

ปีการศึกษา 2531

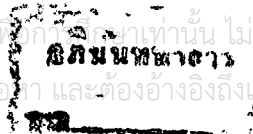
แหล่งจ่ายไฟต่อเนื่อง

โดย

นายบรรเจ็ด	สันทน
นายบัญชา	ชีระสาร
นายบัน เกิง	ปริตรานันท์
นายบุญรัตน์	ไหมสุทธิสกุล
นายประสิทธิ์	ปรีชาเจสียว

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ประภากร สุวรรณะ



ปริญญาโทปีการศึกษา 2531

ภาควิชา อิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง

เรื่อง แหล่งจ่ายไฟต่อเนื่อง (Uninterrupted Power Supplies).

ผู้จัดทำ	1. นายบรรเจิด	สันทพบ	28-1125
	2. นายบัญชา	ชีระสาร	28-1126
	3. นายบันเทิง	ปรีทรานันท์	28-1127
	4. นายบุญรัตน์	ไหมสุทธิสกุล	28-1131
	5. นายประสิทธิ์	ปรีชาเฉลียว	28-1144

.....อาจารย์ที่ปรึกษา
(อาจารย์ ประภากร สุวรรณะ)

บทที่ 3 การคำนวณ	3-1
- PWM TL494 Control	3-1
- Input Rectifier and Control	3-2
- Switching Element	3-2
บทที่ 4 ผลการทดลอง	4-1
บทที่ 5 สรุปและวิจารณ์	5-1

ภาคผนวก

- รูปแสดงวงจรและอุปกรณ์ที่ใช้
- รายละเอียดของ IC TL494
- รายละเอียดของ หม้อแปลง EC70

กิตติกรรมประกาศ

บรรณานุกรม



แหล่งจ่ายไฟต่อเนื่อง (UPS)

นาย บรรเจิด สันทพ
นาย บัญชา ชีร-สาร
นาย บันเทิง ปรีตราพันธ์
นาย บุญรัตน์ ไหมสุทธิสกุล
นาย ประสิทธิ์ ปรีชาเฉลียว

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ประกายกร สุวรรณะ

ปีการศึกษา 2531

บทคัดย่อ

UPS เป็นระบบที่ถูกออกแบบขึ้นเพื่อจ่ายพลังงานระหว่าง ช่วงเวลาซึ่งแหล่งจ่ายไฟฟ้าหลักไม่สามารถจ่ายไฟในระดับซึ่งสามารถยอมรับได้ การทำงานของ UPS จะเป็นการจ่ายพลังงานแทนให้กับโหลดที่สำคัญ เพื่อรักษาการทำงานของระบบ ให้สามารถดำเนินต่อไปได้ ไม่เกิดความเสียหายขึ้น โดยเฉพาะระบบคอมพิวเตอร์ในปัจจุบัน ซึ่งไวต่อการเปลี่ยนแปลงของโวลต์เตจ และ สัญญาณรบกวน ต้องการระดับพลังงานที่คงที่ เพื่อป้องกันข้อมูลที่ถูกรบกวนในหน่วยความจำสูญหายไป

หลักการทำงานของ UPS จะแปลงไฟบ้านเป็นไฟตรง แล้วจึงชาร์จไฟเข้าเก็บไว้ในแบตเตอรี่ เพื่อจ่ายให้กับโหลดในภาวะฉุกเฉิน โดยมีอินเวอร์เตอร์ทำหน้าที่แปลงไฟ จากไฟตรงกลับเป็นไฟบ้านตามปกติ

ระบบ UPS ที่ทำในโครงการชิ้นนี้ มีข้อแตกต่างจากทั่วไป ตรงที่ได้นำเอาหลักการของ HIGH FREQUENCY SWITCHING POWER SUPPLY เข้ามาใช้จึงทำให้ขนาดของเครื่องลดลง นอกจากนี้ประสิทธิภาพของระบบยังสูงขึ้นกว่าเดิม เนื่องจากการสูญเสียของพลังงานน้อยลง แต่ข้อเสียของระบบนี้คือ ราคาของอุปกรณ์ที่ใช้ค่อนข้างแพง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ABSTRACT

UPS. is the system which be designed to provide power during all period where in the normal or prime source of power is outside acceptable limits , without causing disruption of the flow of acceptable power to load . Especially , computer system in present time which are sensitive to the change of voltage and noise signals . Computer systems need the constant level of energy to protect memory contents as a minimum.

The operation of UPS. is converting the AC line voltage into DC voltage , then charging to batteries for providing to load in the emergency condition . Its inverter function is converting from DC voltage back to AC voltage again .

The difference of this UPS project from normal UPS is the use of High frequency switching power supply . From this reason , the size of the system will be decreased and the effeciency is increased cause of low power dissipation . But the cost of whole system is increased .

บทที่ 1 บทนำ

ในปัจจุบันนี้วิวัฒนาการทางด้านเทคโนโลยีได้เจริญรุดหน้าไปมาก ได้มีการนำเอาสิ่งอำนวยความสะดวกต่าง ๆ มาใช้มากมาย รวมถึงการนำเอาคอมพิวเตอร์มาประยุกต์ใช้กันอย่างกว้างขวาง ดังนั้นคอมพิวเตอร์จึงมีบทบาทต่อสังคมเป็นอันมาก

เนื่องจากการใช้เครื่องคอมพิวเตอร์อย่างต่อเนื่องตลอดเวลา นั้น อาจเกิดปัญหาอันเนื่องมาจาก แรงดันที่ไม่คงที่ของกระแสไฟฟ้าที่จ่ายให้กับเครื่องคอมพิวเตอร์ รวมถึงปัญหาอื่น ๆ ที่อาจเกิดขึ้น เช่น ไฟตก , ไฟเกิน , ไฟดับ ฯลฯ ซึ่งเราจะสามารถแก้ไขปัญหานี้ให้ลุล่วงไปได้ด้วยดี อุปกรณ์ชนิดหนึ่ง ซึ่งเรียกว่า UPS

ในโครงการชิ้นนี้เป็นการสร้าง UPS ขึ้นเพื่อนำมาศึกษาและเป็นต้นแบบเพื่อการพัฒนาต่อไป โดยใช้อุปกรณ์และชิ้นส่วนต่างๆ ซึ่งสามารถหาซื้อได้ภายในประเทศ

UPS โดยทั่วไปจะประกอบด้วยหน่วยต่าง ๆ เหล่านี้คือ

1. หน่วยเก็บพลังงานโดยมากเป็นแบตเตอรี่ ทำหน้าที่จ่ายพลังงานในช่วงที่แหล่งพลังงานหลักหายไป

2. รีคตีไฟเออร์ และ ชาร์จเจอร์ ทำหน้าที่ชาร์จแบตเตอรี่เมื่อไฟมา

3. อินเวอร์เตอร์ เป็นตัวเปลี่ยนไฟ DC จากแบตเตอรี่ เป็นไฟ AC ที่จะจ่ายให้แก่ load

4. สวิตช์อัตโนมัติทำหน้าที่ต่อโหลดกับไฟบ้าน หรือไฟจากอินเวอร์เตอร์แล้วแต่จะออกแบบ

UPS สามารถแบ่งเป็น 2 แบบคือ

1. on line system

2. off line system

1. on line system เป็นแบบที่อินเวอร์เตอร์ จะจ่ายพลังงานให้โหลดตลอดเวลา โดยจะอธิบายจากรูป (หน้าต่อไป) ดังนี้

รูป A หน่วย regulated rectifier , ชาร์จเจอร์จะแปลงไฟบ้านมาจ่ายให้ inverter และโหลดจะรับไฟ AC จากอินเวอร์เตอร์

รูป B เมื่อไฟดับแบตเตอรี่ จะเป็นตัวจ่ายพลังงานให้อินเวอร์เตอร์ ต่อไปได้ช่วงเวลาหนึ่ง

เอกสารนี้เป็นขึ้นกับความถี่ของแบตเตอรี่ เมื่อพลังงานของแบตเตอรี่ใกล้จะหมดจะไม่เพียงพอจ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

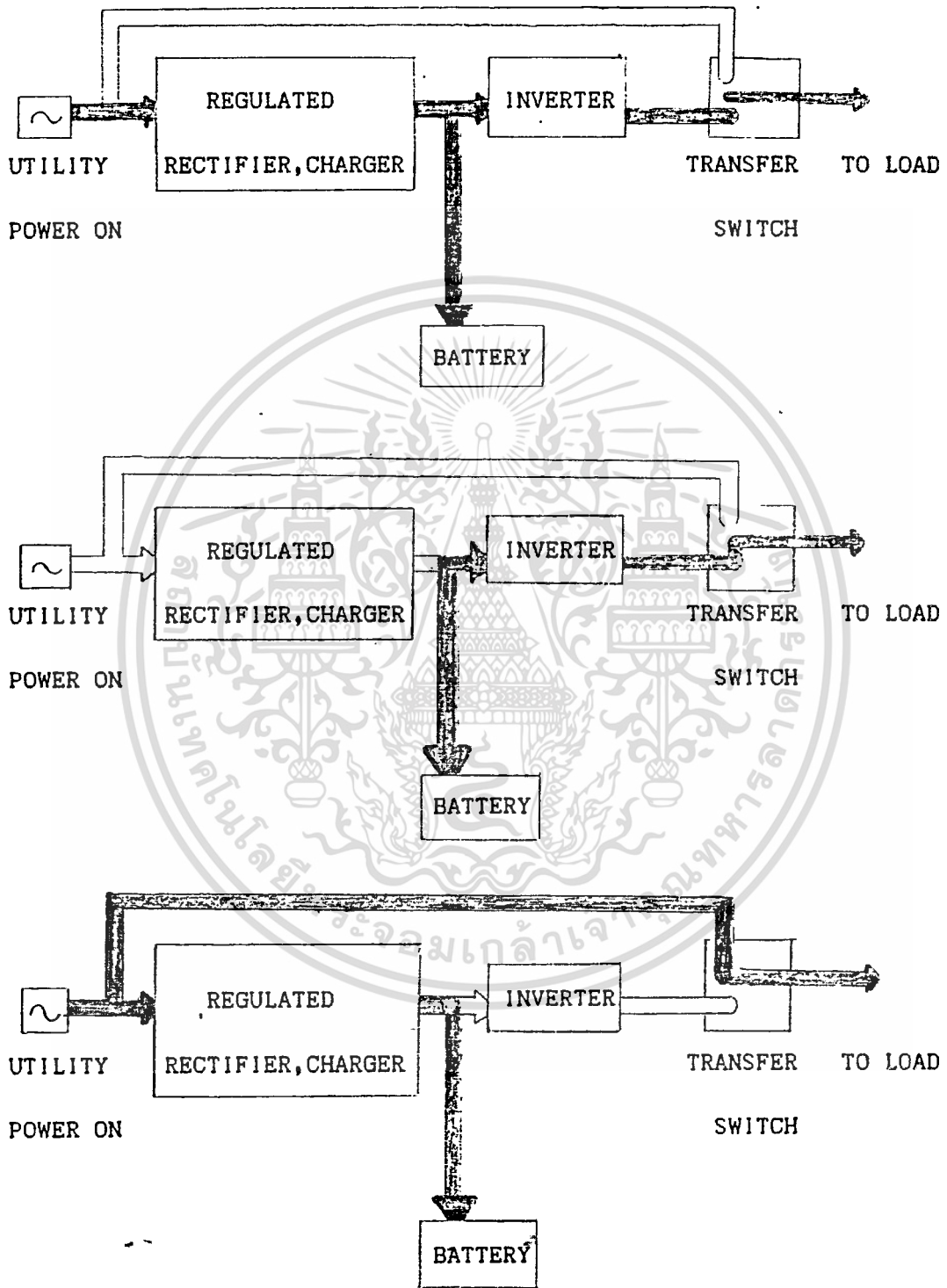
จะมีวงจรเตือนให้ผู้ใช้ทราบ

รูป C เมื่อไฟมาโหลดจะรับพลังงานจากไฟบ้านโดยตรง โดยจะมีพลังงานส่วนหนึ่งถูกจ่ายไปให้แบตเตอรี่จนเต็ม แล้วโหลดจะมารับพลังงานจากอินเวอร์เตอร์อีกครั้งหนึ่ง

2.off line system ระบบนี้ในสภาวะปกติโหลดจะรับพลังงานจากไฟบ้านโดยตรง และอินเวอร์เตอร์ เมื่อไฟดับโหลดจะรับไฟสลับจากอินเวอร์เตอร์ โดยมีแบตเตอรี่เป็นตัวจ่ายพลังงาน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน **ON-LINE UPS** เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนวงจรอินเวอร์เตอร์ (INVERTER CIRCUIT SEGMENTS)

หน้าที่หลักของอินเวอร์เตอร์ คือ การเปลี่ยนระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (DIRECT CURRENT) ไปเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแบบสมมาตร (SYMMETRICAL ALTERNATIVE CURRENT) ที่มีขนาด ความถี่ และ กำลังที่ต้องการ

สัญญาณเอาต์พุต (OUTPUT SIGNALS) ที่เป็นกระแสสลับ ซึ่งอาจจะเป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม (SQUARE WAVE SIGNAL) ซึ่งเหมาะสำหรับการนำไปใช้งานที่ต้องการกำลังไฟฟ้าไม่สูงนัก และสัญญาณรูปไซน์ (SINE WAVE SIGNALS) นั้นเหมาะสำหรับงานที่ต้องการกำลังงานปานกลาง และ สูง โดยสัญญาณรูปไซน์นั้นได้มาจากการกรอง (FILTERING) ความถี่ฮาร์โมนิกส์ที่เป็นเลขคี่ (ODD HARMONICS) เพื่อที่จะทำให้สัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่ได้กลายเป็นสัญญาณรูปไซน์ ซึ่งจะเป็นการลดผลของความร้อนจากฮาร์โมนิกส์ด้วย

สำหรับอินพุต (INPUT) นั้นอาจได้มาจากแบตเตอรี่ (BATTERIES) เซลล์แสงอาทิตย์ (SOLAR CELLS) หรือ คอนเวอร์เตอร์ (CONVERTERS)

อินเวอร์เตอร์นั้นมีหลายแบบ ซึ่งแต่ละชนิดจะมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกันไป การนำมาใช้งานจะต้องพิจารณาให้เหมาะสมกับงานที่จะใช้ ซึ่งข้อดีและข้อเสียสามารถแสดงได้ดังตารางข้างล่างดังนี้

ชนิด	ข้อดี	ข้อเสีย
SATURATING OUTPUT TRANSFORMER	ประหยัดที่สุด	ไม่มีโวลเตจเรกูเลชัน (VOLTAGE REGULATION) ไม่มีเรกูเลชันทางความถี่ วงจรป้องกันการลัดวงจรทำได้ยาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใด การค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชนิด	ข้อดี	ข้อเสีย
SATURATING BASE DRIVE TRANSFORMER	ประสิทธิภาพดีกว่าแบบแรก	เหมือนแบบแรก
CLOCKED INVERTER	มีเรกูเลชันทางความถี่ การสูญเสียต่ำ ประสิทธิภาพสูง	ไม่มีเรกูเลชันทางแรงดัน วงจรป้องกันการลัดวงจรที่เอาท์พุท ยุ่งยาก
QUASI SQUARE WAVE PWM	มีเรกูเลชันทางความถี่ มีเรกูเลชันทางแรงดัน วงจรป้องกันการลัดวงจร ที่เอาท์พุทสร้างได้ง่าย	ไม่สามารถใช้กับงานที่ต้องการกำลังสูงได้ เพราะถูกจำกัดจากขนาดของฟิลเตอร์
HARMONIC CANCELLATION	เหมือนข้างบน ยกเว้น ขนาดของฟิลเตอร์จะเล็ก	วงจรซับซ้อนยุ่งยาก
HIGH FREQUENCY PULSE	มีเรกูเลชันทางแรงดันและ ความถี่ การผิดเพี้ยนที่เอาท์พุทต่ำ ตอบสนองต่อการเปลี่ยน โหลดได้ดี , ขนาดเล็ก	วงจรควบคุมยุ่งยาก การสูญเสียสูง ประสิทธิภาพต่ำ

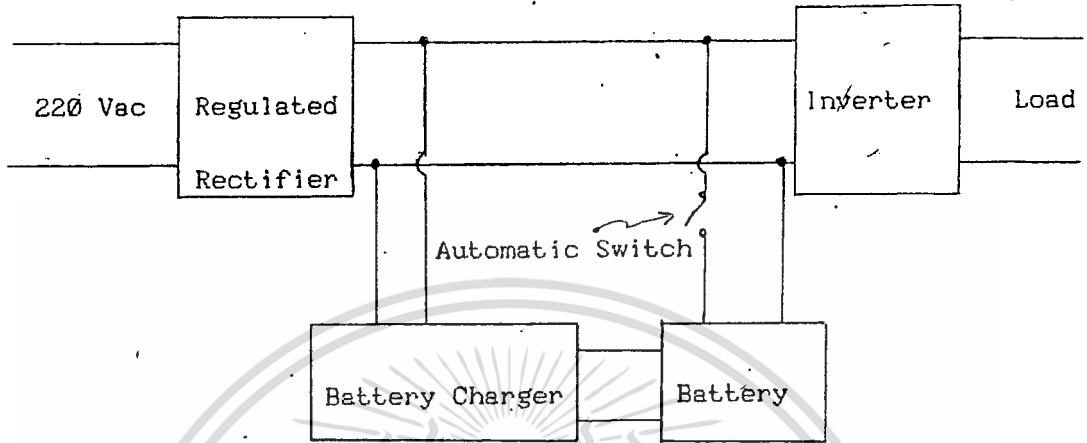
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้วยประการ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชนิด	ข้อดี	ข้อเสีย
FERRORESONANT	<p>ประหยัดที่สุด</p> <p>มีเรกูเลชั่นทางความถี่</p> <p>และ แรงดัน</p> <p>วงจรขับเบส และ วงจร</p> <p>ป้องกันที่เอาท์พุทไม่ยุ่งยาก</p>	ประสิทธิภาพถูกจำกัดโดยหม้อแปลง
STEP WAVE	<p>มีเรกูเลชั่นทางความถี่</p> <p>และแรงดัน</p> <p>ความเพี้ยนที่เอาท์พุทต่ำ</p>	มีข้อจำกัดในการใช้มาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2 ทฤษฎีของ UPS (Uninterrupted Power Supply)

ในโครงการนี้ UPS เป็นระบบ on line ดังมีบล็อกไดอะแกรม ดังนี้



รูปที่ 1 Block Diagram of UPS

อธิบายได้ดังนี้ ภาคเร็กกูเลท เร็กติไฟเออร์ (regulated rectifier) จะทำการแปลงไฟสลับขนาด 220 โวลต์ ลงมาเป็นไฟตรงขนาด 24 โวลต์ แล้วทำการจ่ายไฟให้แก่ แบตเตอรี่ ชาร์จเจอร์ (Battery charger) และอินเวอร์เตอร์ (Inverter) โดยที่อินเวอร์เตอร์จะทำการแปลงไฟตรงขนาด 24 โวลต์ กลับเป็นไฟสลับขนาด 220 โวลต์ จ่ายให้แก่ภาระ (load) เมื่อแหล่งจ่ายไฟหลัก (Main Power 220 Vac) เกิดขัดข้อง สวิตช์อัตโนมัติจะปิดวงจรเพื่อให้ แบตเตอรี่ทำหน้าที่จ่ายไฟตรง 24 โวลต์แก่อินเวอร์เตอร์แทน

รายละเอียดเกี่ยวกับส่วนต่าง ๆ

REGULATED RECTIFIER

จะใช้วงจร High-frequency Switching Power Supplies ความถี่ 40 KHz ซึ่งสามารถเขียนบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 2

ERROR AMPLIFIER, PWM CONTROL

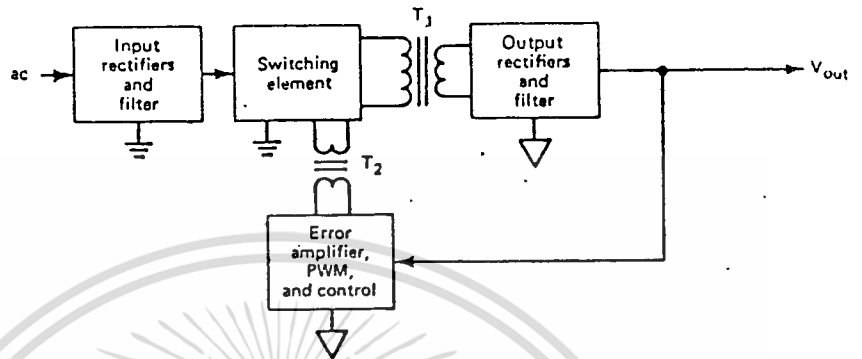
โดยในโครงการนี้ใช้ ไอซีเบอร์ 494 เป็นหลัก ซึ่งมีวงจรภายในดังรูปที่ 3

หลักการ

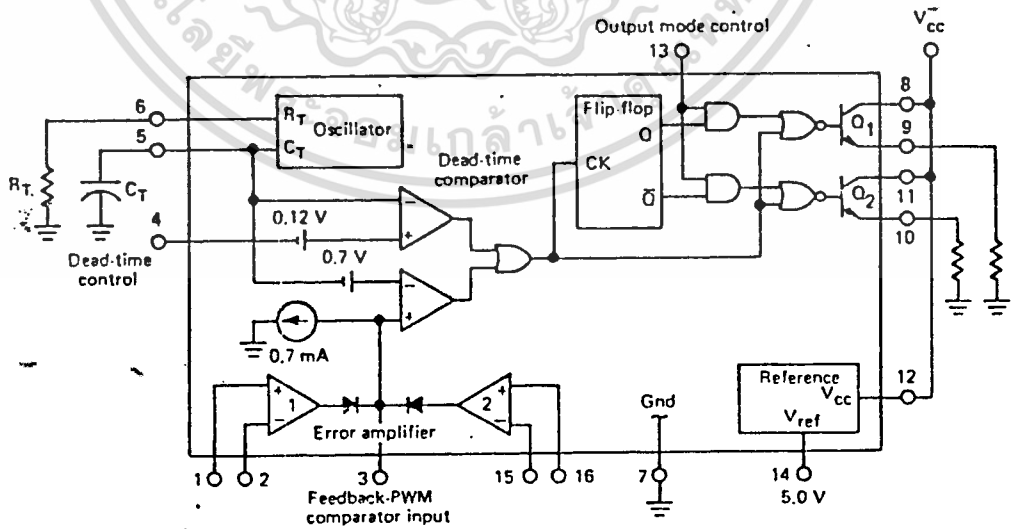
จะใช้ error amplifier ตัวที่ 1 เป็นตัวตรวจสอบโวลต์เตจเอาต์พุตให้ได้ 24 โวลต์

โดยมีหลักการทำงานง่าย ๆ คือ ถ้าเอาต์พุตโวลต์เตจมีค่าเกิน 24 โวลต์ Q_1, Q_2 ใน TL 494

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านธุรกิจ
จะมีช่วง Ton ลดลง แต่ถ้าเอาต์พุตโวลต์เตจต่ำกว่า 24 โวลต์ Q_1, Q_2 ใน TL494 จะมีช่วง Ton เพิ่มขึ้น
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2 วงจร High Frequency Switching Power Supplies



รูปที่ 3 Internal Block Diagram of the TL494 PWM Controller

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และเพื่อป้องกันการช้อนกันของ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในส่วนของการสวิตชิ่ง จึงตั้ง Dead-time control ไว้ที่ 20% เหลือเป็นช่วงการสวิตชิ่งไว้ 80% (40% สำหรับแต่ละจุด)

ที่ขา 5 และ 6 เป็น RC timer ตั้งความถี่ของ สัญญาณ sawtooth ไว้ที่ 80 KHz

ขา 3 จะมี C soft start เพื่อให้มีการหน่วงเวลาการสวิตชิ่งไว้ก่อนในขณะเริ่มทำงาน

สัญญาณขับจาก TL 494 จะผ่านหม้อแปลงเพื่อนำไปควบคุม เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

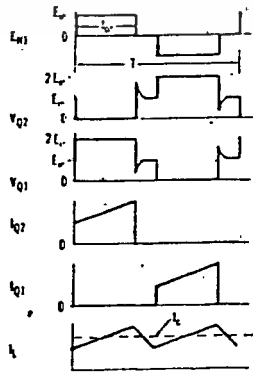
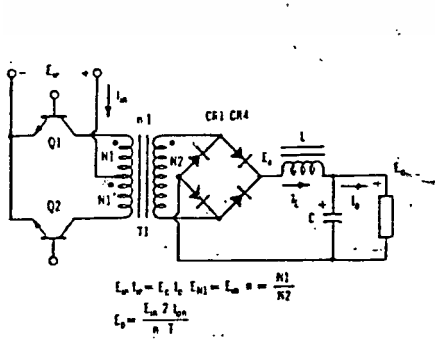
ในหน่วยสวิตชิ่ง

SWITCHING ELEMENT

ในโครงการนี้ใช้วงจรแบบฟูลบริดจ์ (full bridge) ตั้งมีทฤษฎีพื้นฐานจากวงจรแบบ พุชพูลฮาล์ฟบริดจ์ (Push-Pull, Half bridge) ดังต่อไปนี้

PUSH-PULL CENTER-TAPPED CONVERTER

พุชพูลฮาล์ฟบริดจ์-เซ็นเตอร์แทป-คอนเวอร์เตอร์ (push pull center-tapped converter) ตามรูปจะทำงานได้ดีกับโวลต์เตจค่าต่ำๆ และที่โวลต์เตจค่าปานกลางของอินพุท ตามรูปที่ 4 แสดงฟูลบริดจ์เร็กติไฟเออร์ทางด้านเอาต์พุท ซึ่งจะถูกใช้ถ้าต้องการเอาท์พุทหลายร้อยโวลต์ แต่ละครึ่งของขดลวดทางปฐมภูมิ จะประกอบด้วยจำนวนรอบเท่าๆกัน , coupling reverse rectifier จะถูกต่อคร่อมแต่ละทรานซิสเตอร์ เมื่อ Q_2 ไม่ทำงาน โวลต์เตจซึ่งถูกเหนี่ยวนำใน N_1 จะไบอัสตรง (forward bias) ต่อเร็กติไฟเออร์ที่คร่อม Q_1 และทางเดินกระแส จะทำให้พลังงานถูกเก็บใน leakage inductance ของด้านปฐมภูมิของหม้อแปลง



เอาท์พุทโวลท์ที่เตจอาจจะมีมากหรือน้อยกว่า อินพุทโวลท์ที่เตจซึ่ง เอาท์พุทโวลท์ที่เตจสามารถหาได้จากสูตร

$$E_o = 2E_{in} * t_{on} / (NT)$$

ซึ่ง t_{on} = ช่วงเวลานำกระแสของแต่ละทรานซิสเตอร์

T = เวลาตลอดทั้งคาบ

N = $N1/N2 = Np/Ns$

เพื่อความสะดวก duty cycle ปกติจะหมายถึง ช่วงเวลาของการนำแต่ละครั้งของไซเคิล ($D=50\%$) และดังนั้น

$$E_o = D' E_{in} / n = D' E_s$$

ซึ่ง $D' = 2t_{on} / T = t_{on} / (1/2T)$

$$E_s = E_{in} / n$$

พิจารณาโวลท์ที่เตจ ที่ตกคร่อมในสายกึ่งตัวนำ ซึ่งจะ เป็นไปตามความสัมพันธ์ข้างล่าง

$$E_o = D' (E_s - V_f) = D' (E_p / n - V_f)$$

$$= D' [(E_{in} - V_{sat}) / n - V_f]$$

$$E_o = (E_{in} - V_{sat} - NV_f) D' / n$$

เพราะว่าช่วงโวลท์ที่เตจของอินพุทและ โวลท์ที่เตจของเอาท์พุทที่ต้องการ ปกติจะรู้ค่า duty cycle ที่มากที่สุดที่อินพุทน้อยที่สุดจะถูกเลือก และอัตราส่วนของจำนวนรอบของหม้อแปลงจะถูกคำนวณจากสูตร

$$n = D' (E_{in} - V_{sat}) / (E_o + D' V_f)$$

ซึ่ง D' = duty cycle (ต่อครึ่งลูกคลื่น)

V_{sat} = ค่าโวลท์ที่เตจจิมตัวของทรานซิสเตอร์

V_f = ค่าโวลท์ที่เตจที่ตกคร่อมเร็กติไฟายเออร์

กระแสอินพุทเฉลี่ย และกระแสพีคของทรานซิสเตอร์ คือ

$$I_{in,avg} = D I_o / n$$

$$I_{in,pk} = (2I_o + \Delta I) / (2n)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การแกว่งของฟลักซ์ (flux) ของหม้อแปลงจาก B+ ไปสู่ B- ซึ่งสามารถจะให้การใช้สูงสุดของหม้อแปลง โดยหม้อแปลงอาจถูกออกแบบ เพื่อสนับสนุนการสร้างโวลต์เตจที่คงที่ของด้านทุติยภูมิ เนื่องจาก duty cycle จะลดลงเมื่อ อินพุทโวลต์เตจเพิ่มขึ้น ส่วนประกอบของเอาท์พุทฟิลเตอร์ จะเล็กกว่าของ บัคเรกูเลเตอร์ (buck regulator), กำลังของเอาท์พุทจะเท่ากัน เพราะว่าความถี่ของการสวิตซ์ซึ่งที่ให้กับฟิลเตอร์ จะเป็น 2 เท่าของบัคเรกูเลเตอร์

ความสัมพันธ์ของส่วนประกอบของฟิลเตอร์ จะแสดงดังนี้

$$I_1 = E_o(E_s - T_o) / (2f_s \Delta I_1 * E_s)$$

$$= E_o(E_{in} - nE_o) / (2f_s * E_{in} * \Delta I_1) \quad \dots\dots (c)$$

$$C_1 = I_1 / (16f_s \Delta e_{\underline{e}}) \quad \dots\dots (d)$$

- ซึ่ง f_s = ความถี่ของการสวิตซ์ , เฮิรตซ์
- ΔI_1 = กระแส Peak-Peak ใน L1
- ΔE_o = Peak-Peak โวลต์เตจที่คร่อม C1

วงจรควบคุมอาจทำตามคอนเวอเตอร์อีกอันหนึ่ง และทรานซิสเตอร์อาจจะถูกขับจาก PWM IC หรือภาค driver ซึ่งปราศจากการแยกกันของหม้อแปลง วงจรควบคุมมักจะต่อเข้ากับส่วนกลับของอินพุท ซึ่งจะเป็นการ on ต่อการเริ่มต้น เพราะว่าวงจรควบคุมสามารถได้รับพลังงานโดยตรงจากส่วนของอินพุท

เป็นการสะดวกด้วยที่จะตรวจจับ และจำกัดกระแสด้วยตัวความต้านทาน ในการไหลกลับและด้านบวกของความต้านทาน ที่ถูกต่อกับอินพุทซึ่งตรวจจับกระแส PWM สำหรับภาวะ overload หรือ ลัดวงจรในส่วนเอาท์พุท จะถูกป้อนกลับไปยังด้านปฐมภูมิ ซึ่งจะไปเพิ่มกระแสอินพุท ทำให้ PWM จะหยุดการทำงานของทรานซิสเตอร์ตัวที่กระแสเกินระดับที่ตั้งไว้แต่แรก

