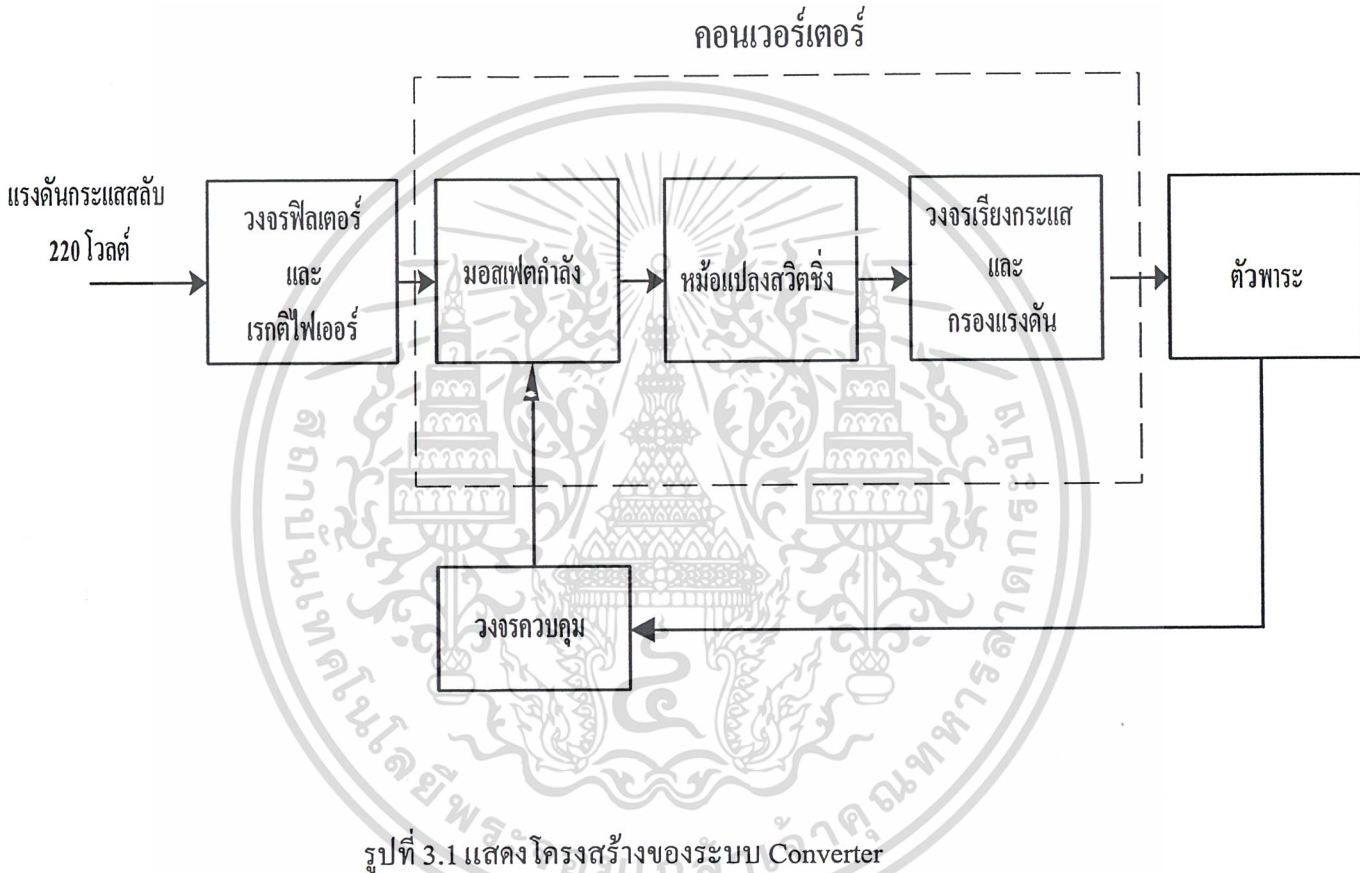
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

โครงสร้างระบบและการออกแบบวงจร

3.1 โครงสร้างของระบบ

- โครงสร้างของ Converter



รูปที่ 3.1 แสดง โครงสร้างของระบบ Converter

อธิบายการทำงานส่วนต่าง ๆ ได้ดังนี้

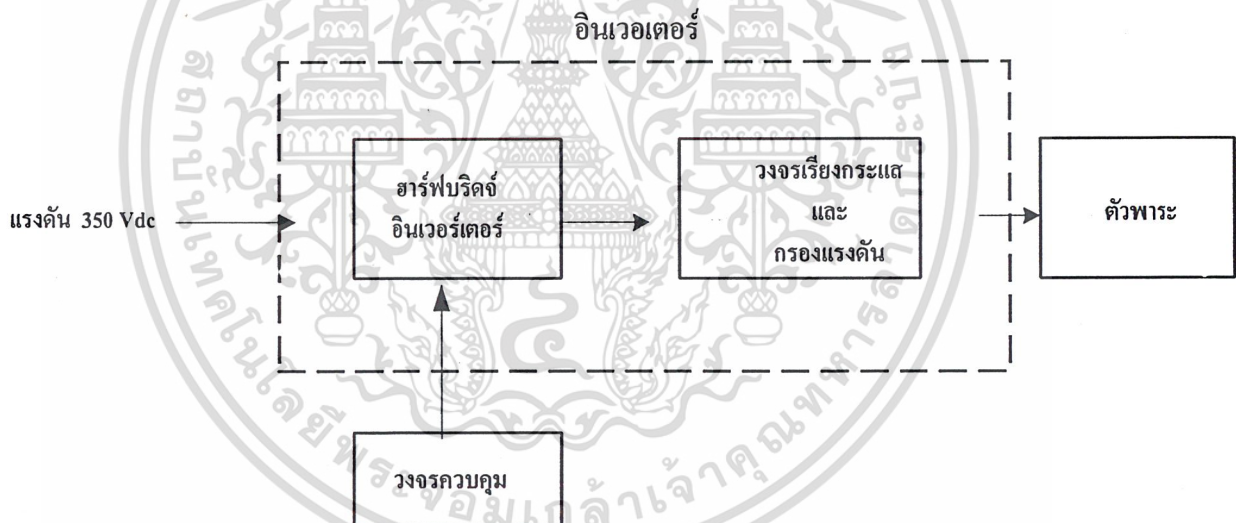
1. Rectifier and Filter เป็นส่วนที่แปลงไฟสลับให้เป็นไฟตรง และกรองแรงดันให้เรียบขึ้น
2. PWM Control circuit เป็นส่วนที่ควบคุมความถี่ของการทำงาน ควบคุมความถี่ของการทำงาน ควบคุมเดดไทม์ ควบคุมดิวิตีไซเคิล และความกว้างของพัลส์ (PWM)
3. หม้อแปลงสวิตชิ่งเป็นหม้อแปลงความถี่สูง
4. POWER TRANSISTOR เป็นส่วนที่ทำการสวิตช์ตามจังหวะของพัลส์จากวงจรควบคุม เพื่อผ่านกระแสไปยังกระแสเอาท์พุท
5. Coil output เป็นส่วนที่ส่งผ่านพลังงานทั้งหมดไปยังชิ้นงานที่ต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของวงจร

1. แรงดันไฟสลับ 220 vac จะถูก Rectifier ผ่านวงจรบริดจ์ Rectifier เป็นไฟตรง 311 VDC เพื่อเป็นแรงดัน VCC ผ่านให้หม้อแปลง
2. IC TL 494 เป็นวงจรควบคุมในโหมคควบคุมแรงดัน โดยความถี่ที่กำหนดไว้ที่ 25 KHz โดยสามารถปรับได้ที่ RT และ CT สัญญาณที่ขา 8,11 จะเป็นสัญญาณ sink ส่วนขา 9,10 เป็น Source ที่ขา Gate ของ Mosfet
3. สัญญาณที่สวิทช์โดย Mosfet ผ่านหม้อแปลงความถี่สูง เป็นลักษณะของ วงจร Push-Pull Converter เพื่อ Step-up สัญญาณไปเป็น 350 Vdc นำไปเป็นอินพุทให้วงจร Inverter ต่อไป
4. แรงดัน 350 Vdc จะผ่านวงจรแบ่งแรงดัน เพื่อนำแรงดันที่ได้ป้อนกลับมายังขา 1 ของ TL 494 เพื่อใช้ในการตรวจสอบการทำงาน และป้องกันแรงดันเกิน
5. ที่ขา 15 ของ TL494 จะเป็น current sense ของกระแสเอาท์พุท

- โครงสร้างของ Inverter

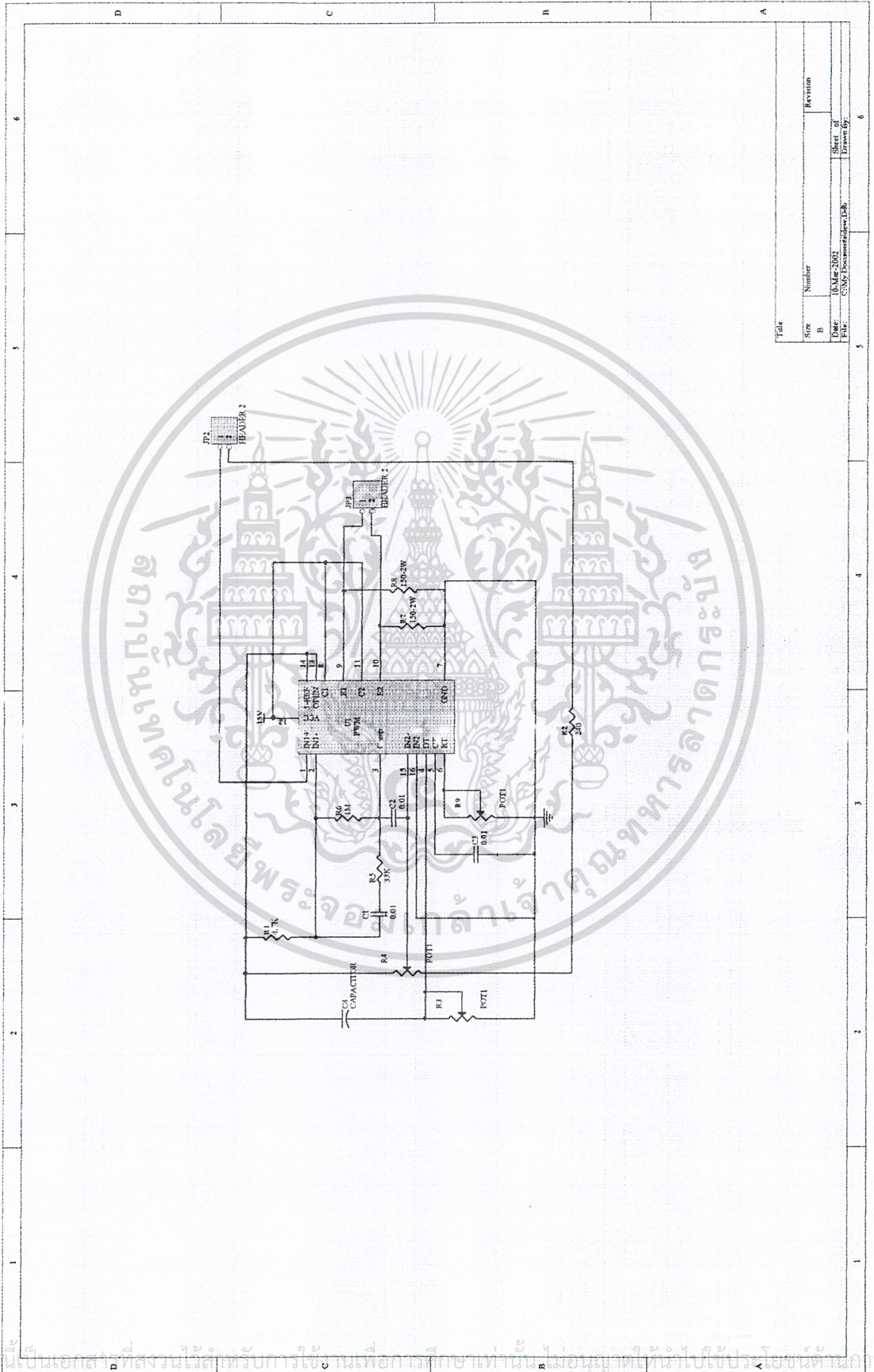


รูปที่ 3.2 แสดง โครงสร้างของระบบ Inverter

- อธิบายการทำงานของส่วนต่าง ๆ ได้ดังนี้

- 1.แรงดัน350 Vdc จากวงจร Push-pull Converter จะเป็นแรงดันอินพุทให้กับอินเวอร์เตอร์
- 2.วงจรอินเวอร์เตอร์แบบ ฮาร์ฟบริดจ์ ใช้ Power mosfet เป็นตัวสวิทช์
- 3.วงจร Low pass filter กรองแรงดันที่ได้จากวงจรฮาร์ฟบริดจ์ Converter เป็นแรงดัน 220 Vac ความถี่ 50 Hz
4. วงจรควบคุมเป็นสัญญาณที่ผ่านวงจร Modulation เพื่อใช้ในการเป็นสัญญาณให้กับขา gate ของ Power mosfet

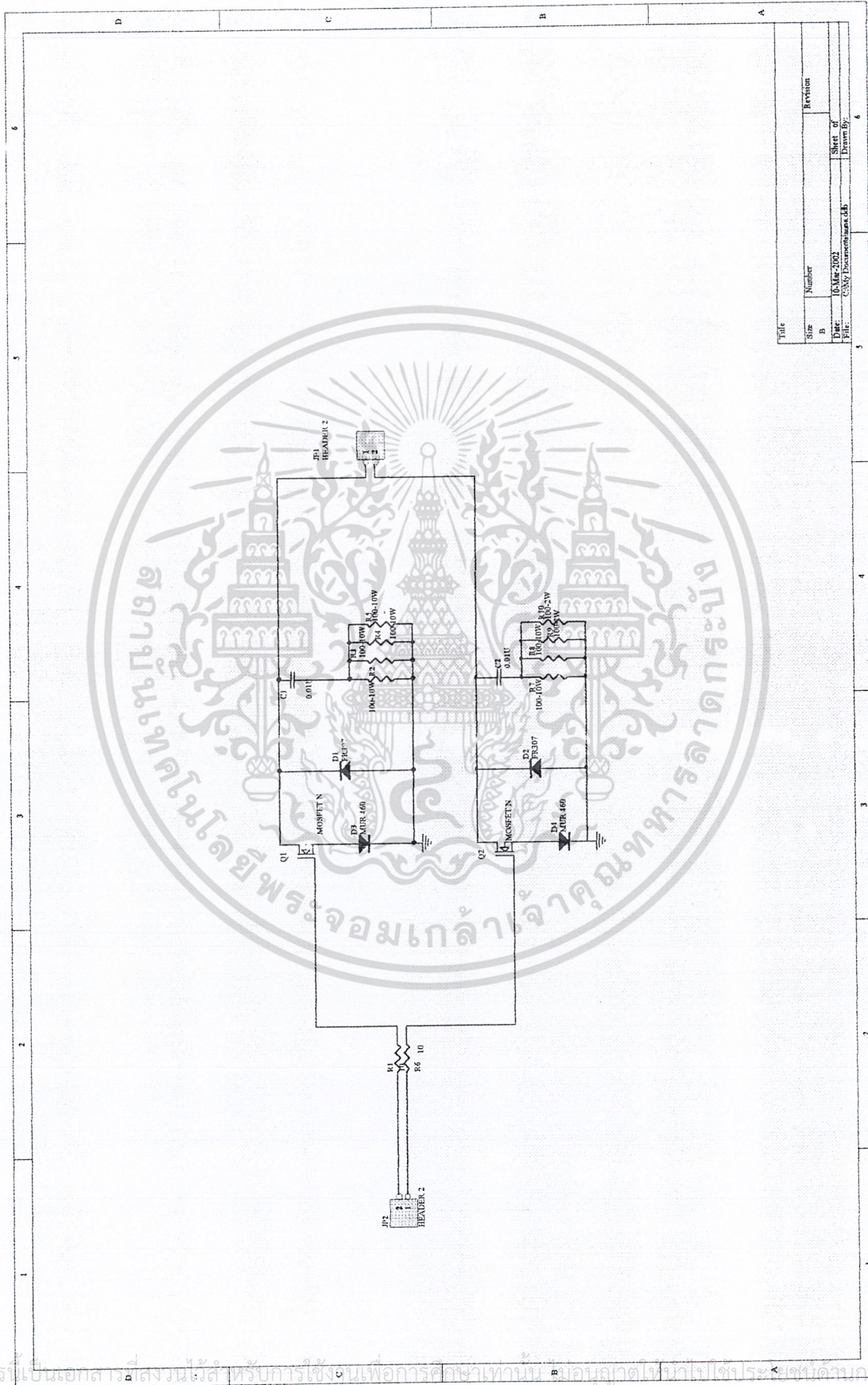
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Title		Revision	
Size	Number		
D			
Date	03/04/2007	Sheet of	6
Drawn by	CS&P Instrumentation Lab	Drawn by	