สำหรับกระแสอินพุทที่สูงซึ่งเกินกว่าที่ ทรานซิสเตอร์ตัวเดียวจะทนได้ เราจะต่อทรานซิสเตอร์ชานกัน (Darlington), เข้ากับทรานซิสเตอร์ตัวเดิม อย่างไรก็ตามการแบ่งกระแสจะกลายเป็นปัญหาต่อทรานซิสเตอร์ ที่เ้ามาต่อชานและตัวความต้านทาน ซึ่งทำให้กระแสของอิมิตเตอร์สมดุลย์ จะกระจายพลังงานที่เก็บกักไป

สำหรับวงจรถูกกำลังสูง coupling inductor (T1) ซึ่งแสดงในรูปที่ 5 สามารถถูกใช้เพื่อ สมดุลกระแสที่ผ่าน Q1 และ Q2, coupled inductor ซึ่งเพิ่มขึ้นมา (T2) ถูกต่อเข้าด้วยกับ อิมีเตอร์ของคู่ที่ตรงข้ามกันของทรานซิสเตอร์ , T1 และ T2 มีผลต่อการต่อของหม้อแปลงซึ่งขับ กระแส ถ้ากระแสแต่ละครึ่งของขดลวดเท่ากัน ampere-turn จะหักล้างกัน และไม่มีโวลต์เตจ คร่อมขดลวด เว้นแต่ IR drop ใน dc resistance

ถ้ากระแสใน Q1 มากกว่ากระแสใน Q2, โวลต์เตจคร่อมขดลวด A จะเหนี่ยวนำโวลต์เตจ ค่าหนึ่ง ในขดลวด B ซึ่งเห็นขั้วที่ตรงกันข้ามและอนุกรมกับอินพุทโวลต์เตจ ทำให้โวลต์เตจคร่อม Q2 จะลดลงทำให้กระแสใน Q2 ลดลง ทำให้การแบ่งกระแสเป็นผลสำเร็จ

เมื่อเพิ่มประสิทธิภาพตัวความต้านทาน ซึ่งตรวจจับกระแส อาจจะถูกแทนโดย T3 ตาม รูป 5A ขดปฐมภูมิซึ่งถูก center-tapped เป็นการพันอย่างแรกบนแกนทอรอยด์ (toroid -core) ผลรวมครึ่งสุดท้าย แต่ละพลังงานจะนำผ่านแกนในทิศทางตรงกันข้าม เพื่อ form หนึ่งรอบด้านปฐมภูมิ เพราะว่า Ampere-turn เท่ากัน โวลต์เตจที่เกิดขึ้นด้านทุติยภูมิ จะถูก เร็กตีฟาย และ burden resistor ถูกใช้เพื่อ scale โวลต์เตจ ซึ่งโวลต์เตจอันนี้จะถูกจ่าย ใให้กับ PWM ซึ่งเป็นตัวตรวจจับกระแสอินพุทสำหรับจำกัดกระแส

ข้อเสียของการใช้ ดาร์ลิงตันทรานซิสเตอร์ ในความต้องการกระแสที่สูงคือ โวลต์เตจ อิมิตเตอร์มีค่าสูง ซึ่งตรงข้ามกับทรานซิสเตอร์เพียงตัวเดียว อย่างไรก็ตามถ้าโวลต์เตจซึ่งตกคร่อม ทรานซิสเตอร์ สามารถถูกทำให้ลดลงโดยใช้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัว ซึ่งต่อแบบ ดาร์ลิงตัน ตามที่แสดงดังรูปที่ 5B ขดลวดด้านปฐมภูมิ เพิ่มจำนวนรอบที่ขดรอบนอกสุดซึ่งมีขั้วตรงข้ามกับการ ต่อด้านปฐมภูมิ เพราะว่าแต่ละครึ่งของวงจรมมาตรงกัน ดังนั้นเราจะพบถึงเพียง Q1 และ Q3 เท่านั้น ชั้นแรกพิจารณาว่าไม่มี Nd และที่คอลเลคเตอร์ของ Q1 และ Q3 ต่อคอมมอน ดังนั้น โวลต์เตจของทรานซิสเตอร์ซึ่งตกคร่อมรอยต่อ ที่สำคัญคือ

$$V_{ce, sat, Q3} = V_{ce, sat, Q1} + V_{be, sat, Q3}$$

$$= 1+2 = 3 \text{ โวลต์}$$

ด้วย Q1 ต่อกับ Nd โวลต์เตจที่คร่อม Nd จะไปเสริมกับโวลต์เตจที่คอลเลคเตอร์ของ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า Q1 โดย ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E_d = E_p \cdot N_d / N_p$$

ดังนั้น, $V_{ce, sat, Q3} = (V_{ce, sat, Q1} + V_{be, sat, Q3}) - E_d$

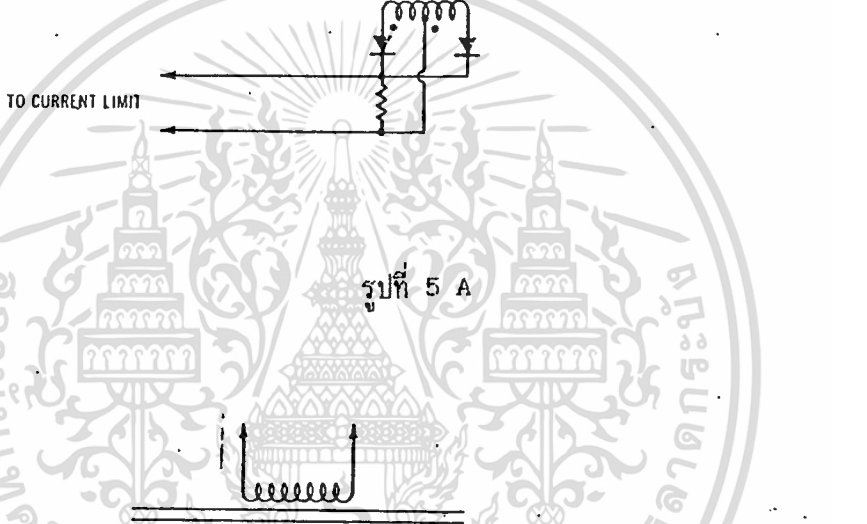
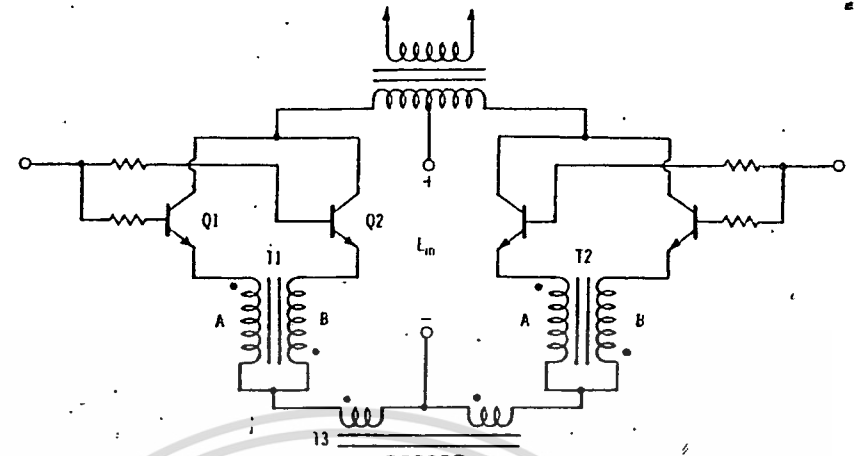
ถ้า $E_d = 1.5v$, การใช้โวลท์เตจคร่อมรอยต่อข้างบน ($V_{ce, sat, Q3} = 3 - 1.5 = 1.5v$) และการกระจายของพลังงานใน $Q3$ มีค่าเป็นครึ่งหนึ่ง, ควรระวังในการเลือกจำนวนรอบที่เหมาะสมของ N_d เช่นถ้า E_d มีค่ามาก รอยต่อเบส-คอลเลคเตอร์ของ $Q3$ จะกลายเป็นไบอัสตรง และกระแสจำนวนมากจะไหลผ่าน $Q1$ ซึ่งเป็นสาเหตุให้เกิด เบรคดาวที่ 2 บนพื้นฐานนี้การออกแบบหม้อแปลงอาจจะป้องกันการใช้วงจรนี้

การใช้ค่า $E_d = 1.5v$ และจำนวน 1 รอบของ N_d ค่าโวลท์ต่อรอบ = 1.5 , หม้อแปลงที่ใช้ในการสวิตชิ่งซึ่งคอนเวอเตอร์ ที่ความถี่สูงมักจะมีค่า โวลท์ต่อรอบ ที่สูงกว่ามาก เพราะว่ารอบที่น้อยกว่าต้องการ เพื่อค่าจุนค่า โวลท์ทางขดทุติยภูมิ

ปัญหาอย่างหนึ่งที่เกี่ยวข้องกับการต่อแบบ push-pull center-tapped คือการขัดขวางต่อการอิมิตัวของหม้อแปลง เนื่องจากความไม่สมดุลย์ของโวลท์เตจ ทางด้านขดทุติยภูมิ การไม่สมดุลย์ของช่วงการนำของครึ่งรอบ มีสาเหตุจากเวลาของวงจรควบคุมหรือจากเวลาการสวิตชิ่งของทรานซิสเตอร์ จะไปเปลี่ยนเวลาที่ โวลท์เตจถูกจ่ายคร่อมหม้อแปลง ความไม่สมดุลย์ของโวลท์เตจอิมิตัว หรือ on resistor ของทรานซิสเตอร์จะไปเปลี่ยนประสิทธิภาพของโวลท์เตจที่จ่ายคร่อมหม้อแปลง ภายใต้สภาวะเหล่านี้ความไม่สมดุลย์ของ ฟลักซ์ จะเป็นสาเหตุให้แกนเหล็ก มี B-H curve เข้าสู่การอิมิตัว การเพิ่มของกระแสอาจเป็นสาเหตุของ เบรคดาวที่สองของการไบอัสตรง ในทรานซิสเตอร์ ในรูปที่ 5B ปรากฏการเพิ่มของโวลท์เตจซึ่งคร่อมตัวความต้านทาน ซึ่งตรวจจับกระแสถูกจ่ายให้กับอินพุท ซึ่งตรวจจับกระแสในวงจรควบคุมสำหรับ

การตอบสนองที่เร็ว ต่อภาวะกระแสมากเกินไป ซึ่งจะไปทำให้ทรานซิสเตอร์ไม่นำกระแส สำหรับส่วนที่เหลือของครึ่งลูกคลื่น ถ้าไม่มีการปรับทางไดนามิคการอิมิตัวของหม้อแปลง และภาวะกระแสมากเกินไป มีแนวโน้มที่จะซ้ำในแต่ละครึ่งของ cycle ในรูป 5B ลักษณะตรวจจับกระแสถูกจ่ายให้กับ $U1$ ซึ่งเป็นแอมป์ลิฟายเออร์ หรืออินทิเกรเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
เอาท์พุทของแอมป์ลิฟายเออร์ถูกจ่ายให้กับ feed forward junction ในวงจรควบคุม
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5 B

รูปที่ 5 แสดง Push Pull Converter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เพื่อเปลี่ยนความชันของ triangle wave form ซึ่งจะไปเพิ่มช่วงเวลากการนำกระแสของ
 ทราานซิสเตอร์ ซึ่งค่ากระแสต่ำที่สุด และเพื่อลดช่วงการนำกระแสของทราานซิสเตอร์ ซึ่งมีกระแส
 ลุงที่สุดและจะซ่อมช่วงที่สมดุลย์ วิธีอีกอย่างซึ่งอาจจะถูกใช้เพื่อลดผลอันนี้ให้น้อยที่สุด

HALF-BRIDGE CONVERTER

ฮานพริตจ์คอลเวอร์เตอร์ ของรูป 5B เป็นการต่อที่นิยมที่สุดซึ่งถูกใช้ในแหล่งจ่ายพลังงาน
 ขนาดกลาง ปกติมักต้องการ input filter capacitor ประกอบเป็นฮานพริตจ์ ขณะที่
 ทราานซิสเตอร์ เพียงสองตัวถูกต้องการสำหรับอีกครึ่งหนึ่งของบริตจ์ เมื่อทราานซิสเตอร์ตัวใด
 ก็ตาม on , โวลท์เตจด้านปฐมภูมิ จะเป็นครึ่งหนึ่งของอินพุทโวลท์เตจ และกระแสด้านปฐมภูมิ
 เป็นสองเท่าของกระแสฟีดของอินพุท, เอาท์พุทโวลท์เตจมีค่า

$$E_o = 1/2 E_{in} * D' / n \dots\dots(1)$$

พิจารณาโวลท์เตจ ที่ตกคร่อม ในอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ, ความสัมพันธ์ที่ตามมาจะได้

$$E_o = D' * E_a$$

$$E_a = E_s - V_f$$

$$E_s = E_p / n$$

$$E_p = (E_{in}/2) - V_{sat}$$

โดยการรวมเทอมเหล่านี้จะได้

$$E_o = D' [(E_{in}-2V_{sat})/2n - V_f] \dots\dots(2)$$

ซึ่ง $D' = 2t_{on}/T$; $V_{sat} =$ Collector to Emitter saturation voltage
 $n = N_1/N_2$; $V_f =$ โวลท์เตจที่ตกคร่อมเร็คติฟายเออร์
 $= N_p/N_s$

ปกติ E_o และ E_{in} ทราบค่า จัดเทอมใหม่จะได้อัตราของ หม้อแปลง คือ

$$n = D' [(E_{in}-2V_{sat}) / 2(E_o+D'Ve)]$$

สมการที่ 1 และ 2 จะตัดค่า IR drop voltage ของหม้อแปลง และเอาท์พุทฟิลเตอร์อินดักเตอร์
 ซึ่งถูกทำให้มีค่าน้อยมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านธุรกิจ
 พิจารณาค่าโวลท์เตจตกคร่อม และการสูญเสีย (loss) กระแสอินพุทเฉลี่ยและกระแสฟีด
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของทรานซิสเตอร์ สามารถถูกกำหนดในลักษณะเดียวกัน ขณะการคำนวณค่าเอาท์พุทโวลต์เตจ
อย่างไรก็ตามวิธีการ short cut อาจถูกใช้ โดยการสมมติค่าประสิทธิภาพทั้งหมด ดังนี้

$$I_{in,avg} = I_o E_o / (\eta E_{in}) \quad \dots\dots(a)$$

$$I_{pri,pk} = (2I_o + \Delta I_1) / n \quad \dots\dots(b)$$

ซึ่ง $\eta =$ ประสิทธิภาพ $= P_o/P_{in}$

ค่าของอินดักแตนซ์ และคาปาซิแตนซ์ของเอาท์พุทฟิลเตอร์ มีค่าเท่ากับของ พุชพูลคอนเวอร์เตอร์
ยกเว้นขณะที่ ในกรณีของพุชพูลคอนเวอร์เตอร์ ความไม่สมดุลย์ของฟลักซ์ในหม้อแปลงอาจจะมี
สาเหตุจากช่วงเวลาการนำกระแส ที่ไม่เท่ากันของ Q1 และ Q2 หรือโดยช่วงเวลาการสวิตช์ที่
ไม่เท่ากันของ Q1 และ Q2 เพื่อกำจัดความไม่สมดุลย์ของหม้อแปลง dc blocking capacitor
อาจจะถูกต่ออนุกรมกับหม้อแปลงด้านปฐมภูมิ

พิจารณารูปที่ 6 ผลที่เห็นได้จากรูป คาปาซิเตอร์จะทำให้พื้นที่ใต้กราฟ ของโวลต์เตจในแต่
ละทิศทางสมดุลย์ต่อกัน

ทางโวลต์เตจของ Δe_{dc} และสำหรับ $Z = \sqrt{L/2C}$ กระแสมีค่า

$$I_1 = \Delta e_{dc} \sqrt{2C/L}$$

ด้วยกระแสปฐมภูมิเพิ่มขึ้นเพราะว่า

$$I_2 = E_{dc} * t_{on} / 4L$$

ซึ่ง $I_1 =$ กระแสที่ไหลผ่านความต้านทานของวงจร

$I_2 =$ กระแสแม่เหล็กขดปฐมภูมิ

$E_{dc} =$ dc โวลต์เตจคร่อมแต่ละคาปาซิเตอร์

$e_{dc} =$ การเปลี่ยนแปลงของคาปาซิเตอร์

$C =$ capacitance , $C_1=C_2$, ฟาร์ัด

$L =$ primary inductance , เฮนรี่

การรวมกันของกระแสสำหรับ $I = I_1 + I_2$

$$\Delta e_{dc} \sqrt{2C/L} = (4I_1 L - V_{dc} t_{on}) / 4L$$

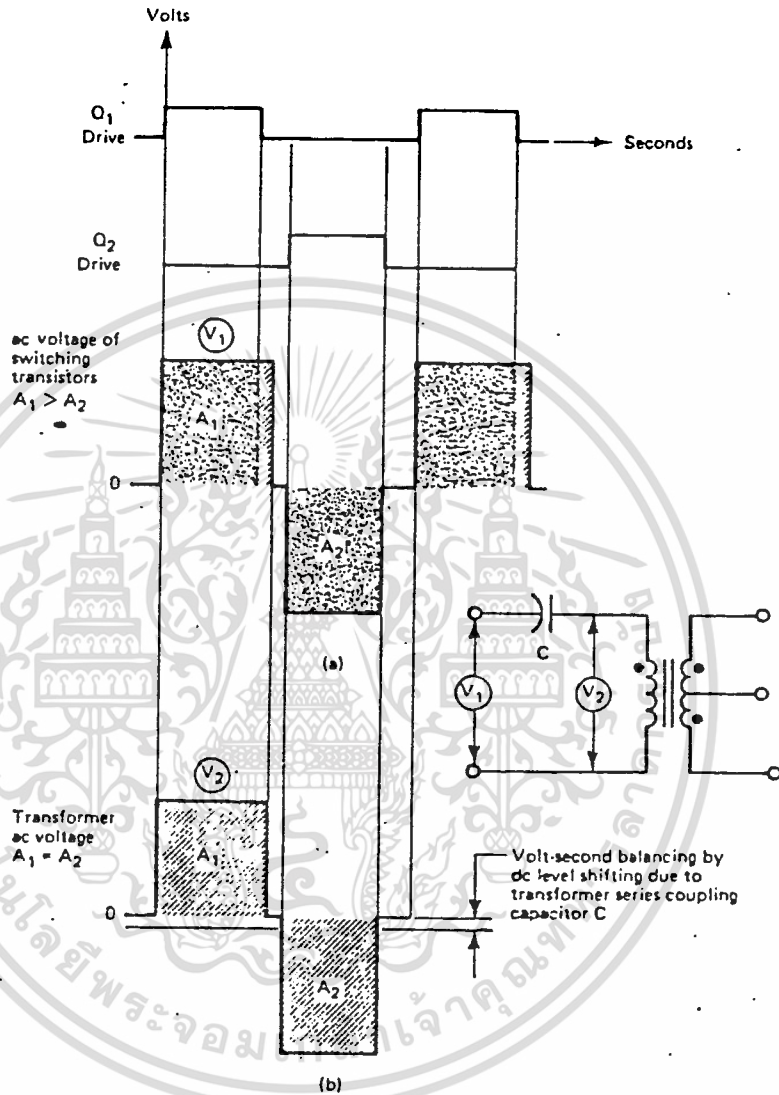


FIGURE 3-13 (a) Waveforms show a volt-seconds unbalance, depicted by the cross-hatched area, on the ac voltage before the series capacitor. This unbalance is due to slow turn-off of transistor Q_1 . (b) The same ac waveform is shown after the series capacitor has shifted the dc level to balance the volt-seconds integral.

รูปที่ 6 แสดงผลของตัวเก็บประจุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Full Bridge Transistor Converter

ฟูลบริดจ์ทรานซิสเตอร์คอนเวอร์เตอร์ แสดงได้ดังรูปที่ 7 จะมีประสิทธิภาพสูงกว่าการต่อแบบฮาว์ฟบริดจ์ เมื่อพลังงานเอาต์พุตมีค่าสูงกว่า โดยเฉพาะตรงที่ทรานซิสเตอร์ 2 ตัวจะต้องถูกต่อขนานกันใน ฮาว์ฟบริดจ์ คอนเวอร์เตอร์ เพราะโวลต์เตจขดปฐมภูมิของหม้อแปลงของวงจรฟูลบริดจ์เหมือนกับอินพุตโวลต์เตจ กระแสทางขดปฐมภูมิจะเป็นครึ่งหนึ่งของกระแสวงจรฮาว์ฟบริดจ์ ถ้าทรานซิสเตอร์ทั้ง 4 ตัวต้องการ วงจรฟูลบริดจ์จะขจัดปัญหาของธรรมชาติของการต่อขนานทรานซิสเตอร์ในวงจรฮาว์ฟบริดจ์ สำหรับพลังงานเอาต์พุตที่เท่ากัน

อย่างไรก็ตามสำหรับพลังงานเอาต์พุตที่สูงมาก ทรานซิสเตอร์สามารถถูกต่อขนานในวงจรบริดจ์เพื่อนำกระแสที่ต้องการ

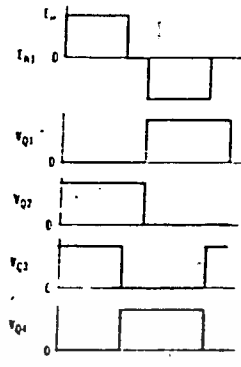
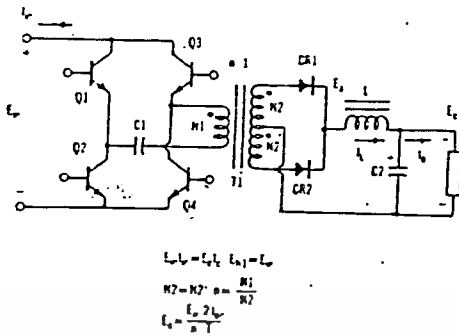
dc blocking capacitor (C1) ของรูปที่ 7 ป้องกันการอิ่มตัวของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ค่าของ C1 อาจถูกกำหนดจากสมการ ด้วยตัวแปรของโวลต์เตจและกระแสที่สอดคล้องต้องมีอิมพีแดนซ์ต่ำที่ความถี่ที่สวิตช์ซิ่ง และต้องมีอัตรากระแส rms มากกว่ากระแส rms ในด้านปฐมภูมิของหม้อแปลง

รูปกราฟของรูปที่ 7 แสดงว่า Q1 และ Q2 สลับการนำกระแสสำหรับ full half cycle Q3 และ Q4 ก็จะนำกระแสอย่างสลับกันสำหรับ full half cycle แต่เฟสถูกทำให้เคลื่อนจาก Q1 และ Q2 หมายความว่าระหว่าง dead time (ไม่มีกระแสไหลจากอินพุต) ไม่ว่า Q1 และ Q3 หรือ Q2 และ Q4 จะ on เพราะเร็ครีดิฟายเออร์ที่มีขั้วตรงข้ามถูกสมมติให้ต่อคร่อมทรานซิสเตอร์ C1 ถูกต่อขนานกับ N1 ระหว่าง dead time ดังนั้น C1 จะดีสชาร์จผ่าน N1 เมื่ออินพุตโวลต์เตจถูกจ่ายใหม่ให้กับ N1 ของตัวเก็บประจุเป็นครึ่งหนึ่ง เพราะว่า dv เป็นครึ่งตรงข้ามกับ full swing ของโวลต์เตจคร่อม C1 ถ้าทรานซิสเตอร์ทั้งหมด off ระหว่าง dead time

อย่างไรก็ตามสิ่งเหล่านี้อาจไม่เป็นข้อพิจารณาที่สำคัญ ถ้าความไม่สมดุลย์ของโวลต์เตจมีค่าน้อย แต่เทคนิคการไทม์มิ่งอันนี้อาจจะมีผลให้เกิดผลลัพท์ที่ไม่ต้องการ ส่วนใหญ่การ common

หรือการ overlap การนำกระแสของ Q1 และ Q3 หรือของ Q2 และ Q4 เมื่อทรานซิสเตอร์เหล่านี้สวิตช์ใน storage time ในไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ อาจจะเป็นสาเหตุของทรานซิส

เตอร์ที่ต่ออนุกรมกัน เพื่อรักษาการนำกระแส ระหว่างที่ทรานซิสเตอร์ตัวอื่น on ไม่ว่าการมีโวลต์เตจที่ต่างกัน อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7 วงจร Full Bridge Transistor Converter

การลัดวงจรของอินพุท และกระแสพิกัดสูง อาจทำให้ทรานซิสเตอร์เสียหายได้ เนื่องจากเบรคคาวที่ล่องเมื่อไบอัสตรง หรือเนื่องจากเบรคคาวที่ล่องเมื่อไบอัสย้อนกลับ สนับเบอร์และ load line shaping สามารถดูดซับบางส่วนของพลังงานซึ่งถูกกระจายในทรานซิสเตอร์ แต่การเพิ่มเหล่านี้จะไม่สามารถปรับปรุงประสิทธิภาพของการทำงาน

ส่วนใหญ่เอาท์พุทของ dual end PWM IC ถูกใช้กับ single drive state พร้อมด้วยหม้อแปลงซึ่งมีขดลวดด้านทุติยภูมิ 4 ขด ภาคขับกระแสทำให้ Q1 และ Q4 นำครึ่งลูกของคลื่นและ Q2 กับ Q3 นำในอีกครึ่งของลูกคลื่นที่มีชีวิตตรงข้าม ระหว่าง deadtime จะไม่มีทรานซิสเตอร์ที่จะนำกระแส วิธีของการไทม์มิ่งนี้จะกำจัดปัญหาของการนำกระแส ซึ่งเกี่ยวข้องกับสัญญาณขับของรูปคลื่นสี่เหลี่ยม เหมือนกับกรณีของวงจรฮอฟบริดจ์ ด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงภาคขับกระแส ควรถูกลัดวงจรอย่างมีประสิทธิภาพระหว่างช่วง actual dead time

เช่นเดียวกับการวิเคราะห์ของวงจรฮอฟบริดจ์ โวลท์เตจ, กระแส และความล้มพันธ์ของรอบของหม้อแปลงสำหรับวงจรฟูลบริดจ์มีค่า

$$n = D(E_{in} - 2V_{sat}) / (E_o + DV_f)$$

นั่นคือครึ่งหนึ่งของอัตราส่วน ซึ่งถูกต้องการในวงจรฮอฟบริดจ์ จะให้ค่าโวลท์เตจอิมิตัวและค่า forward drop ของเร็คติไฟายเออร์ที่เท่ากัน

ถ้าเอาท์พุทเร็คติไฟายเออร์เป็นฟูลเวทบริดจ์ ค่าเอาท์พุทของโวลท์เตจที่สูงกว่าการตกคร่อม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าของเร็คติไฟายเออร์ทั้งสองตัวเกิดขึ้นจะได้
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$n = D(E_{in} - 2V_{sat}) / (E_o + 2V_{Df})$$

ค่ากระแสอินพุตเฉลี่ยถูกให้ไว้ในสมการ (a) และค่ากระแสพีคของทรานซิสเตอร์ มีค่าครึ่งหนึ่งของค่าที่ถูกให้ไว้ในสมการ (b)

ค่าของอินดักแตนซ์และค่าปาริแตนซ์ของเอาต์พุตฟิลเตอร์ จะเหมือนกันกับเหล่านี้ สำหรับพหุคูณคอนเวอร์เตอร์และถูกให้โดยสมการ (c) และ (d)

การเร้ากระแสของโวลท์เตจของเอาต์พุต จะสำเร็จก็โดยการตรวจสอบส่วนหนึ่งของเอาต์พุตโวลท์เตจ และบ่อนสัญญาณแอนนี้ให้กับวงจรควบคุมเพื่อควบคุม duty cycle วงจรควบคุมปกติจะประกอบด้วย วงจรรวมของ PWM หรือส่วนประกอบซึ่งให้การทำงาน เช่นเดียวกับกับ PWM IC เพราะการแยกกันของอินพุตและเอาต์พุตมักจะเป็นสิ่งที่ต้องการ วิธีอย่างหนึ่งของการตรวจสอบเอาต์พุตโวลท์เตจโดยทางอ้อมถูกแสดงไว้ในรูปที่ 8 ซึ่งจะให้วงจรควบคุมเป็นคอมมอนด้วย ส่วนกลับของอินพุตเป็นฟลายแบคเร้าคิตไฟเออร์ เหมือนกับในพหุคูณ-ฮาบบริดจ์ หรือฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ N_p เป็นขดลวดปกติของฟิลเตอร์อินดักเตอร์ เมื่อทรานซิสเตอร์ไม่ไ้กระแส โวลท์เตจคร่อมขดปฐมภูมิมีค่า $E_p = E_o + V_{F1}$ ขดลวดที่เพิ่มขึ้นของ L1 ซึ่ง form secondary และ coupled voltage ในขดลวดอันนี้คือ $E_s = E_{fb} + V_{F2}$ ซึ่งถูกไบอัสตรงเมื่อ ทรานซิสเตอร์ไม่ไ้กระแส คือสัญญาณบ่อนกลับให้กับวงจควบคุม ถ้า IR drop ในขดลวดมีค่าน้อยและมีการกำจัดทิ้ง ปรากฏระหว่างต้านปฐมภูมิและทุติยภูมิอัตราส่วนของจำนวนรอบมีค่า

$$n = E_p / E_s = N_p / N_s$$

$$= (E_p + V_{F1}) / (E_{fb} + V_{F2})$$

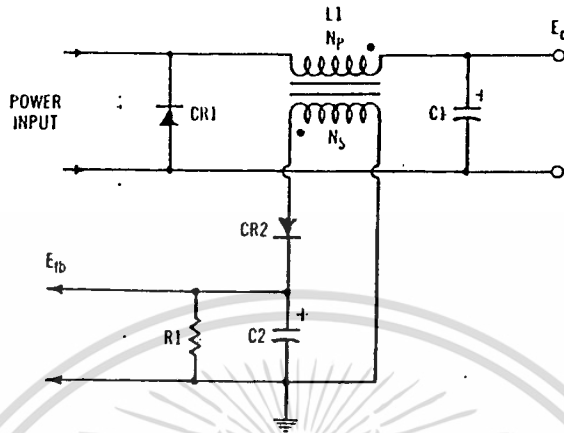
แก้สมการสำหรับหาค่าของโวลท์เตจย้อนกลับ

$$E_{fb} = (N_s E_o + N_s V_{F1} - N_p V_{F2}) / N_p$$

ถ้าอัตราส่วนรอบและ forward มีค่า $N_s V_{F1} = N_p V_{F2}$ ดังนั้น

$$E_{fb} = E_o N_s / N_p$$

ดังนั้นเอาต์พุตโวลท์เตจ สามารถจะหาได้โดยทางอ้อม ในลักษณะ เช่นเดียวกับฟลาย



รูปที่ 8 แสดง Sensing Converter Output Voltage Indirectly

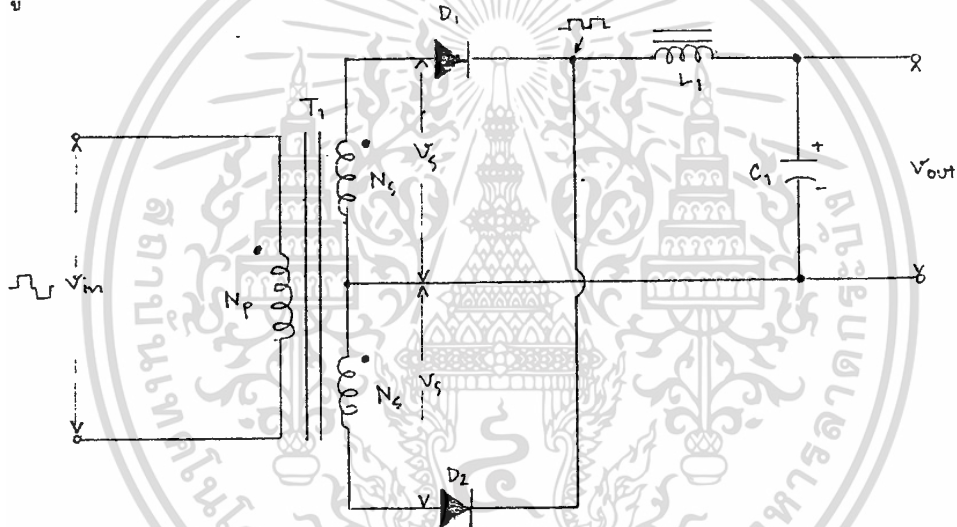
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

INPUT RECTIFIER AND FILTER

ในส่วนนี้จะทำการเร็คติไฟไฟ 220 Vac แบบฟูลบริดจ์ได้เป็นไฟ 320 Vdc ที่ยังไม่เรกกูเลต โดยในส่วนต้นๆจะมีวงจร RFI SUPPRESSION , LINE FILTER เพื่อป้องกันสัญญาณความถี่สูงจากวงจร switching เข้าไปกวนในระบบอื่น

OUTPUT RECTIFIER AND FILTER

โดยทั่วไปส่วนเอาต์พุตของ สวิตซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายใดๆก็ตาม จะประกอบด้วยส่วนของเร็คติไฟเออร์ และฟิลเตอร์ เพื่อให้เอาต์พุตที่ได้เป็นไฟตรงตามขนาดที่เราต้องการ โดยจะมีวงจรดังรูปข้างล่าง



วงจรส่วนของเอาต์พุตที่ใช้ดังรูปข้างบนนี้ชื่อเรียกว่า push-pull หรือ full bridge โดยแต่ละส่วนมีหน้าที่ต่างๆดังนี้

1. ไดโอด D1 และ D2 จะช่วยกันแบ่งกระแสตัวละครึ่งลูกคลื่นของกระแส โดยกระแสจะไหลผ่าน D1 ในช่วงลบ ทำให้ลักษณะของกระแสที่ได้เป็นลักษณะแบบ ฟูลเวบ ไดโอดแต่ละตัวควรจะทเวีร์สโวลท์แตก ซึ่งมีขนาด $(2.4 V_{out} * V_{in,max}/V_{in,min})$ ได้เป็นอย่างน้อย

2. LC filter ช่วยในการกำจัด spike ความถี่สูง (ซึ่งเป็นสัญญาณที่เราไม่ต้องการ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อุปกรณ์ที่ใช้ในโปรเจ็คนี้บางส่วนจะเป็นอุปกรณ์พวก เพาเวอร์เซมิคอนดักเตอร์ (power-semiconductor) เนื่องจากวงจรบางภาคต้องใช้กับกระแสและโวลต์เตจสูงๆ จึงต้องใช้อุปกรณ์ที่สามารถทนกระแสและโวลต์เตจเหล่านี้ได้

POWER SEMICONDUCTOR

ความก้าวหน้าทางเทคโนโลยีสารกึ่งตัวนำ ได้มีส่วนสำคัญ ในความสำเร็จของอุปกรณ์กำลังสูง ในสมัยใหม่ทำให้คุณภาพและประสิทธิภาพดีขึ้นเช่น การลดลงของโวลต์เตจที่ตกคร่อมเรกติไฟเออร์เมื่อไบอัสตรง ช่วยปรับปรุงคุณภาพในการทำงานที่กระแสสูงๆ หรือกับแหล่งจ่ายไฟที่จ่ายไฟต่ำๆ

การใช้เรกติไฟเออร์ที่มีการทำงานเร็ว จะช่วยในการเพิ่มประสิทธิภาพในการทำงาน และลดสัญญาณรบกวนไฟฟ้า-แม่เหล็ก (EMI-electromagnetic interference)

ทรานซิสเตอร์ที่ทำงานที่ความถี่สูงๆ (high speed switching) และสามารถทนกระแสและโวลต์เตจสูงๆได้ จะสามารถทำงานในช่วยที่ปกติ เป็นแกริเวอร์ส์สำหรับ ไทริสเตอร์ (thyristor) เป็นต้น

ต่อไปจะเป็นรายละเอียดของอุปกรณ์ที่ใช้

RECTIFIERS

ใช้ไดโอด (diode) เป็นอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่กันโวลต์เตจไม่ให้ผ่านตัวมันออกไป เมื่อมีขั้วหนึ่งและปล่อยให้กระแสผ่านไปเมื่อโวลต์เตจเป็นอีกขั้วหนึ่ง ซึ่งในทางปฏิบัติจะมีการสูญเสียกำลัง (power loss) ในภาวะที่มีการกัน (blocking), การสวิตช์ (switching) และการนำ (conducting)

คุณสมบัติ

1.Current and Voltage

$$I = I_r (\exp(qV/nkT) - 1)$$

$$I_r = \text{กระแสย้อนกลับที่รอยต่อ}$$

$$kT/q = 26 \text{ mV ที่ } 300\text{K}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สแกนไว้สำหรับครูใช้สอนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
k = ค่าคงที่ของโบลทซ์แมน = 1.38×10^{-23} จูล/เคลวิน
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

n = มีค่าระหว่าง 1 ถึง 2 และเพิ่มเมื่อความหนาแน่นกระแสเพิ่ม

T = อุณหภูมิ เป็นเคลวิน (K)

q = ประจุอิเล็กตรอน เท่ากับ 1.6×10^{-19} คูลอมบ์

V = โวลต์เตจคร่อมรอยต่อ

I_R ในเจอร์มาเนียม (germanium) และซีดตัก (Schottky) รั่วคิตไฟายเออร์ โดยส่วนใหญ่มจะหมายถึงกระแสแพร์ (I_D) ซึ่งเกิดจากพาหะส่วนมาก (majority carriers) แต่ I_R ในซิลิกอนรั่วคิตไฟายเออร์ (silicon rectifier) มาตราฐานจะเกิดจากสารเจือไมบรสิทที่บริเวณปลอดพาหะ

โวลต์เตจที่ตกคร่อมเมื่อได้รับไบอัสตรง:

$$V_f = (nkT/q) \ln[1 + I_f/I_D] + R_f I_f$$

เมื่อ

I_D = กระแสแพร์

R_f = ความต้านทานเนื้อสาร

2. Temperature Coefficient

ในช่วงไบอัสตรง (ช่วงที่นำกระแส) ค่า V_f จะลดลงเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น

$$dV_f/dT = -2.2 \text{ mV/}^\circ\text{C} \text{ (ค่าปกติของซิลิกอน)}$$

ส่วนค่ากระแสรั่วไหลเมื่อไบอัสย้อนกลับจะเพิ่มขึ้น 2 เท่าทุก 10°C ที่เพิ่มขึ้นดังสมการ

$$dI_R = 2^{dT/10}$$

3. Rectifier Ratings

ค่า V_{PIV} หมายถึงค่าโวลต์เตจรีเวอร์สสูงสุดที่ไดโอดทนได้

ค่า I_f คือค่ากระแสโดยเฉลี่ยสูงสุดที่ไดโอดทนได้ในการคลื่นรูบซายน์ (sine)

4. Junction Capacitance

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ปกติจะไม่ค่อยมีความสำคัญใน ซิลิกอนรั่วคิตไฟายเออร์กำลัง (silicon power rectifier)
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่มาตรฐาน หรือที่เรียกไฟฟ้าย้อนกลับ (fast rectifier) ที่ V_R (โวลต์เตจย้อนกลับ) มีค่ามากกว่า 30 โวลต์ แต่จะสำคัญใน ซีอิตกั้เร็คติไฟเออร์กำลัง (schottky power rectifier) คือเมื่อมีการสวิตช์จากช่วงการนำสู่ช่วงการกัน กระแสจะถูกนำไปชาร์จให้แก่ ตัวเก็บประจุที่บริเวณเปลือดพาหะ (depletion capacitance) ซึ่งที่ค่า V_R ต่ำๆ ค่าตัวเก็บประจุของซีอิตกั้เร็คติไฟเออร์ อาจมีค่าถึง 5 เท่าของ ค่าตัวเก็บประจุของเร็คติไฟเออร์มาตรฐาน ซึ่งค่าตัวเก็บประจุที่สูงกว่าของ ซีอิตกั้เร็คติไฟเออร์นี้อาจไปร่วมกับ อินดักแตนซ์รั่วไหล (leakage inductance) ทำให้เกิดการ รีโซแนนซ์ (resonances) เป็นผลให้เกิดการ โอเวอร์ชูต (overshoot) ของโวลต์เตจ ค่าตัวเก็บประจุในเร็คติไฟเออร์มาตรฐานปกติจะไม่ขึ้นกับอุณหภูมิ แต่จะลดลงเมื่อรีเวอร์สโวลต์เตจเพิ่มขึ้นดังสมการ

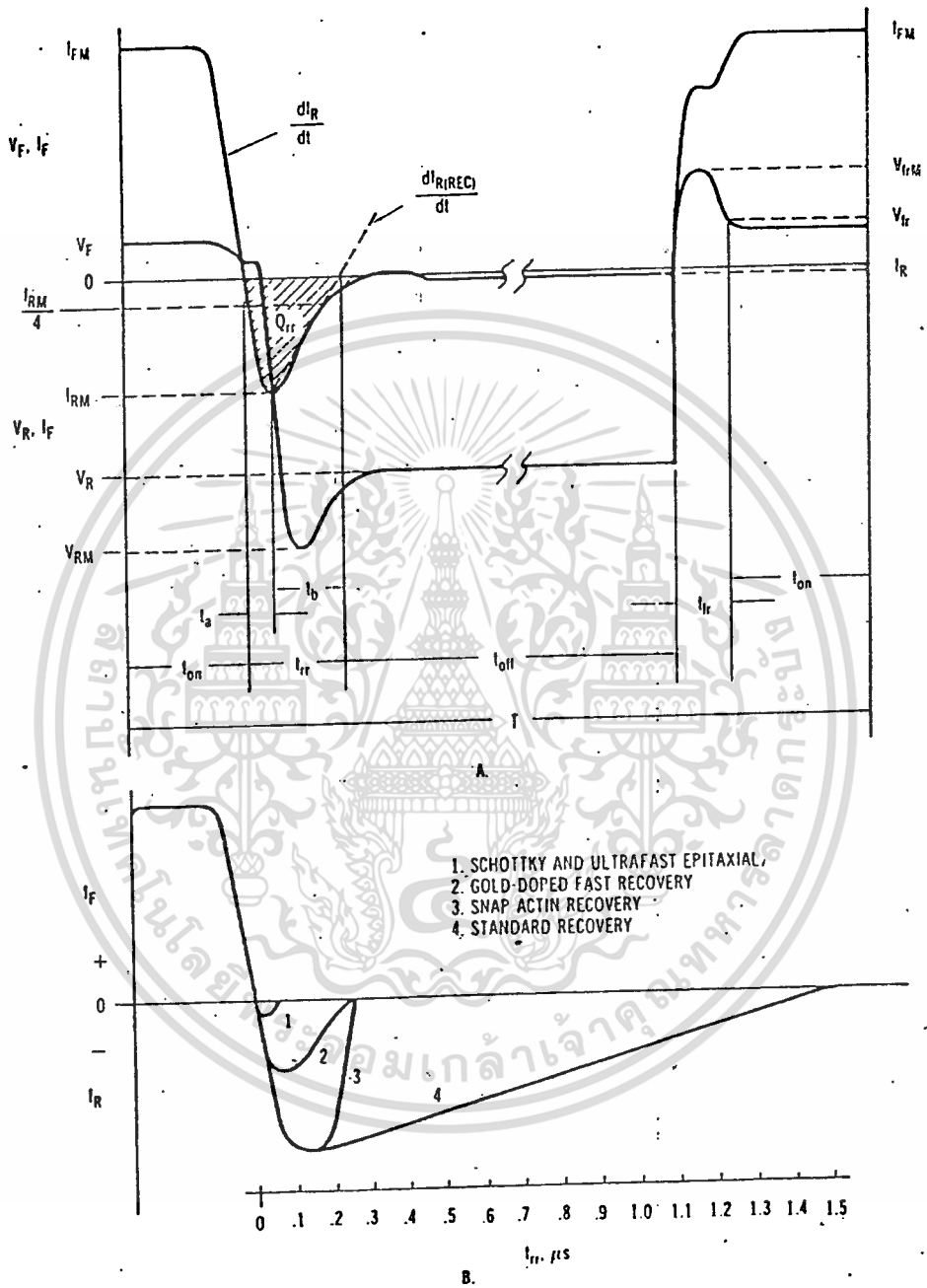
$$C_T = k / (V_R^{0.33})$$

5. Reverse Recovery

เวลาของการ รีเวอร์สรีคั้บเวอร์รี่ (reverse recover) หรือกระแสรีเวอร์ส (peak reverse current) ของเร็คติไฟเออร์มีความสำคัญอย่างมากในส่วนของ แหล่งจ่ายพลังงาน ความถี่สูงและส่วนคอนเวอเตอร์ เพราะว่าอินดักแตนซ์บางตัวจะปรากฏในรูปภายนอกวงจร, อัตราที่กระแสย้อนกลับลดลงจะมีส่วนกำหนดขนาดของ ทรานเซียนโวลต์เตจ เนื่องจาก $e = -L di/dt$ โดยทรานเซียนเหล่านี้ อาจก่อให้เกิดสัญญาณรบกวน (noise) และ EMI รบกวนการทำงานของส่วนอื่นๆ

การหาค่ารีเวอร์สรีคั้บเวอร์รี่ จะหาได้ดังรูปที่ 9 โดยอธิบายได้ว่าเมื่อเริ่ม ตัวเร็คติไฟเออร์นำกระแส I_{FM} ที่โวลต์เตจ V_F เมื่อเร็คติไฟเออร์ หยุดนำกระแส กระแส I_{FM} จะลดลงด้วยอัตรา di/dt และกระแสย้อนกลับจะไหลจนกระทั่งเวลา t_{rr} ผ่านไปคือเมื่อ โวลต์เตจย้อนกลับเพิ่มถึง V_{RM} และลดลงเหลือ V_F จะทำให้ประจุ Q_{rr} เกิดขึ้นที่รอยต่อ การวัดค่า t_{rr} โดยทั่วไปจะหาจากช่วงเวลาตั้งแต่กระแสเมื่อไปอัสตรงเป็นศูนย์ ถึงจุดที่ลากจาก I_{RM} ผ่าน I_{RM} ไปตัดจุดที่กระแสเป็นศูนย์ดังรูป 9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า t_{rr} จะแปรตามอุณหภูมิด้วยดังสมการ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ต่อแบบสงวนเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 9 แสดง Rectifier Recovery Characteristics

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$t_{rr} = 2Q_r / (di/dt)$$

$$I_{RM(REC)} = 2Q_r (di/dt)$$

โดย I_{RM} = กระแสพิกย้อนกลับ

คอนเวอร์เตอร์ความถี่สูงซึ่งให้เอาท์พุทโวลท์เตจต่ำ จำเป็นต้องใช้หม้อแปลงเพื่อแยกวงจรและ stepped-down secondary voltage ถูกเร็คติไฟ และฟิลเตอร์ เมื่อใช้ช็อตดีเร็คติไฟเออร์, อินดักแตนซ์รีว้าไหลและคาปาซิแตนซ์ของอุปกรณ์อื่นๆ อาจก่อให้เกิดรีโซแนนซ์ ดังนั้นจะได้ t_{rr} เท่ากับ

$$t_{rr} = L/C$$

โดย L = อินดักแตนซ์รีว้าไหล

C = ค่าตัวเก็บประจุที่รอยต่อ

$$I_{RM(REC)} = E_s(C/L)$$

โดย E_s = โวลท์เตจด้านเอาท์พุทของหม้อแปลง

ควรต่อสแน็บเบอร์คร่อมเร็คติไฟเออร์ เพื่อป้องกันรีโซแนนซ์โวลท์เตจทำให้เกิดความเสียหายแก่เร็คติไฟเออร์ และยังลด EMI ได้อีกด้วย

6. Forward Recovery Time

ช่วงเวลาของการฟอร์เวิร์ดรีคัมเบอร์รี่ จะเป็นฟังก์ชันของความต้านทานและกระแสเมื่อไบอัสตรง ความต้านทานนี้จะสูงขึ้นเมื่อโวลท์เตจที่ตกคร่อมเร็คติไฟเออร์สูงขึ้น, t_{fr} ในรูป 9 จะมีค่าปกติ 0.1-0.4us สำหรับอุปกรณ์ที่ใช้โวลท์เตจต่ำ และจะมีค่าประมาณ 0.3-1 us สำหรับอุปกรณ์โวลท์เตจสูง สำหรับช็อตดีเร็คติไฟเออร์ จะไม่แสดงถึงฟอร์เวิร์ดรีคัมเบอร์รี่ใหม่ เนื่องจากความต้านทานเนื้อสารมีค่าต่ำ อย่างไรก็ตามค่าตัวเก็บประจุที่รอยต่อก็ยังคงต้องถูกชาร์ท

สำหรับ คอนเวอร์เตอร์ที่ความถี่สูง กระแสเซอร์จ surge ที่ไหลผ่าน เร็คติไฟเออร์ จะกลายเป็นกระแสส่วนใหญ่ในอุปกรณ์ และทำให้กระแสที่จะต้องไหลในทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้น

เมื่อเปิดสวิตช์อุปกรณ์กระแสในทรานซิสเตอร์ ที่เพิ่มขึ้นนี้บางส่วนจะมีผลมาจากค่า ตัวเก็บประจุ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ซึ่งเกิดจากอินดักแตนซ์ของหม้อแปลง ซึ่งทั้งสองเหตุการณ์นี้ทำให้ ค่าการสูญเสียของ turn-on ไม่สามารถประเมินได้อย่างแม่นยำและไม่เพียงพอที่จะใช้ในการเลือกใช้อุปกรณ์ที่เหมาะสมได้

switching เพิ่มขึ้นและทรานซิสเตอร์จะ saturated

7. Rectifier Losses at High Frequency

สำหรับการทำงานที่ความถี่สูง ผลรวมของค่าความสูญเสียของเรกติไฟายเออร์ มีค่าเท่ากับ

$$P_{cr} = P_{conduction} + P_{off} + P_{switching}$$

โดย $P_{conduction} = V_f \cdot I_f \cdot t_{on} / T$

$$P_{off} = V_r \cdot I_r \cdot t_{off} / T$$

$$P_{switching} = \text{turn off losses} + \text{turn on losses}$$

$$t_{on} = \text{ช่วงเวลาที่เรกติไฟายเออร์นำกระแส}$$

$$t_{off} = \text{ช่วงเวลาที่เรกติไฟายเออร์ถูกรีเวอร์สไบอัส}$$

$$T = \text{คาบเวลา}$$

เนื่องจากค่า $P_{switching}$ ต้องใช้ค่าพารามิเตอร์ ของทางผู้ผลิตซึ่งมีได้ให้มา และสมมุติว่าค่า

I_r ต่ำมาก สามารถคำนวณได้แต่ค่า $P_{conduction}$ โดยประมาณ โดยขณะที่ตั้งกระแสเต็มที

$I_f = 20A$

$$t_{on} = 1 \cdot 10^{-5} \text{ วินาที}$$

$$T = 2 \cdot 10^{-5} \text{ วินาที}$$

$$V_f \approx 0.6 \text{ โวลท์}$$

$$P_{conduction} \approx 0.6 \cdot 20 \cdot (1 \cdot 10^{-5} / 2 \cdot 10^{-5}) \approx 6 \text{ วัตต์}$$

ค่าการสูญเสียจาก เรกติไฟายเออร์ไดโอดทางภาคเอาต์พุท $24 \text{ โวลท์} \approx 6 \cdot 2 \approx 12 \text{ วัตต์}$

เป็นอย่างต่ำ

8. Surge Current Ratings

จะเป็นตัวที่บอกว่า เรกติไฟายเออร์จะสามารถทนกระแส overload ในช่วงเวลาสั้นๆ ได้

โดยไม่ทำให้อุณหภูมิที่รอยต่อ เพิ่มขึ้นถึงจุดที่จะทำให้เรกติไฟายเออร์เสียหาย โดย

I_{FSM} (forward surge max) คืออัตรากระแสสูงสุดของครึ่งลูกคลื่น จะถูกระบุมาคู่กับ V_{FRM}

เป็นค่าเมื่อไม่มีอุปกรณ์ป้องกันต่อร่วมอยู่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 I^2t จะคล้าย I_{FSM} แต่จะมีอุปกรณ์ป้องกันต่อร่วมอยู่
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีเหตุผลเบื้องหน้า และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BIPOLAR POWER TRANSISTOR

มี 4 พวกใหญ่ๆคือ

A. Alloy : Slow Switching f_T 1 MHz (ค่าปกติ)

จ่ายพลังงานได้สูงสุด

B. Epitaxial : Medium Switching f_T 8 MHz (ค่าปกติ)

จ่ายพลังงานได้รองลงมา โวลต์เตจที่ทำให้ saturate ค่อนข้างสูง

(base collector epitaxial)

C. Triple-diffused : Fast switching f_T 20 MHz (ค่าปกติ)

จ่ายพลังงานได้ลดลงมา ค่าโวลต์เตจที่ทำให้ saturate สูงสุด

ชาคอลเล็กเตอร์ เป็น multi-epitaxial

D. Planar : Very fast switching f_T 70 MHz (ค่าปกติ)

ค่า $V_{ce, sat}$ ต่ำ gain สูง V_{be} สำหรับ ไบอัสย้อนกลับ ไม่เกิน -1.5V

I_s/b และ s/b มีค่าต่ำ

ข้อจำกัดของ ทรานซิสเตอร์แบบนี้ก็คือ อุณหภูมิที่รอยต่อและเบรกดาวที่สอง (secondary-breakdown) ซึ่งปัญหาแรกแก้ไขได้โดยการออกแบบวงจรให้เหมาะสม และใช้ตัวระบายความร้อน heat sink ส่วนเบรกดาวที่สอง ซึ่งเกิดจาก thermal runaway สามารถแก้ไขได้โดย safe operation area (SOA) ซึ่งผู้ผลิตกำหนด และเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญมากตัวหนึ่ง สำหรับการทำงานทั้งในช่วง ไบอัสตรงและไบอัสย้อนกลับ เมื่อใช้กับ inductive load, transformer load หรือเมื่อทำงานในช่วงที่ไม่ saturated

1. Switching waveform

รูปที่ 10 ได้แสดงรูปแบบของ ลักษณะกราฟของไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ในคอมมอน อิมิตเตอร์ โดย กระแสเบส , โวลต์เตจของเบส-อิมิตเตอร์ , กระแสคอลเลคเตอร์ และ โวลต์เตจของคอลเลคเตอร์-อิมิตเตอร์ ถูกแสดงในรูปที่ 10 A,B,C, และD ตามลำดับ การนำกระแสของทรานซิสเตอร์ จะนำในช่วง t_{on} และไม่นำในช่วง t_{off}

ช่วงเวลาของการสวิตช์ซึ่งไปสู่การไม่นำกระแส ถูกนิยามโดย

$$t_s = \text{storage time จาก } 0.9 I_{B, pk} \text{ ถึง } 0.9 I_{C, pk}$$

$$t_v = \text{voltage rise time จาก } 0.1 V_{CE, pk} \text{ ถึง } 0.9 V_{CE, pk}$$

$$t_f = \text{current fall time จาก } 0.9 I_{C, pk} \text{ ถึง } 0.1 I_{C, pk}$$

ช่วงเวลาของการสวิตช์ซึ่งไปสู่การนำกระแส ถูกนิยามโดย

$$t_d = \text{delay time จาก } 0.1 I_{B, pk} \text{ ถึง } 0.1 I_{C, pk}$$

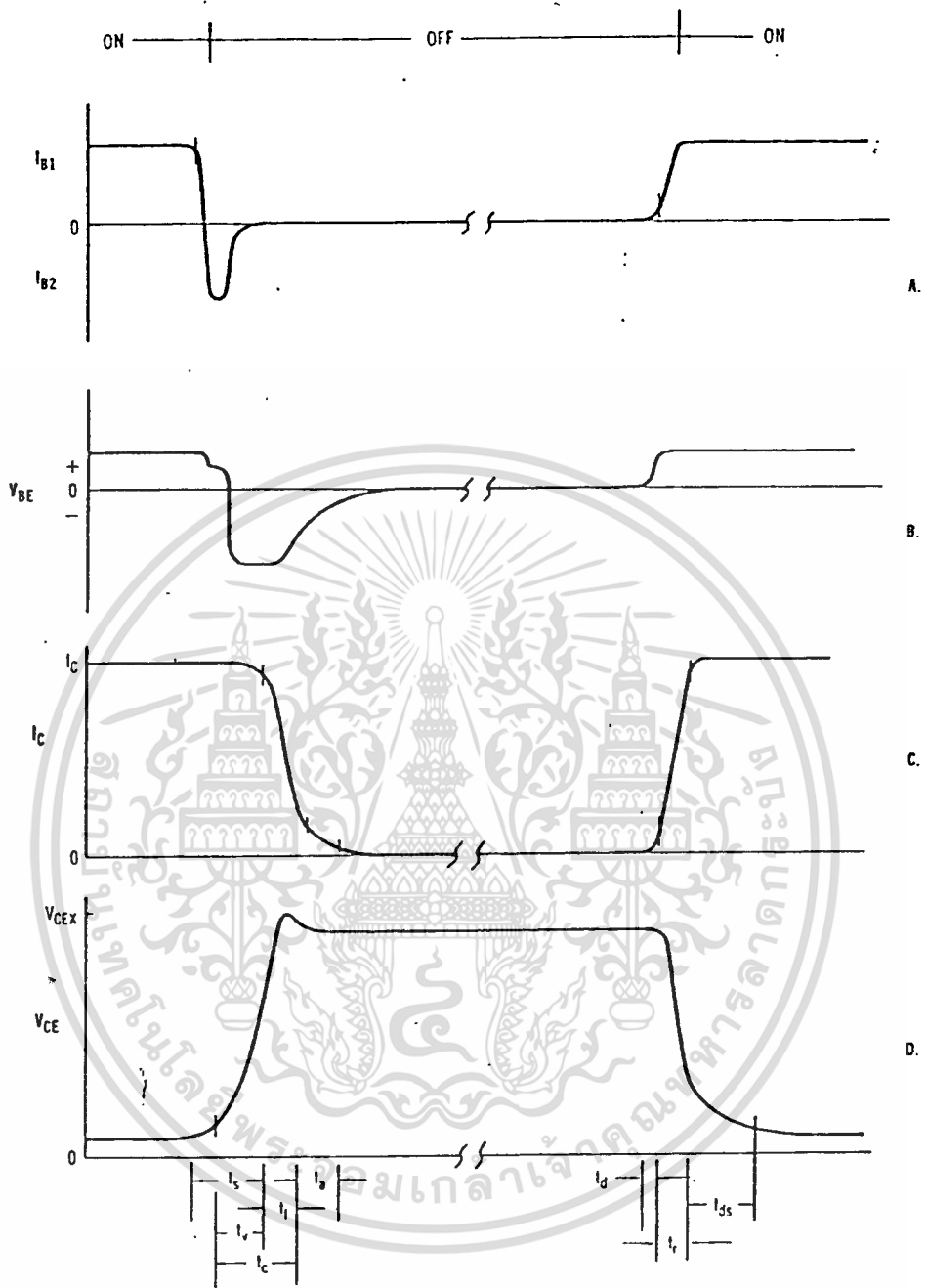
$$t_r = \text{rise time จาก } 0.1 I_{C, pk} \text{ ถึง } 0.9 I_{C, pk}$$

$$t_{ds} = \text{dynamic saturated time จาก } 0.1 V_{CE, max} \text{ ถึง } 0.1 V_{CE, sat}$$

2. การสูญเสีย และการกระจายของพลังงาน

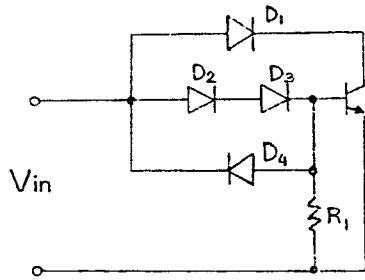
ตามรูปที่ 10 t_v เป็นส่วนหนึ่งของช่วงเวลาการสะสมที่ไม่นำกระแส แม้ว่าการสูญเสียจะถูกพิจารณาระหว่างช่วง t_s ลบ t_v เป็นพลังงานที่สามารถตัดทิ้งได้ ถูกดูดซับโดยทรานซิสเตอร์ เพราะว่าการเปลี่ยนแปลงช่วงนี้เร็วมาก ส่วนใหญ่ของพลังงานและการสูญเสีย จะเกิดขึ้นระหว่างช่วง t_v รวมกับ t_f ช่วงเวลานี้เท่ากับ t_s และมักถูกกำหนดโดยผู้ผลิตสำหรับกระแสคอลเลคเตอร์ที่มีค่าแน่นอน พร้อมด้วยค่าโวลต์เตจของคอลเลคเตอร์และสำหรับค่าอินดักแทนซ์ที่ถูกให้ไว้ในโหนด ถ้าช่วงเวลาการเปลี่ยนสถานะของกระแสเบส (จาก $+I_{B1}$ ไปสู่ $-I_{B2}$) เร็วมาก จะทำให้เกิด charge trapping ในตัวเก็บประจุจากคอลเลคเตอร์ไปสู่เบสและผลก็คือ current tail ในช่วง t_s เพราะที่โวลต์เตจของคอลเลคเตอร์มีค่าใกล้เคียงค่าสูงสุดของมันที่เวลานี้ พลังงานจำนวนมากอาจถูกกระจายและอุปกรณ์อาจจะเสียหายได้ เนื่องจากเบรคดาวน์ที่สอง ช่วงเวลาสะสมอาจจะถูกลดโดยเทคนิคต้านการอิมิตัวเช่น Baker clamp ดังรูปในหน้าถัดไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 10 แสดงลักษณะกราฟของไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ขณะที่ทรานซิสเตอร์ on โวลต์เตจที่ขา base = $V_{in} - 2V_d$

ในขณะที่โวลต์เตจที่ขา collector = $V_{in} - V_d$

เพราะฉะนั้น $V_c - V_b = V_d$

นั่นคือขา collector มีโวลต์สูงกว่าขา base อยู่ $1 V_d$ โดยทั่วไปประมาณ 0.6 โวลต์ ซึ่งเพียงพอที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์ไม่อิ่มตัว เนื่องจากวงจรใช้งานที่ความถี่สูง ดังนั้นไดโอดทุกตัวต้องใช้แบบ fast recovery type โดยเฉพาะ D1 โดยทั่วไปให้อัตรา 800 V PIV