รูปที่ 3.3 แสดงวงจรภาคอินพุตของ Push-Pull Converter

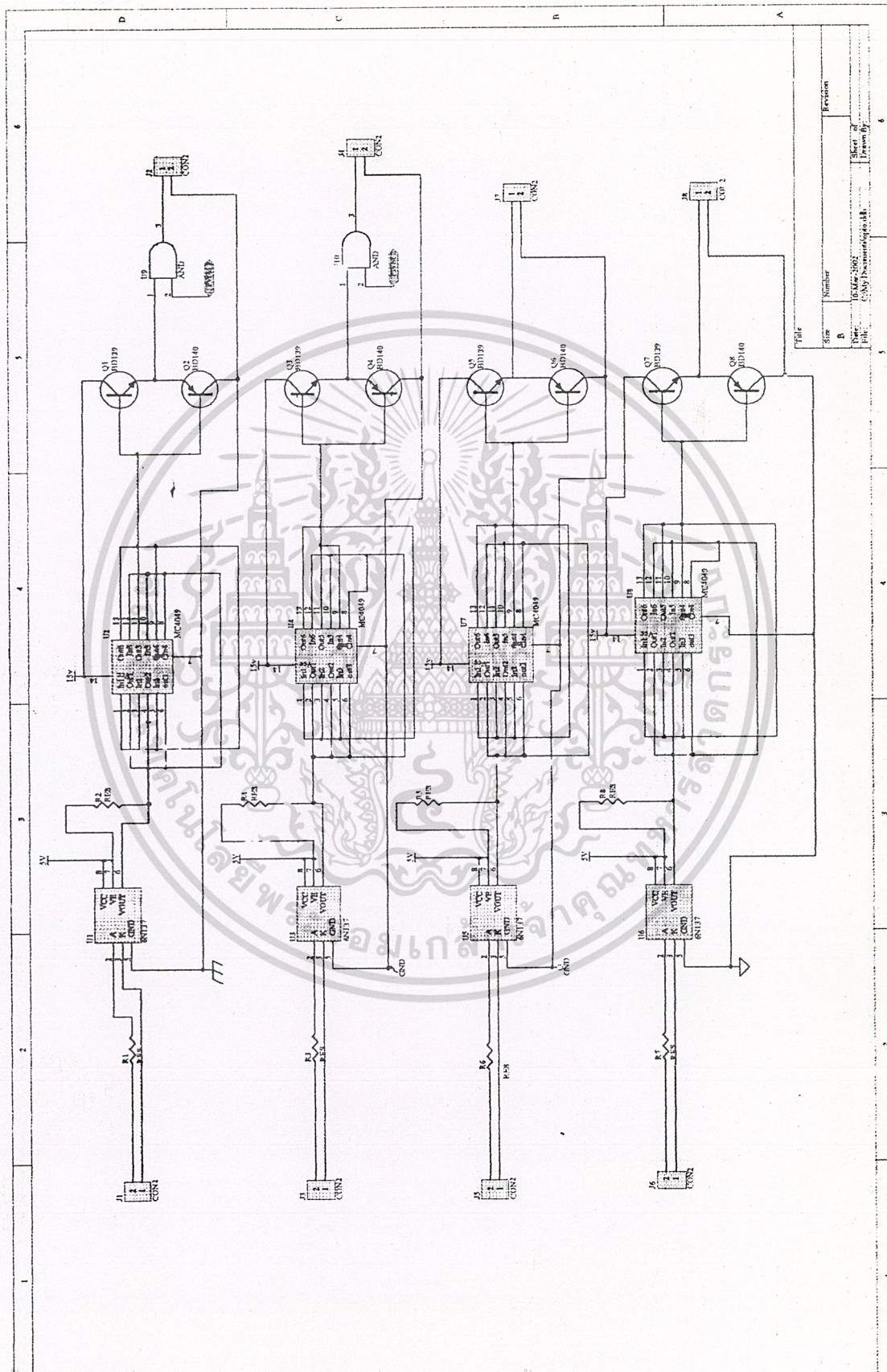
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Title		Revision	
Size	Number		
B			
Date:	10-Mar-2002	Sheet of	6
File:	C:\My Documents\hana.dwg	Drawn by:	

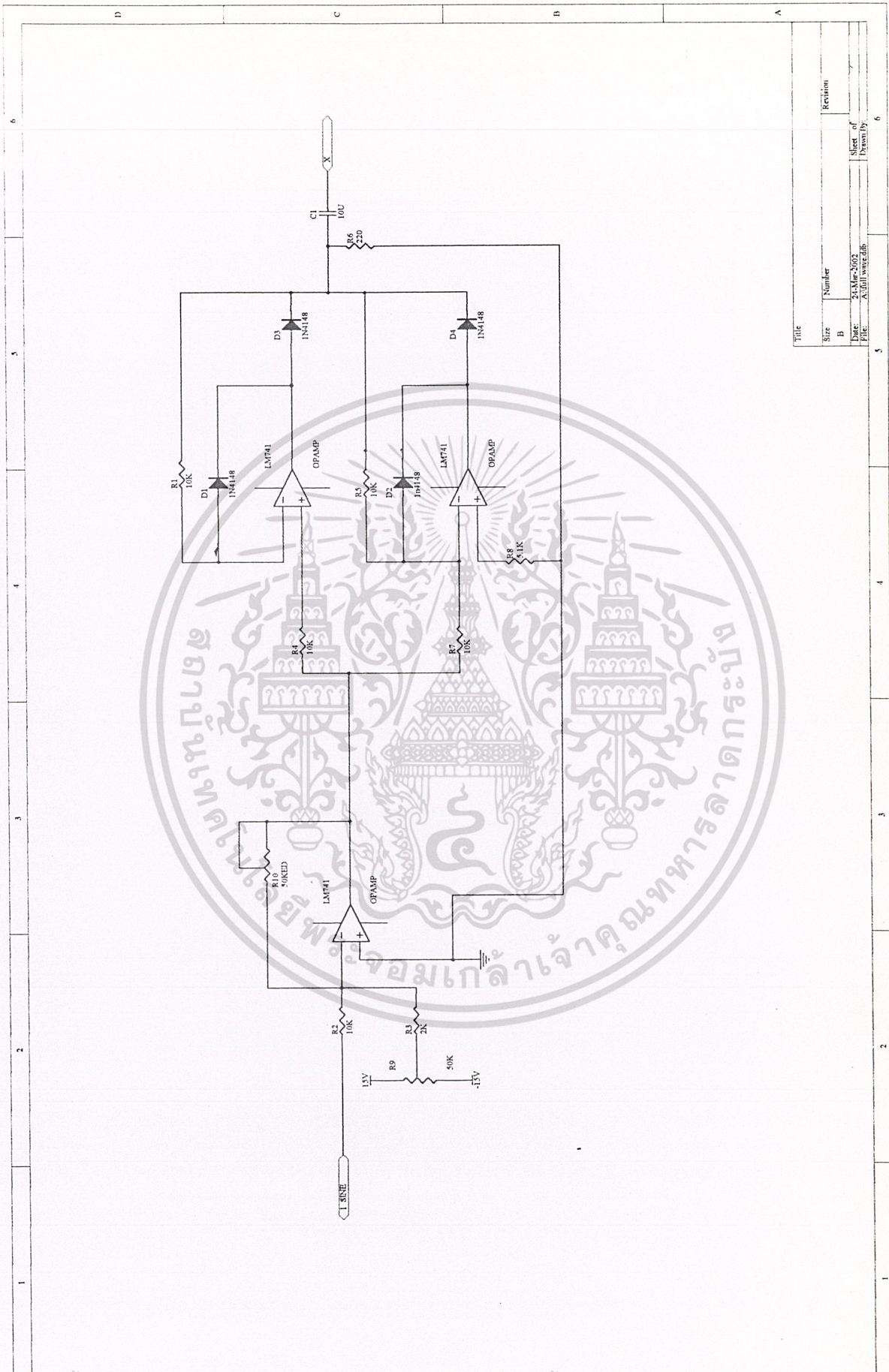
รูปที่ 3.4 แสดงวงจรภาคเพาเวอร์ของ Push-Pull Converter

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น มิอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 วงจรภาคแยกสัญญาณ

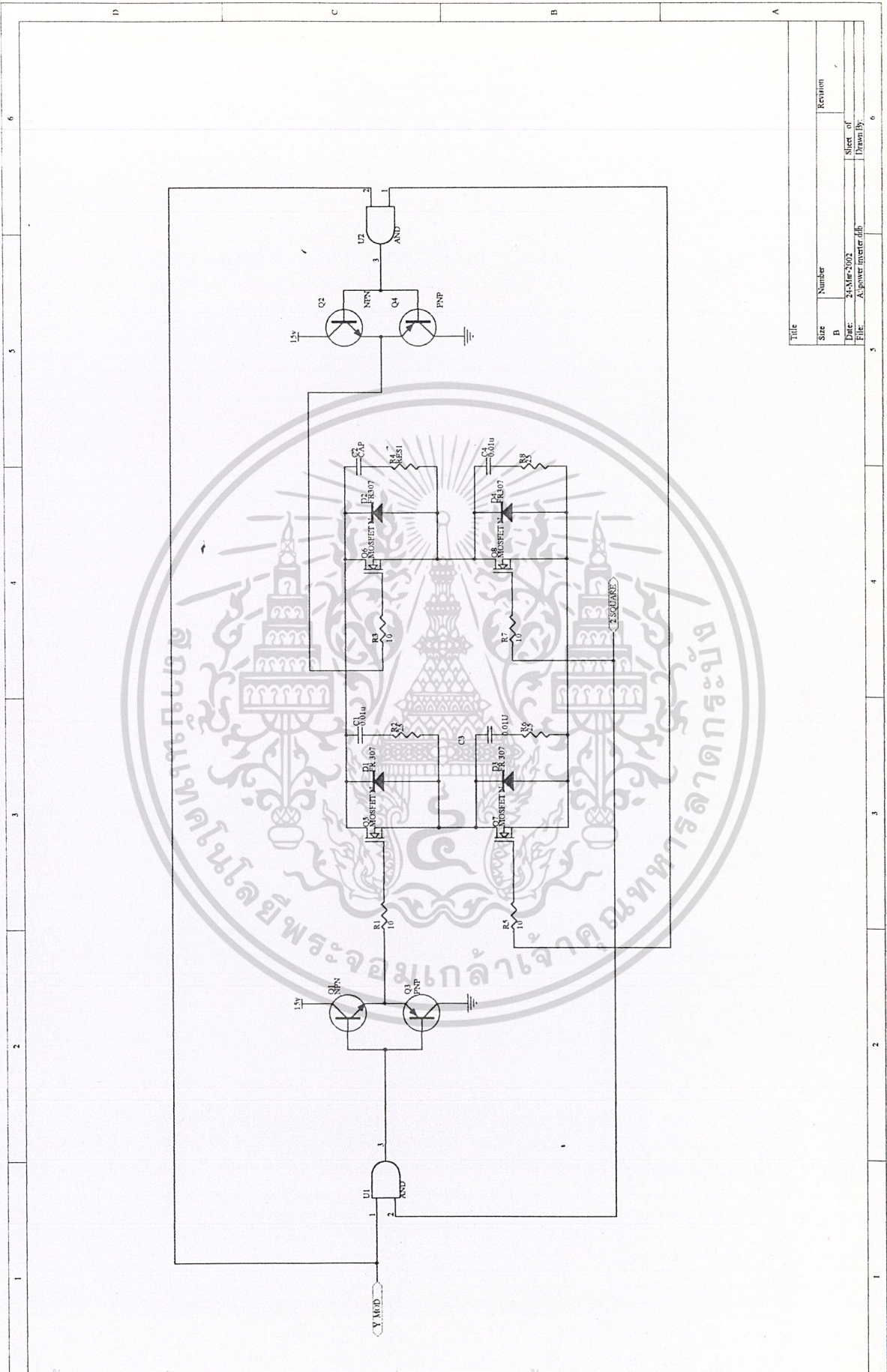
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Title	
Size	Number
B	
Date	21-Mar-2002
File	A:full_waverecib
Revision	
Sheet of	6
Drawn by	

รูปที่ 3.7 วงจรยกระดับสัญญาณแฉวงจร Full Wave

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใด
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Title	
Size	Number
B	
Date:	24-Mar-2002
File:	Alpawee Inverter.dwg
Sheet of	6
Drawn By:	
Revision	

รูปที่ 3.9 วงจรภาคเพาเวอร์ของอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง

การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงสำหรับการใช้งานที่ แรงดัน 400 V กระแส 3 แอมแปร์ โดยใช้แกนเฟอร์ไรท์แบบยูคอร์ 60 ที่ทำจากแกนเฟอร์ไรท์ชนิด H45 ที่มีพื้นที่หน้าตัดเท่ากับ 2.25 ตารางเซนติเมตร และมีความหนาแน่นสนามแม่เหล็กที่จุดอิ่มตัวประมาณ 4700 เกาส์ ที่อุณหภูมิ 100 องศาเซลเซียส แต่ในการใช้งานจะอยู่ในช่วงอุณหภูมิปกติซึ่งจะมีความหนาแน่นสนามแม่เหล็กที่จุดอิ่มตัวประมาณ 3300 เกาส์ ลวดที่ใช้เป็นลวดเบอร์ 24

คำนวณการพันหม้อแปลงจาก

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}}$$

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{0.8}$$

พลังงานที่สะสมใน $L_p = \frac{P_{in}}{f} = \frac{547}{25\text{KHz}} = 0.5L_p(I_p)^2$ W

หาค่า I_p จาก $I_p = \frac{V_p}{V_s} = \frac{N_p}{N_s} = \frac{I_s}{I_p}$ J

จะได้ $I_p = \frac{350 \times 3}{311} = 3.37 \text{ A}$

$$L_p = \frac{547 \times 2}{25\text{KHz}(I_p)^2} = \frac{547 \times 2}{25\text{KHz}(3.37)^2} = 3.85 \text{ mH}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{จาก } N_p = (L_p / A_l)^2$$

$$\text{โดย } A_l = 3380 \text{ nH/T}^2$$

$$\text{เพราะฉะนั้นจะได้ } N_p = 34 \quad \text{รอบ}$$

$$\begin{aligned} \text{จะได้ค่า } N_s &= N_p / (V_p / V_s) \\ &= 34 / (311 / 350) \\ &= 39 \quad \text{รอบ} \end{aligned}$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

ผลการทดลอง

แสดงการคำนวณและผลการทำงานของวงจรตามข้อกำหนดที่ต้องการดังต่อไปนี้ คือ ต้องการพุ่ม-พุลคอนเวอร์เตอร์ที่ทำงานในช่วงแรงดันไฟตรงอินพุตเท่ากับ 285-330 โวลต์ โดยให้แรงดันเอาต์พุต 360 โวลต์ และต้องการกระแสที่สภาวะโหลดที่ต้องการใช้งานที่ 300 โอห์ม กระแสที่ต้องการ 1.2 แอมป์ ทำงานที่ความถี่ 25 กิโลเฮิร์ตซ์

(1) คาบเวลาการทำงาน

$$\begin{aligned} T &= 1/f \\ &= 1/25 \times 10^3 \\ &= 40 \times 10^{-6} \end{aligned}$$

(2) กำหนด $t_{on(max)}$

$$\begin{aligned} t_{on(max)} &= 0.8T/2 \\ &= 0.4T \\ &= 0.4 \times (40 \times 10^{-6}) \\ &= 16 \times 10^{-6} \text{ วินาที} \end{aligned}$$

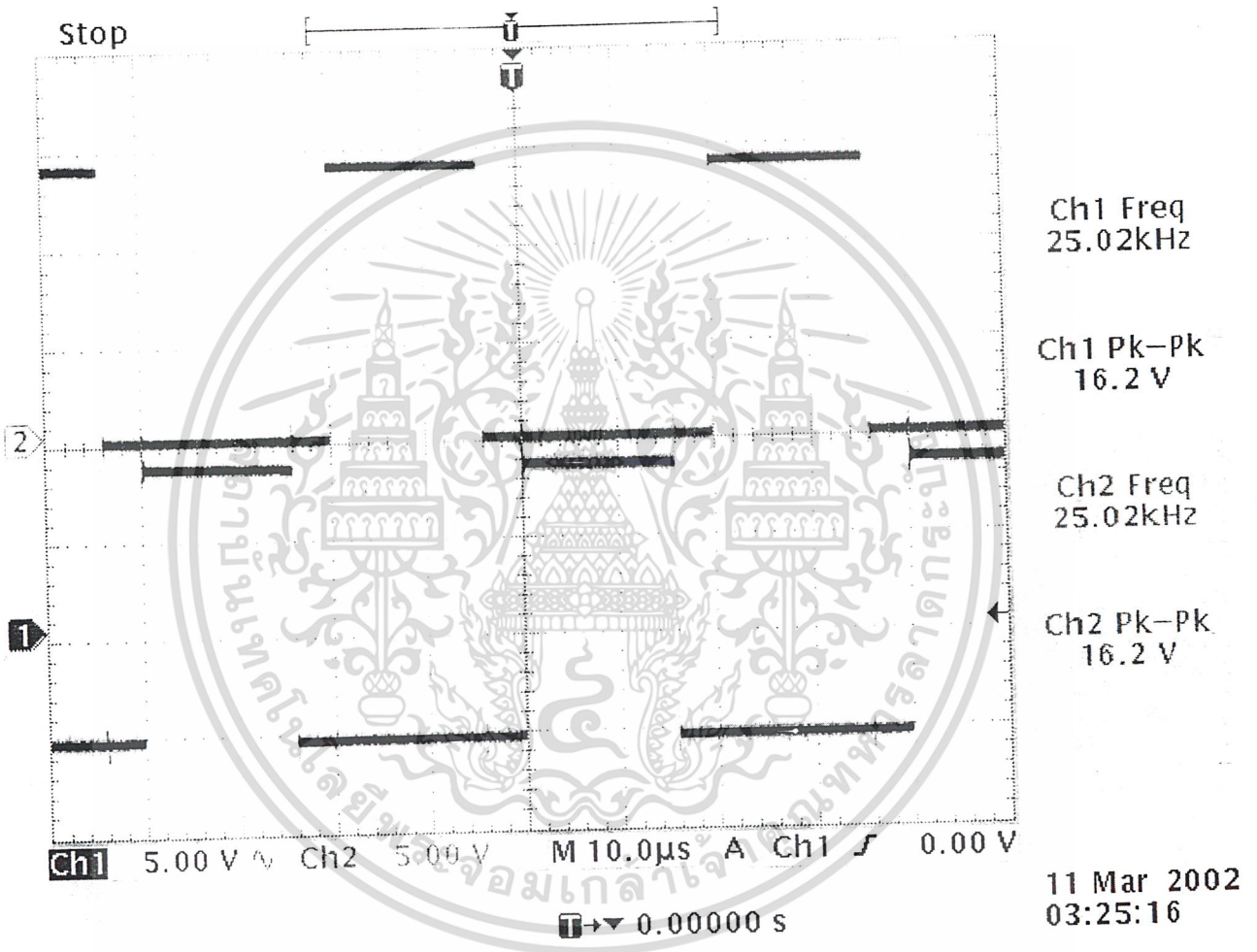
จากการทดลองการทำงานของพุ่ม-พุล คอนเวอร์เตอร์โดยการใช้งานที่โหลดภาระค่าต่างๆ โดยกำหนดให้โหลดภาระต่ำสุดอยู่ที่ 300 โอห์ม เพื่อการจ่ายแรงดันไฟตรงคงที่ที่ 360 โวลต์ กระแส 1.2 แอมป์ จะได้ค่าประสิทธิภาพดังตารางต่อไปนี้

ภาวะโหลดค่าต่างๆ	แรงดันเอาต์พุต	ประสิทธิภาพ
ความต้านทาน 1 กิโลโอห์ม	375 โวลต์	92.47%
ความต้านทาน 900 โอห์ม	375 โวลต์	92.47%
ความต้านทาน 800 โอห์ม	372 โวลต์	95.24%
ความต้านทาน 700 โอห์ม	370 โวลต์	95.67%
ความต้านทาน 650 โอห์ม	370 โวลต์	95.67%
ความต้านทาน 600 โอห์ม	368 โวลต์	97.48%
ความต้านทาน 550 โอห์ม	365 โวลต์	98.95%
ความต้านทาน 500 โอห์ม	363 โวลต์	100%
ความต้านทาน 450 โอห์ม	360 โวลต์	100%
ความต้านทาน 400 โอห์ม	360 โวลต์	100%
ความต้านทาน 350 โอห์ม	360 โวลต์	100%
ความต้านทาน 300 โอห์ม	360 โวลต์	100%

ตารางที่ 4.1 แสดงผลการทดลองวัดค่าแรงดันที่เอาต์พุตและค่าประสิทธิภาพที่ภาวะโหลดค่าต่างๆ

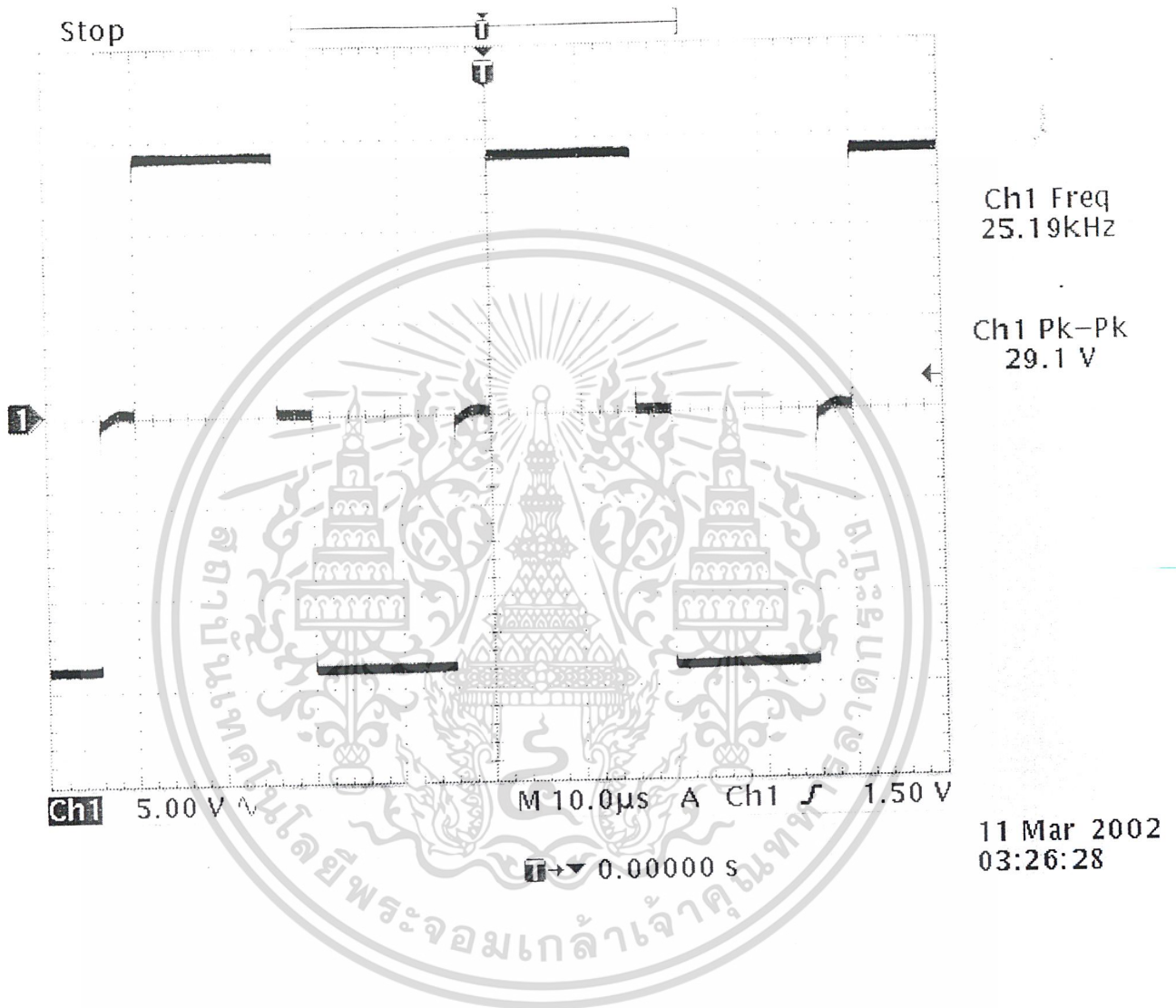
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(3) รูปสัญญาณที่จุดต่างๆในวงจรแสดงได้ดังนี้



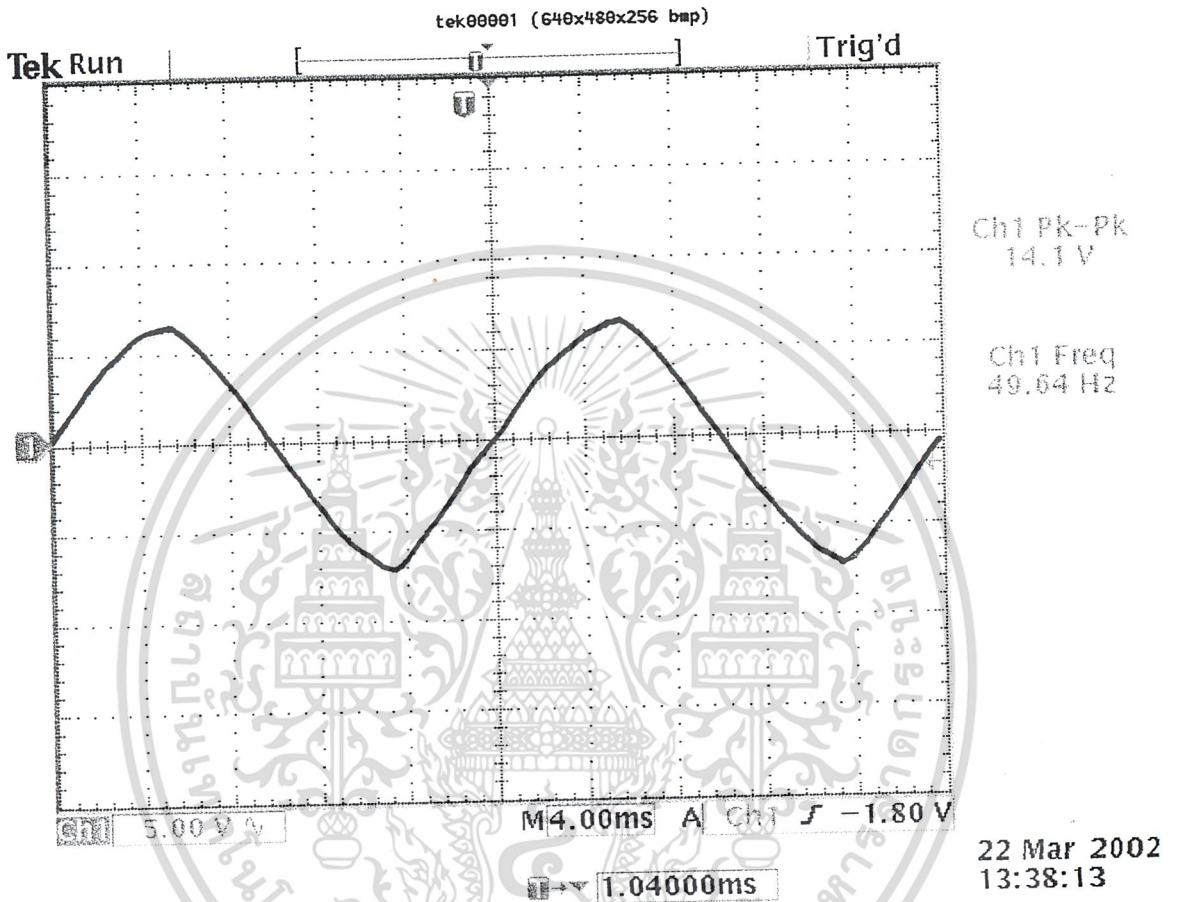
รูปที่ 4.1 แสดงรูปสัญญาณที่ขา 9 และ ขา 10 ของ IC TL 494 ในวงจรภาคคอนโทรลของคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



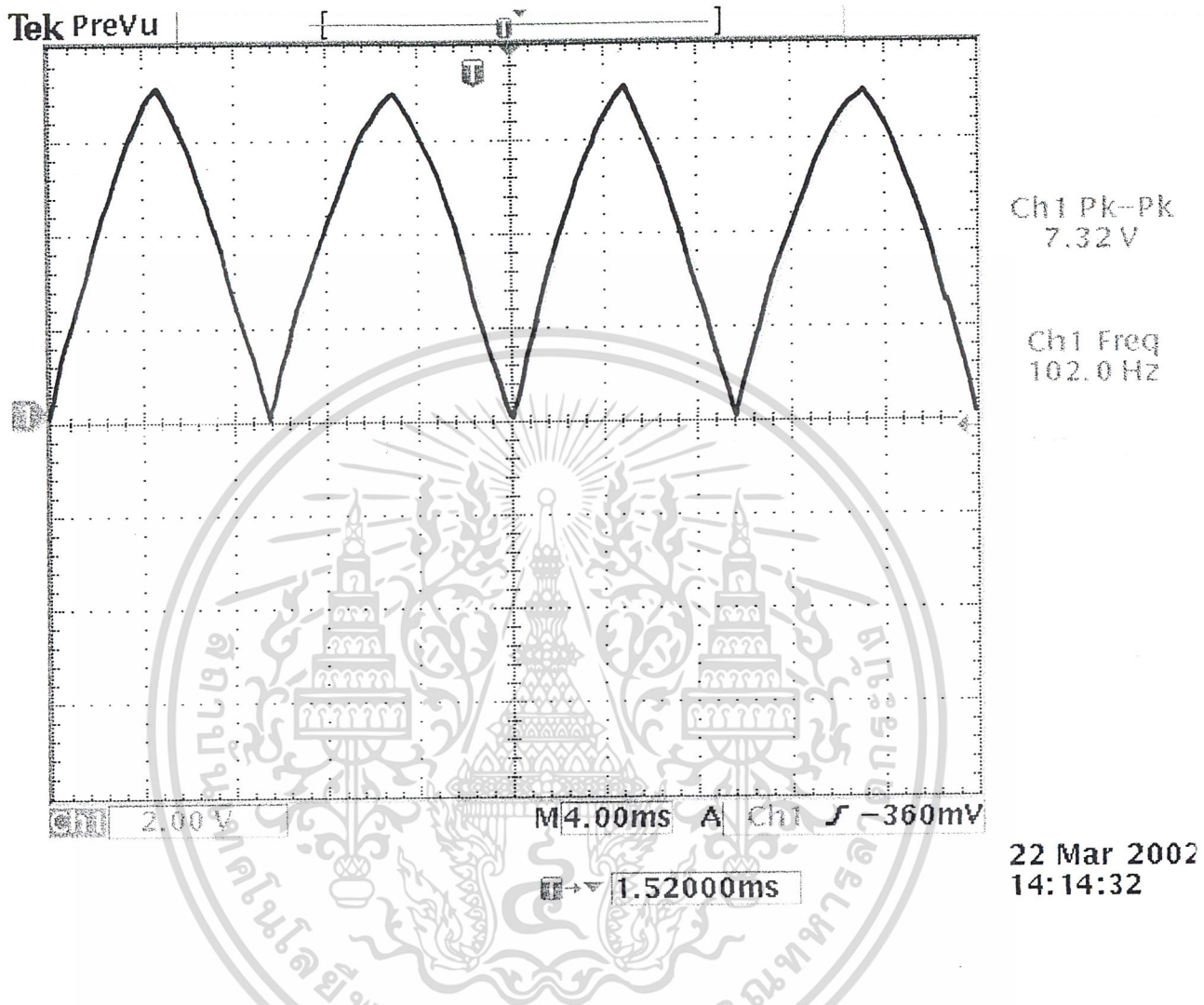
รูปที่ 4.2 แสดงรูปสัญญาณที่ขาเกตทั้งสองของ POWER MOSFET ที่วงจรภาค POWER ของ PUSH-PULL converter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



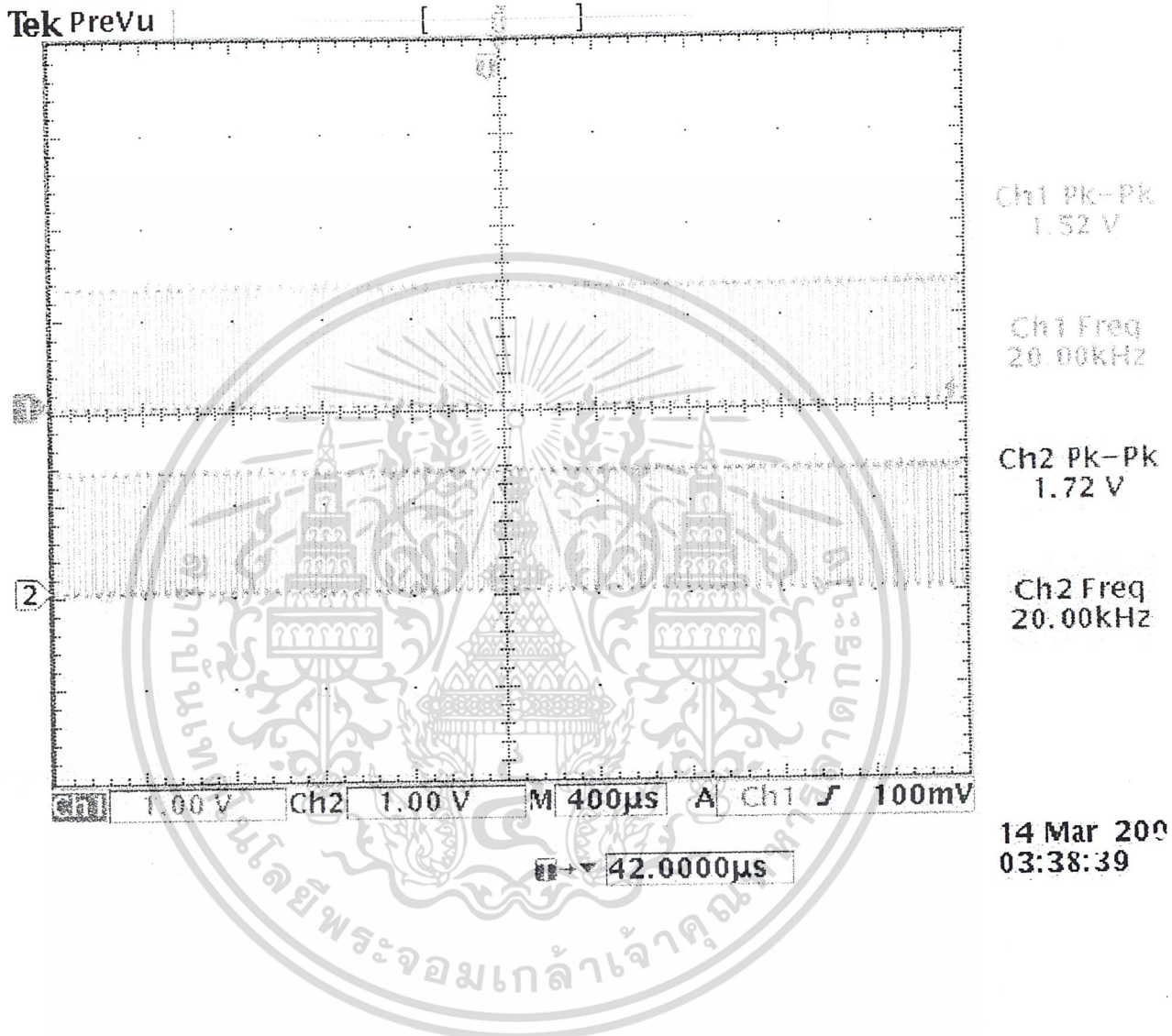
รูปที่ 4.3 รูปสัญญาณ Sine จาก IC 8038

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



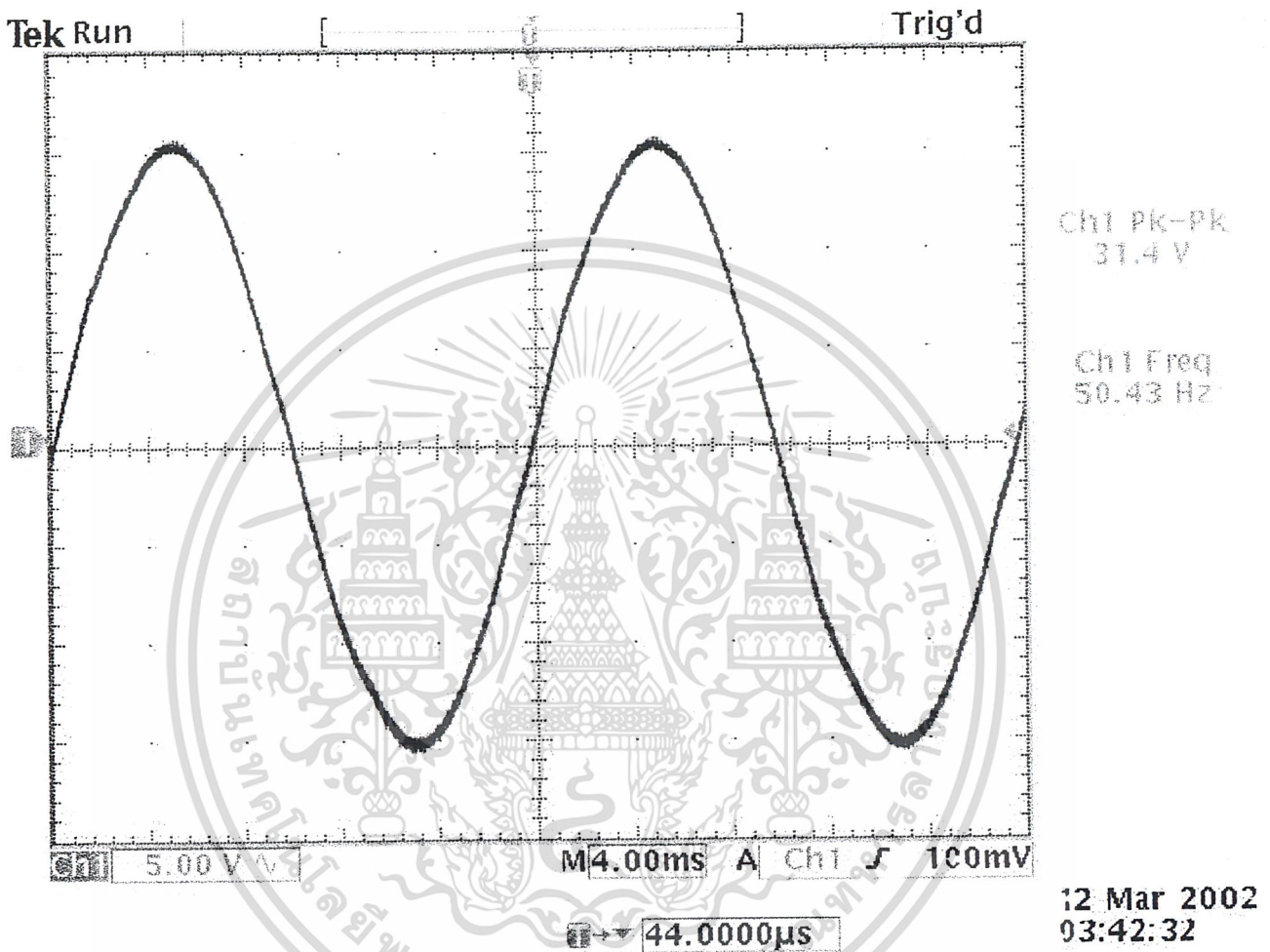
รูปที่ 4.4 สัญญาณที่ได้จากการนำสัญญาณในรูปที่ 4.3 ผ่านวงจร Full Wave