ระหว่างนำกระแสการเปลี่ยนสถานะไปสู่ active region (t_r) เร็วมากอย่างไรก็ตาม ในไฮโวลต์เตจทรานซิสเตอร์ คอลเลคเตอร์มีความต้านทานสูงและพื้นที่ของคอลเลคเตอร์จะเกิดการสะสมประจุมีค่า V_{ce} และ f_c ลดลงผลอันนี้ใน quasisaturation state สำหรับช่วง t_{qs} ตามที่กำหนดให้ในตอนแรกและที่แสดงในรูป 11 แม้กับทรานซิสเตอร์ความเร็วสูงช่วงเวลานี้ อาจจะมีค่า 5 ไมโครวินาที และพลังงานจำนวนมากจะต้องถูกดูดซับ ตัวอย่างเช่น

ถ้า $V_{ce, max} = 160$ โวลต์, $I_c = 10$ แอมแปร์, $t_r = 0.3$ ไมโครวินาที, $t_{qs} = 5$ ไมโครวินาที พลังงานระหว่างช่วงนำกระแสคือ

$$\begin{aligned} E &= 0.5 * V_{ce} * I_c * t_r \\ &= 0.5 * 160 * 10 * 0.2 * 10^{-6} \\ &= 160 \quad \mu J \end{aligned}$$

เพราะรูปกราฟของโวลต์เตจใกล้เคียงกับเอ็กซ์โปเนนเชียลระหว่าง t_{ds} โวลต์เตจเฉลี่ยคือ $0.1 * 0.2 V_{ce}$ และพลังงานระหว่างช่วงนี้มีค่า

$$E = 0.2 * 16 * 10 * 5 * 10^{-6} = 160 \mu J$$

ดังนั้นพลังงานระหว่าง dynamic saturation สามารถมีค่าสูงเท่ากับหรือสูงกว่าพลัง

งานช่วงโรลส์ใหม่ ช่วงเวลาไดนามิก แชนทูปเรชั่น อาจจะถูกลดโดยการ overdrive base ไม่ว่าการณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(กระแสไฟ) ที่ช่วงเปลี่ยนเป็นนำกระแสอย่างไรก็ตามการวิเคราะห์วงจรที่สมบูรณ์จะต้องถูกติดตาม ตัวอย่างเช่นถ้าเรีคตีไฟเออร์ในวงจรกำลังไม่นำกระแส ระหว่างที่ทรานซิสเตอร์กำลังนำกระแส (เหมือนในภาวะสวิตซ์ซึ่งส่วนมาก) , กระแสรีเวอร์สที่ผ่านเรคตีไฟเออร์จะ เป็นสาเหตุให้เกิดการเพิ่มของกระแสของทรานซิสเตอร์ และของโวลท์เตจหนึ่งตัวซึ่งอาจจะปรากฏอย่างผิด ๆ ในฐานะปัญหาของการอิมิตัวทางไดนามิก เมื่อหม้อแปลงถูกนำเอามาใช้สำหรับการแยกและการยก ระดับของโวลท์เตจ การซาร์จของตัวเก็บประจุ ระหว่างขดลวดของหม้อแปลงที่ช่วงนำกระแสจะทำให้เกิดการเพิ่มชั่วคราวในกระแสคอลเลคเตอร์ และไปหน่วงการอิมิตัวของทรานซิสเตอร์อย่างได้ผล

การกระจายพลังงานในสวิตซ์ซึ่งทรานซิสเตอร์ประกอบด้วย

1. ความสูญเสียของการนำระหว่างการอิมิตัว
2. ความสูญเสียของการรีวโวลระหว่างการไม่นำกระแส
3. ความสูญเสียจากการสวิตซ์ไปสู่ช่วงการนำ
4. ความสูญเสียจากการสวิตซ์ไปสู่ช่วงการหยุดนำกระแส

สำหรับภาวะความต้านทานสุตรข้างล่างจะให้ค่าการสูญเสียของพลังงานตามลำดับ

$$P_{on} = (V_{ce, sat} + I_c + V_{be, sat}) I_b t_{on} / T$$

$$P_{off} = V_{cc} I_c t_{off} / T$$

$$P_{sw-on} = V_{cc} I_c t_r / (6T)$$

$$P_{sw-off} = V_{cc} I_c t_f / (6T)$$

$$P_T = P_{on} + P_{off} + P_{sw-on} + P_{sw-off} \quad \dots \dots (e)$$

ซึ่ง P_T = ความสูญเสียของทรานซิสเตอร์ทั้งหมด

V_{cc} = โวลท์เตจของซัพพลาย (มีค่าสองเท่า เมื่อต่อแบบพหุผล)

I_{co} = กระแสรีวโวลของคอลเลคเตอร์มีค่าน้อยตัดทิ้งได้เมื่อโวลท์เตจ

และอุณหภูมิมีค่าสูง

สำหรับโวลท์ที่เป็นตัวนำ P_{on} และ P_{off} เหมือนข้างบนและ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

$$P_{sw-on} = 0.5 V_{cc} I_c t_r / (2T) \quad \dots \dots (f.1)$$

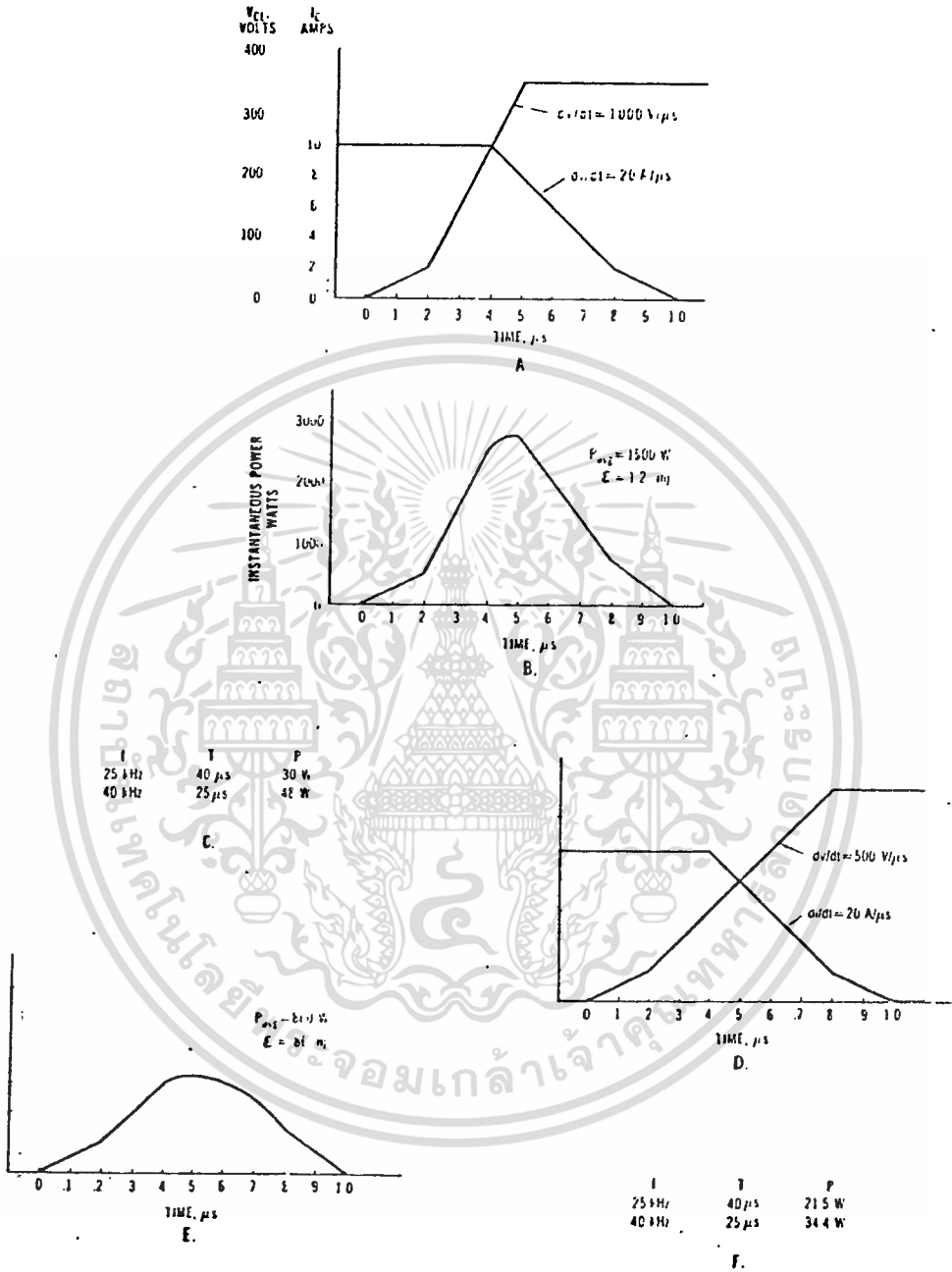
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_{sw-off} = 0.5v_{cc1} I_{t_{off}} / (2T) \quad \dots (f.2)$$

ความสูญเสียทั้งหมดจะมีค่าเท่ากับสมการ (e) ซึ่งค่าความสูญเสียสำหรับการสวิตช์ซึ่งมีค่าเท่ากับสมการ (f)

ในสูตรที่แล้วเศษจะเป็นเทอมของพลังงาน (w/sec) ส่วนเป็นเทอมของเวลาหรือส่วนกลับของความถี่ของการสวิตช์ซึ่ง ช่วงเวลาของการสวิตช์ซึ่งมักจะถูกให้ไว้ใน data ของผู้ผลิตอย่างไรก็ตาม สนับเบอร์ภายนอก หรือ wave shaping circuit มักจะลดการดูดกลืนพลังงานโดยทรานซิสเตอร์ตามรูปที่ 11 การประมาณเส้นตรงของโวลต์เตจและกระแสระหว่าง turn-off ของไอโวลต์เตจทรานซิสเตอร์รวมกับพลังงานซึ่งมีค่าไม่คงที่ ถูกแสดงสำหรับสองสถานะในรูป 11 A อัตราการเพิ่มโวลต์เตจของคอลเลคเตอร์เร็วมากและผลใน high peak และ average pulse ตามรูป 11 B อย่างไรก็ตามการสวิตช์ซึ่งที่รวดเร็วจะมีผลต่อระดับของพลังงาน ความสูญเสียของการสวิตช์ซึ่งไปสู่การนำที่ความถี่ 25 กิโลเฮิรท์ซ และ 210 กิโลเฮิรท์ซ มีค่า 50 วัตต์ และ 218 วัตต์ตามลำดับดังรูป 11 C , ในรูป 11 D อัตราการเพิ่มของโวลต์เตจคอลเลคเตอร์ ถูกลดค่าลงเหลือครึ่งหนึ่งร่วมกับ pulse power และพลังงานดังแสดงในรูป 11 E , ความสูญเสียของการสวิตช์ซึ่งไปสู่การไม่นำที่ความถี่เท่าเดิมมีค่า 25 วัตต์ และ 34.4 วัตต์ตามลำดับ ตามรูป 11 F ดังนั้นโดยการลดโวลต์เตจคอลเลคเตอร์ โดยตัวประกอบของสองความสูญเสียของ turn-off จะถูกลดลงไปประมาณ 40%

สำหรับการออกแบบวงจรซึ่งควรรวมการจำกัดกระแสไว้ด้วย การแสดงค่า I_c ต่อ V_{ce} ตามแกน X-Y ของออสซิลโลสโคปทำให้เราสามารถสังเกต SOA ภายใต้ภาวะของวงจร start-up, การทำงานปกติ, over load, ลัดวงจร, shutdown, ทรานเซียน และการเปลี่ยนโหลดสำหรับอุณหภูมิจากการทดลองค่าต่าง ๆ กัน โดยการรวมการแสดง I_c และ V_{ce} ในไมโครโคมระดับของพลังงานและความสูญเสีย ระหว่างการสวิตช์ซึ่ง และการนำกระแส สามารถถูกคำนวณอย่างง่ายตายสำหรับแต่ละภาวะข้างบน การใช้ตัวระบายความร้อนและการถ่ายเทความร้อนควรจะสอดคล้องกัน อุปกรณ์ของการทดสอบระบบนี้เช่น อินดิคสแตนซ์รั้วไหล และช่วงเวลาการ recovery ของเรกติไฟเออร์ในลักษณะนี้ความเชื่อถือได้สูง ควรถูกทำโดยควบคุมการทำงาน

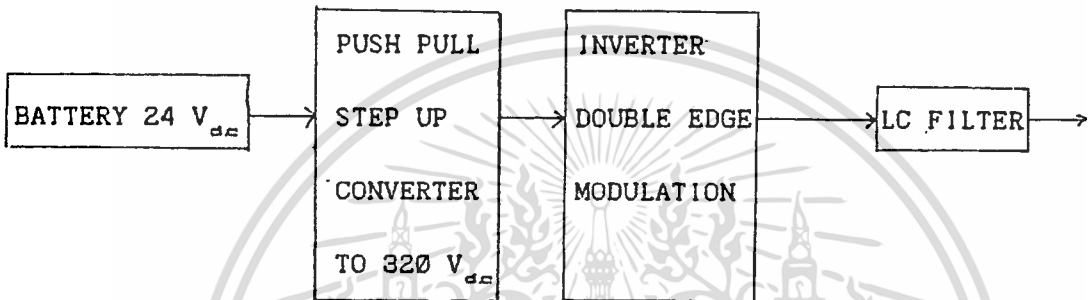


รูปที่ 11 แสดง Waveforms and Calculations of Energy and Power Dissipation during Switching, at different rates of dv/dt

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนวงจรอินเวอร์เตอร์ (INVERTER CIRCUIT SEGMENTS)

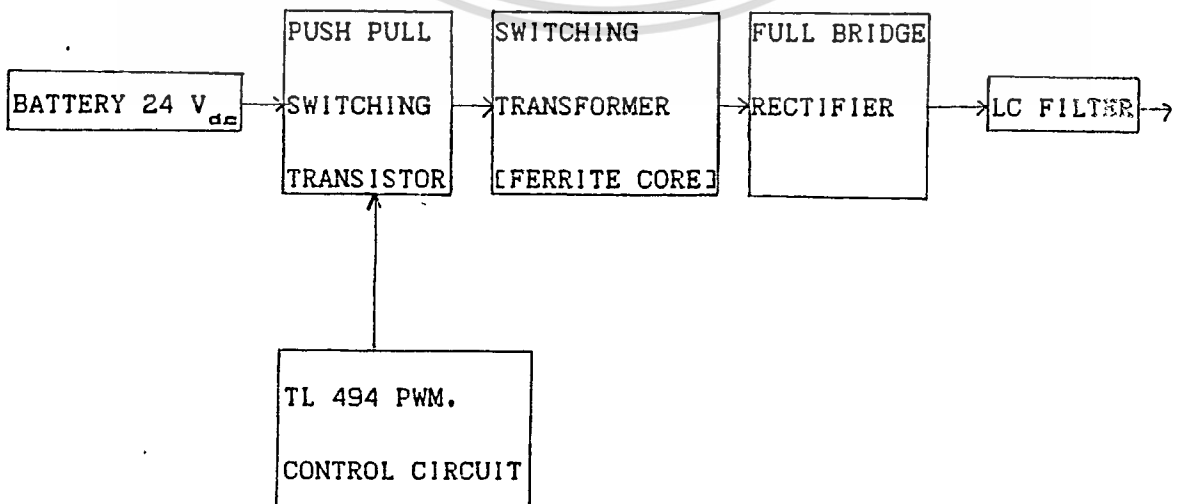
ส่วนวงจรอินเวอร์เตอร์ประกอบไปด้วยส่วนวงจรย่อย ๆ หลายส่วน ซึ่งสามารถแสดงได้ด้วยบล็อกไดอะแกรม (BLOCK DIAGRAM) ดังนี้



ต่อไปจะทำการอธิบายในรายละเอียดของแต่ละส่วน และวงจรใช้งานดังนี้

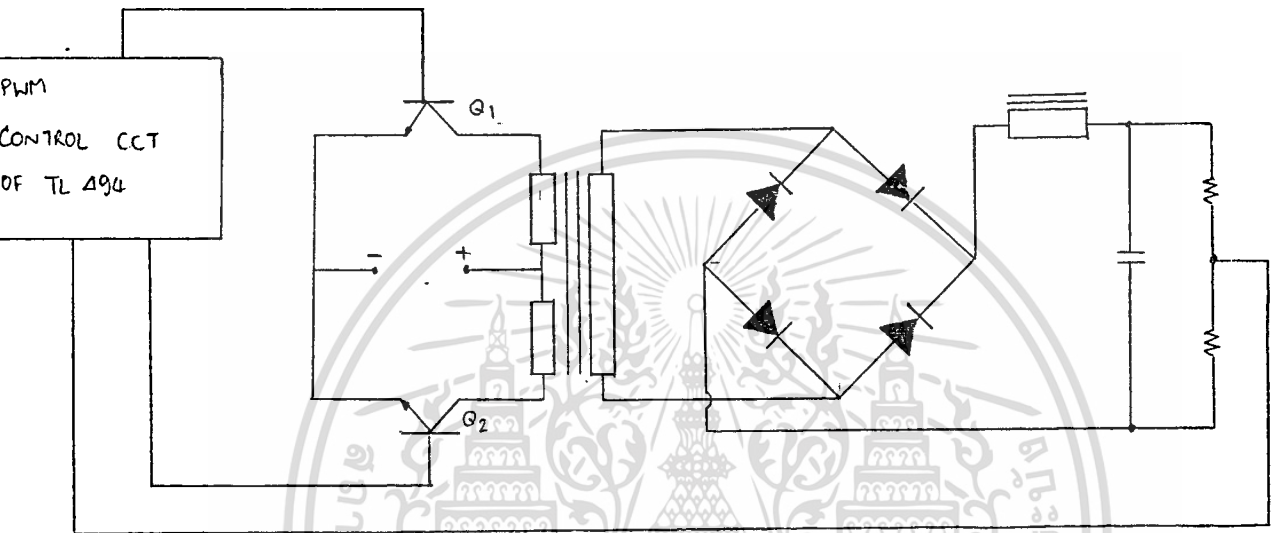
1. สเต็ปอัพคอนเวอร์เตอร์ แบบพัพูล จากแรงดัน 24 โวลต์เป็นแรงดัน 320 โวลต์ (STEP UP CONVERTER FROM 24 V_{DC} TO 320 V_{DC})

สามารถแสดงได้ดังบล็อกไดอะแกรมดังนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรสวิตชิงคอนเวอร์เตอร์แบบพุทพูล

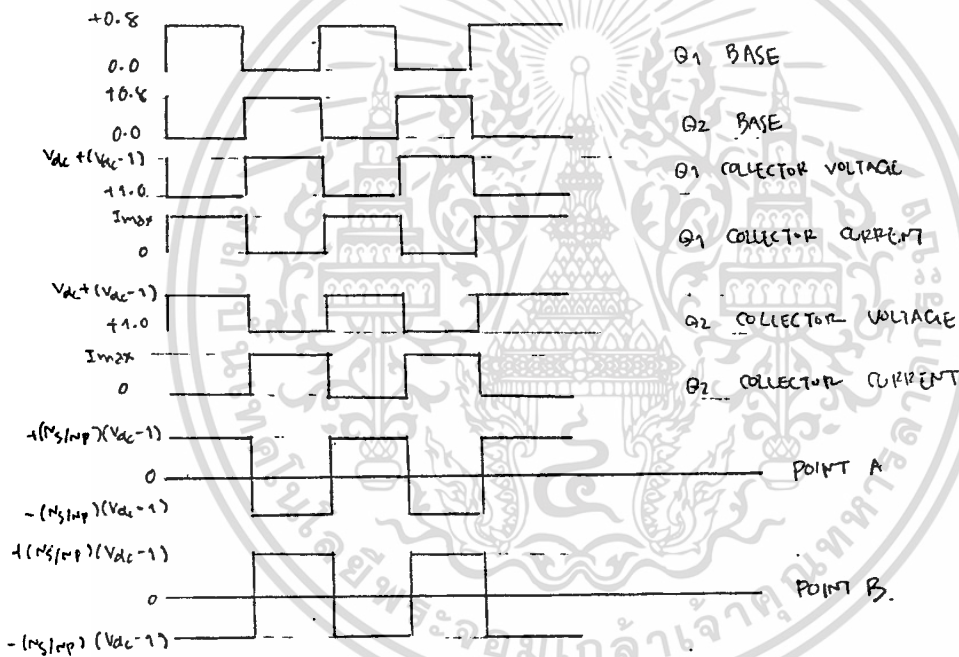
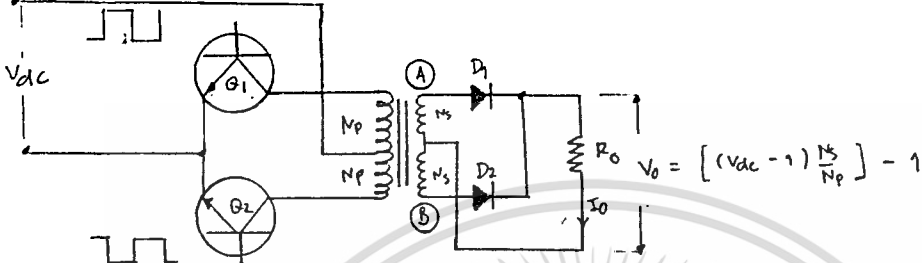


อธิบายหลักการทำงานโดยทั่วไปของ PUSH PULL STEP UP CONVERTER 24 V_{dc} TO 320 V_{dc} ได้ดังนี้

จากวงจรรูปด้านบน จะเห็นว่า วงจรประกอบไปด้วย เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ (POWER TRANSISTOR) จำนวน 2 ตัวต่อเข้ากับด้านปฐมภูมิ (PRIMARY WINDING) ของทรานส์ฟอร์มเมอร์ (TRANSFORMER) ซึ่งถูกนำมาใช้งานในลักษณะแบบเซ็นเตอร์แทป (CENTER TAP) โดยที่ทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัว จะสลับกันทำงาน ขณะที่ทรานซิสเตอร์ Q1 ทำงาน (ON) ทรานซิสเตอร์ Q2 จะไม่ทำงาน (OFF) จึงมีกระแสไหลผ่านทรานซิสเตอร์ Q1 โดยจะมีศักดาตกคร่อมขาคอลเลคเตอร์ (COLLECTOR) และขาอีมีตเตอร์ (EMITTER) ของทรานซิสเตอร์ประมาณ 1 โวลต์ เพราะฉะนั้นจะมีศักดาตกคร่อมที่ขดลวดทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงทางด้านบน เท่ากับประมาณ 24 V_{dc} - 1 เปรียบเสมือนมีพัลส์ (PULSE) แบบลบเข้ามาทางขดลวดด้านปฐมภูมิ ซึ่งจะเห็นยวนำให้เกิดพัลส์ลบทางด้านทุติยภูมิ (SECONDARY WINDING) ด้วยแต่จะมีขนาดใหญ่ขึ้นเป็น $- [N_s / N_p] * [V_{dc} - 1]$ และในทำนองเดียวกัน ขณะที่ทรานซิสเตอร์ Q1 ไม่ทำงาน ทรานซิสเตอร์ Q2 จะทำงาน จะทำให้เกิดกระแส 12 โวลต์ผ่านดังรูปข้างบน ซึ่งจะทำให้

มีคักดาตกรวมขดลวดทางด้านปฐมภูมิทางด้านล่าง เป็น $24 V_{dc} - 1$ เช่นเดียวกัน ทำให้เกิด
 พัลส์บวกมีขนาดเป็น $+ [N_s / N_p] * [V_{dc} - 1]$ ทางขดลวดด้านทุติยภูมิ ดังนั้นจะได้รูป
 คลื่นเอาท์พุททางด้านทุติยภูมิเป็น สัญญาณรูปสี่เหลี่ยม (SQUARE WAVE SIGNALS) บวกและลบ

ดังรูปข้างล่างนี้



ในวงจรนี้ จะเห็นว่ากระแสจะไหลในทรานซิสเตอร์แต่ละตัวเพียงครึ่งไซเคิลเท่านั้น
 และค่าคักดาตกรวมขา CE ของทรานซิสเตอร์ประมาณเท่ากับ 1 ตลอดตั้งนั้นการสูญเสียของกำลัง
 (POWER DISSIPATION) ขณะทรานซิสเตอร์ทำงานจึงมีค่าต่ำ แต่ในขณะที่ทรานซิสเตอร์ไม่
 ทำงาน คักดาตกรวมที่ขา CE ของทรานซิสเตอร์เท่ากับประมาณ 2 เท่าของคักดาที่หม้อแปลง
 หรือเท่ากับ $V_{dc} + (V_{dc} - 1)$ เพราะว่าขณะที่ทรานซิสเตอร์ Q1 ทำงานและทรานซิสเตอร์
 Q2 ไม่ทำงานนั้นจะมีคักดาตกรวมขดลวดปฐมภูมิด้านบน เป็น $- (V_{dc} - 1)$ ซึ่งคักดาส่วนนี้
 จะเหนี่ยวนำให้เกิดฟลักซ์แม่เหล็ก (ELECTROMAGNETIC FLUX) ไหลภายในแกน เนื่องจากการ

เป็นแบบเฟสอินเวอร์สที่ทางขดลวดด้านปฐมภูมิจึงทำให้มีการเหนี่ยวนำเกิดขึ้นกับขดลวดปฐมภูมิ การค้า
 ไม่ว่าการณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ด้านล่างเป็น $(V_{dc} - 1)$ ด้วย ทำให้คิกดาตกรวมทรานซิสเตอร์ Q2 ขณะที่ทรานซิสเตอร์ Q2 ไม่ทำงานมีค่าเป็น $V_{dc} + V_{dc} - 1$ ซึ่งมีค่าเท่ากับ $2V_{dc} - 1$ และในทำนองเดียวกันสำหรับในกรณีที่ทรานซิสเตอร์ Q2 ไม่ทำงาน และทรานซิสเตอร์ Q1 ทำงาน ซึ่ง $V_{dc(max)}$ ดังกล่าวนี้ จะมีขนาดเท่าใดยังขึ้นอยู่กับค่า ดิวตี้ไซเคิล (DUTY CYCLE) อีกด้วยตามสมการดังนี้

$$V_{dc(max)} = V_{in} / (1 - D_{max})$$

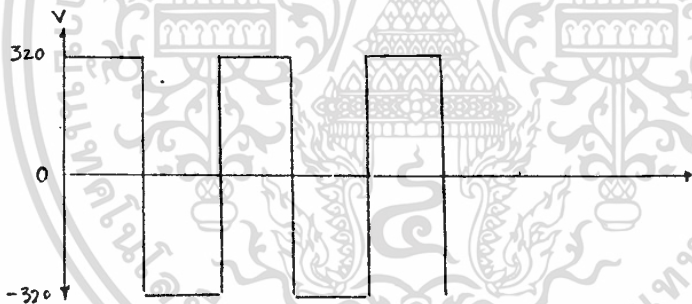
ถ้าหากค่าดิวตี้ไซเคิลมีค่ามาก ก็จะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำให้เกิดฟลักส์มาก การสตรอเรจ (STORAGE) พลังงานไว้ในแกนก็จะมากขึ้นนั่นเอง

คิกดาเอาท์พุทที่ได้จากวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบพุ่มพลจะมีค่า

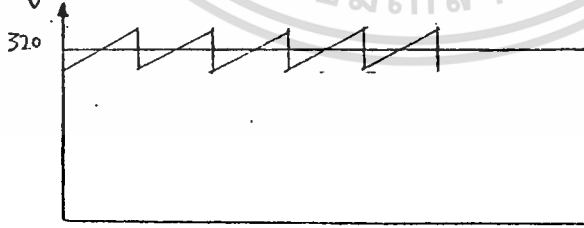
$$V_{out} = 2 D_{max} * V_{in} / n$$

เอาท์พุทของขดลวดด้านทุติยภูมิ จะมีลักษณะเป็นรูปสี่เหลี่ยม ดังรูป ซึ่งขึ้นกับค่าของดิวตี้

ไซเคิลด้วย



หลังจากผ่านการเรกติไฟรี่ (RECTIFY) แล้วจะได้เอาท์พุทเป็นลักษณะดังรูป



การเลือกเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาใช้งานสำหรับวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบพุ่มพลนี้

ข้อพิจารณาต่าง ๆ ที่ต้องคำนึงถึงดังนี้

1. ค่าคิกดาสูงสุดของขา CE ที่ทรานซิสเตอร์ทนได้

การเลือกใช้ทรานซิสเตอร์ในกรณีนี้ จะต้องเลือกค่า $V_{ce(max)}$ ของทรานซิสเตอร์

เอให้มีความต่ำสุดอย่างน้อยเท่ากับ 2 เท่าของคิกดาที่อินพุท เป็นไปตามสมการดังนี้ ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{\text{cm (max)}} = 2 V_{\text{in}}$$

ในการใช้งานวงจรจริงนั้น เนื่องจากทรานซิสเตอร์ทั้งสองต่อเข้าโดยตรงกับทรานฟอเมอร์ ฉะนั้นจึงเปรียบเสมือนมี อินดักเตอร์ (INDUCTOR) ขนาดเล็กต่ออยู่ที่ขาคอลเลคเตอร์ทั้งสอง ในขณะที่ทรานซิสเตอร์ เปลี่ยนสถานะจากภาวะทำงาน ไปยัง ภาวะไม่ทำงานนั้น จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของกระแสอย่างแบบฉับ ก่อให้เกิดโวลเตจสไปค์ (SPIKE VOLTAGE) ขึ้นตามสมการดังนี้

$$V_{\text{spike}} = L * di / dt$$

ถ้าหากทรานซิสเตอร์ที่เรานำมาใช้ไม่สามารถทนแรงดันขนาดนี้ได้แล้ว จะทำให้ทรานซิสเตอร์เสียหายจากการพังทลายที่รอยต่อ (BREAKDOWN OF JUNCTION) ได้ ฉะนั้นทรานซิสเตอร์ที่เรานำมาใช้กับวงจรจึงต้องเผื่อไว้จาก 2 เท่าของคิกคาที่อินพุทไว้ประมาณ 3 - 4 เท่า

การสไปค์ที่เกิดขึ้นนี้สามารถลดได้โดยการใช้วงจร snubber (SNUBBER CIRCUIT) ซึ่งในรายละเอียดของวงจร snubber จะได้กล่าวถึงต่อไปในภายหลัง

2. ค่ากระแสสูงสุดของคอลเลคเตอร์ที่ทรานซิสเตอร์ทนได้

กระแสของคอลเลคเตอร์ที่จะเกิดขึ้นจะมีขนาดเป็นไปตามสมการดังนี้

$$I_c = I_{\text{load}} / n$$

ตัวอย่างเช่น กรณีที่วงจรต้องการกำลังที่เอาท์พุทเท่ากับ 300 วัตต์ ฉะนั้นที่เอาท์พุทต้องการกระแสประมาณ 1.4 แอมแปร์ , $n = 16.6$, $I_c = 23.3$ แอมป์

ในวงจรที่ใช้งานในโครงการนี้ ได้ใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ BUV 61 ที่มีค่า $I_{\text{cm (max)}} = 25$ แอมป์ , $V_{\text{cm (max)}} = 300$ โวลต์