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 สัญญาณที่ได้จากการ Modulation จาก IC 555

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 สัญญาณเอาต์พุตที่ผ่านวงจรกรองสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

5.1 สรุปผลการทดลอง

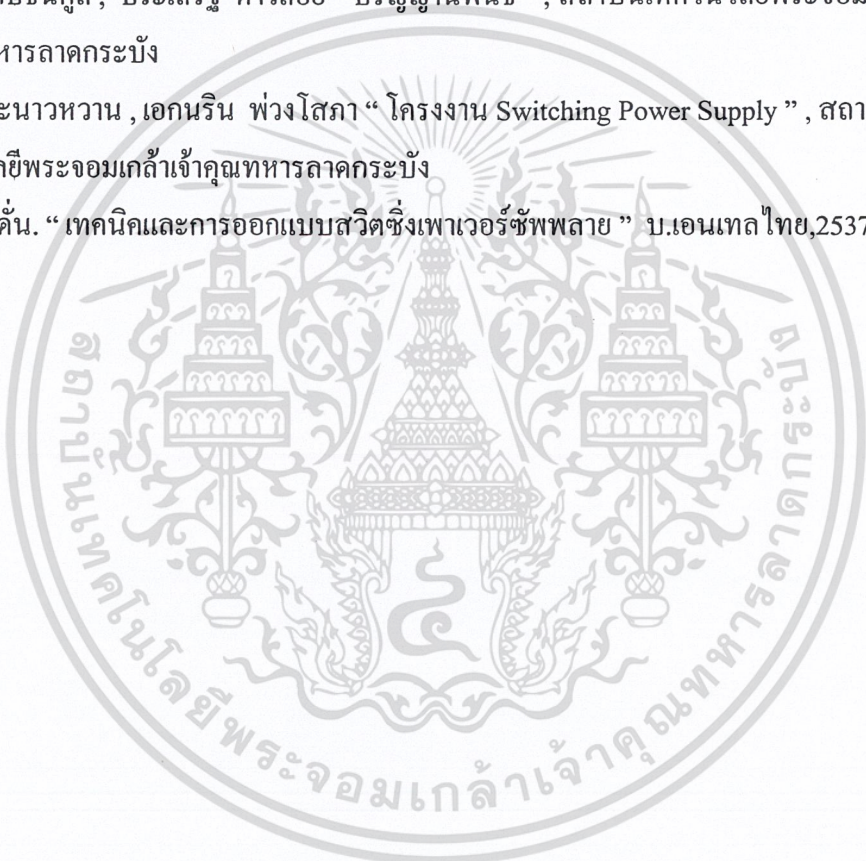
จากผลการทดลองพบว่าที่แรงดันไฟสลับอินพุท (Vac) มีค่าต่ำ จะทำให้กระแส (Iin) มีค่าต่ำด้วย แต่เมื่อเพิ่มแรงดันไฟสลับอินพุท (Vac) แล้วกระแส (Iin) ก็จะเพิ่มขึ้นตาม ในการทดลองเพิ่มค่าแรงดันจากค่าน้อย ๆ จนถึงแรงดัน 220 Vac จะต้องตรวจสอบการทำงานของอุปกรณ์แต่ละตัวโดยเฉพาะ power Mosfet , หม้อแปลงเอาต์พุท และผลจากโหลดค่าต่าง ๆ นอกจากนี้ในส่วนของภาคอินเวอร์เตอร์นั้นสัญญาณเอาพุทที่ได้นั้นยังเป็นสัญญาณไซน์ที่ไม่สมบูรณ์ทั้งนี้เกิดจากสัญญาณที่ได้จากภาคคอนโทรลยังไม่เป็นสัญญาณที่สมบูรณ์ โดยสัญญาณที่ผลิตได้เมื่อผ่านวงจรพัลส์วิดท์มอดดูเลชันโดย IC 555 จะมีเฉพาะสัญญาณช่วงบวกทำให้การมอดดูเลชันไม่สมบูรณ์และยังเกิดจากวงจร Low pass filter อีกด้วย จึงพอสรุปปัญหา และแนวทางแก้ไขดังนี้

5.2 ปัญหาและแนวทางในการแก้ไข

1. เกิด High Frequency Oscillation ขึ้นที่หม้อแปลงเอาต์พุท เนื่องจากการพัน และการยึดประกบหม้อแปลงไม่แน่นพอ แนวทางในการแก้ไขทำโดยพยายามพัน และยึดหม้อแปลงให้ประกบกันสนิทพอ
2. เกิดเสียงที่หม้อแปลง เนื่องมาจากการพัน และจำนวนรอบที่ไม่เหมาะสม แนวทางแก้ไขคือทดลองพันหม้อแปลงเพื่อให้ได้ค่าที่เหมาะสม
3. วงจรรวม (IC) ที่เป็นตัวควบคุม PWM ให้กับ power transistor ก่อนข้างจะเสียหายง่าย ในการจ่ายแรงดันให้ IC จึงต้องตรวจสอบให้ถูกต้อง และรอบคอบ
4. IC 555 ทำงานเฉพาะช่วงบวกทำให้สัญญาณที่ได้จากการมอดดูเลชันไม่สมบูรณ์จึงต้องมีวงจร Full Wave Rectifier เพื่อทำให้ได้สัญญาณที่สมบูรณ์ขึ้น
5. ออกแบบวงจร Low pass filter ที่ดีเพื่อทำให้การ Filter สัญญาณที่เอาต์พุทได้อย่างถูกต้อง และยังทำให้ได้สัญญาณ Sine Wave ที่สมบูรณ์

เอกสารอ้างอิง

1. กฤษณา วิสวธีรานนท์, “Inverter หลักการทำงานและเทคนิคการใช้งาน”, คณะวิศวกรรมศาสตร์, จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2536
2. Ned Mohan, “Power Electronics, Converter, Applications and Design” , John Wiley & Sons, Inc., 1995
3. โสภณ สมัยรัฐ, “ระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบแวกเตอร์ด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์” , จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2538
4. วิทยา รักษ์ชนกุล , ประเสริฐ คาวลอย “ปริญญาณีพนธ์” , สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
5. คำธณ มนะนาวหวาน , เอกนริน พ่วงโสภกา “โครงการ Switching Power Supply” , สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
6. สุวัฒน์ คั่น. “เทคนิคและการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย” บ.เอนเทคไทย, 2537



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

SWITCHMODE™ Pulse Width Modulation Control Circuit

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

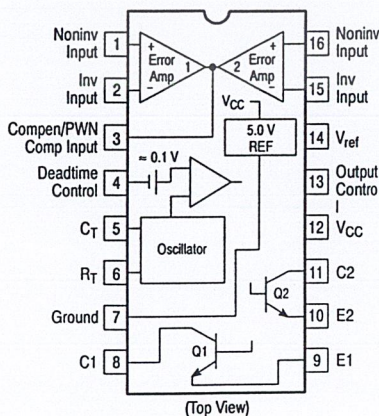
- Complete Pulse Width Modulation Control Circuitry
- On-Chip Oscillator with Master or Slave Operation
- On-Chip Error Amplifiers
- On-Chip 5.0 V Reference
- Adjustable Deadtime Control
- Uncommitted Output Transistors Rated to 500 mA Source or Sink
- Output Control for Push-Pull or Single-Ended Operation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

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

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

1. Maximum thermal limits must be observed.

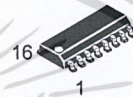
PIN CONNECTIONS



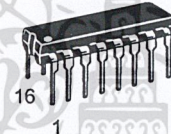
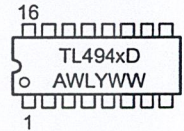
ON Semiconductor

<http://onsemi.com>

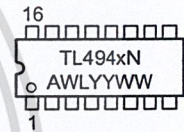
MARKING DIAGRAMS



SO-16
D SUFFIX
CASE 751B



PDIP-16
N SUFFIX
CASE 648



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

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
TL494CD	SO-16	48 Units/Rail
TL494CDR2	SO-16	2500 Tape & Reel
TL494CN	PDIP-16	500 Units/Rail
TL494IN	PDIP-16	500 Units/Rail

TL494

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

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

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

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

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

REFERENCE SECTION

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

OUTPUT SECTION

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

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

<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

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

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

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

ERROR AMPLIFIER SECTION

Input Offset Voltage (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	V_{IO}	–	2.0	10	mV
Input Offset Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	I_{IO}	–	5.0	250	nA
Input Bias Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	I_{IB}	–	–0.1	–1.0	μA
Input Common Mode Voltage Range ($V_{CC} = 40\ \text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	V_{ICR}	–0.3 to $V_{CC}-2.0$			V
Open Loop Voltage Gain ($\Delta V_O = 3.0\ \text{V}$, $V_O = 0.5\ \text{V}$ to $3.5\ \text{V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	A_{VOL}	70	95	–	dB
Unity-Gain Crossover Frequency ($V_O = 0.5\ \text{V}$ to $3.5\ \text{V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	f_{c-}	–	350	–	kHz
Phase Margin at Unity-Gain ($V_O = 0.5\ \text{V}$ to $3.5\ \text{V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	ϕ_m	–	65	–	deg.
Common Mode Rejection Ratio ($V_{CC} = 40\ \text{V}$)	CMRR	65	90	–	dB
Power Supply Rejection Ratio ($\Delta V_{CC} = 33\ \text{V}$, $V_O = 2.5\ \text{V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	PSRR	–	100	–	dB
Output Sink Current (V_O (Pin 3) = 0.7 V)	I_{O-}	0.3	0.7	–	mA
Output Source Current (V_O (Pin 3) = 3.5 V)	I_{O+}	2.0	–4.0	–	mA

PWM COMPARATOR SECTION (Test Circuit Figure 11)

Input Threshold Voltage (Zero Duty Cycle)	V_{TH}	–	2.5	4.5	V
Input Sink Current ($V_{(Pin\ 3)} = 0.7\ \text{V}$)	I_{I-}	0.3	0.7	–	mA

DEADTIME CONTROL SECTION (Test Circuit Figure 11)

Input Bias Current (Pin 4) ($V_{Pin\ 4} = 0\ \text{V}$ to $5.25\ \text{V}$)	I_{IB} (DT)	–	–2.0	–10	μA
Maximum Duty Cycle, Each Output, Push-Pull Mode ($V_{Pin\ 4} = 0\ \text{V}$, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$) ($V_{Pin\ 4} = 0\ \text{V}$, $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	DC _{max}	45	48	50	%
		–	45	50	
Input Threshold Voltage (Pin 4) (Zero Duty Cycle) (Maximum Duty Cycle)	V_{th}	–	2.8	3.3	V
		0	–	–	

OSCILLATOR SECTION

Frequency ($C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	f_{osc}	–	40	–	kHz
Standard Deviation of Frequency* ($C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	$\sigma_{f_{osc}}$	–	3.0	–	%
Frequency Change with Voltage ($V_{CC} = 7.0\ \text{V}$ to $40\ \text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	Δf_{osc} (ΔV)	–	0.1	–	%
Frequency Change with Temperature ($\Delta T_A = T_{low}$ to T_{high}) ($C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$)	Δf_{osc} (ΔT)	–	–	12	%

UNDERVOLTAGE LOCKOUT SECTION

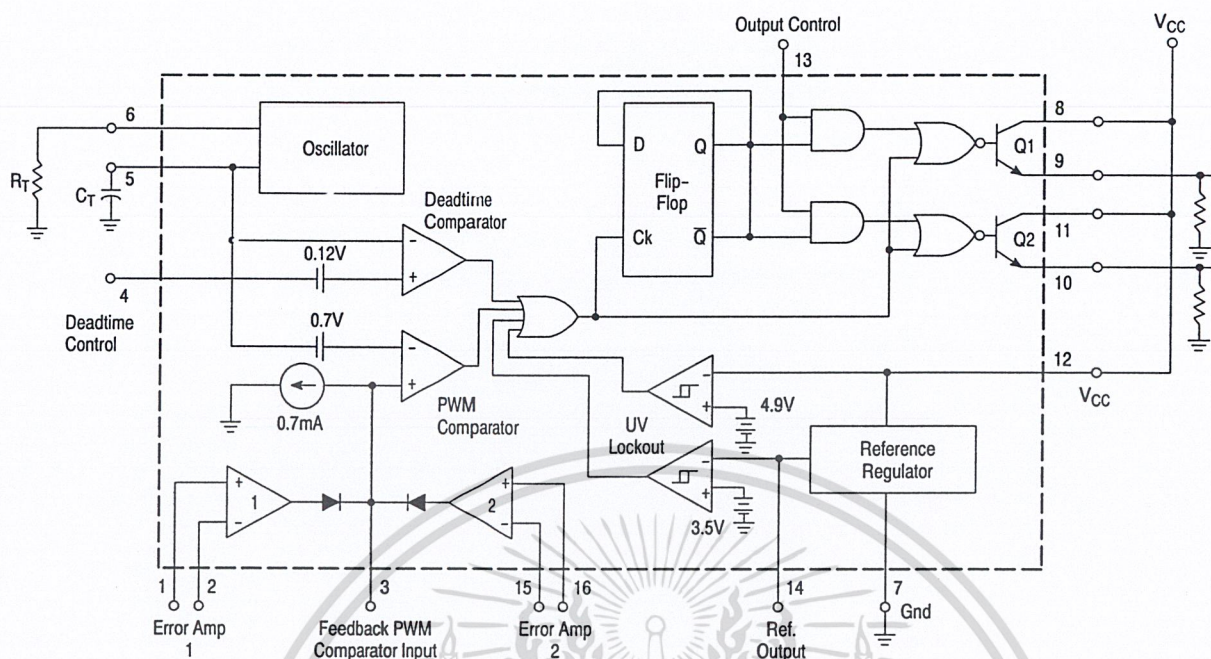
Turn-On Threshold (V_{CC} increasing, $I_{ref} = 1.0\ \text{mA}$)	V_{th}	5.5	6.43	7.0	V
---	----------	-----	------	-----	---

TOTAL DEVICE

Standby Supply Current (Pin 6 at V_{ref} , All other inputs and outputs open) ($V_{CC} = 15\ \text{V}$) ($V_{CC} = 40\ \text{V}$)	I_{CC}	–	5.5	10	mA
		–	7.0	15	
Average Supply Current ($C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$, $V_{(Pin\ 4)} = 2.0\ \text{V}$) ($V_{CC} = 15\ \text{V}$) (See Figure 12)		–	7.0	–	mA

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

TL494



This device contains 46 active transistors.

Figure 1. Representative Block Diagram

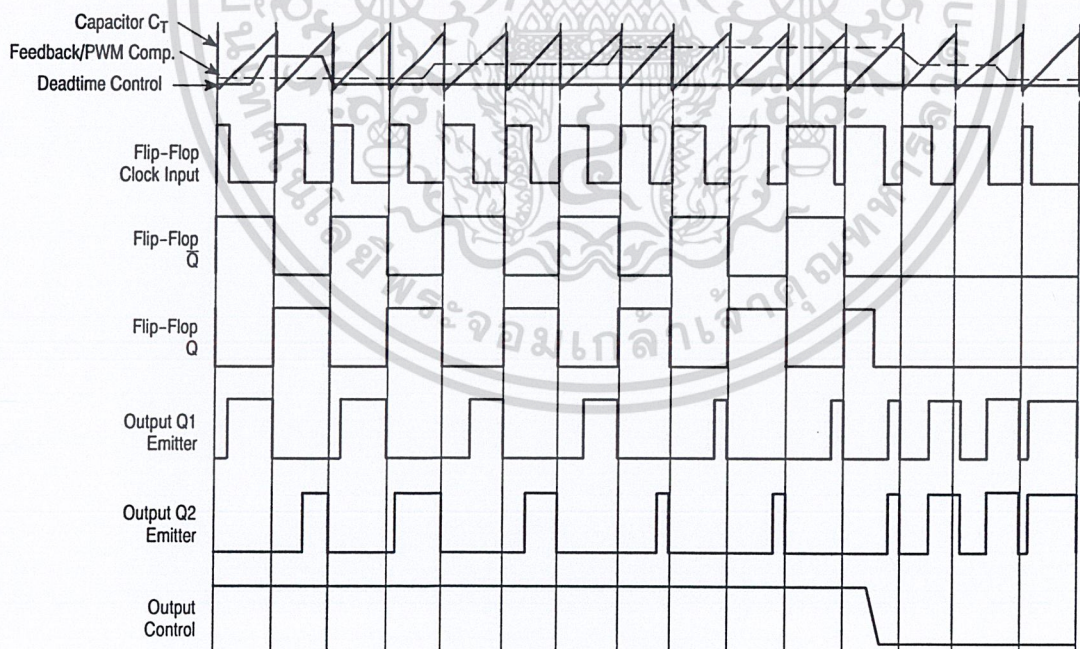


Figure 2. Timing Diagram

<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

APPLICATIONS INFORMATION

Description

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

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

For more information refer to Figure 3.