ส่วนวงจรขับเบสสวิทช์ทรานซิสเตอร์แบบพุ่มพล

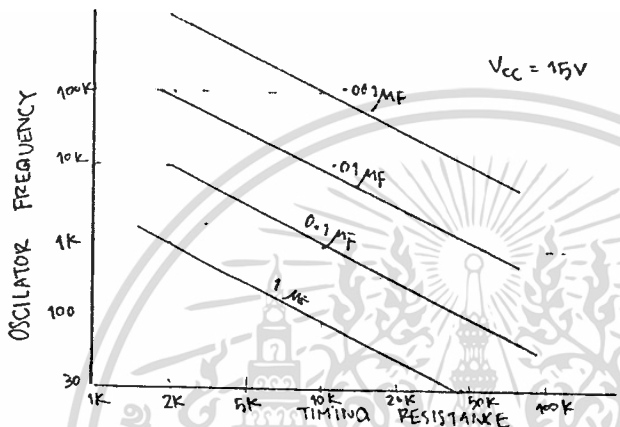
ในส่วนของวงจรนี้จะใช้ไอซีพัลส์วิดมอดเบอร์ TL 494 ที่มีข้อดีหลายประการด้วยกันคือ

1. สามารถควบคุมดีวดีไซเคิลที่เอาท์พุทได้จากการปรับแรงดันที่ขา DEAD TIME CONTROL
2. มีแรงดันอ้างอิง และ เออร์เรอร์แอมป์ให้ใช้กับการตรวจสอบและควบคุมต่าง ๆ

3. ละตัวกับการประยุกต์ไปใช้งาน การต่อวงจรภายนอกไม่ยุ่งยาก
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรภายในและการต่อใช้งานไอซี TL 494

ไอซีเบอร์ TL 494 เป็นไอซีสำหรับสร้างสัญญาณพัลส์วิตส์มอดดูเลชั่น (PULSE WIDTH MODULATION) ที่มีค่าความถี่ที่คงที่ที่กำหนดได้โดยการเลือกค่าความต้านทาน และค่าตัวเก็บประจุ ที่เหมาะสมตามตารางข้างล่างนี้



โดยมีค่าความถี่ตามสมการดังนี้

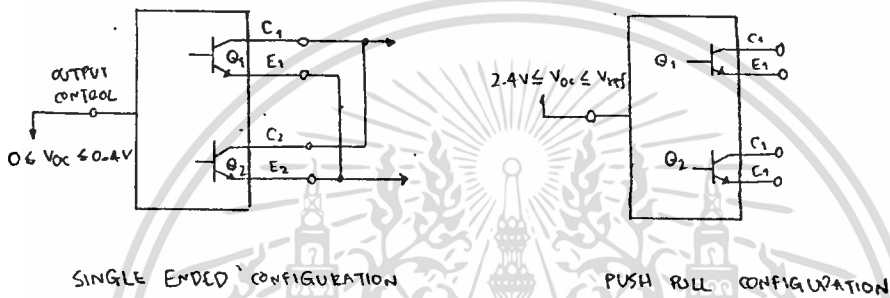
$$f_{osc} = 1.1 / (R_t * C_t)$$

เอาท์พุทที่ได้จากทรานซิสเตอร์ Q1 และทรานซิสเตอร์ Q2 ภายในตัวไอซี จะได้มาจากการเปรียบเทียบระหว่าง สัญญาณรูปฟันเลื่อย (SAW TOOTH SIGNALS) กับ สัญญาณควบคุม (CONTROLLING SIGNALS) 2 สัญญาณ (DEAD TIME CONTROLLING SIGNALS , FEEDBACK SIGNAL FROM PWM. COMPARATOR) จาก TIMING DIAGRAM จะเห็นว่า เอาท์พุทที่ได้จาก DEAD TIME COMPARATOR และ PWM. COMPARATOR จะนำมาเข้า OR - GATE แล้วป้อนแยกเข้าขาสัญญาณนาฬิกา (CLOCK SIGNALLING PIN) ของ D - FLIP FLOP และ NOR - GATE ที่ไปขับเอาท์พุทของทรานซิสเตอร์ Q1 , Q2 จะเห็นว่า ทรานซิสเตอร์ Q1 , Q2 จะสลับกันทำงานเฉพาะช่วงที่สัญญาณนาฬิกามีค่าสถานะต่ำ (LOW STATE) เท่านั้น ซึ่งคือช่วงที่ขนาดของสัญญาณรูปฟันเลื่อยมีค่ามากกว่าสัญญาณควบคุม ดังนั้นเมื่อเพิ่มขนาดของสัญญาณควบคุมจะมีผลทำให้ขนาดความกว้างของเอาท์พุทลดลง และในทางกลับกัน เมื่อลดขนาดของสัญญาณควบคุมค่าความกว้างของสัญญาณเอาท์พุทจะเพิ่มขึ้น โดยค่าความถี่จะยังคงที่ตลอดเวลา ซึ่งจะเป็นค่าความถี่ที่ 2 เท่าของความถี่ที่ทรานซิสเตอร์ทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารของกรมส่งเสริมการค้าระหว่างประเทศ กระทรวงพาณิชย์ การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การต่อใช้งานสัญญาณควบคุม

ที่ขาบวกของ DEAD TIME COMPARATOR จะมีการตั้งคักดาอินพุทออฟเซ็ท (INPUT OFFSET VOLTAGE) ไว้ที่ 120 มิลลิโวลต์ ซึ่งมีขนาดเป็น 4 % ของสัญญาณรูปฟันเลื่อย ที่มีขนาดเท่ากับประมาณ 3.3 โวลต์ การกำหนดค่าความกว้างเอาต์พุทของ DEAD TIME CONTROL ค่าต่ำสุดจะทำให้มีดีวตีไซเคิลเป็น



96 % สำหรับการต่อแบบพวงมูล (โดยการต่อขา OUTPUT CONTROL กับกราวด์)

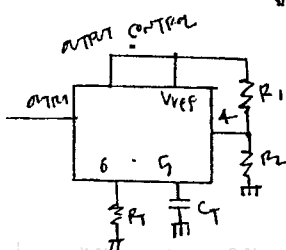
48 % สำหรับการต่อแยกทรานซิสเตอร์แต่ละตัว (โดยการต่อขา OUTPUT CONTROL กับขาแรงดันอ้างอิง)

เพราะฉะนั้นหากต้องการจะตั้งขนาดความกว้างของพัลส์ที่เอาต์พุท ก็สามารถกระทำได้ โดยการปรับระดับแรงดันที่ขา DEAD TIME CONTROL จากระดับ 0 - 3.3 โวลต์ เมื่อขา DEAD TIME CONTROL เป็นศูนย์ ค่า DUTY CYCLE เท่ากับประมาณ 48 % เมื่อขา DEAD TIME CONTROL มีค่ามากกว่า 3.3 โวลต์ ค่า DUTY CYCLE เท่ากับ 0 %

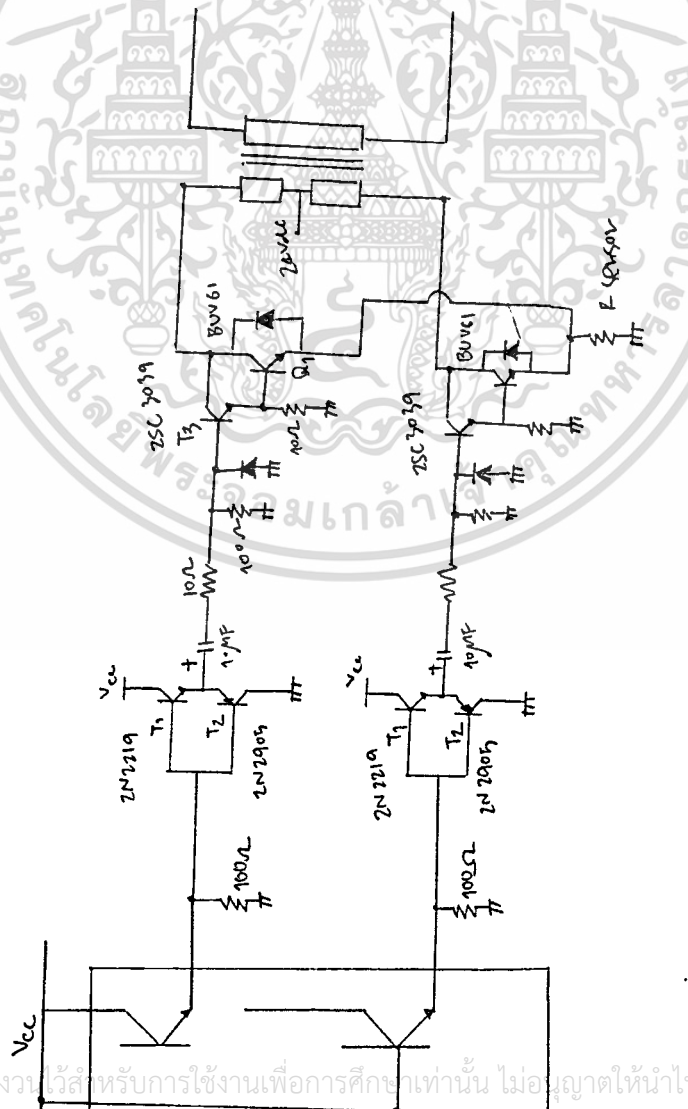
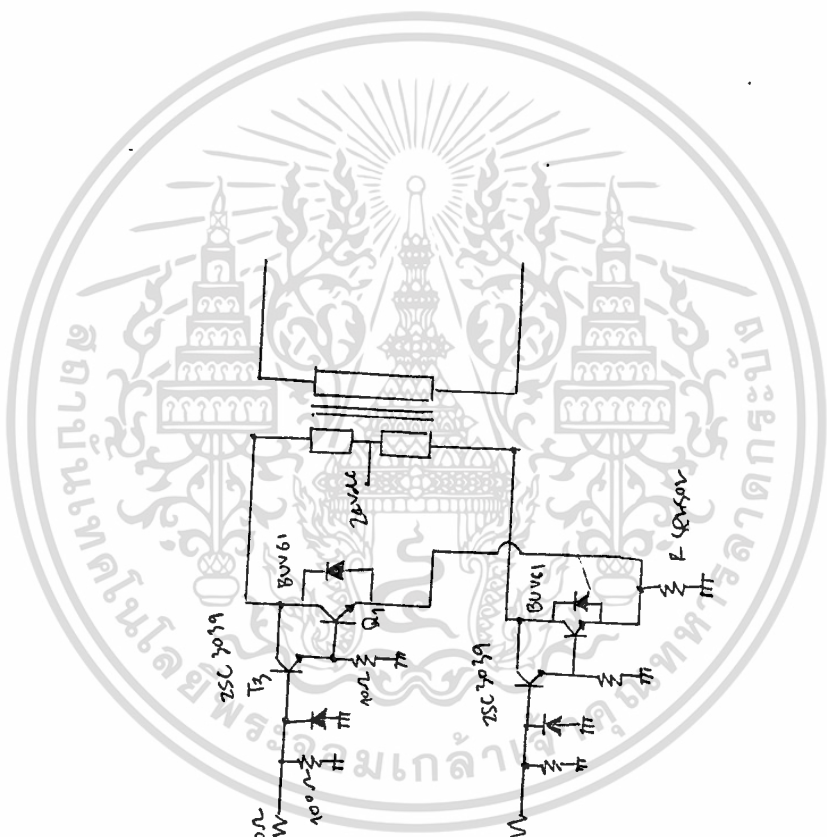
สามารถกำหนดค่า DUTY CYCLE ต่าง ๆ ได้จากสมการดังนี้

$$\% \text{ MAX ON TIME EACH OUTPUT} = 45 \% - 80 (1 + (R1/R2))$$

จะมีการต่อวงจรในลักษณะดังรูปข้างล่างดังนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



สัณหวารทิบต่นุขมอลคอนวอร์เตจอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

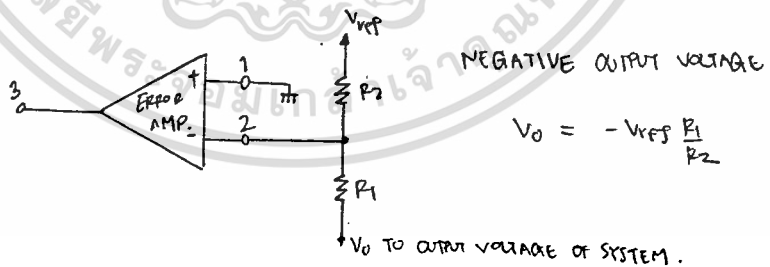
FEEDBACK COMPARATOR และ PWM. COMPARATOR

เป็นสัญญาณควบคุมที่ใช้หลักการเช่นเดียวกับ DEAD TIME CONTROL แต่มีหน้าที่หลักในการปรับค่าระดับแรงดันที่เอาท์พุท ให้คงที่ตามต้องการ โดยการใช้เออร์เรอร์แอมป์ 2 ตัวในการตรวจสอบแรงดัน และ กระแส ในโตรงงานนี้จะทำการตรวจสอบเฉพาะแรงดันเท่านั้น เพราะมีวงจรป้องกันการลัดวงจรที่ไหลดอยู่แล้ว

มีเออร์เรอร์แอมป์ไว้ปรับค่าความกว้างของเอาท์พุทจากระดับความกว้างที่สุดที่ตั้งจากสมการเปอร์เซ็นต์ดีวตี้ไซเคิล หน้าที่ผ่านมา จนค่าต่ำสุดคือ ศูนย์ เช่นในกรณีที่มีขนาดของไหลมีขนาดสูง ดึงกระแสต่ำ คัดดาอาจมีค่ามากกว่าที่ต้องการได้ (เนื่องจากการเพื่อไว้เล็กน้อย) เอาท์พุทของเออร์เรอร์แอมป์จะมีขนาดสูงขึ้น ทำให้ความกว้างของเอาท์พุทลดลง มีผลทำให้คัดดาที่เอาท์พุทลดต่ำลงจนกระทั่งถึงขนาดที่ต้องการ ในทำนองเดียวกัน หากไหลมีขนาดต่ำ ดึงกระแสสูง ดังนั้นคัดดาที่เอาท์พุทจะตกลง เออร์เรอร์แอมป์จะมีขนาดลดลง ความกว้างที่เอาท์พุทจะเพิ่มขึ้น (มีค่าสูงสุดตามสมการ) ดังนั้นแรงดันที่เอาท์พุทจะคงที่ตลอดเวลา

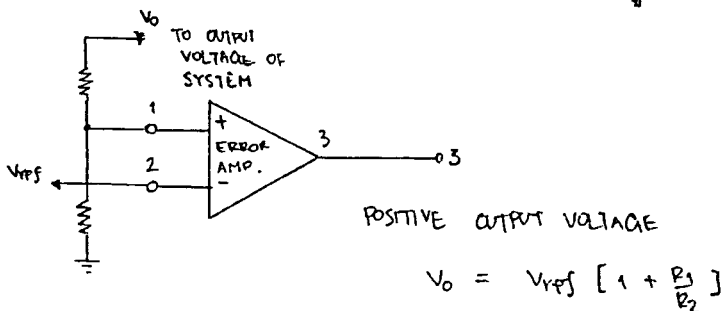
การที่ ดีวีไอล เตจที่เอาท์พุทมีขนาดขึ้นอยู่กับ ดีวตี้ไซเคิล เพราะวา

$$DC \text{ VOLTAGE AT OUTPUT} = V_{\text{peak(output)}} * 2 \text{ (DUTY CYCLE)}$$



$$V_o = -V_{ref} \frac{R_1}{R_2}$$

การต่อใช้งานของเออร์เรอร์แอมป์จะมีการต่อในลักษณะดังรูป



$$V_o = V_{ref} \left[1 + \frac{R_1}{R_2} \right]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

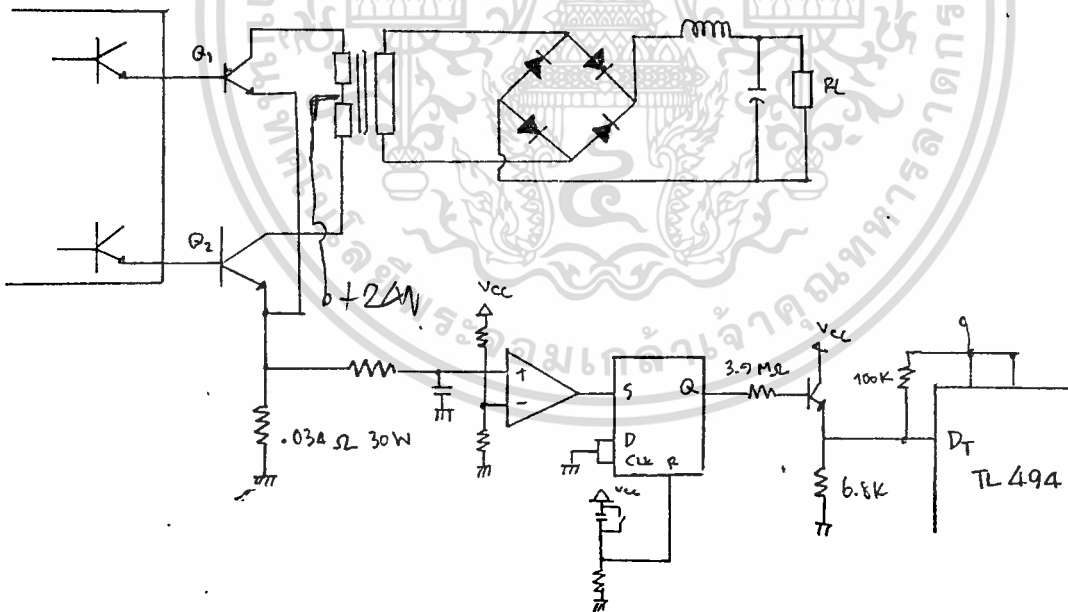
โดยมีสมการดังนี้

$$V_o = V_{r-f} * (1 + (R1 / R2))$$

ค่า R1 , R2 จะต้องมีค่าที่ทำให้คิกคาที่ขาบวก ของเออร์เรอร์แอมป์ มีขนาดเท่ากับ 5 โวลต์ ที่ขนาดคิกคาเอาต์พุตเท่ากับ 320 โวลต์

เนื่องจาก อินพุตของคอมพาราเตอ์มี อินพุตอิมพีแดนซ์ สูงมาก กระแสไหลเข้าน้อยมาก (INPUT BIASED CURRENT = 1 mA.) ดังนั้นค่า R1 , R2 จึงต้องเลือกค่าที่ทำให้ตัวมันทนเพาเวอร์ได้

ในการนำไปใช้งานจริงต้องต่อ R และ C คร่อมเออร์เรอร์แอมป์ เพื่อป้องกันการออสซิลเลทของ เออร์เรอร์แอมป์ ซึ่งมีการต่อดังในวงจร การต่อวงจรป้องกันการลัดวงจรที่เอาต์พุตมีการต่อวงจรดังนี้

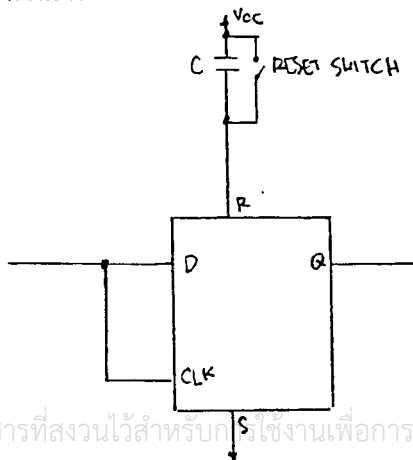


เนื่องจากหากมีการลัดวงจรที่เอาต์พุตจะทำให้มีกระแสไหลจำนวนมากทาง ด้านปฐมภูมิ ทำให้ทรานซิสเตอร์เสียหายได้ จึงจำเป็นต้องมีวงจรจำกัดกระแสไม่ให้สูงเกินพิกัดที่ตั้งไว้ ซึ่งเป็นค่าที่ทรานซิสเตอร์ทนได้โดยไม่เสียหาย ถ้ามีการดึงกระแสที่ไหลมากเกินไป จะมีสัญญาณมาทำให้ ไอซี TL 494 ไม่จ่ายพัลส์ออกมาขับทรานซิสเตอร์ ทำให้วงจรหยุดการทำงานลง ถ้าต้องการให้

วงจรทำงานอีกครั้งหนึ่ง สามารถทำได้โดยการกดสวิทช์รีเซ็ต (RESET SWITCH) ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายละเอียดการทำงานของวงจรมีดังนี้

ขณะที่เกิดการลัดวงจรที่เอาท์พุท ทำให้กระแสไหลผ่านต้านปฏุมุมิ ผ่านทรานซิสเตอร์ Q1 , Q2 จำนวนมาก ผ่านมาที่ขา อิมิตเตอร์ ผ่าน R ค่า .034 โอห์ม ทำให้มีศักดาตกคร่อม ความต้านทานตัวนี้ ซึ่งเป็นขาบวกของคอมพาราเตอร์ (ก่อนเข้า COMPARATOR จะมี R และ C ต่ออยู่ เพื่อจำกัดสไปค์) โดยขาลบของคอมพาราเตอร์จะกำหนดค่าศักดาอ้างอิงไว้เท่ากับ 0.82 โวลต์ เมื่อที่จะจำกัดกระแสไม่ให้สูงเกิน 24 แอมป์ ในกรณีที่เกิดการลัดวงจรที่เอาท์พุท จะทำให้ ไอซีคอมพาราเตอร์มีค่าเป็นบวก ซึ่งจะไปทริก (TRIG) FLIP FLOP ให้ทำงาน โดย D - FLIP FLOP จะต่อในลักษณะการ แลทซ์ ค่าไว้จนกว่าจะ รีเซ็ต ลักษณะการต่อจะต่อขา D , CLOCK ลงกราวด์ ต่อ R , C ที่ SWITCH เมื่อเริ่มเปิด จะมีพัลส์มาทริกขา RESET ทำให้ Q อยู่ในสถานะต่ำ เมื่อมีพัลส์ลูกแรกเข้ามาที่ขา SET ทำให้ Q อยู่ในสถานะสูง จะคงสถานะนี้ไว้ ตลอด ที่ขา Q ต่ออยู่กับทรานซิสเตอร์เพื่อเพิ่มกระแสก่อนเข้าขา DEAD TIME CONTROL กระแสไหลผ่าน R ค่า 6.8 K ทำให้ศักดาคร่อมขา DEAD TIME CONTROL เท่ากับ 3.3 โวลต์ ทรานซิสเตอร์ในไอซี TL 494 จะหยุดทำงาน (เนื่องจาก FLIP FLOP จ่ายกระแสได้สูงสุดเท่ากับ 3 ไมโครแอมป์ ที่ 12 โวลต์ ต้องมี R จำกัดกระแสเบสของทรานซิสเตอร์ 2N 2222 ไว้เท่ากับ $i_b = (12 - 0.6) / (3.9 * 10^6 + 6.8 * 10^3)$ เท่ากับ 2.9 ไมโครแอมป์ , เกนของ 2N 2222 ประมาณ 200 ดังนั้น i_c ไหลเข้า R 6.8 K เท่ากับประมาณ 0.58 มิลลิแอมป์ ทำให้ศักดาที่ขา DEAD TIME CONTROL เท่ากับประมาณ 3.95 โวลต์ ทำให้เอาท์พุท PWM. OFF ทั้งหมด ถ้าต้องการให้ทำงานอีกครั้ง ทำได้โดยการกดสวิทซ์รีเซ็ต



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบุคคลที่ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนหม้อแปลง

หม้อแปลง (TRANSFORMER) ที่ใช้กับการสวิตชิงที่ความถี่สูงนั้น จะมีให้ใช้ได้หลายแบบ เช่น แกนทอรอยด์ (TOROID CORE) , แกนเฟอร์ไรท์ (FERRITE CORE) เป็นต้น

ในโครงการนี้จะใช้แกนแบบเฟอร์ไรท์ เพราะมีความเหมาะสมหลายประการ คือ

- แกนชนิดนี้สามารถใช้ได้กับความถี่สูง
- การสูญเสียต่ำ ที่ความถี่สูง
- ราคาไม่สูงนัก แต่ราคาจะเพิ่มขึ้นตามความยุ่งยากของกระบวนการผลิต
- มีขนาดและรูปร่างให้เลือกใช้หลายแบบตามต้องการ

แต่จะมีข้อเสียคือ

- อุณหภูมิคูรี (CURIE TEMPERATURE , อุณหภูมิ ที่แกนจะเกิดการสูญเสียคุณสมบัติทางแม่เหล็กปกติจะมีค่าไม่เกิน 200 องศาเซลเซียส ในขณะที่แกนชนิดอื่นจะมีค่าประมาณ 450 - 700 °)

สูตรในการคำนวณหาพารามิเตอร์ต่าง ๆ มีดังนี้

$$I_p = 1.6 * P_{out} / V_{in}$$

$$N_p = (V_p * 10^8) / (4 * f * A_e B_{max})$$

จาก $V_s = (2 * \delta_{max} * V_p) / n$

ดังนั้น $n = 2 * \delta_{max} * V_p / V_s$

$$N_s = N_p / n$$

โดย N_p = จำนวนรอบการพันของด้านปฐมภูมิ

N_s = จำนวนรอบการพันของด้านทุติยภูมิ

V_p = ศักดาที่ด้านปฐมภูมิ

V_s = ศักดาที่ด้านทุติยภูมิ

f_{max} = ความถี่สูงสุด

n = อัตราส่วนของจำนวนรอบ

A_e = พื้นที่หน้าตัดของแกน

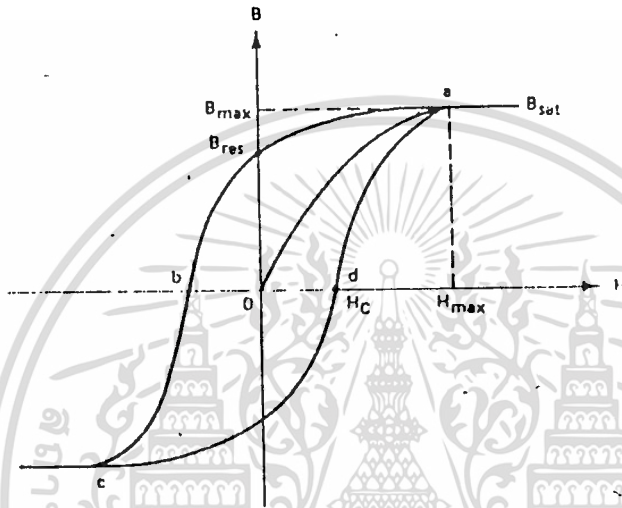
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

B_{max} = ค่าความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุด

I_c = กระแสที่ไหลผ่านปรุขุมมิ

ฮิสเทอริซิสลูป (HYSTERESIS LOOP)

ลักษณะรูปภาพของฮิสเทอริซิสลูปสามารถแสดงได้ดังนี้



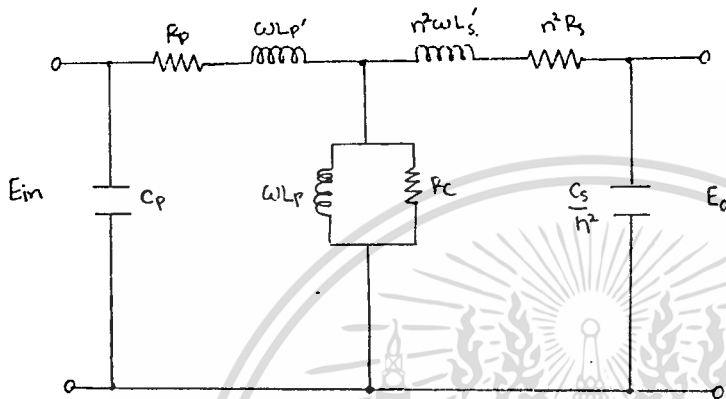
การที่วัสดุที่นำมาทำแกนมีค่าเพอมีบิลิตี (PERMEABILITY) ที่แปรเปลี่ยนกับค่าของความหนาแน่นแม่เหล็ก , ค่าแรงแม่เหล็ก (MAGNETIZING FORCE) จะทำให้เกิดฟลักซ์แม่เหล็กซึ่งมีค่าแปรเปลี่ยนได้กว้างมาก ถ้าวงจรแม่เหล็กถูกกระตุ้นด้วยแรงดันค่าหนึ่ง และค่าความเหนี่ยวนำ (INDUCTANCE) จะถูกวัดโดยที่ค่าแรงแม่เหล็กเปลี่ยนแปลงที่ค่าต่าง ๆ กัน จะเห็นว่า ค่าความเหนี่ยวนำจะไม่ย้อนกลับ (RETRACE) ไปยังค่าเดิม แต่จะทำให้เกิด HYSTERESIS LOOP ขึ้นดังรูป ซึ่งเมื่อเพิ่มแรงดัน (สมมุติให้ค่าความหนาแน่นฟลักซ์คงที่) HYSTERESIS LOOP จะกว้างกว่าเดิม เนื่องจากกระแสเอ็ดดี้ (EDDY CURRENT) ไหลภายในแกน MINOR HYSTERESIS LOOP [defgd] ในรูป เกิดจากแรงแม่เหล็กถูกทำให้เกิดเป็นรูปวงกลม (CYCLED) จากการเพิ่มของแรงแม่เหล็ก น้อยกว่า แรงแม่เหล็กสูงสุด (H_m) ความชันของเส้นกราฟจาก d ถึง f คือการเพิ่มของเพอมีบิลิตี และ อัตราส่วนของ /

ค่าการสูญเสียของแกน (CORE LOSS)

เอกสารนี้เป็นค่าการสูญเสียในแกน มี การสูญเสียฮิสเทอริซิส (กำลังที่ใช้ในการทำให้เกิดแรงแม่ การค้าไม่ต่างกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เหล็กในทั้งสองทิศทาง) , การสูญเสียของกระแสเอ็ดดี้ (จากการไหลเวียนของกระแสในแกน)
การสูญเสียคอปเปอร์ (COPPER LOSS) , เรกกูเลชัน (REGULATION)

วงจรเสมือนของหม้อแปลง สามารถแสดงได้ดังรูป



จากรูปจะพบว่า จะมีคิวดาทกร้อม IR และ IX ดังรูปข้างบน ซึ่งจะมีผลกระทบต่อ
 VOLTAGE REGULATRION และ IR จะทำให้เกิดการสูญเสียเนื่องจากความร้อน ค่าเปอร์เซ็นต์
 เร็กกูเลชัน สามารถหาได้จากสูตรดังนี้

$$\% \text{ REGULATION} = (E_{in} - E_o) * 100 / E_o$$

โดย $E_o = E_{in} - IR_{xrr}$ for low leakage inductance

ประสิทธิภาพหม้อแปลงหาได้จาก

$$\% \text{ EFFICIENCY} = (P_o / P_{in}) * 100$$

เพาเวอร์แฟคเตอร์หาได้จาก

$$p.f. = P_{in} / V * I_{in}$$

การคำนวณขนาดการพันหม้อแปลง STEP UP จาก 24 โวลต์ เป็น 320 โวลต์

- หากกระแสที่ไหลทางด้านปฐมภูมิ เพื่อหาขนาดของลวดที่เหมาะสม

$$I_{p(\text{average})} = 1.6 * P_{out} / V_{in} \quad \text{ที่ตัวตีไซเคิลรวม 0.8 และ ประสิทธิภาพ 80 \%}$$