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

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

Functional Table

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

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

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

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

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

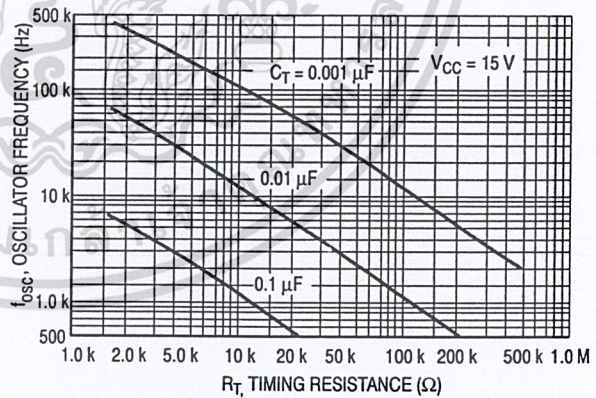


Figure 3. Oscillator Frequency versus Timing Resistance

TL494

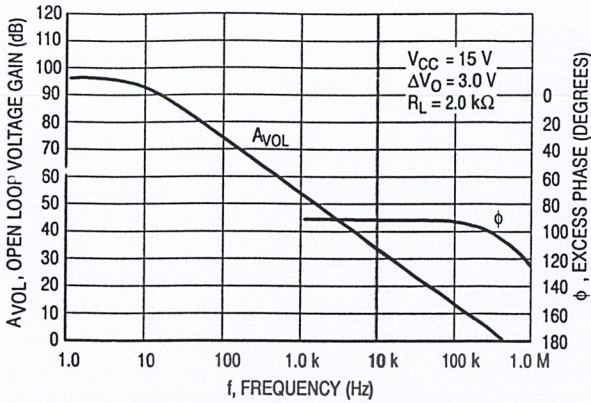


Figure 4. Open Loop Voltage Gain and Phase versus Frequency

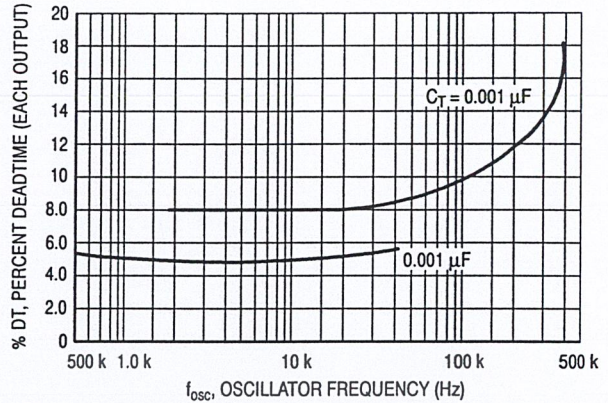


Figure 5. Percent Deadtime versus Oscillator Frequency

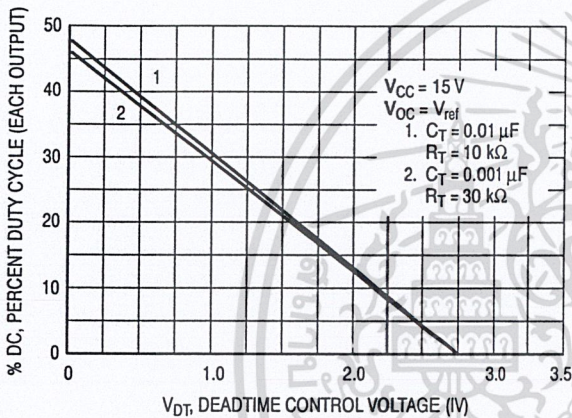


Figure 6. Percent Duty Cycle versus Deadtime Control Voltage

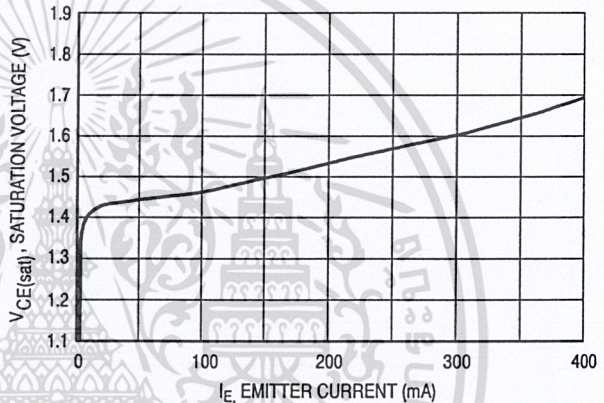


Figure 7. Emitter-Follower Configuration Output Saturation Voltage versus Emitter Current

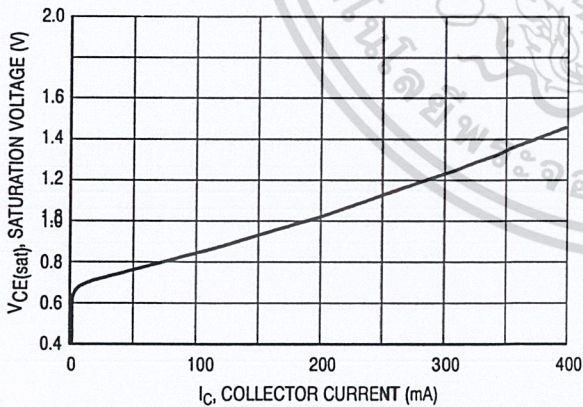


Figure 8. Common-Emitter Configuration Output Saturation Voltage versus Collector Current

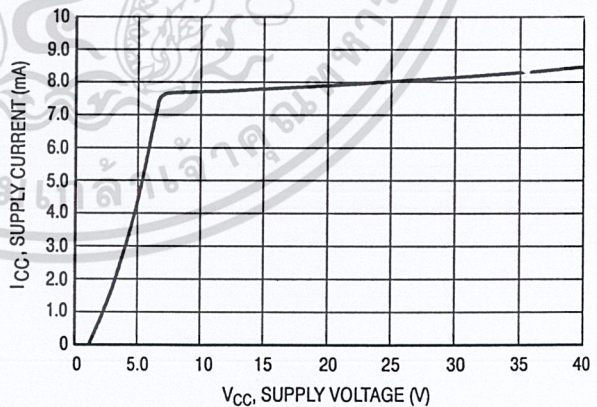


Figure 9. Standby Supply Current versus Supply Voltage

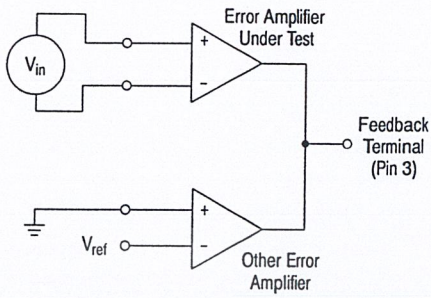


Figure 10. Error-Amplifier Characteristics

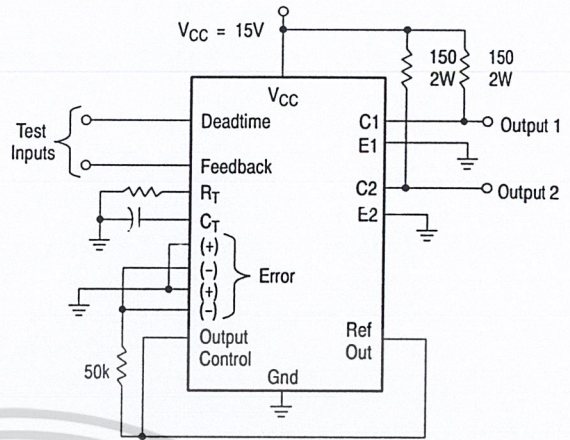


Figure 11. Deadtime and Feedback Control Circuit

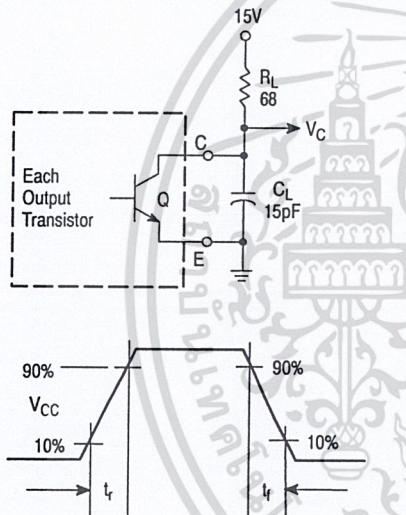


Figure 12. Common-Emitter Configuration Test Circuit and Waveform

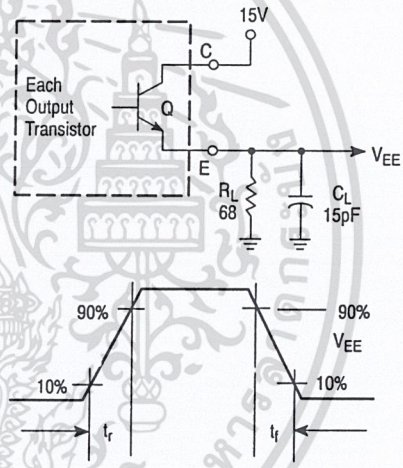


Figure 13. Emitter-Follower Configuration Test Circuit and Waveform

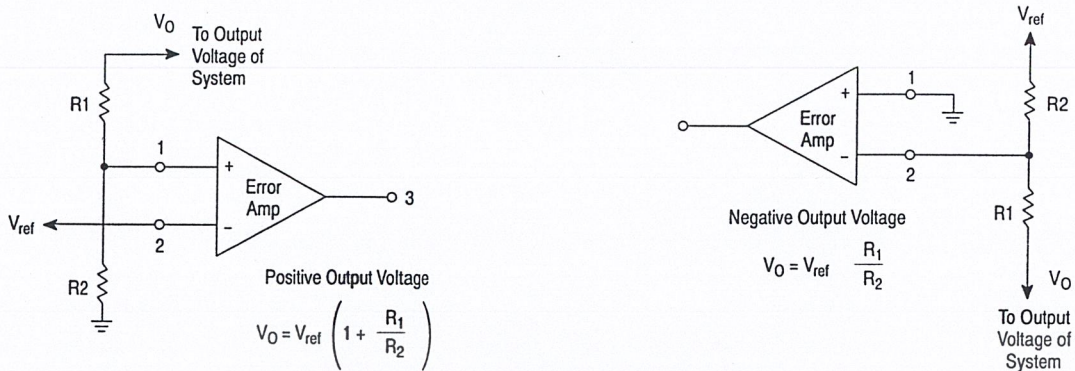


Figure 14. Error-Amplifier Sensing Techniques

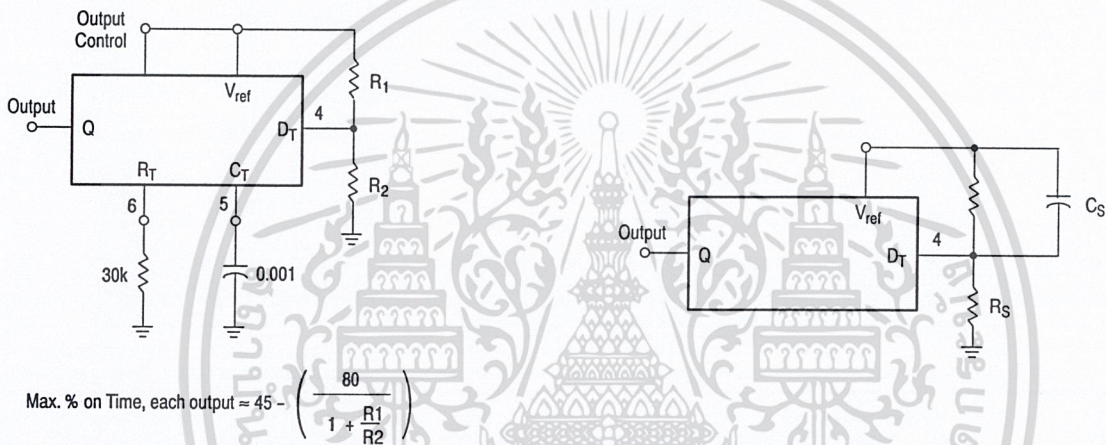


Figure 15. Deadtime Control Circuit

Figure 16. Soft-Start Circuit

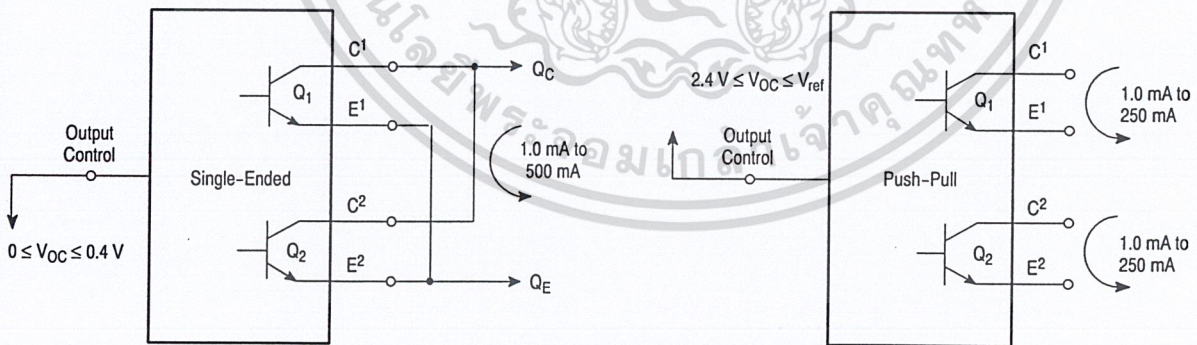


Figure 17. Output Connections for Single-Ended and Push-Pull Configurations

TL494

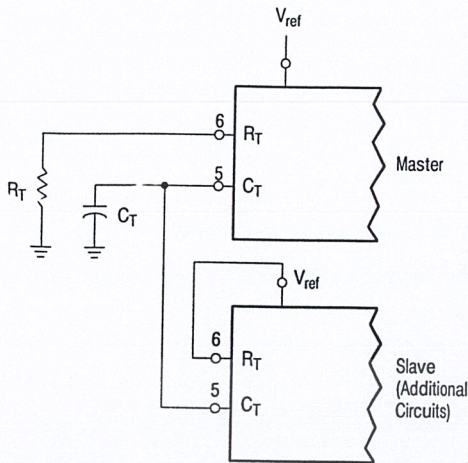


Figure 18. Slaving Two or More Control Circuits

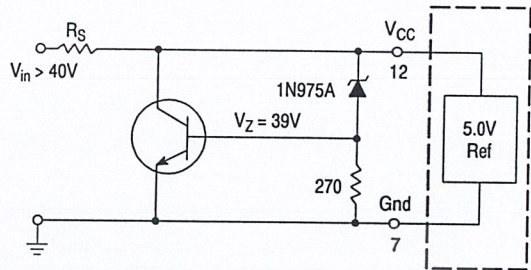


Figure 19. Operation with $V_{in} > 40\text{ V}$ Using External Zener

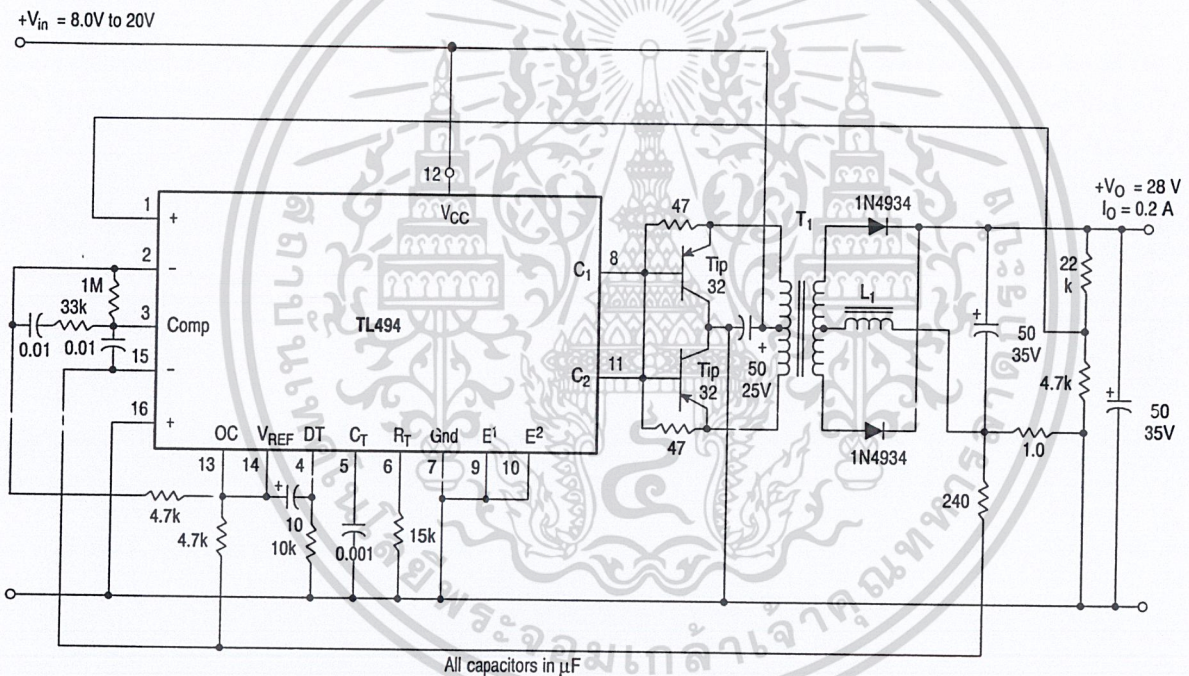


Figure 20. Pulse Width Modulated Push-Pull Converter

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

L1 - 3.5 mH @ 0.3 A
 T1 - Primary: 20T C.T. #28 AWG
 Secondary: 120T C.T. #36 AWG
 Core: Ferroxcube 1408P-L00-3CB

<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

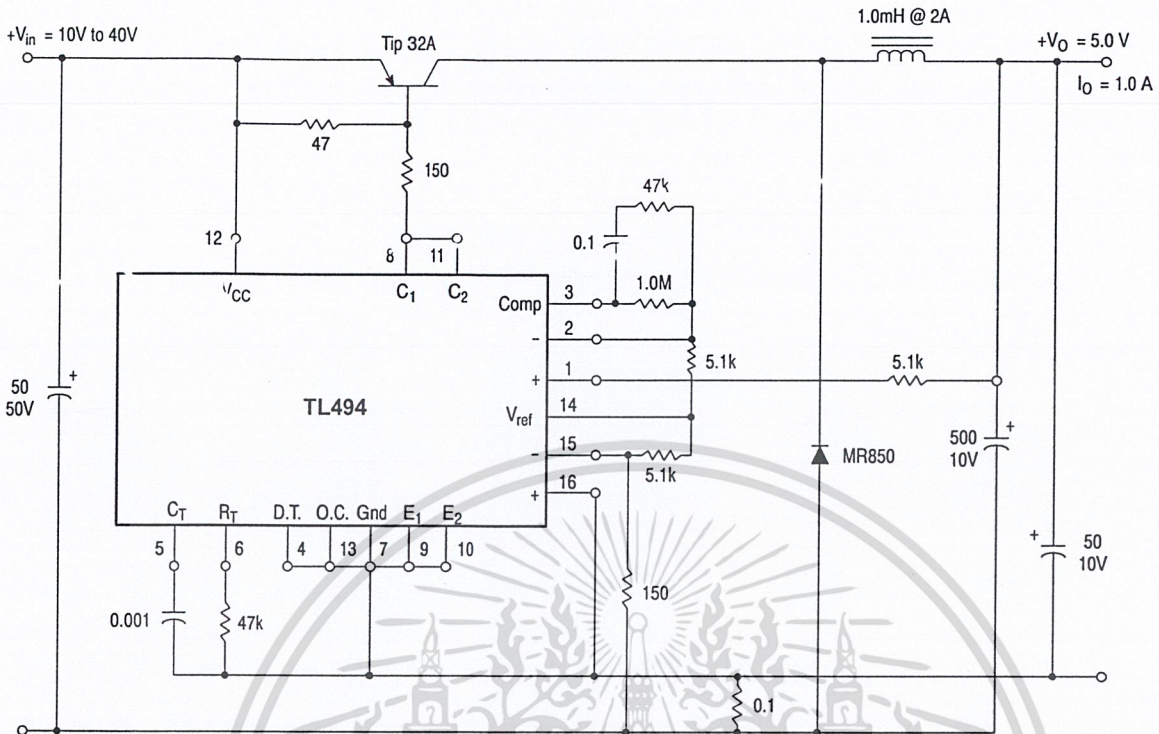


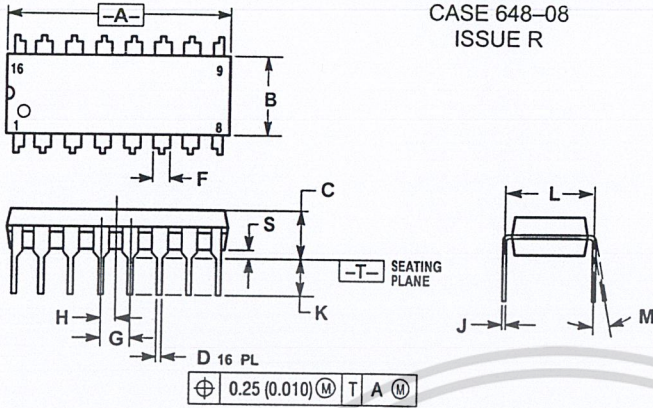
Figure 21. Pulse Width Modulated Step-Down Converter

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

TL494

PACKAGE DIMENSIONS

PDIP-16
N SUFFIX
CASE 648-08
ISSUE R

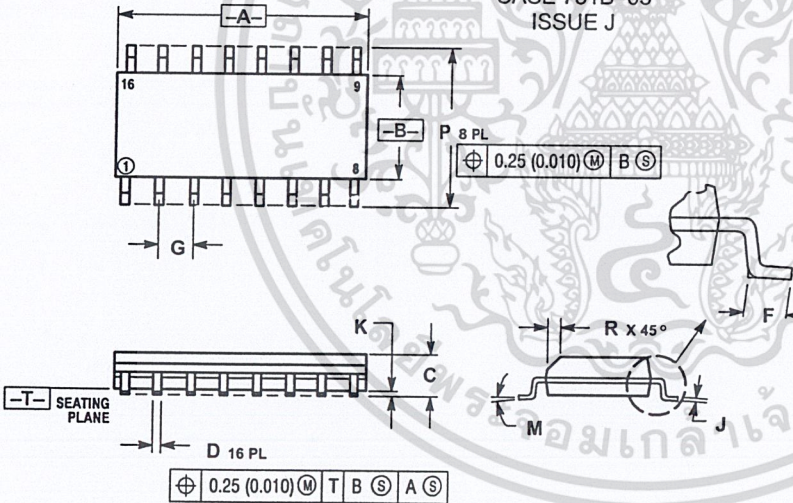


NOTES:

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

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.740	0.770	18.80	19.55
B	0.250	0.270	6.35	6.85
C	0.145	0.175	3.69	4.44
D	0.015	0.021	0.39	0.53
F	0.040	0.70	1.02	1.77
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.050 BSC		1.27 BSC	
J	0.008	0.015	0.21	0.38
K	0.110	0.130	2.80	3.30
L	0.295	0.305	7.50	7.74
M	0°	10°	0°	10°
S	0.020	0.040	0.51	1.01

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



NOTES:


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

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	9.80	10.00	0.366	0.393
B	3.80	4.00	0.150	0.157
C	1.35	1.75	0.054	0.068
D	0.35	0.49	0.014	0.019
F	0.40	1.25	0.016	0.049
G	1.27 BSC		0.050 BSC	
J	0.19	0.25	0.008	0.009
K	0.10	0.25	0.004	0.009
M	0°	7°	0°	7°
P	5.80	6.20	0.229	0.244
R	0.25	0.50	0.010	0.019

<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



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

PUBLICATION ORDERING INFORMATION

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

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

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

CENTRAL/SOUTH AMERICA:
 Spanish Phone: 303-308-7143 (Mon-Fri 8:00am to 5:00pm MST)
 Email: ONlit-spanish@hibbertco.com

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: 81-3-5740-2745
 Email: r14525@onsemi.com

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

EUROPEAN TOLL-FREE ACCESS*: 00-800-4422-3781
 *Available from Germany, France, Italy, England, Ireland

For additional information, please contact your local Sales Representative.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM555/LM555C Timer

General Description

The LM555 is a highly stable device for generating accurate time delays or oscillation. Additional terminals are provided for triggering or resetting if desired. In the time delay mode of operation, the time is precisely controlled by one external resistor and capacitor. For astable operation as an oscillator, the free running frequency and duty cycle are accurately controlled with two external resistors and one capacitor. The circuit may be triggered and reset on falling waveforms, and the output circuit can source or sink up to 200 mA or drive TTL circuits.

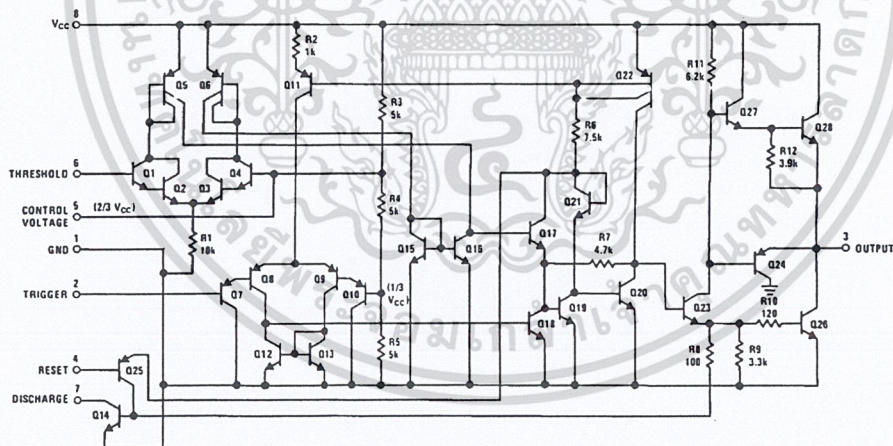
Features

- Direct replacement for SE555/NE555
- Timing from microseconds through hours
- Operates in both astable and monostable modes
- Adjustable duty cycle
- Output can source or sink 200 mA
- Output and supply TTL compatible
- Temperature stability better than 0.005% per °C
- Normally on and normally off output
- Available in 8 pin MSOP package

Applications

- Precision timing
- Pulse generation
- Sequential timing
- Time delay generation
- Pulse width modulation
- Pulse position modulation
- Linear ramp generator

Schematic Diagram



DS007851-1

Absolute Maximum Ratings (Note 2)

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

Supply Voltage	+18V
Power Dissipation (Note 3)	
LM555H, LM555CH	760 mW
LM555, LM555CN	1180 mW
LM555CMM	613 mW
Operating Temperature Ranges	
LM555C	0°C to +70°C
LM555	-55°C to +125°C

Storage Temperature Range -65°C to +150°C

Soldering Information

Dual-In-Line Package	
Soldering (10 Seconds)	260°C
Small Outline Packages (SOIC and MCOP)	
Vapor Phase (60 Seconds)	215°C
Infrared (15 Seconds)	220°C

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

Electrical Characteristics (Notes 1, 2)

(T_A = 25°C, V_{CC} = +5V to +15V, unless otherwise specified)

Parameter	Conditions	Limits						Units
		LM555			LM555C			
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Supply Voltage		4.5		18	4.5		16	V
Supply Current	V _{CC} = 5V, R _L = ∞		3	5		3	6	mA
	V _{CC} = 15V, R _L = ∞ (Low State) (Note 4)		10	12		10	15	mA
Timing Error, Monostable								
Initial Accuracy			0.5			1		%
Drift with Temperature	R _A = 1k to 100 kΩ, C = 0.1 μF, (Note 5)		30			50		ppm/°C
Accuracy over Temperature			1.5			1.5		%
Drift with Supply			0.05			0.1		%/V
Timing Error, Astable								
Initial Accuracy			1.5			2.25		%
Drift with Temperature	R _A , R _B = 1k to 100 kΩ, C = 0.1 μF, (Note 5)		90			150		ppm/°C
Accuracy over Temperature			2.5			3.0		%
Drift with Supply			0.15			0.30		%/V
Threshold Voltage			0.667			0.667		x V _{CC}
Trigger Voltage	V _{CC} = 15V	4.8	5	5.2		5		V
	V _{CC} = 5V	1.45	1.67	1.9		1.67		V
Trigger Current			0.01	0.5		0.5	0.9	μA
Reset Voltage		0.4	0.5	1	0.4	0.5	1	V
Reset Current			0.1	0.4		0.1	0.4	mA
Threshold Current	(Note 6)		0.1	0.25		0.1	0.25	μA
Control Voltage Level	V _{CC} = 15V	9.6	10	10.4	9	10	11	V
	V _{CC} = 5V	2.9	3.33	3.8	2.6	3.33	4	V
Pin 7 Leakage Output High			1	100		1	100	nA
Pin 7 Sat (Note 7)								
Output Low	V _{CC} = 15V, I _T = 15 mA		150			180		mV
Output Low	V _{CC} = 4.5V, I _T = 4.5 mA		70	100		80	200	mV

Electrical Characteristics (Notes 1, 2) (Continued)

($T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = +5\text{V}$ to $+15\text{V}$, unless otherwise specified)

Parameter	Conditions	Limits						Units
		LM555			LM555C			
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage Drop (Low)	$V_{CC} = 15\text{V}$							
	$I_{SINK} = 10\text{ mA}$		0.1	0.15		0.1	0.25	V
	$I_{SINK} = 50\text{ mA}$		0.4	0.5		0.4	0.75	V
	$I_{SINK} = 100\text{ mA}$		2	2.2		2	2.5	V
	$I_{SINK} = 200\text{ mA}$		2.5			2.5		V
	$V_{CC} = 5\text{V}$							
Output Voltage Drop (High)	$I_{SOURCE} = 200\text{ mA}$, $V_{CC} = 15\text{V}$		12.5			12.5		V
	$I_{SOURCE} = 100\text{ mA}$, $V_{CC} = 15\text{V}$	13	13.3		12.75	13.3		V
	$V_{CC} = 5\text{V}$	3	3.3		2.75	3.3		V
Rise Time of Output			100			100		ns
Fall Time of Output			100			100		ns

Note 1: All voltages are measured with respect to the ground pin, unless otherwise specified.

Note 2: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits. Electrical Characteristics state DC and AC electrical specifications under particular test conditions which guarantee specific performance limits. This assumes that the device is within the Operating Ratings. Specifications are not guaranteed for parameters where no limit is given, however, the typical value is a good indication of device performance.

Note 3: For operating at elevated temperatures the device must be derated above 25°C based on a $+150^\circ\text{C}$ maximum junction temperature and a thermal resistance of 164°C/W (TO-5), 106°C/W (DIP), 170°C/W (S0-8), and 204°C/W (MSOP) junction to ambient.

Note 4: Supply current when output high typically 1 mA less at $V_{CC} = 5\text{V}$.

Note 5: Tested at $V_{CC} = 5\text{V}$ and $V_{CC} = 15\text{V}$.

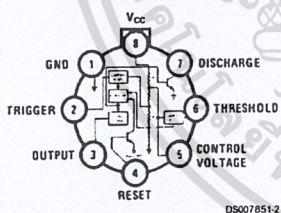
Note 6: This will determine the maximum value of $R_A + R_B$ for 15V operation. The maximum total ($R_A + R_B$) is 20 M Ω .

Note 7: No protection against excessive pin 7 current is necessary providing the package dissipation rating will not be exceeded.

Note 8: Refer to RETS555X drawing of military LM555H and LM555J versions for specifications.

Connection Diagrams

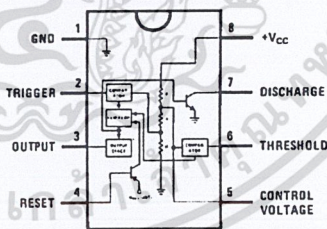
Metal Can Package



Top View

Order Number LM555H or LM555CH
See NS Package Number H08C

Dual-In-Line, Small Outline
and Molded Mini Small Outline Packages

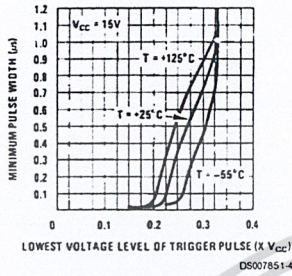


Top View

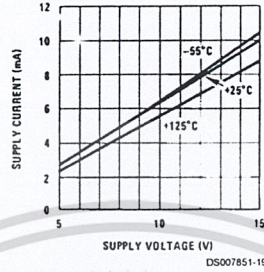
Order Number LM555J, LM555CJ,
LM555CM, LM555CMM or LM555CN
See NS Package Number J08A, M08A, MUA08A or
N08E

Typical Performance Characteristics

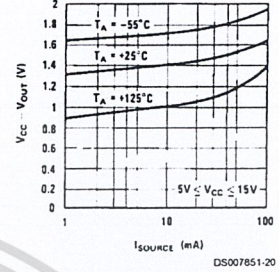
Minimum Pulse Width Required for Triggering



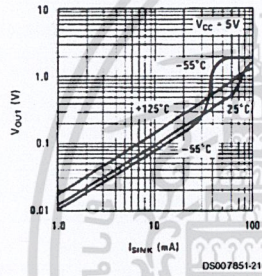
Supply Current vs Supply Voltage



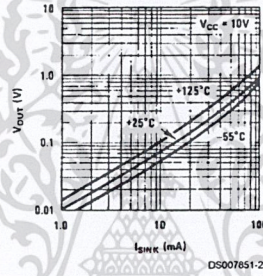
High Output Voltage vs Output Source Current



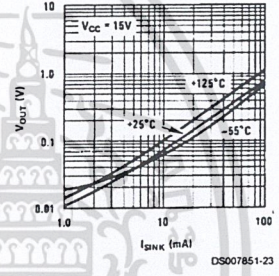
Low Output Voltage vs Output Sink Current



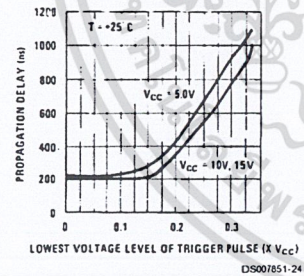
Low Output Voltage vs Output Sink Current



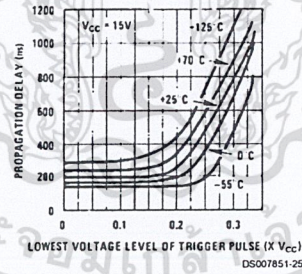
Low Output Voltage vs Output Sink Current



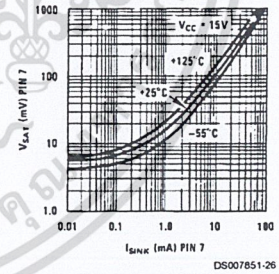
Output Propagation Delay vs Voltage Level of Trigger Pulse



Output Propagation Delay vs Voltage Level of Trigger Pulse

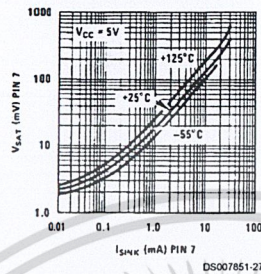


Discharge Transistor (Pin 7) Voltage vs Sink Current



Typical Performance Characteristics (Continued)

Discharge Transistor (Pin 7)
Voltage vs Sink Current



Applications Information

MONOSTABLE OPERATION

In this mode of operation, the timer functions as a one-shot (Figure 1). The external capacitor is initially held discharged by a transistor inside the timer. Upon application of a negative trigger pulse of less than $1/3 V_{CC}$ to pin 2, the flip-flop is set which both releases the short circuit across the capacitor and drives the output high.

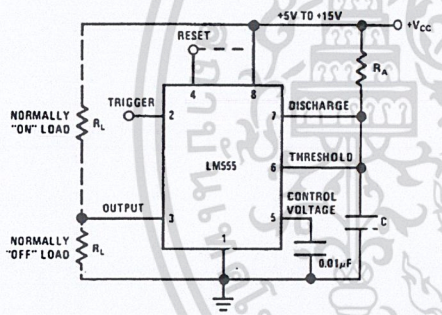
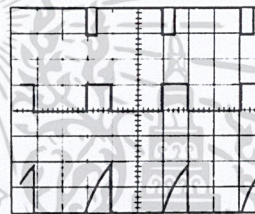


FIGURE 1. Monostable

The voltage across the capacitor then increases exponentially for a period of $t = 1.1 R_A C$, at the end of which time the voltage equals $2/3 V_{CC}$. The comparator then resets the flip-flop which in turn discharges the capacitor and drives the output to its low state. Figure 2 shows the waveforms generated in this mode of operation. Since the charge and the threshold level of the comparator are both directly proportional to supply voltage, the timing interval is independent of supply.



$V_{CC} = 5V$
TIME = 0.1 ms/DIV.
 $R_A = 9.1 k\Omega$
 $C = 0.01 \mu F$

Top Trace: Input 5V/Div.
Middle Trace: Output 5V/Div.
Bottom Trace: Capacitor Voltage 2V/Div.

FIGURE 2. Monostable Waveforms

During the timing cycle when the output is high, the further application of a trigger pulse will not effect the circuit so long as the trigger input is returned high at least $10 \mu s$ before the end of the timing interval. However the circuit can be reset during this time by the application of a negative pulse to the reset terminal (pin 4). The output will then remain in the low state until a trigger pulse is again applied.

When the reset function is not in use, it is recommended that it be connected to V_{CC} to avoid any possibility of false triggering.

Figure 3 is a nomograph for easy determination of R, C values for various time delays.

NOTE: In monostable operation, the trigger should be driven high before the end of timing cycle.