เอก คัดที่ P_{out} = 300 Watts , ใช้ $I_{p(\text{average})}$ = $1.6 * 300 / 24 = 20 \text{ A}$.
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพราะฉะนั้นขนาดของขดลวดด้านปฐมภูมิจะต้องมีขนาดใหญ่พอที่จะทนกระแสได้ถึง 20 แอมป์ ซึ่งได้ใช้ลวดเส้นเล็กพันขนานกันหลาย ๆ เส้น ซึ่งยังมีผลช่วยลด SKIN EFFECTS ของลวดด้วย และทำให้พันได้แน่นยิ่งขึ้นอีกด้วย

- หาจำนวนรอบของขดลวดด้านปฐมภูมิ

$$N_p = V_p * 10^8 / 4 f A_e B_{max}$$

$$V_p = 24 \text{ โวลต์} , f = 20 \text{ KHz} , A_e = 2 \text{ cm} , B_{max} = 2000 \text{ G.}$$

$$\begin{aligned} \text{แทนค่า } N_p &= 24 * 10^8 / 4 * 20000 * 2 * 2000 \\ &= 7.5 \text{ ประมาณเท่ากับ } 8 \text{ รอบ} \end{aligned}$$

- หาค่า TURN RATIO เพื่อหาจำนวนรอบทางด้านทุติยภูมิ

$$n = 2 * I_{max} * V_p / V_s$$

$$\begin{aligned} \text{แทนค่า } n &= 2 * 0.4 * 24 / 320 \\ &= 0.06 \end{aligned}$$

เพราะฉะนั้นจำนวนรอบด้านทุติยภูมิ เท่ากับประมาณ $1/n = 16.67$ เท่าของด้านปฐมภูมิ

$$\text{ดังนั้น } N_s = 17 N_p = 17 * 8 = 136 \text{ รอบ}$$

-ขนาดของขดลวดที่พันทางด้านทุติยภูมิเท่ากับ

$$\begin{aligned} I_s &= 1.6 P_{out} / V_{out} \\ &= 1.6 * 300 / 320 = 1.5 \text{ A.} \end{aligned}$$

เพราะฉะนั้นจะต้องใช้ขนาดขดลวดที่สามารถทนกระแสได้มากกว่า I_s

สำหรับในส่วนของ converter การคำนวณเหมือนแปลงเพื่อหาจำนวนรอบแสดงได้ดังนี้

$$V_p = 320 \text{ volt, peak} ; f = 40 \text{ kHz} ; A_e = 2 \text{ cm} ; B_{max} = 2000 \text{ G}$$

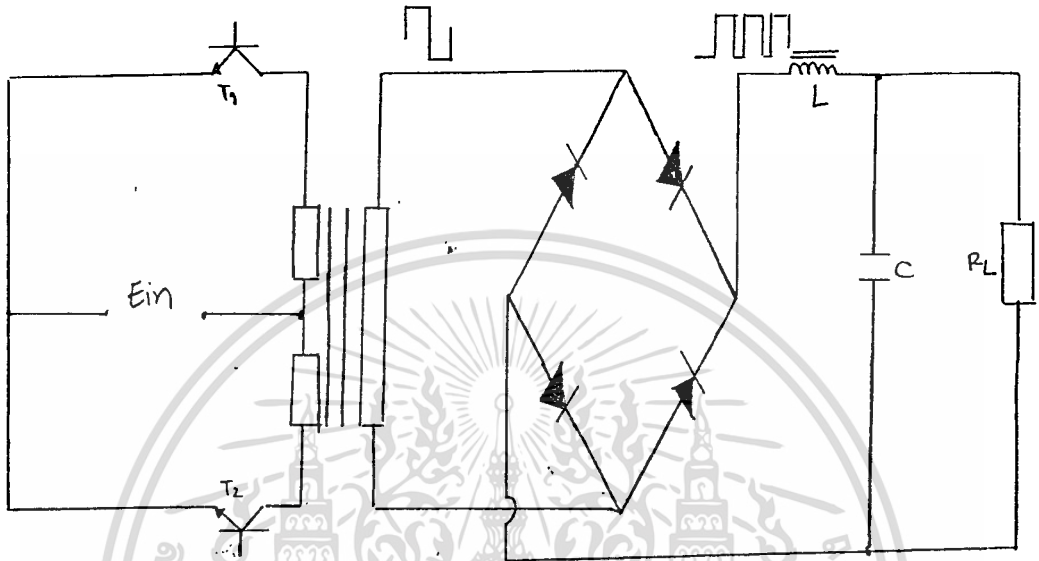
$$V_s = 30 \text{ volt} ; P_{out} = 300 \text{ W}$$

แทนค่าในสมการหา N_p, N_s, I_p, I_s

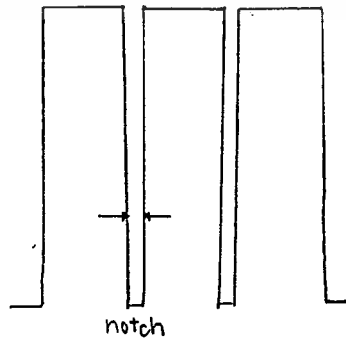
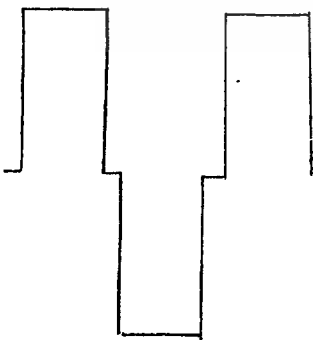
$$\text{ได้ } N_p = 40 \text{ รอบ} , N_s = 4 \text{ รอบ} , I_p = 4 \text{ A} \text{ และ } I_s = 9 \text{ A}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนเอาต์พุตหลังจากด้านทุติยภูมิของหม้อแปลง



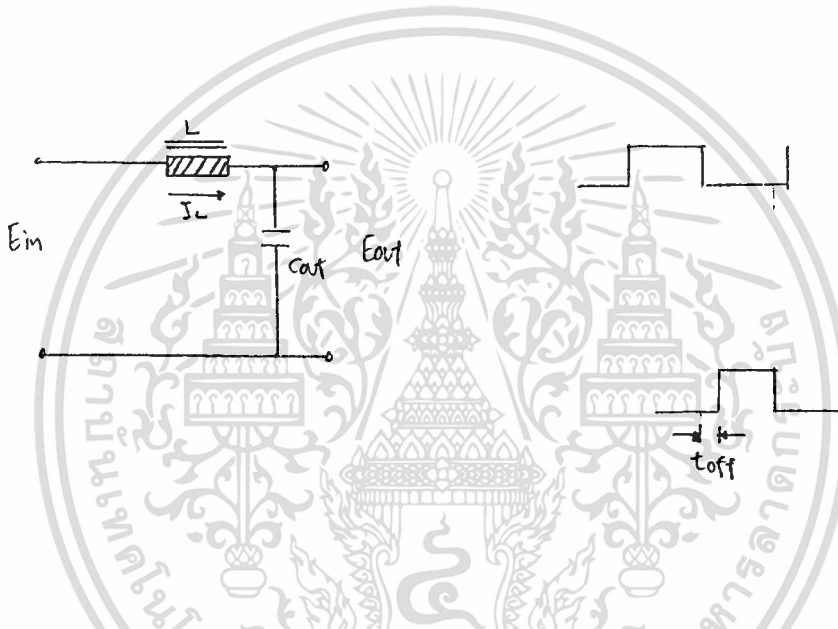
หลังจากที่ได้พัลส์รูปสี่เหลี่ยมขนาด 640 Vpp แล้วจะนำไปเข้าวงจร BRIDGE RECTIFIER ซึ่งได้รูปสัญญาณดังนี้



เอกสารนี้ก่อนเข้าวงจรมุ่งหน้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ออกจากวงจร
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไดโอดที่ใช้ต้องใช้แบบ RECOVERY ที่มีค่า RECOVERY TIME (เวลาที่ใช้งานการเปลี่ยนสถานะจาก ON ไป OFF) ต่ำ ทนกระแสได้มากกว่ากระแสไหลสูงสุด (15 A) ทน REVERSE BREAKDOWN VOLTAGE (320 V) ได้

OUTPUT POWER INDUCTOR มีหน้าที่คือ เก็บสะสมพลังงานในช่วงที่ทรานซิสเตอร์ทั้งสอง OFF ที่เรียกว่า NOTCH เพื่อกระแสไหลต่อเนื่อง และ ทำให้เอาท์พุทมี RIPPLE น้อย โดย INDUCTOR นี้จะพันบนแกน EI มีขั้นตอนการออกแบบดังนี้



จาก $V_L = L \frac{di}{dt}$ ($V_L =$ VOLTAGE DROP INDUCTOR)

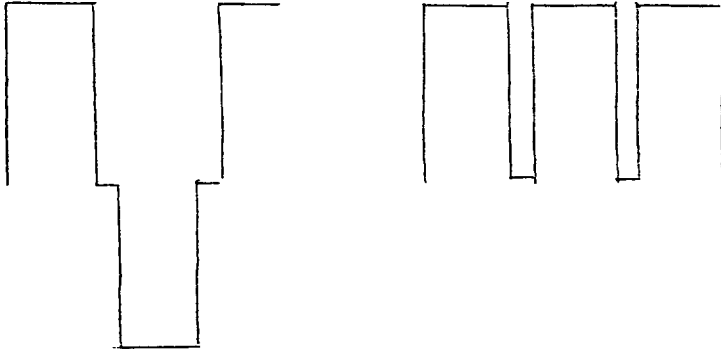
จะเห็นว่า $V_L = E_{in} - E_{out}$

$di = \Delta I$

ดังนั้น $L = (E_{in} - E_{out}) t / \Delta I$

โดย $\Delta t =$ MAXIMUM DEAD TIME CONTROL OR NOTCH

NOTCH คือช่วงเวลาที่ยุติการทำงานชั่วคราว เพื่อให้ทรานซิสเตอร์ทั้งสองชุด OFF ทั้งคู่ ซึ่ง t_{off} จะมีค่ามากที่สุดเมื่อ V_{in} มีค่ามากที่สุด ดังนั้น t_{on} จะน้อยที่สุด (ทำได้โดยการลดความกว้างพัลส์ที่ TL 494) ดังนั้น INDUCTOR ต้องออกแบบไว้ STORE ENERGY พอที่จะจ่ายแทนกระแสเอาท์พุท เพื่อที่กระแสเอาท์พุทจะได้ไหลอย่างต่อเนื่อง



ก่อนเข้า

หลังเข้า

จะเขียน t ในรูปของ E_{in} , E_{out} ได้ดังนี้

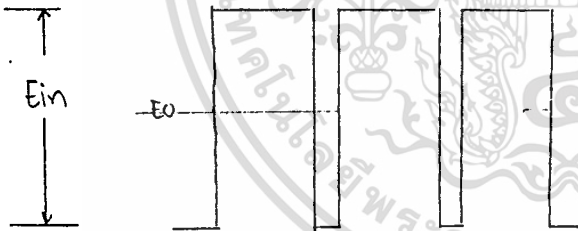
$$t = t_{off} = 1/2[(1 - (E_{out}/E_{in})) / f]$$

I_L คือกระแสไฟของอินดักเตอร์ ควรกำหนดไว้ที่ค่าต่ำๆ เพื่อ ripple น้อย

ควรกำหนดไว้ที่ $I_L < 0.25 I_{out}$

เพราะฉะนั้นจะได้

$$L = (E_{in} - E_{out}) * t_{off} / I_L$$



เนื่องจากขณะที่โหลดดึงกระแสมาก TL494 จะขยายความกว้างซึ่งเต็มที่จะมี duty cycle สูงสุด = 0.4 เพราะฉะนั้นจะคำนวณค่าต่างๆ ได้ดังนี้

$$\text{จาก } E_{out} = 2 * \text{duty cycle} * E_{in}$$

$$\text{แทนค่า } = 2 * 0.4 * 320 = 256 \text{ แต่เพื่อไว้เป็น } 250 \text{ V.}$$

แสดงว่าขณะที่โหลดดึงกระแส TL494 ขยายความกว้างของพัลส์จนสุด ดีซีโวลเตจเอาท์พุท มีขนาด 250 V.

$$t_{off} = (1 - 250/320) / 2 * 20 * 10^3$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับอาจารย์ภาควิชาการศึกษานานาชาติเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

O/P Filter Capacitor

$$V_r \Rightarrow I_o / f * C$$

คิดที่ Voltage Ripple เป็น 5 % ของ Voltage o/p 320 V. = 16 V.

แทนค่าที่ $I_o = 1.4 \text{ A.}$, $f = 20 \text{ KH}_z$

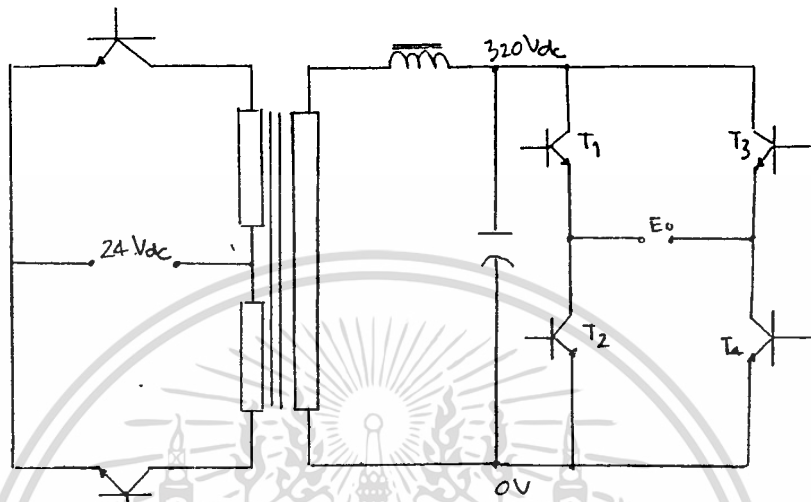
$$16 = 1.4 / 2 * 10^3 * C$$

$$C = 4.37 * 10^{-6} \quad \text{คิดเป็น } 4.7 * 10^{-6} \text{ F.}$$



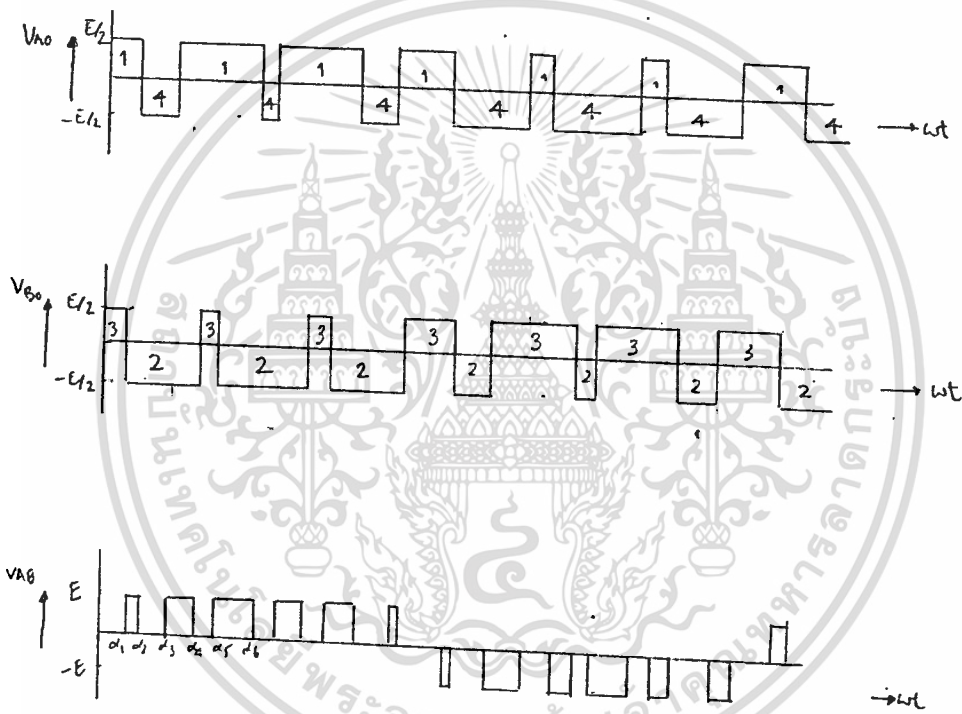
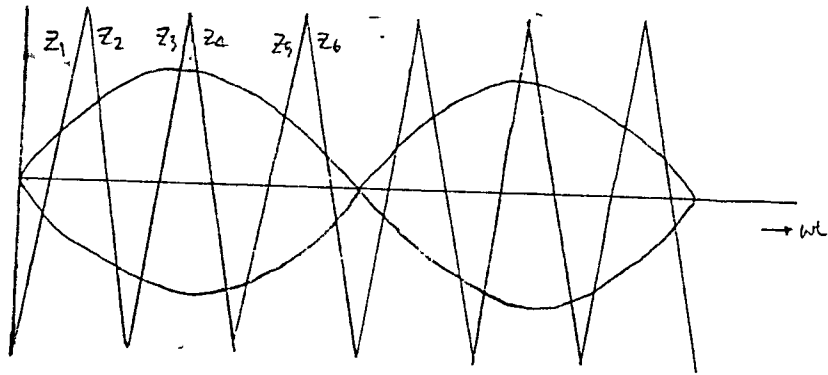
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนวงจร SINUSOIDAL PWM SINGLE PHASE FULL BRIDGE INVERTER



หลังจากที่ CONVERTER แปลงจาก 24 Vdc TO 320 Vdc แบบ PUSH PULL แล้ว
ก็จะนำมาเข้า PWM FULL BRIDGE INVERTER เพื่อแปลงเป็น SINE WAVE 220 Vrms
หลักการโดยทั่วไปของ PWM FULL BRIDGE INVERTER

อาศัยหลักการสวิตช์ของทรานซิสเตอร์ 4 ตัวที่ต่อกันดังรูป ที่เป็นการ มอดดูเลขแบบ
DOUBLE EDGE โดยส่วนขับ เบสจะเกิดจากการนอดของสัญญาณรูปซายน์บน สัญญาณรูปสามเหลี่ยม
ด้วย COMPARATOR IC ได้เอาที่พุกของ COMPARATOR IC เป็น PULSE WIDTH MODULATION
โดยความกว้างพัลส์ขึ้นกับ ขนาดของซายน์เมื่อเทียบกับสามเหลี่ยมดังรูปหน้าถัดไป



$\alpha =$ switching angle.

PWM waveforms for single-phase bridge inverter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

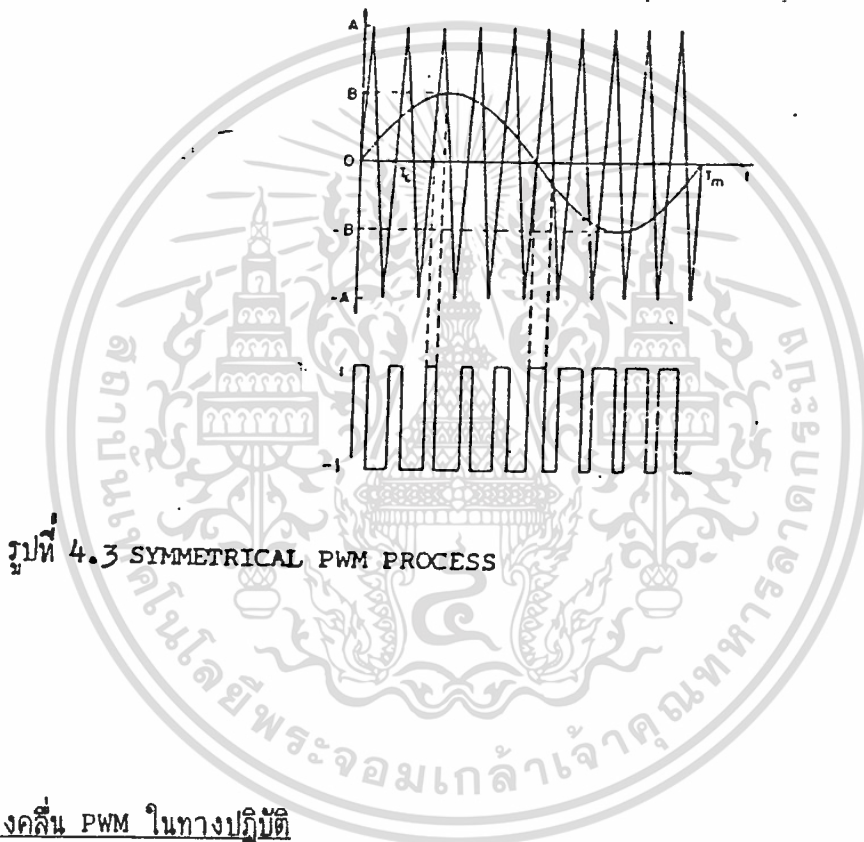
จากรูปจะเห็นว่า เป็นการเปรียบเทียบกัน 2 ชุดระหว่างสามเหลี่ยม กับ ซายน์ 2 รูป ที่กลับเฟสกัน 180° จากนั้นจะนำเอาเอาท์พุทของ COMPARATOR ตัวที่หนึ่งมาขับเบสของ ทรานซิสเตอร์ T1 ขณะเดียวกันก็ INVERT มาขับเบส T2 ด้วย ดังนั้น เมื่อ T1 ON , T2 OFF เช่นกัน นำเอาเอาท์พุท COMPARATOR ตัวที่สองมาขับเบส T3 และ INVERT มาขับเบส T4 ดังนั้น เมื่อวัดสัญญาณที่จุด A - B ได้เป็น DOUBLE EDGE PULSE WIDTH MODULATION ดังรูป เมื่อ นำมาเข้า LC FILTER จะได้ SINE WAVE 220 V_{rmw} ในที่สุด

รายละเอียดของแต่ละส่วนมีดังนี้

- ส่วนวงจรสร้างสัญญาณซายน์ และ สามเหลี่ยม นำมาเปรียบเทียบกัน
- ส่วนวงจร ISOLATED DRIVE BASE ของทรานซิสเตอร์แต่ละตัว
- ส่วนวงจร LC FILTER

วิธีวิเคราะห์สัญญาณ PWM

การวิเคราะห์สัญญาณ PWM ในปริภูมิเฟสฉบับนี้ จะทำการวิเคราะห์เฉพาะ การมอดดูเลขแบบสมมาตร (SYMMETRICAL) ซึ่งการมอดดูเลขเกิดขึ้นทั้งขบหน้าและหลังของพัลส์ แสดงได้ดังรูปดังนี้



สเปกตรัมของคลื่น PWM ในทางปฏิบัติ

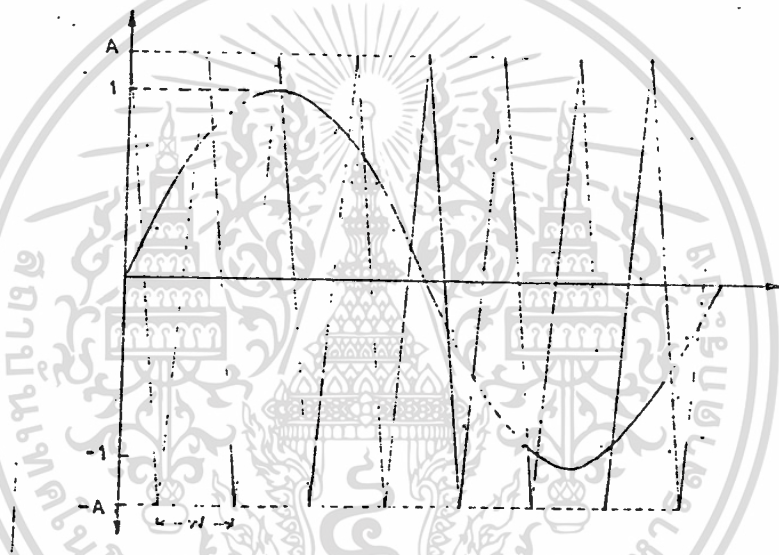
พัลส์ที่เกิดขึ้นจำนวน N ลูกใน 1 คาบเวลาของคลื่นซ้ำแต่แต่ละลูกจะมีการเกิดซ้ำอีก ซึ่งเป็นลักษณะฟังก์ชันคาบ (PERIODIC FUNCTION) จึงสามารถทำการวิเคราะห์ฟูเรียร์ได้ และยังสามารถรู้ได้อีกว่าองค์ประกอบของฮาร์โมนิกส์ต่าง ๆ มีขนาดเท่าไร แต่ก่อนอื่นใดจำเป็นต้องหาความกว้างของพัลส์ก่อน

การคำนวณค่ามุลวิทซึ่ง

ในโครงการนี้ได้เลือกเอาวิธีมอดดูเลขแบบสมมาตรซึ่งตำแหน่งมุลวิทซึ่งได้จากการนำสัญญาณลักษณะคลื่นซ้ำและสัญญาณลักษณะคลื่นสามเหลี่ยมมาเปรียบเทียบกัน มุมที่ขนาดของไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คลื่นสามเหลี่ยมน้อยกว่าคลื่นไซน์ การสวิตช์จะเป็นค่าบวก และเมื่อขนาดของคลื่นสามเหลี่ยมมากกว่าคลื่นไซน์ การสวิตช์จะเป็นค่าลบ ทำให้ได้พัลส์ในลักษณะ 2 ระดับ

มุมสวิตช์ซึ่งจะคำนวณหาได้โดยการแก้สมการเส้นตรงของคลื่นสามเหลี่ยมกับคลื่นไซน์ เนื่องจากผลการทดลองในการเปรียบเทียบกันของคลื่นทั้งสอง แม้ว่าที่สภาวะเริ่มต้นแอมพลิจูดของคลื่นทั้งสองจะเป็นเช่นไร ก็ให้ผลทางสเปกตรัมเหมือนกัน ดังนั้นในการคำนวณ จะเลือกใช้ในกรณี ที่สภาวะเริ่มต้น คลื่นไซน์มีค่าเป็นศูนย์ และเริ่มเป็นบวกขณะที่คลื่นไซน์มีค่ามากกว่าสามเหลี่ยม ดังแสดงได้ดังรูป



รูปที่ 4.4 ลักษณะของรูปคลื่นที่ใช้ในการคำนวณ

จากการพิจารณาในรูป จะสามารถนิยามสมการเส้นตรงเส้นที่ k ของคลื่นสามเหลี่ยมที่มุมใดก็ได้ดังนี้

$$Y = (-1)^{k+1} * m * (-kw) + (-1)^k * a$$

$$\text{เมื่อ } k = 0, 1, 2, 3, 4, \dots, 2 * N$$

$$w = \quad / N$$

$$a = \text{อัตราส่วนแอมพลิจูดของคลื่นสามเหลี่ยมต่อคลื่นไซน์}$$

$$m = w / a$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Sin Amp:Tri Amp = 1

Frequency Ratio = 20

Switching Angle	D(angle)	Frequency (Hz)
T(1) = 0.0728	0.0728	4314
T(2) = 0.2555	0.1826	1720
T(3) = 0.3647	0.1092	2876
T(4) = 0.5937	0.2290	1372
T(5) = 0.6588	0.0651	4829
T(6) = 0.9267	0.2680	1172
T(7) = 0.9568	0.0301	10445
T(8) = 1.2527	0.2959	1062
T(9) = 1.2604	0.0077	40830
T(10) = 1.5708	0.3104	1012
T(11) = 1.5708	-0.0000	---
T(12) = 1.8812	0.3104	1012
T(13) = 1.8889	0.0077	40830
T(14) = 2.1848	0.2959	1062
T(15) = 2.2148	0.0301	10445
T(16) = 2.4828	0.2580	1172
T(17) = 2.5479	0.0651	4829
T(18) = 2.7769	0.2290	1372
T(19) = 2.8861	0.1092	2876
T(20) = 3.0688	0.1826	1720
T(21) = 3.2268	-0.1581	1988
T(22) = 3.3602	0.1334	2356
T(23) = 3.5667	0.2065	1521
T(24) = 3.5527	0.0000	---
T(25) = 3.9026	0.2497	1258
T(26) = 3.9488	0.0462	6803
T(27) = 4.2323	0.2835	1108
T(28) = 4.2494	0.0171	18320
T(29) = 4.5543	0.3049	1030
T(30) = 4.5563	0.0019	---
T(31) = 4.8685	0.3122	1006
T(32) = 4.8704	0.0019	---
T(33) = 5.1754	0.3049	1030
T(34) = 5.1925	0.0171	18320
T(35) = 5.4760	0.2835	1108
T(36) = 5.5222	0.0462	6803
T(37) = 5.7718	0.2497	1258
T(38) = 5.8581	0.0853	3642
T(39) = 6.0646	0.2065	1521
T(40) = 6.1980	0.1334	2356
T(41) = 6.3560	0.1581	1988

รูปที่ 4.8 ตารางแสดงค่ามุมสวิทชิง กรณี N = 20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การคำนวณขนาดของฮาร์โมนิกส์

จากที่กล่าวมาข้างต้น ผลลัพธ์ที่ได้เป็นฟังก์ชันคาบ จึงสามารถแตกอนุกรมฟูเรียร์ หาค่าสัมประสิทธิ์ฟูเรียร์ได้ดังนี้

$$a_0 = 1 / \pi \left(\int_0^{2\pi} f(\theta) d\theta \right)$$

$$a_n = 1 / \pi \left(\int_0^{2\pi} f(\theta) \cos n\theta d\theta \right)$$

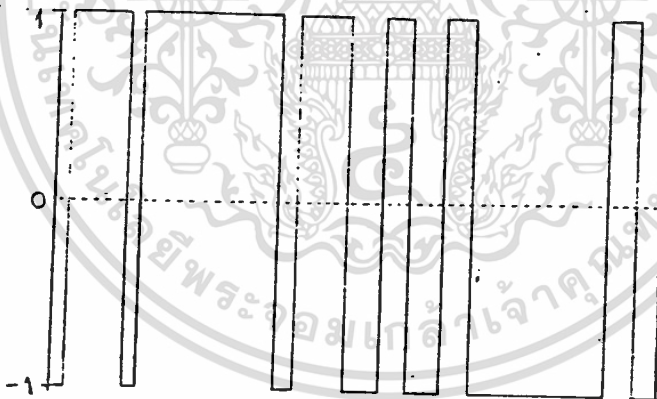
$$b_n = 1 / \pi \left(\int_0^{2\pi} f(\theta) \sin n\theta d\theta \right)$$

เมื่อ $n = 1, 2, 3, \dots$

ขนาดต่าง ๆ ของฮาร์โมนิกส์ คือ $a_0 + (\text{SQR}(a_n^2 + b_n^2))$ แต่เนื่องจากผลลัพธ์ที่ได้มีลักษณะสมดุลง่ายค่าของ a_0 จึงเป็นศูนย์ ดังนั้นขนาดของฮาร์โมนิกส์จึงลดรูปเป็นเพียง

$$C_n = \text{SQR}(a_n^2 + b_n^2)$$

พิจารณารูปข้างล่างซึ่งเป็นรูปแสดงลักษณะของคลื่น PWM ที่นำมาแตกเป็นอนุกรมฟูเรียร์



รูปที่ 4-13 ลักษณะของคลื่น PWM ซึ่งนำมาแตกอนุกรมฟูเรียร์

จะได้ว่า $f(\theta) = \pm 1$ และช่วงของการอินทิเกรตในกรณีนี้จึงเป็น θ_1 ถึง $2\pi + \theta_1$ ค่า