Applications Information (Continued)

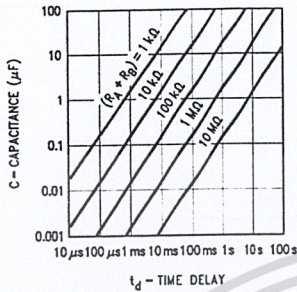


FIGURE 3. Time Delay

ASTABLE OPERATION

If the circuit is connected as shown in *Figure 4* (pins 2 and 6 connected) it will trigger itself and free run as a multivibrator. The external capacitor charges through $R_A + R_B$ and discharges through R_B . Thus the duty cycle may be precisely set by the ratio of these two resistors.

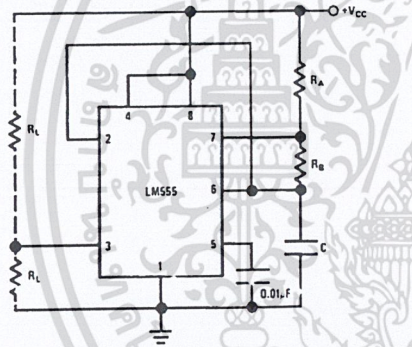
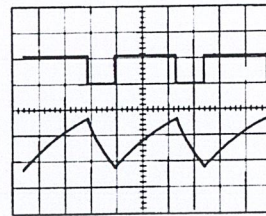


FIGURE 4. Astable

In this mode of operation, the capacitor charges and discharges between $1/3 V_{CC}$ and $2/3 V_{CC}$. As in the triggered mode, the charge and discharge times, and therefore the frequency are independent of the supply voltage.

Figure 5 shows the waveforms generated in this mode of operation.



$V_{CC} = 5V$
 TIME = 20 μs /DIV.
 $R_A = 3.9 k\Omega$
 $R_B = 3 k\Omega$
 $C = 0.01 \mu F$

Top Trace: Output 5V/Div.
 Bottom Trace: Capacitor Voltage 1V/Div.

DS007851-9

FIGURE 5. Astable Waveforms

The charge time (output high) is given by:

$$t_1 = 0.693 (R_A + R_B) C$$

And the discharge time (output low) by:

$$t_2 = 0.693 (R_B) C$$

Thus the total period is:

$$T = t_1 + t_2 = 0.693 (R_A + 2R_B) C$$

The frequency of oscillation is:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1.44}{(R_A + 2R_B) C}$$

Figure 6 may be used for quick determination of these RC values.

The duty cycle is:

$$D = \frac{R_B}{R_A + 2R_B}$$

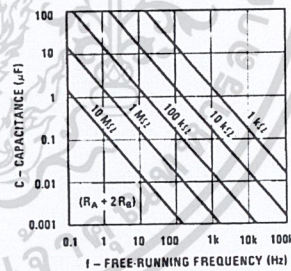
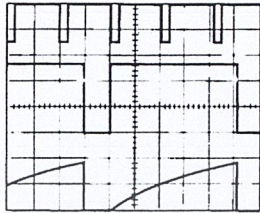


FIGURE 6. Free Running Frequency

FREQUENCY DIVIDER

The monostable circuit of *Figure 1* can be used as a frequency divider by adjusting the length of the timing cycle. *Figure 7* shows the waveforms generated in a divide by three circuit.

Applications Information (Continued)



DS007851-11

$V_{CC} = 5V$
 TIME = 20 μs /DIV. Middle Trace: Output 2V/DIV.
 $R_A = 9.1 k\Omega$ Bottom Trace: Capacitor 2V/DIV.
 $C = 0.01 \mu F$

FIGURE 7. Frequency Divider

PULSE WIDTH MODULATOR

When the timer is connected in the monostable mode and triggered with a continuous pulse train, the output pulse width can be modulated by a signal applied to pin 5. Figure 8 shows the circuit, and in Figure 9 are some waveform examples.

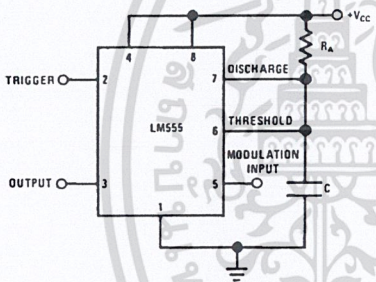
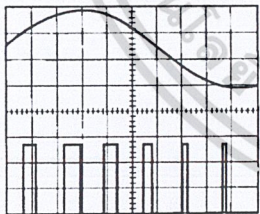


FIGURE 8. Pulse Width Modulator



DS007851-13

$V_{CC} = 5V$
 TIME = 0.2 ms/DIV. Bottom Trace: Output Voltage 2V/DIV.
 $R_A = 9.1 k\Omega$
 $C = 0.01 \mu F$

FIGURE 9. Pulse Width Modulator

PULSE POSITION MODULATOR

This application uses the timer connected for astable operation, as in Figure 10, with a modulating signal again applied to the control voltage terminal. The pulse position varies with

the modulating signal, since the threshold voltage and hence the time delay is varied. Figure 11 shows the waveforms generated for a triangle wave modulation signal.

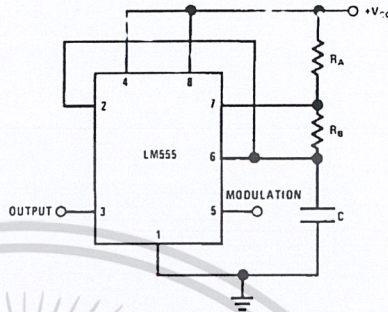
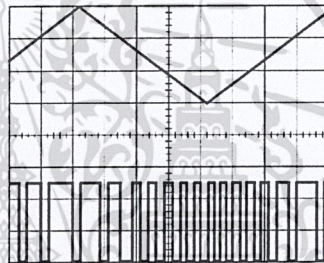


FIGURE 10. Pulse Position Modulator



DS007851-15

$V_{CC} = 5V$
 TIME = 0.1 ms/DIV. Bottom Trace: Output 2V/DIV.
 $R_A = 3.9 k\Omega$
 $R_B = 3 k\Omega$
 $C = 0.01 \mu F$

FIGURE 11. Pulse Position Modulator

LINEAR RAMP

When the pullup resistor, R_A , in the monostable circuit is replaced by a constant current source, a linear ramp is generated. Figure 12 shows a circuit configuration that will perform this function.

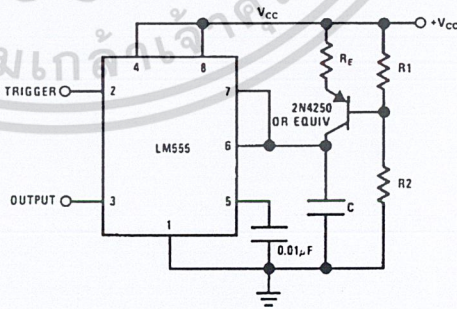


FIGURE 12.

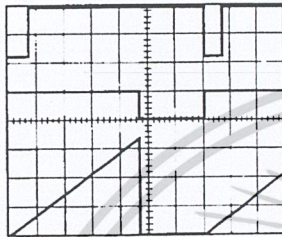
Applications Information (Continued)

Figure 13 shows waveforms generated by the linear ramp. The time interval is given by:

$$T = \frac{2/3 V_{CC} R_E (R_1 + R_2) C}{R_1 V_{CC} - V_{BE} (R_1 + R_2)}$$

$$V_{BE} \cong 0.6V$$

$$V_{BE} \cong 0.6V$$



DS007851-17

$V_{CC} = 5V$
 TIME = 20 μs /DIV.
 $R_1 = 47 k\Omega$
 $R_2 = 100 k\Omega$
 $R_E = 2.7 k\Omega$
 $C = 0.01 \mu F$

FIGURE 13. Linear Ramp

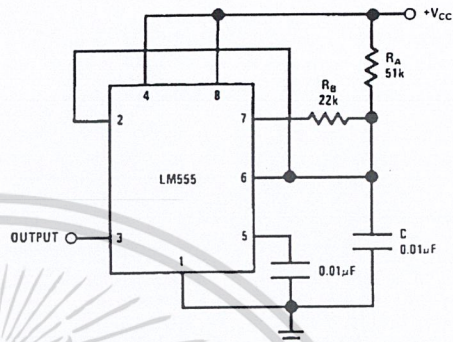
50% DUTY CYCLE OSCILLATOR

For a 50% duty cycle, the resistors R_A and R_B may be connected as in Figure 14. The time period for the output high is the same as previous, $t_1 = 0.693 R_A C$. For the output low it is $t_2 =$

$$\left[\frac{R_A R_B}{R_A + R_B} \right] C \ln \left[\frac{R_B - 2R_A}{2R_B - R_A} \right]$$

Thus the frequency of oscillation is

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2}$$



DS007851-18

FIGURE 14. 50% Duty Cycle Oscillator

Note that this circuit will not oscillate if R_B is greater than $1/2 R_A$ because the junction of R_A and R_B cannot bring pin 2 down to $1/3 V_{CC}$ and trigger the lower comparator.

ADDITIONAL INFORMATION

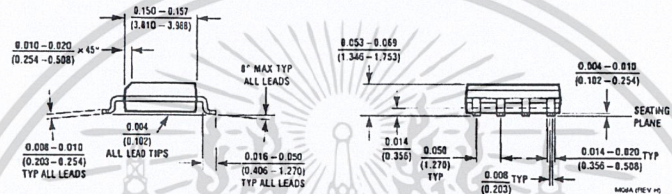
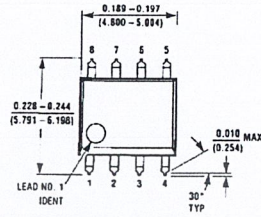
Adequate power supply bypassing is necessary to protect associated circuitry. Minimum recommended is $0.1 \mu F$ in parallel with $1 \mu F$ electrolytic.

Lower comparator storage time can be as long as $10 \mu s$ when pin 2 is driven fully to ground for triggering. This limits the monostable pulse width to $10 \mu s$ minimum.

Delay time reset to output is $0.47 \mu s$ typical. Minimum reset pulse width must be $0.3 \mu s$, typical.

Pin 7 current switches within $30 ns$ of the output (pin 3) voltage.

Physical Dimensions inches (millimeters) (Continued)

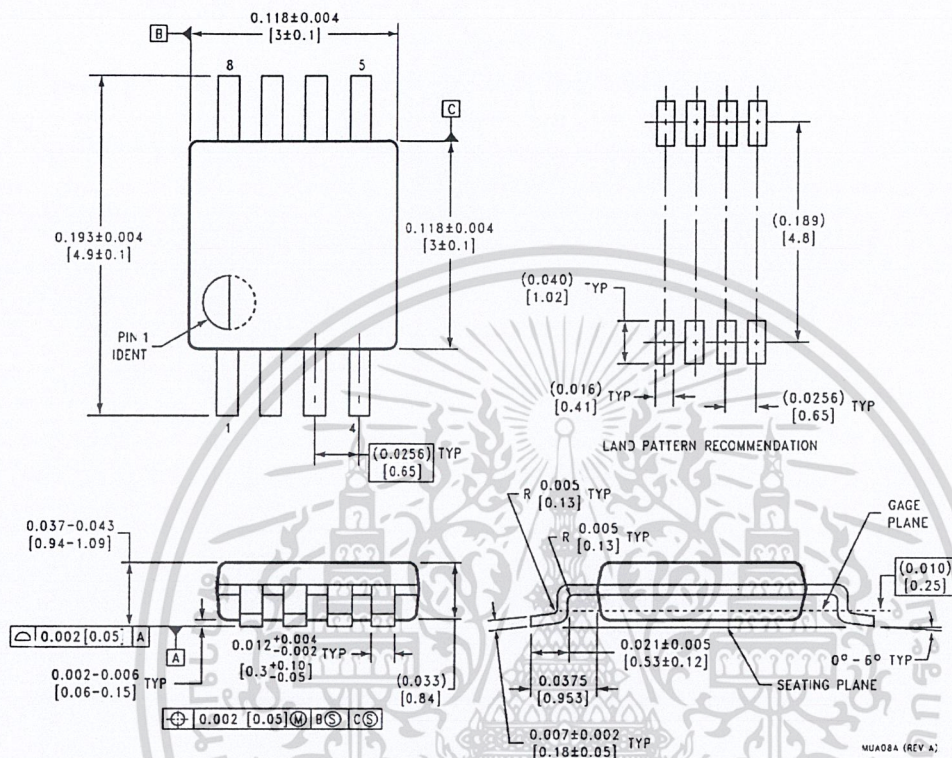


Small Outline Package (M)
Order Number LM555CM
NS Package Number M08A



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Physical Dimensions inches (millimeters) (Continued)

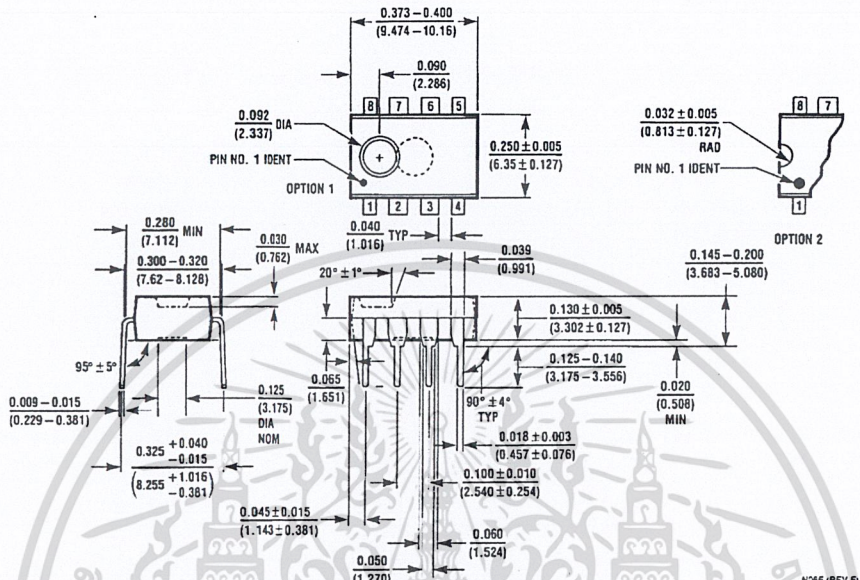


8-Lead (0.118" Wide) Molded Mini Small Outline Package
 Order Number LM555CMM
 NS Package Number MUA08A

MUA08A (REV. A)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Physical Dimensions inches (millimeters) (Continued)



Molded Dual-In-Line Package (N)
Order Number LM555CN
NS Package Number N09E

LIFE SUPPORT POLICY

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component in any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

National Semiconductor Corporation
1111 West Bardin Road
Arlington, TX 76017
Tel: 1(800) 272-9959
Fax: 1(800) 737-7018

National Semiconductor Europe
Fax: (+49) 0-180-530 85 86
Email: crjwge@tevm2.nsc.com
Deutsch Tel: (+49) 0-180-530 85 85
English Tel: (+49) 0-180-532 78 32
Français Tel: (+49) 0-180-532 93 58
Italiano Tel: (+49) 0-180-534 16 80

National Semiconductor Hong Kong Ltd.
13th Floor, Straight Block,
Ocean Centre, 5 Canton Rd.
Tsimshatsui, Kowloon
Hong Kong
Tel: (852) 2737-1600
Fax: (852) 2736-9960

National Semiconductor Japan Ltd.
Tel: 81-043-299-2308
Fax: 81-043-299-2408

www.national.com

National does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and National reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

LM741

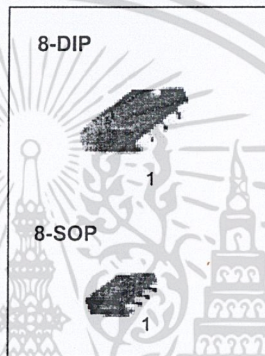
Single Operational Amplifier

Features

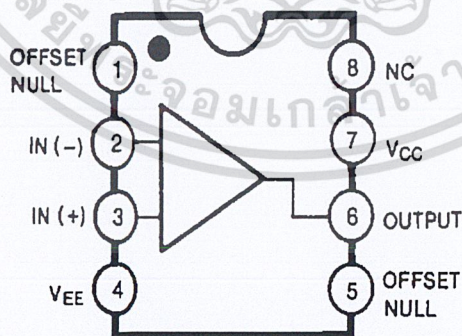
- Short circuit protection
- Excellent temperature stability
- Internal frequency compensation
- High Input voltage range
- Null of offset

Description

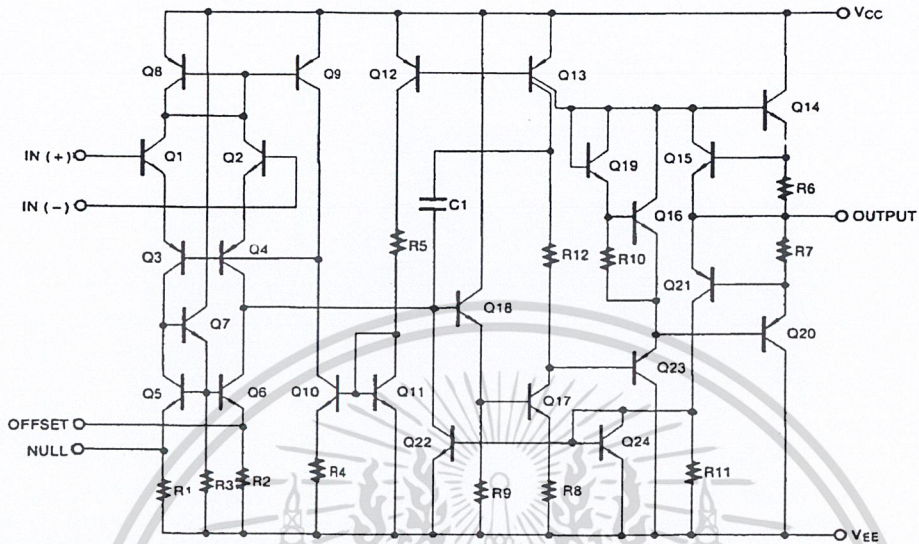
The LM741 series are general purpose operational amplifiers. It is intended for a wide range of analog applications. The high gain and wide range of operating voltage provide superior performance in integrator, summing amplifier, and general feedback applications.