ของ a_n และ b_n จะเป็นดังนี้

$$\begin{aligned} a_n &= 1 / \pi \left(\int_{\theta_1}^{2\pi + \theta_1} f(\theta) \cos n\theta d\theta \right) \\ &= 1 / n\pi \left(\int_{\theta_1}^{2\pi + \theta_1} f(\theta) \cos n\theta dn\theta \right) \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในเชิงวิชาการเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 a_n &= \frac{1}{n\pi} \left[\sin n\theta \Big|_{\theta_1}^{\theta_2} - \sin n\theta \Big|_{\theta_1}^{\theta_3} + \dots - \sin n\theta \Big|_{\theta_{2N}}^{2\theta_1 + \theta_1} \right] \\
 &= \frac{1}{n\pi} \left[(\sin n\theta_2 - \sin n\theta_1) - (\sin n\theta_3 - \sin n\theta_2) + \dots - (\sin n\theta_{2N} - \sin n\theta_{2N-1}) \right] \\
 &= \frac{1}{n} \left[-2 \sin n\theta_1 + 2 \sin n\theta_2 - \dots + 2 \sin n\theta_{2N} \right] \\
 &= \frac{2}{n\pi} * \sum_{p=1}^{2N} (-1)^{p+1} \sin n\theta_p
 \end{aligned}$$

ในทำนองเดียวกัน

$$b_n = \frac{2}{n\pi} * \sum_{p=1}^{2N} (-1)^{p+1} \cos n\theta_p$$

จากสมการ a_n , b_n , c_n นำมาเขียนโปรแกรมคอมพิวเตอร์ คำนวณขนาดของฮาร์โมนิกส์ที่ n แสดงด้วยตารางได้ดังนี้



FREQUENCY RATIO N = 20

K	1.0	0.9	0.8	0.7	0.6	0.5	0.4	0.3	0.2	0.1
Pth										
1	100.0	90.0	80.0	70.0	60.0	50.0	40.0	30.0	20.0	10.0
2	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
3	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
4	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
5	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
6	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
7	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
8	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
9	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
10	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
11	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
12	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
13	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
14	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
15	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
16	1.8	1.2	0.8	0.5	0.3	0.1	0.1	0.0	0.0	0.0
17	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
18	31.8	26.8	22.0	17.4	13.1	9.3	6.1	3.5	1.6	0.4
19	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
20	60.1	71.2	81.8	91.7	100.6	108.4	115.1	120.4	124.2	126.5
21	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
22	31.8	26.8	22.0	17.4	13.1	9.3	6.1	3.5	1.6	0.4
23	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
24	1.8	1.2	0.8	0.5	0.3	0.1	0.1	0.0	0.0	0.0
25	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
26	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
27	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
28	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
29	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
30	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
31	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
32	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
33	0.2	0.1	0.1	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
34	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
35	3.3	2.1	1.3	0.7	0.3	0.1	0.1	0.0	0.0	0.0
36	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
37	21.2	17.7	13.9	10.3	7.1	4.4	2.4	1.1	0.3	0.0
38	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
39	18.1	25.5	31.4	35.4	37.0	36.1	32.6	26.8	19.0	9.9
40	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
41	18.1	25.5	31.4	35.4	37.0	36.1	32.6	26.8	19.0	9.9
42	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
43	21.2	17.7	13.9	10.3	7.1	4.4	2.4	1.1	0.3	0.0
44	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
45	3.3	2.1	1.3	0.7	0.3	0.1	0.1	0.0	0.0	0.0
46	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
47	0.2	0.1	0.1	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
48	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
49	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
50	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0

รูปที่ 4.17 ตารางคณิตศาสตร์แสดงลักษณะการกระจายของกลุ่มตัวอย่างโมดัล กรณี

N = 20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุป

จากการเปรียบเทียบผลการทดลองวัดขนาดฮาร์โมนิกส์ กับผลการคำนวณโดยคอมพิวเตอร์ ปรากฏว่าให้ผลใกล้เคียงและสอดคล้องกัน จึงสรุปคุณสมบัติด้านสเปกตรัมของอินเวอร์เตอร์แบบ 2 ระดับ โดยอาศัยข้อมูลจากการคำนวณ ในตารางแสดงการกระจายกลุ่มฮาร์โมนิกส์ ได้เป็นข้อ ๆ ดังนี้

1. เมื่อกำหนดให้ค่าอัตราส่วนแรงดันของคลื่นชายนต์ต่อคลื่นสามเหลี่ยมคงที่แต่อัตราส่วนความถี่ N เปลี่ยนไป ลำดับของฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นในระบบ คือ

$$p^{th} = nN \pm K$$

โดยที่ $n = 1, 3, 5, \dots$ $K = 0, 2, 4, \dots$

$n = 2, 4, 6, \dots$ $K = 1, 3, 5, \dots$

2. ลักษณะการเกิดฮาร์โมนิกส์จะแยกกระจายออกเป็นกลุ่ม ๆ โดยที่ในแต่ละกลุ่มจะประกอบด้วย หนึ่งฮาร์โมนิกส์หลัก และอีกในหลาย ๆ ฮาร์โมนิกส์ย่อย ฮาร์โมนิกส์หลักที่มีกำลังแรงสุดจะอยู่ตรงตำแหน่งเดียวกับค่าอัตราส่วนความถี่ของคลื่นสามเหลี่ยมต่อคลื่นชายนต์ : N

3. ช่วงห่างระหว่างความถี่มูลฐาน (FUNDAMENTAL FREQUENCY) และความถี่ของกลุ่มฮาร์โมนิกส์ระดับต่ำ จะมากน้อยเพียงไร ขึ้นอยู่กับการเลือกใช้ค่าอัตราส่วนความถี่ N ถ้ามากช่วงห่างก็จะมาก การสร้างวงจรฟิลเตอร์ก็จะทำได้ง่ายขึ้น

4. ขณะที่อัตราส่วนความถี่คงที่ หากลดอัตราส่วนคงที่ หากลดอัตราส่วนระหว่างขนาดของคลื่นชายนต์ต่อคลื่นสามเหลี่ยมลง ฮาร์โมนิกส์หลักที่มีกำลังสูงสุดจะมีขนาดสูงขึ้น ในขณะที่ฮาร์โมนิกส์ย่อยอื่น ๆ ในกลุ่มนี้จะมีขนาดลดลง

5. ขนาดของคลื่นความถี่มูลฐาน เมื่อ N คงที่ และเปลี่ยนอัตราส่วนแรงดันจาก 0.1 - 1 จะมีค่าเป็น KE

โดยที่ $K =$ อัตราส่วนแรงดันคลื่นชายนต์ต่อคลื่นสามเหลี่ยม

$E =$ แรงดันดีซี ของแหล่งที่ป้อนแก่อินเวอร์เตอร์

ส่วนสร้างสัญญาณชายน์ และ สามเหลี่ยม

- สัญญาณรูปชายน์

ต้องการชายน์ที่มีความถี่ 50 เฮริท สามารถสร้างได้หลายวิธี โครงงานนี้ใช้วิธี การโปรแกรมรูปชายน์ที่เก็บไว้ใน EPROM โดยที่จะแบ่งสัญญาณชายน์ 1 คาบเป็น 256 จุดของการ SAMPLING ดังนั้น 1 วินาทีต้องมีการ SAMPLING = $256 * f = 256 * 50 = 12800$ ครั้ง ดังนั้นต้องสร้าง CLOCK ความถี่ 12800 เฮริท มาอ่านข้อมูลที่ EPROM โดยการ DECODE ด้วย IC 74LS 393 (DUAL 4 BITS BINARY COUNTER) เพื่อนำมากำหนดแอดเดรสของ EPROM (A₀ - A₇) จากนั้นจะได้ข้อมูลที่ขา D₀ - D₇ ไปเข้า D/A แบบ R LADDER ดังรูปด้านหลัง เพื่อแปลงสัญญาณเป็นสัญญาณรวม ได้เป็น DIGITIZED SINE WAVE นำมาเข้าวงจร FILTER ที่มีสูตร $f_{cutoff} = 1 / RC$ จากนั้นนำไปเข้า ออปแอมป์เพื่อขยาย แล้วนำไปกลับเฟส เพื่อให้ได้ SINE WAVE 2 รูปที่มีเฟสกลับกัน เพื่อนำไปเปรียบเทียบกับสามเหลี่ยม

ส่วนสร้างสัญญาณรูปสามเหลี่ยม

ต้องการสัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่มีความถี่มากกว่าชายน์ ใช้ 1 KHz, N = 20 โดยสร้างสัญญาณที่มี DUTY CYCLE 50 % ด้วย IC TIMING 555 สร้างสัญญาณสี่เหลี่ยมความถี่ 2 KHz นำมาเข้า D FLIP FLOP เพื่อจะได้ DUTY CYCLE = 50 % โดยความถี่จะลดลงครึ่งหนึ่ง จากนั้นนำไปเข้า INTEGRATOR CIRCUIT โดย ใช้วงจร LOW PASS โดย RC TIME CONSTANT มาก ๆ (ประมาณ 15 เท่าของคาบเวลา) เพื่อตัด HARMONICS ที่สูง ๆ ออก จะได้รูปสามเหลี่ยม เมื่อเข้าออปแอมป์ จะได้ขนาดตามต้องการ

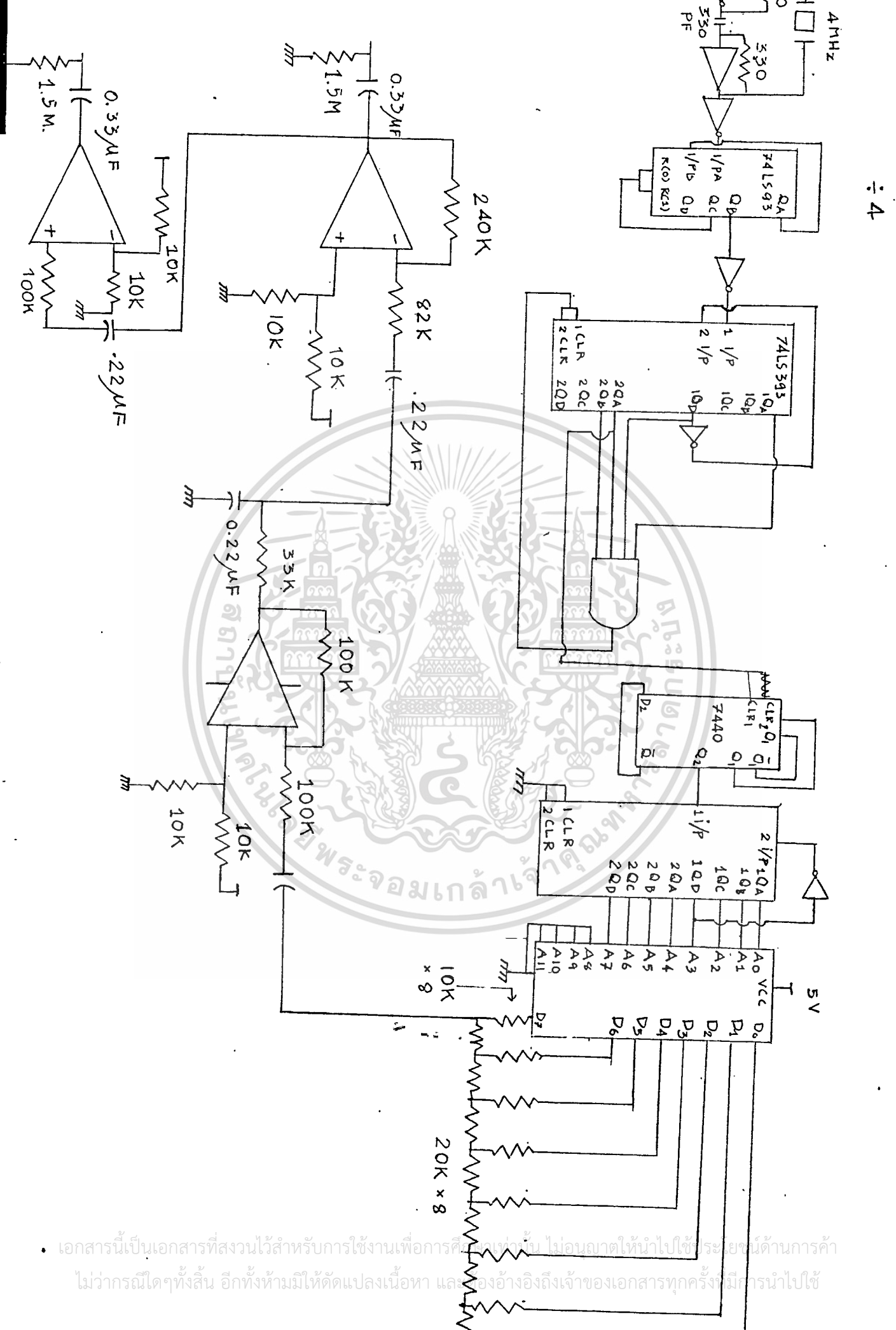
หมายเหตุ โครงงานนี้ต้องการ SINE WAVE ขนาด 4 V_{pp} , f = 50 H

สัญญาณสามเหลี่ยมที่มีขนาด 5 V_{pp} , f = 1 KH

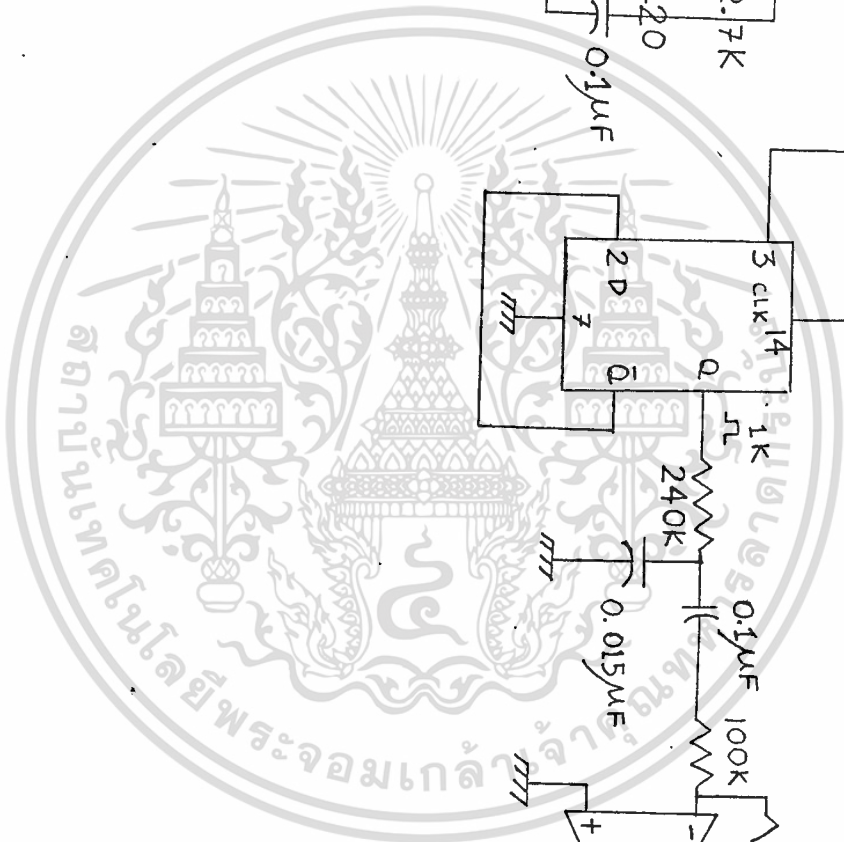
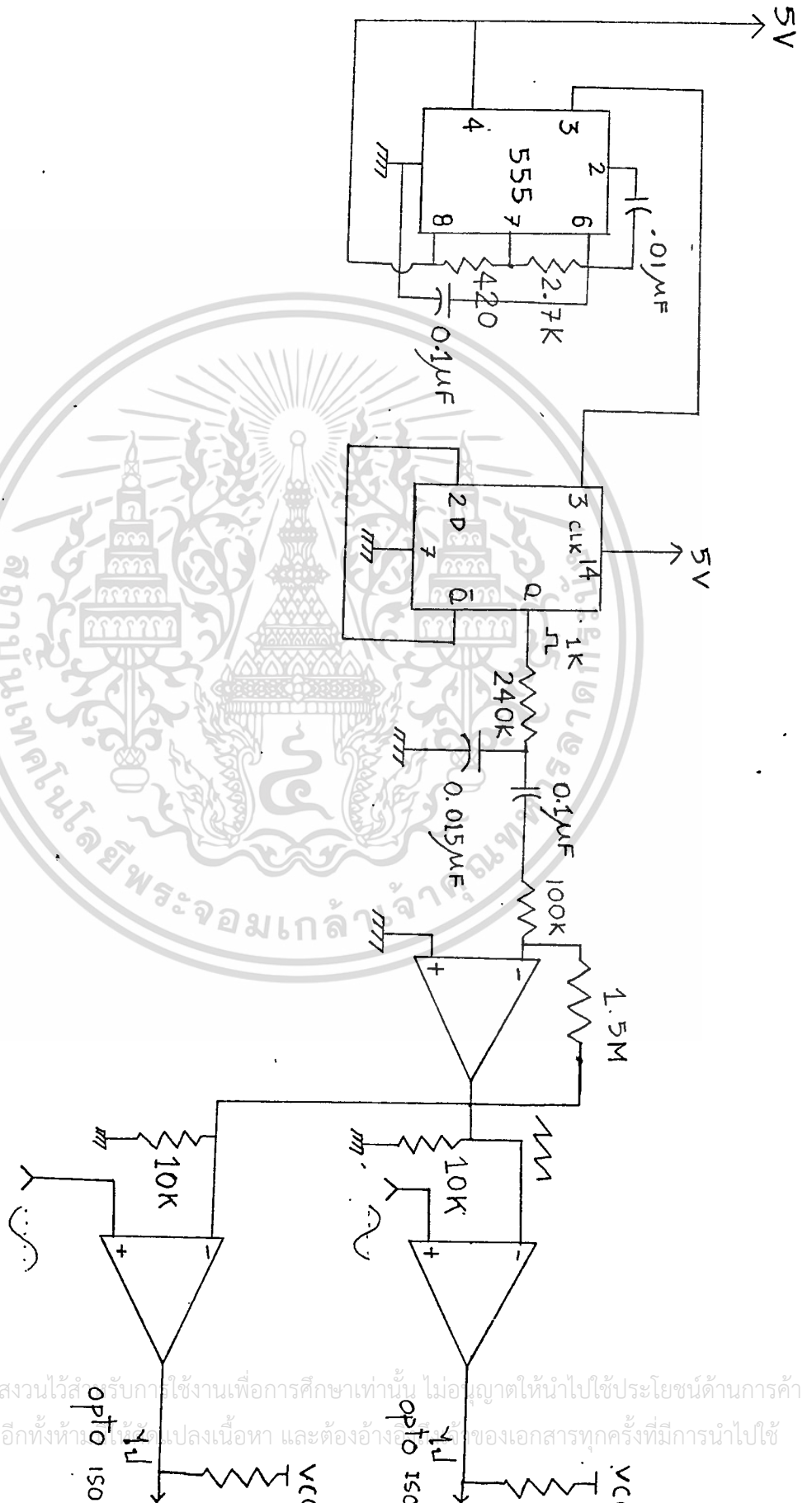
ดังนั้น MODULATION INDEX = K = V_{signal} / V_{carrier}

$$= 4/5 = 0.8$$

จำนวนคลื่นสามเหลี่ยมต่อ 1 คลื่นชายน์ = N = 20



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเปลี่ยนแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงชื่อของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PROGRAM

```
10 FOR I = 0 TO 255
20 J = I * 360 / 255
30 A = SIN ( J / 180)
40   = 314159
50 B = (A+1) / 2
60 C = b * 255
61 R = C + 0 55
63 IR = INT (R)
65 IC = INT (C)
66 IF IR > IC THEN E = IR
68 IF IR <= IC THEN E = IC
80 X = E / 16
90 Y = INT (X)
100 Z = (X - Y) * 16
110 IF Y = 10 THEN Y = " A "
120 IF Y = 11 THEN Y = " B "
130 IF Y = 12 THEN Y = " C "
140 IF Y = 13 THEN Y = " D "
150 IF Y = 14 THEN Y = " E "
160 IF Y = 15 THEN Y = " F "
170 IF Z = 10 THEN   = " A "
180 IF Z = 11 THEN   = " B "
190 IF Z = 12 THEN   = " C "
200 IF Z = 13 THEN   = " D "
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

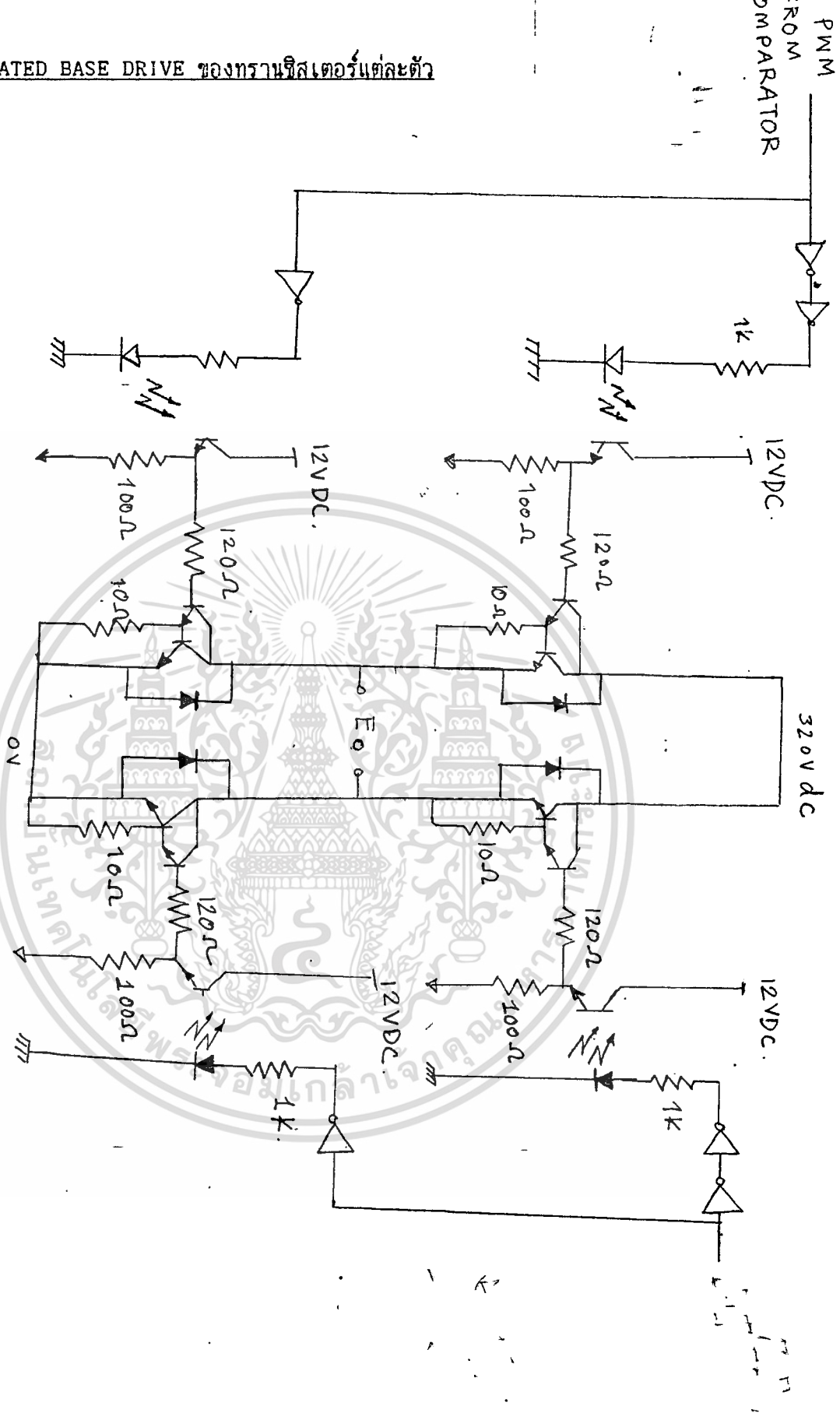
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
210 IF Z = 14 THEN = " E "  
220 IF Z = 15 THEN = " F "  
230 LPRINT I , C , E , YZ  
240 NEXT I  
250 END
```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนวงจร ISOLATED BASE DRIVE ของทรานซิสเตอร์แต่ละตัว



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจร ทรานซิสเตอร์ T1 - T4 ต่อแบบ FULL BRIDGE การที่ทรานซิสเตอร์จะ ON ได้ต้องมีค่า V_{ce} มากกว่า 0.6 โวลต์ ดังนั้นหากต่อเอาที่พุกของ COMPARATOR เข้าโดยตรงโดยมีกราวด์ร่วมกัน เมื่อ T1 ON , T2 OFF ขาเบส T1 มีศักดา แต่ T2 OFF อยู่ ดังนั้น จะไม่สามารถอ้างอิงกับกราวด์ได้ จึงไม่สามารถขับทรานซิสเตอร์ ON ได้ จึงต้องนำเอาวงจร ISOLATED มาเพื่อขับเบสของทรานซิสเตอร์แต่ละตัว โครงการนี้จะใช้ OPTO ISOLATOR โดยต้องมีไฟเลี้ยงแยกกันของ PHOTO TRANSISTOR OPTO ISOLATOR แต่ละตัวด้วย ดังรูป

หมายเหตุ ไฟเลี้ยงของ T2 , T4 ร่วมกันได้ แต่ของ T1 , T3 ต้องแยกกัน เพราะกราวด์ของ T2 , T4 ร่วมกัน

จากรูป เนื่องจาก OUTPUT = 300 WATTS ดังนั้น ดึงกระแส 1.4 A ที่ทรานซิสเตอร์ที่ต่อแบบคาร์ลิงตันกัน ที่มีเกนประมาณ 100 ดังนั้น PHOTO TRANSISTOR ต้องจ่ายกระแส 14 มิลลิแอมป์ จากรูป จะต่อแบบ COMMON COLLECTOR ซึ่งค่ากระแสจะพอหรือไม่ขึ้นกับแสงจาก LED ภายใน ที่ขับเบสของ PHOTO TRANSISTOR เนื่องจาก PHOTO TRANSISTOR ก็มีเกนเล็กน้อย ฉะนั้นขับเบสเพียง 8 - 10 mA ก็เพียงพอ (OUTPUT PWM = 9 VOLTS, $I = (9 - 0.6)/1000 = 8.4 \text{ mA}$)

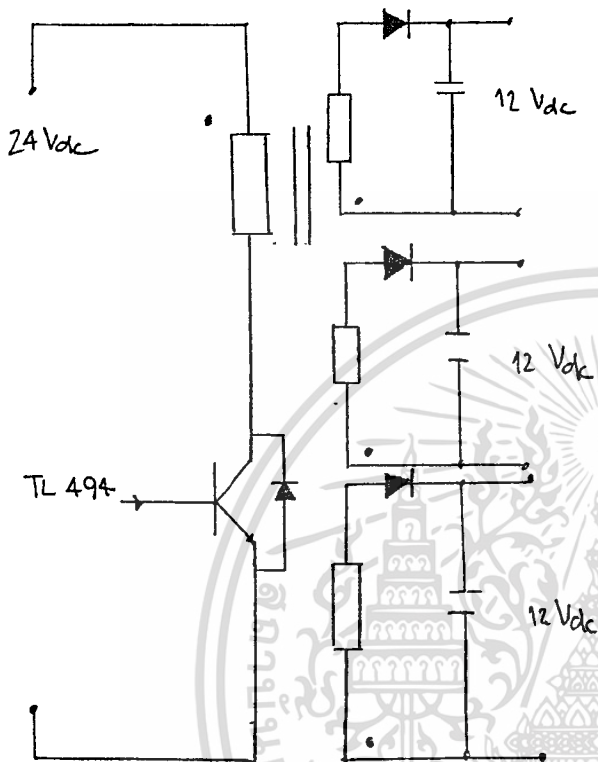
MAXIMUM RATING OF OPTO ISOLATOR

กระแสที่ผ่าน LED = 80 mA

SUPPLY VOLTAGE OF PHOTO TRANSISTOR = 30 Vdc

ส่วนวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

ส่วนนี้มีไว้เพื่อสร้างไฟเลี้ยงแก่ OPTO ISOLATOR โดยมีหลักการทำงานดังนี้



ขณะที่ทรานซิสเตอร์ทำงานช่วง ON กระแสจะไหลเข้าขดลวดด้านปฐมภูมิ เพราะว่าด้านทุติยภูมิกลับเฟสกับด้านปฐมภูมิ ดังนั้น ขณะที่ทรานซิสเตอร์ ON DIODE HALF WAVE RECTIFY จะไม่ทำงาน ขณะที่ทรานซิสเตอร์ OFF จะเหนี่ยวนำให้เกิด $-V_{in}$ ขึ้นทางด้านปฐมภูมิ ดังนั้นจะเกิดคักตาวากทางด้านทุติยภูมิ ไดโอดจะทำงาน กระแสจึงไหลไปยังโหลดได้

ข้อดีของวงจรนี้คือ สร้างได้ง่าย ไม่ต้องมี CHOKE INDUCTOR เพราะขดลวดด้านทุติยภูมิทำหน้าที่เป็น CHOKE อยู่แล้ว

ข้อเสีย คือ ไม่มี LOAD REGULATOR เพราะขนาดเอาต์พุทโวลเตจ จะมีขนาดขึ้นกับขนาดโหลด สไปคที่ขา COLLECTOR จะสูง เมื่อลดโดย SNUBBER CIRCUIT ที่ขา CE SNUBBER จะร้อนมาก เมื่อเอา SNUBBER ออกขนาดเอาต์พุทจะสูงขึ้น ไฟเลี้ยงชุดนี้จะนำไปจ่าย OPTO ISOLATOR ที่ทนได้ 30 โวลต์จึงไม่มีปัญหา ส่วนวิธีการต่าง ๆ จะหาได้จากหนังสือ HIGH

FREQUENCY POWER SUPPLY ทรัพยากรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าการณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรรองความถี่

จากการวิเคราะห์ความถี่องค์ประกอบของคลื่น PWM จะเห็นได้ว่าเมื่ออัตราส่วนความถี่ของคลื่นที่ใช้ในการเปรียบเทียบเพิ่มขึ้นจะทำให้ ฮาร์โมนิกส์ ที่เกิดขึ้นอยู่ห่างออกไปจากคลื่นมูลฐาน มากขึ้น ซึ่งทำให้ง่ายต่อการกรองความถี่ แต่การเพิ่มอัตราส่วนความถี่จะทำให้อัตราส่วนของฮาร์โมนิกส์ที่ต้องสวิตช์เร็วขึ้น ซึ่งจะเกิดการสูญเสียจากการสวิตช์ ที่ตัวทรานซิสเตอร์รูปของความถี่ร้อน อัตราส่วนความถี่ที่นิยมใช้จะประมาณ 20 เท่า