Internal Block Diagram



Schematic Diagram

Absolute Maximum Ratings ($T_A = 25^\circ\text{C}$)

Parameter	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage	VCC	± 18	V
Differential Input Voltage	$V_I(\text{DIFF})$	30	V
Input Voltage	V_I	± 15	V
Output Short Circuit Duration	-	Indefinite	-
Power Dissipation	PD	500	mW
Operating Temperature Range			
LM741C	TOPR	0 ~ +70	$^\circ\text{C}$
LM741I		-40 ~ +85	
Storage Temperature Range	TSTG	-65 ~ +150	$^\circ\text{C}$

Electrical Characteristics

($V_{CC} = 15V$, $V_{EE} = -15V$, $T_A = 25^\circ C$, unless otherwise specified)

Parameter		Symbol	Conditions	LM741C/LM741I			Unit
				Min.	Typ.	Max.	
Input Offset Voltage		V_{IO}	$R_S \leq 10K\Omega$	-	2.0	6.0	mV
			$R_S \leq 50\Omega$	-	-	-	
Input Offset Voltage Adjustment Range		$V_{IO(R)}$	$V_{CC} = \pm 20V$	-	± 15	-	mV
Input Offset Current		I_{IO}	-	-	20	200	nA
Input Bias Current		I_{BIAS}	-	-	80	500	nA
Input Resistance (Note1)		R_I	$V_{CC} = \pm 20V$	0.3	2.0	-	M Ω
Input Voltage Range		$V_I(R)$	-	± 12	± 13	-	V
Large Signal Voltage Gain		G_V	$R_L \geq 2K\Omega$, $V_{CC} = \pm 20V$, $V_{O(P-P)} = \pm 15V$	-	-	-	V/mV
			$V_{CC} = \pm 15V$, $V_{O(P-P)} = \pm 10V$	20	200	-	
Output Short Circuit Current		I_{SC}	-	-	25	-	mA
Output Voltage Swing		$V_{O(P-P)}$	$V_{CC} = \pm 20V$, $R_L \geq 10K\Omega$	-	-	-	V
			$R_L \geq 2K\Omega$	-	-	-	
			$V_{CC} = \pm 15V$, $R_L \geq 10K\Omega$	± 12	± 14	-	
			$R_L \geq 2K\Omega$	± 10	± 13	-	
Common Mode Rejection Ratio		CMRR	$R_S \leq 10K\Omega$, $V_{CM} = \pm 12V$	70	90	-	dB
			$R_S \leq 50\Omega$, $V_{CM} = \pm 12V$	-	-	-	
Power Supply Rejection Ratio		PSRR	$V_{CC} = \pm 15V$ to $V_{CC} = \pm 15V$, $R_S \leq 50\Omega$	-	-	-	dB
			$V_{CC} = \pm 15V$ to $V_{CC} = \pm 15V$, $R_S \leq 10K\Omega$	77	96	-	
Transient Response	Rise Time	T_R	Unity Gain	-	0.3	-	μs
	Overshoot	OS		-	10	-	%
Bandwidth		BW	-	-	-	-	MHz
Slew Rate		SR	Unity Gain	-	0.5	-	V/ μs
Supply Current		I_{CC}	$R_L = \infty\Omega$	-	1.5	2.8	mA
Power Consumption		Pc	$V_{CC} = \pm 20V$	-	-	-	mW
			$V_{CC} = \pm 15V$	-	50	85	

Note:

1. Guaranteed by design.

Electrical Characteristics

($0^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq 70^{\circ}\text{C}$ $V_{CC} = \pm 15\text{V}$, unless otherwise specified)

The following specification apply over the range of $0^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +70^{\circ}\text{C}$ for the LM741C; and the $-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +85^{\circ}\text{C}$ for the LM741I

Parameter	Symbol	Conditions	LM741C/LM741I			Unit	
			Min.	Typ.	Max.		
Input Offset Voltage	V_{IO}	$R_C \leq 50\Omega$	-	-	-	mV	
		$R_S \leq 10K\Omega$	-	-	7.5		
Input Offset Voltage Drift	$\Delta V_{IO}/\Delta T$	-	-	-	$\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$		
Input Offset Current	I_{IO}	-	-	300	nA		
Input Offset Current Drift	$\Delta I_{IO}/\Delta T$	-	-	-	$\text{nA}/^{\circ}\text{C}$		
Input Bias Current	I_{BIAS}	-	-	0.8	μA		
Input Resistance (Note1)	R_I	$V_{CC} = \pm 20\text{V}$	-	-	-	$M\Omega$	
Input Voltage Range	$V_{I(R)}$	-	± 12	± 13	-	V	
Output Voltage Swing	$V_{O(P-P)}$	$V_{CC} = \pm 20\text{V}$	$R_S \geq 10K\Omega$	-	-	-	V
			$R_S \geq 2K\Omega$	-	-	-	
		$V_{CC} = \pm 15\text{V}$	$R_S \geq 10K\Omega$	± 12	± 14	-	
			$R_S \geq 2K\Omega$	± 10	± 13	-	
Output Short Circuit Current	I_{SC}	-	10	-	40	mA	
Common Mode Rejection Ratio	CMRR	$R_S \leq 10K\Omega, V_{CM} = \pm 12\text{V}$	70	90	-	dB	
		$R_S \leq 50\Omega, V_{CM} = \pm 12\text{V}$	-	-	-		
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_{CC} = \pm 20\text{V}$ to $\pm 5\text{V}$	$R_S \leq 50\Omega$	-	-	-	dB
			$R_S \leq 10K\Omega$	77	96	-	
Large Signal Voltage Gain	G_V	$R_S \geq 2K\Omega$	$V_{CC} = \pm 20\text{V},$ $V_{O(P-P)} = \pm 15\text{V}$	-	-	-	V/mV
			$V_{CC} = \pm 15\text{V},$ $V_{O(P-P)} = \pm 10\text{V}$	15	-	-	
			$V_{CC} = \pm 15\text{V},$ $V_{O(P-P)} = \pm 2\text{V}$	-	-	-	

Note :

1. Guaranteed by design.

Typical Performance Characteristics

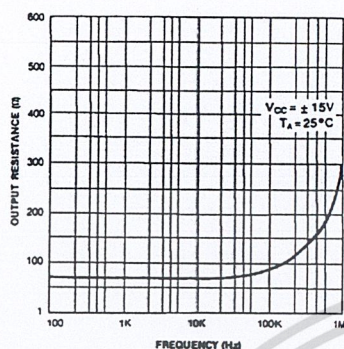


Figure 1. Output Resistance vs Frequency

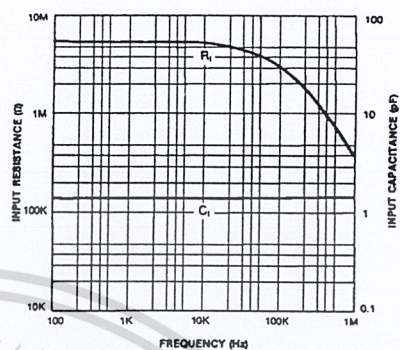


Figure 2. Input Resistance and Input Capacitance vs Frequency

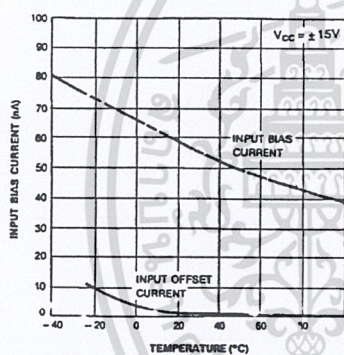


Figure 3. Input Bias Current vs Ambient Temperature

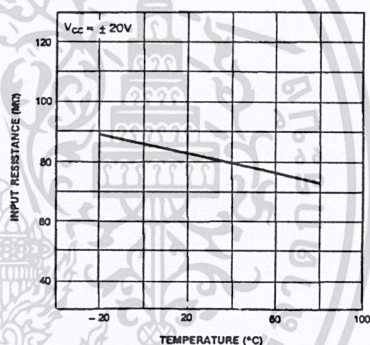


Figure 4. Power Consumption vs Ambient Temperature

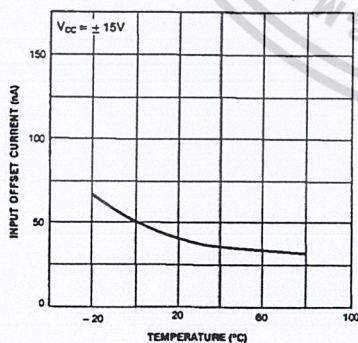


Figure 5. Input Offset Current vs Ambient Temperature

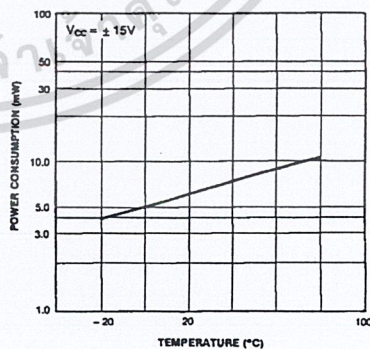


Figure 6. Input Resistance vs Ambient Temperature

Typical Performance Characteristics (continued)

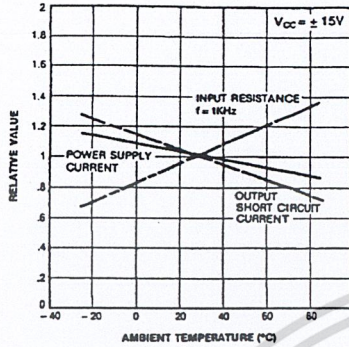


Figure 7. Normalized DC Parameters vs Ambient Temperature

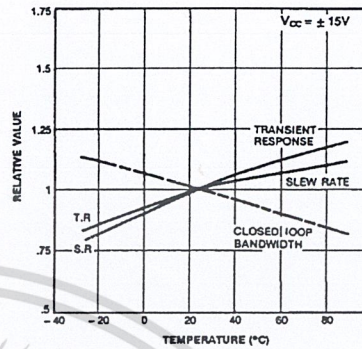


Figure 8. Frequency Characteristics vs Ambient Temperature

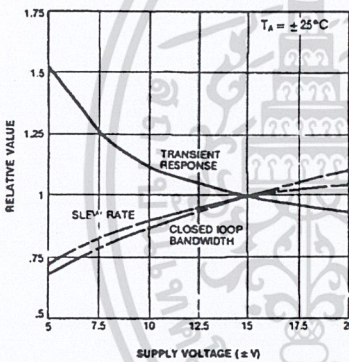


Figure 9. Frequency Characteristics vs Supply Voltage

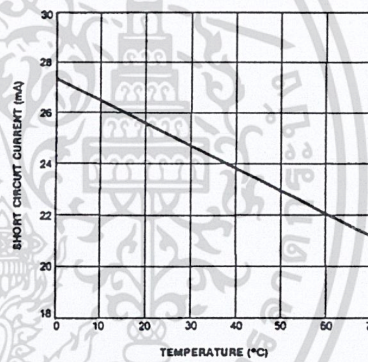


Figure 10. Output Short Circuit Current vs Ambient Temperature

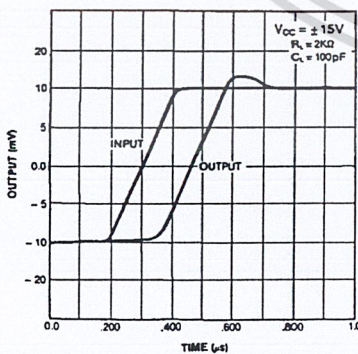


Figure 11. Transient Response

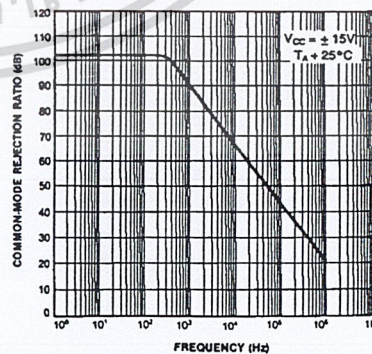


Figure 12. Common-Mode Rejection Ratio vs Frequency

Typical Performance Characteristics (continued)

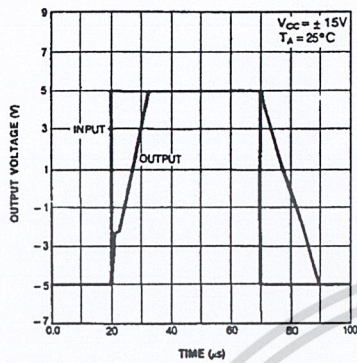


Figure 13. Voltage Follower Large Signal Pulse Response

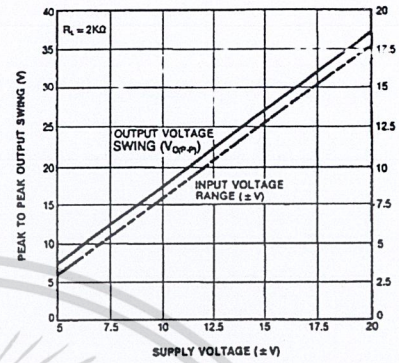
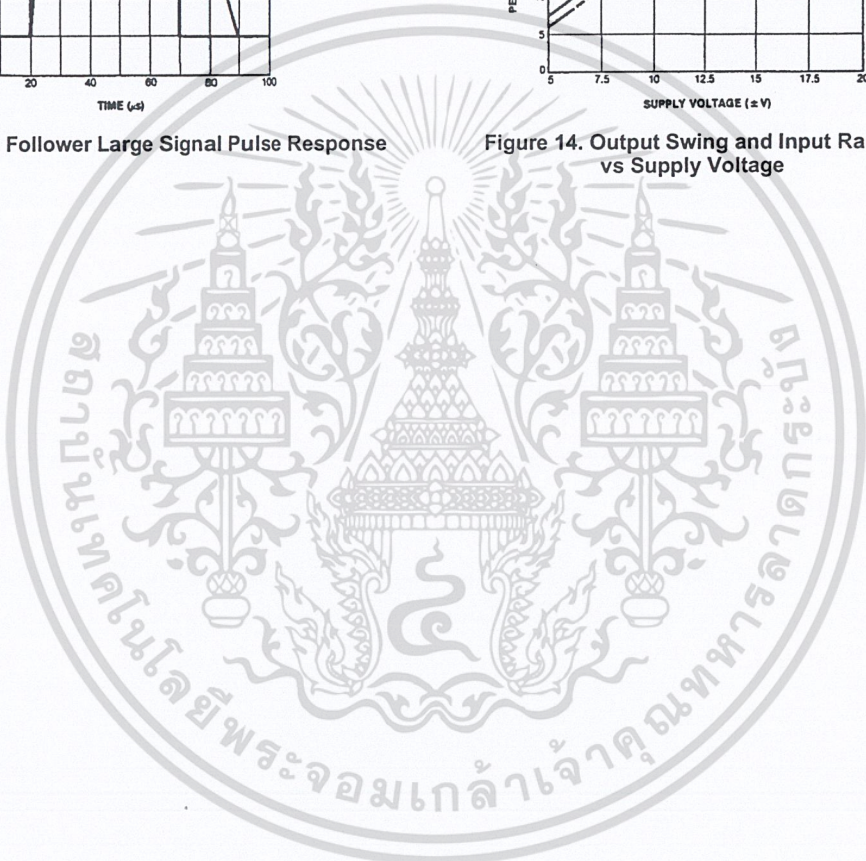


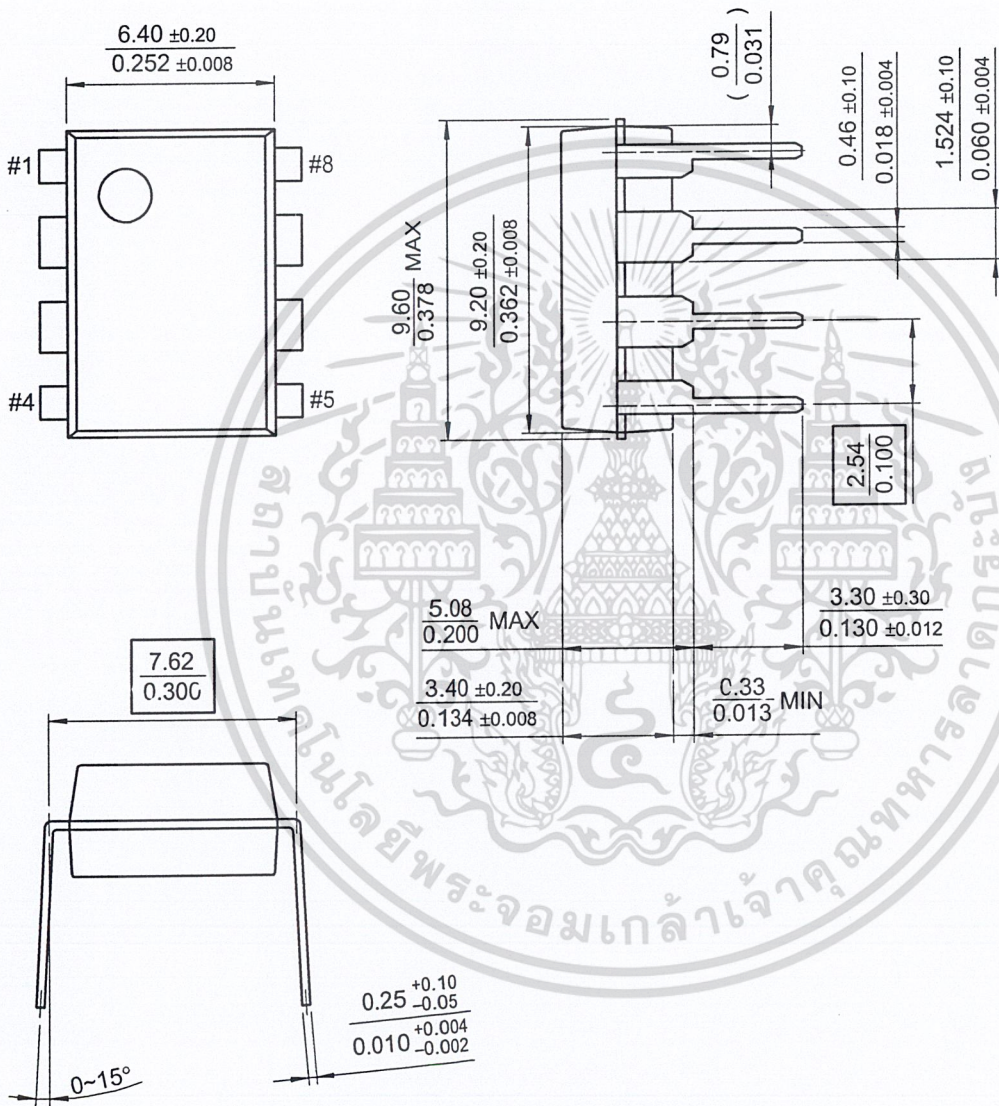
Figure 14. Output Swing and Input Range vs Supply Voltage



Mechanical Dimensions

Package

8-DIP



Ordering Information

Product Number	Package	Operating Temperature
LM741CN	8-DIP	0 ~ + 70°C
LM741CM	8-SOP	
LM741IN	8-DIP	-40 ~ + 85°C



DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS.

LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury of the user.
2. A critical component in any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.