วงจรรองความถี่ที่ใช้กับอินเวอร์เตอร์มีหลายชนิดแต่สำหรับ PWM อินเวอร์เตอร์ นิยมใช้วงจรรองความถี่แบบ SERIES - PARALLEL RESONANCE เพราะว่าสามารถช่วยลดการสูญเสียกำลังที่วงจรรองความถี่ได้มาก เนื่องจาก HARMONIC ของรูปคลื่นแบบ PWM ถึงแม้จะมีความถี่สูง แต่ก็มีขนาดมากด้วย ดังนั้นถ้าให้ ฮาร์โมนิกส์ เหล่านี้สูญเสียไปที่วงจรรองความถี่จะทำให้การสูญเสียมาก

จากการศึกษาวงจรรองความถี่แบบ SERIES - PARALLEL RESONANCE เป็นวงจรที่เหมาะสมสำหรับ PWM อินเวอร์เตอร์ เพราะว่า

1 วงจรรองความถี่แบบ SERIES - PARALLEL RESONANCE มีผลต่อการLOADING AND REGULATION ของความถี่ FUNDAMENTAL น้อยมาก

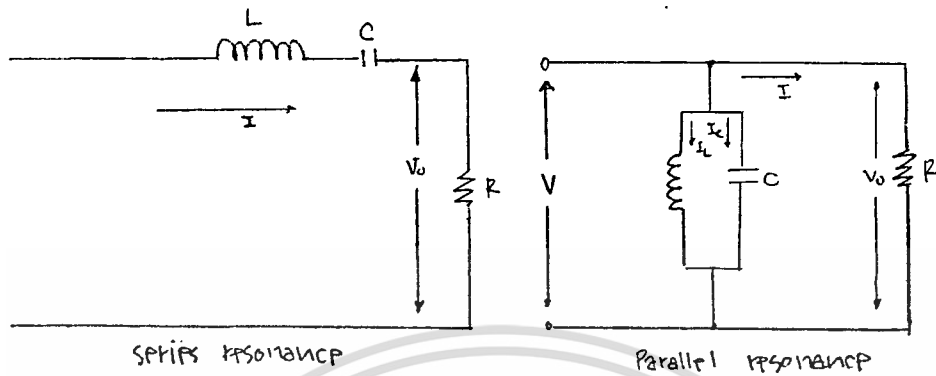
2 วงจรรองความถี่แบบนี้ สามารถที่จะใช้กับอัตราส่วนความถี่ที่สูงขึ้นได้ แต่ก็ขึ้นอยู่กับ การคำนวณประกอบด้วย

การออกแบบวงจรรองความถี่เป็นปริภูมิพหุคูณมีวัตถุประสงค์เพื่อกรองเอาความถี่ 50 เฮิรตซ์ ออกมาใช้งานและทำการศึกษารูปอื่น ๆ ต่อไป ดังนั้นวงจรรองความถี่ที่ออกแบบจึงเป็นวงจรที่ใช้ความรู้พื้นฐานทำให้วงจรที่ได้ออกมาไม่เป็นวงจรที่ดีที่สุดแต่อย่างไรก็ตามวงจรที่ได้ก็ทำงานได้ดีพอควร

การออกแบบพื้นฐานสำหรับวงจร SERIES PARALLEL RESONANCE

วงจร SERIES RESONANCE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



จากรูปจะเห็นได้ว่า IMPEDANCE ของวงจรจะประกอบด้วยเทอม ωL , ωC , R ซึ่งสามารถแสดงได้ดังสมการดังนี้

$$Z = R + j\omega L + (1 / j\omega C)$$

$$= R + j(\omega L - 1/\omega C)$$

ที่ความถี่ RESONANCE จะได้กำลังสูงสุด ดังนั้น IMPEDANCE จะเหลือเพียงเทอม R เท่านั้น ดังนั้น ที่ความถี่ RESONANCE

$$\omega_0 L = 1/(\omega_0 C)$$

$$I = I_0 = V / R$$

$$\omega_0 = 1 / LC$$

$$V_L = \omega_0 L I_0 = \omega_0 L V/R$$

$$V_C = I_0 / (\omega_0 C) = V / (\omega_0 CR)$$

วงจร PARALLEL RESONANCE

เช่นเดียวกับวงจร SERIES RESONANCE จะได้ว่า ADMITTANCE มีค่าตามสมการ

$$Y = G + j\omega C + 1 / (j\omega L)$$

$$= G + j(\omega C - 1 / (\omega L))$$

ที่ความถี่ RESONANCE จะทำให้เทอม SUSCEPTANCE หักล้างกันพอดีคงเหลือแต่เทอม ADMITTANCE ซึ่งเป็น PURE CONDUCTANCE (G)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่เผยแพร่โดยทางโรงเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนออกแบบวงจร Sine Wave O/P Filter

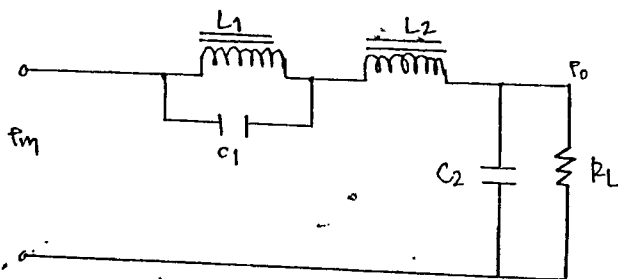
เนื่องจากเราได้เป็นสัญญาณ Pulsewidth Moduration ขวาก ลบ ขนาด 640 V_{pp} เพราะฉะนั้นเราต้องทำการ Demoduration ซึ่งวงจรของเราเป็นแบบ double edge modulation ซึ่งจะได้สมการ Fourier ของ Pulse train ได้ดังนี้

$$F_f = M \cdot \cos(\omega_c t) + 2 \sum_{m=1}^{\infty} \frac{J_m(m\pi M)}{m} \cos(m\omega_c t + n\omega_c t) \sin\left(\frac{m\pi}{2}\right)$$

ซึ่งสามารถแยกได้ว่าที่แต่ละความถี่มี Amplitude เท่าไหร่ เช่นในตารางข้างล่างนี้

Frequency	Relative Amplitude, Modulation index = 0.85
f_v	100.0
$2f_v$	0.6
$3f_v$	1.2
f_c	3.3
$2f_c \pm f_v$	32.0
$2f_c \pm 2f_v$	8.0
$2f_c \pm 3f_v$	17.0

เราต้องออกแบบ sine wave output filter เพื่อให้ได้ sine wave ที่มีผลจาก distortion และ loss จาก harmonics ต่างๆ จากตารางข้างบนจะเห็นว่า ที่ความถี่ $2f_c \pm f_v$ ซึ่งเป็น carrier sideband ที่มี Amplitude สูงสุดซึ่งเราไม่ต้องการ เพราะฉะนั้นต้องทำการ Attenuate ความถี่นี้ลงไป โดยใช้ parallel L, C, ทำการ tune ให้ resonance ที่ความถี่ $2f_c$ (เมื่อความถี่ เป็น $2f_c$ จะมีค่าเป็น hige impedance ทำให้มี Volt drop มากทำให้ O/P Voltage ต่ำลงที่ความถี่นี้) ส่วน harmonics อื่นๆที่มีขนาดเล็กจะทำให้ low pass filter ขจัดออก ดังรูป



$$f_c = 1 \text{ kHz} \quad \text{carrier}$$

$$f_v = 50 \text{ Hz}$$

ใช้ double edge modulation trap frequency = 2 kHz

load = 20 ohm

$$X_{L_1}/Z_L = 1.5 \%$$

$$X_{L_1} = 2 fL = .015 * 220 = 3.3$$

เพราะฉะนั้น

$$L_1 = 3.3 / 2 * 50 = .01 = 10 \text{ mH}$$

$$C_1 = 1 / [(4 * f * c)] = .6 \text{ uF} \quad \text{ใช้ } .5 \text{ uF}$$

$$X_{L_2}/Z_L = 4\%$$

$$X_{L_2} = .04(220) = 8.8$$

$$L_2 = 8.8 / 2 * 50 = 28 \text{ mH}$$

$$X_{C_2}/Z_L = 20\%$$

$$X_{C_2} = 44$$

$$C_2 = 1 / 2 * 50 * X_{C_2} = 3.6 \text{ uF} \quad \text{ใช้ } 4.7 \text{ uF}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3 การคำนวณ

PWM TL494 Control

จากความถี่ในการสวิตช์ซึ่งเท่ากับ 40 กิโลเฮิรท์ส ในการทำงานของ TL494 จะสร้างสัญญาณสามเหลี่ยมเป็นสัญญาณอ้างอิง โดยที่สัญญาณสามเหลี่ยม 1 ลูก จะทำให้เกิดการสวิตช์ 1/2 ลูกคลื่น ดังนั้นจึงใช้สัญญาณสามเหลี่ยมความถี่เป็นสองเท่า ของความถี่การสวิตช์

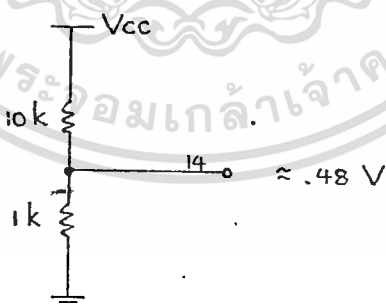
$$f_{osc} = 1.1 / (R_T C_T)$$

$$= 80 \text{ กิโลเฮิรท์ส}$$

ใช้ $C_T = 0.001$ ไมโครฟารัด และ $R_T = 15$ กิโลโอห์ม

และป้องกันการช้อนแหลมของการสวิตช์แต่ละชุด จึงตั้ง duty cycle max = 80% (แต่ละชุด-สวิตช์ 40%)

จากคู่มือเมื่อ offset ที่ Dead time comparator = 0.12 โวลท์ ได้ duty cycle max 96% หรือ dead time 4% ดังนั้นถ้าต้องการ duty cycle max 80% หรือ dead time 20% ต้องใช้ offset รวม $(0.12 * 20) / 4$ เท่ากับ 0.6 โวลท์ คือต้องทำให้โวลท์เตจที่ขา 4 มีค่า $0.6 - 0.12 = 0.48$ โวลท์ ใช้วงจรแบ่งโวลท์เตจจาก Vref ขา 4 จาก 5 โวลท์เป็น 0.48 โวลท์ โดยใช้ความต้านทาน 1 กิโลโอห์ม และ 10 กิโลโอห์ม

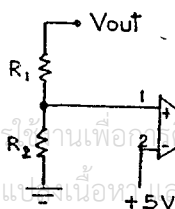


$$A = 0.707$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

และในส่วนของการตรวจสอบโวลท์เตจนั้นจะใช้ Vref 5 โวลท์จากขา 14 ดังนั้นจากวงจร error amp ข้างล่างนี้จะคำนวณ

$$V_{out} = 5(R_1 + R_2) / R_2$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหามาเผยแพร่หรือต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใช้ R_2 5 กิโลโอห์ม ต้องการ $V_{out} = 30$ โวลต์ ดังนั้น $R_1 = 25$ กิโลโอห์ม (ในวงจรจริง จะใช้ความทนปรับค่าได้)

ภาค input rectifier และ filter

$P_{out} = 480$ วัตต์

ประสิทธิภาพ 80%

$V_{in,max} = 320$ โวลต์

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

$= 0.8 V_{in} \cdot I_{in}$

$I_{in} = 480 / (0.8 * 320) = 2.14$ แอมแปร์

วงจรดึงกระแสเฉลี่ย 2.14 แอมแปร์ ดังนั้นใช้ไดโอดเบอร์ P600S ซึ่งทนได้ 600 โวลต์ 5 A

พิจารณา C กรองไฟ

จากสูตร

$C(dv/dt) = I_{av} dt$

$I_{av} = 2.4$ แอมแปร์ ; $dt = .01$ ไมโครวินาที (ความถี่ 50 เฮิร์ตซ) ; $dv = 100$ โวลต์

$C = 2.14(.01) / 80$

$= 267$ ไมโครฟารัด

ใช้ค่า 200 ไมโครฟารัด 450 โวลต์

ภาค Switching Element

คำนวณค่า C coupling จากสูตร

$V_c = (I/C)dt$

$I = 2.14$

dt คือเวลาที่ C ถูกชาร์จประจุแต่ละครั้ง จากความถี่ในการสวิตช์เท่ากับ 40 กิโลเฮิร์ตซ

และ duty cycle 40% จะได้

$dt = (1/40000) * 0.5 * 0.8$

$= 10$ ไมโครวินาที

V_c ให้เท่ากับ 20 โวลต์ ; ดังนั้น

$$C = 2.14 \times 10^{-6} / 20$$

$$= 1.07 \text{ ไมโครฟารัด}$$

ใช้ C ค่า 0.33 ไมโครฟารัด และ 0.44 ไมโครฟารัด ไม่มีชื้อขบวนการกันให้ได้ค่าตามต้องการ
หาค่า n ของหม้อแปลง

$$n = D(E_{in} - 2V_{sat}) / (E_o + DV_f)$$

$$= 0.4(280 - 3) / (30 + 0.4)$$

$$= 3.64 \text{ ใช้งานจริง } n = 4$$

หาค่ากระแสสูงสุดของทรานซิสเตอร์ จากสมการ

$$I_{pri, pk} = (2I_o + I_1) / n$$

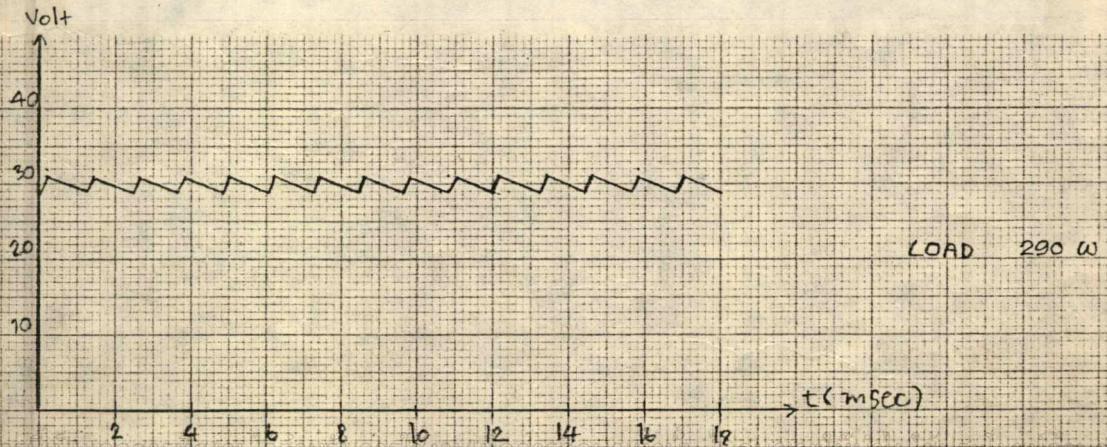
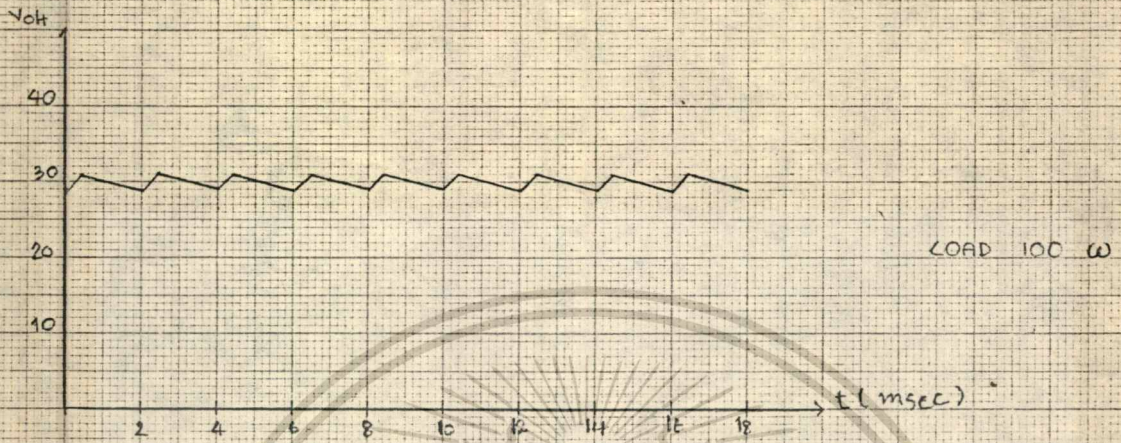
$$I_o = 20 \text{ แอมแปร์} ; I_1 = 0.4I_o ; n = 4$$

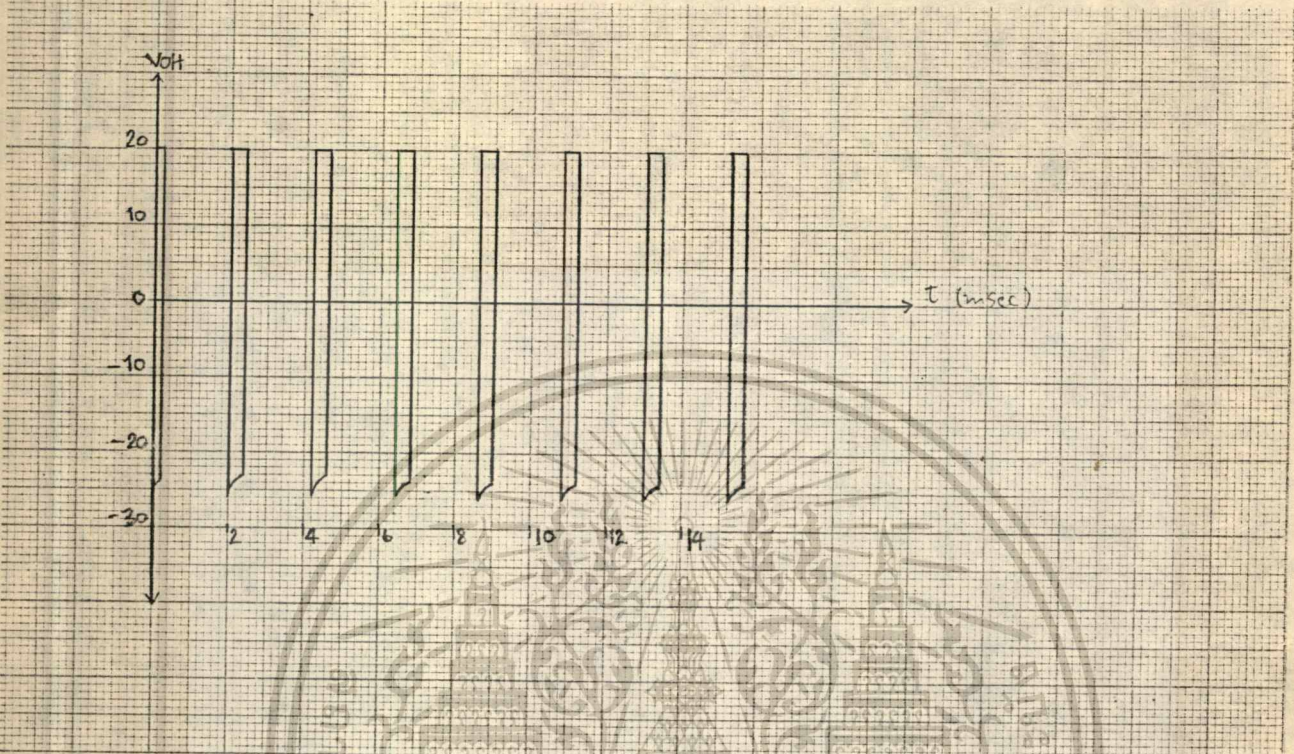
$$I_{pk} = 2.4(20) / 4$$

$$= 12 \text{ แอมแปร์}$$

เพราะฉะนั้นต้องการทรานซิสเตอร์ ที่สามารถทนกระแสได้ 12 แอมแปร์ 800 โวลท์ ซึ่งไม่สามารถหาได้ จึงใช้ทรานซิสเตอร์ที่ทนได้ 6 แอมแปร์ 800 โวลท์ 2 ตัวขนานกัน

บทที่ 4 ผลการทดลอง

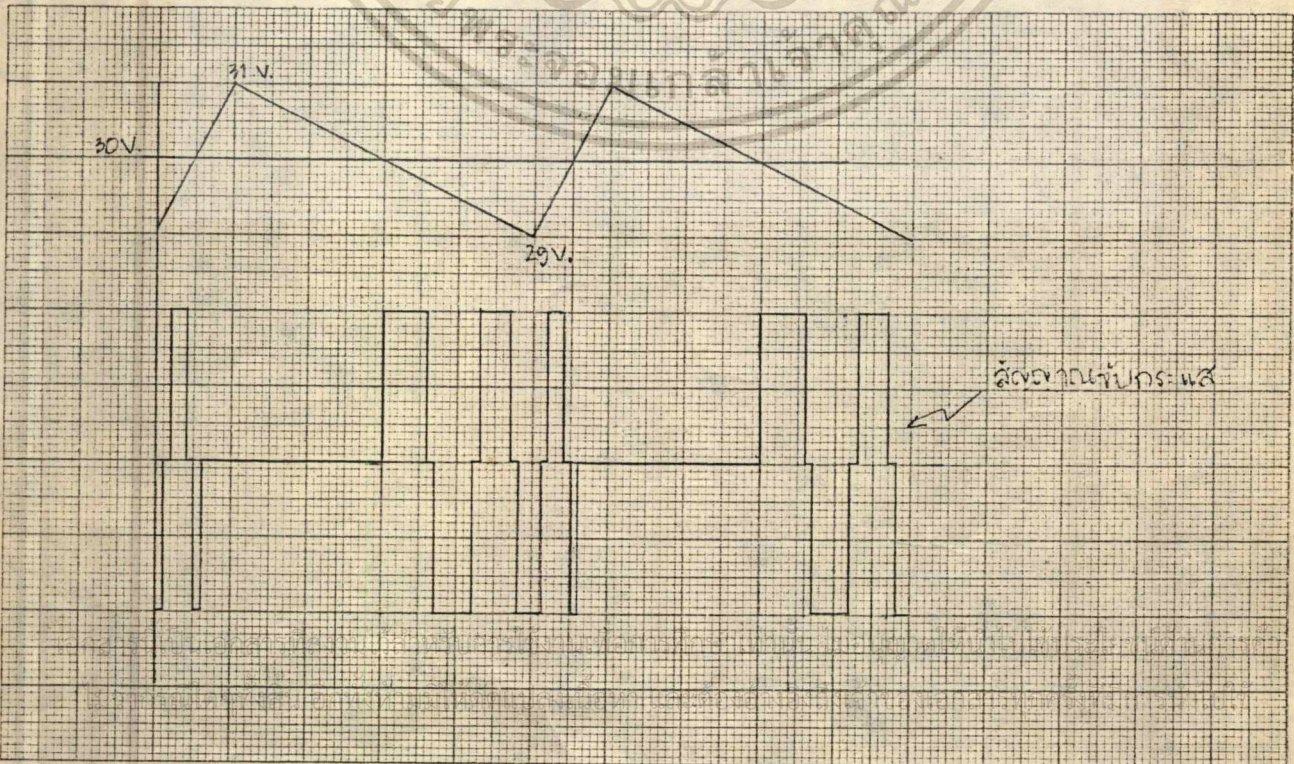




กราฟความถี่พัลส์ระหว่าง เวลา กับ เวลา ของสัญญาณที่กระแส

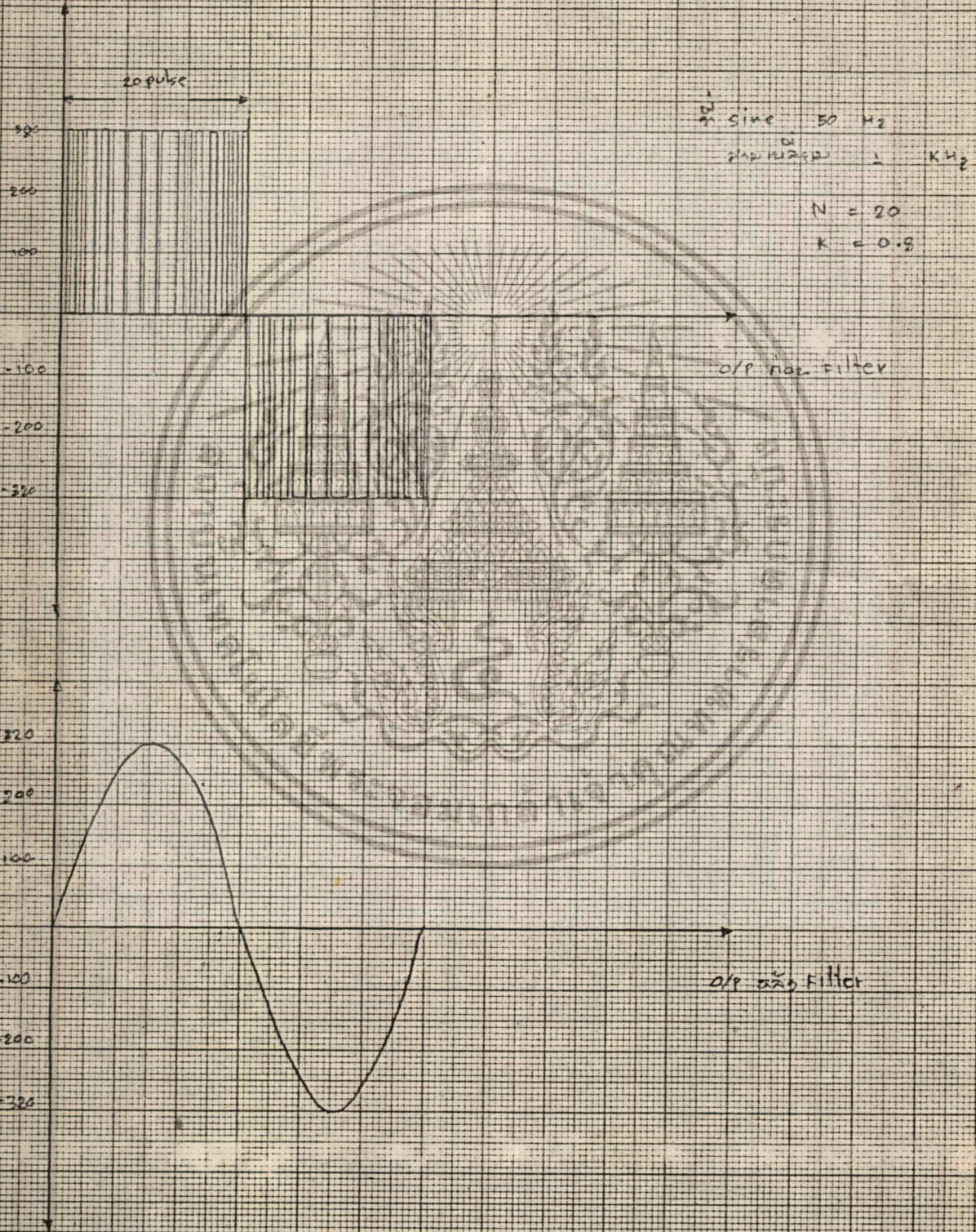
ตามความถี่พัลส์ ความถี่พัลส์ที่จ่ายตรงทางหนึ่ง และนั่นคือพัลส์ที่ส่ง

ของ ออร์จิสโคป ไม่น่าจะ จะไม่สามารถส่งสัญญาณในนั้น มันต้องรับพัลส์ได้



อินเวอร์เตอร์ (Full Bridge PWM)

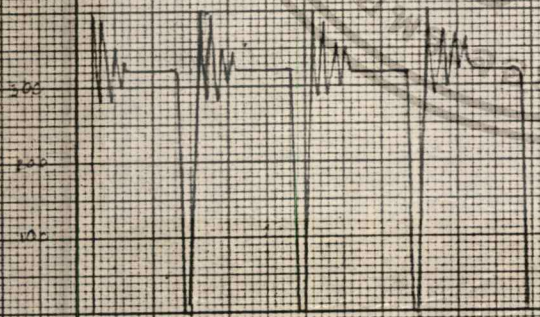
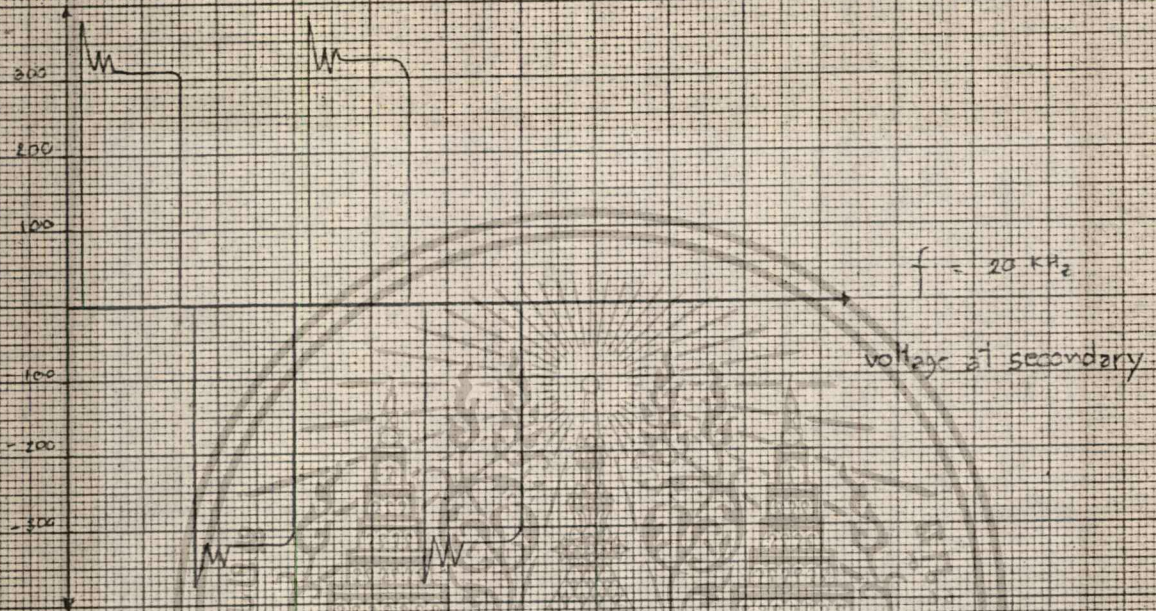
ลักษณะของ sine, สวิตชิ่ง, o/p comparator ที่กำหนดโดยสัญญาณ
 และใช้ทรานซิสเตอร์ 4 ตัว



การแปลงแรงดัน

- Push-Pull Converter

ลักษณะการทำงานของวงจร Push-Pull Converter มีลักษณะคล้ายกับ Spike Isolation Transformer



Voltage ที่รับมา rectify
240 filter จะได้ $V_{dc} = 320 \text{ V}$.

บทที่ 5 สรุป และ วิเคราะห์

เครื่องจ่ายไฟต่อเนื่องในโครงการชิ้นนี้ ได้มีการพัฒนาขึ้นจากของเดิม โดยการใช้หลักการของการสวิตซ์ซึ่งที่ความถี่สูงมาช่วย (โดยการเปลี่ยนความถี่ใช้งานจากเดิม 50 Hz มาเป็นความถี่ 40 kHz และความถี่ 20 kHz) ซึ่งการเปลี่ยนแปลงดังกล่าวมีผลดังนี้

1. ช่วยลดขนาดของเครื่อง ทำให้สะดวกต่อการติดตั้งและเคลื่อนย้าย
2. ช่วยประหยัดค่าใช้จ่าย เนื่องจากความสูญเสียที่ความถี่สูงจะมีค่าน้อยกว่า การสูญเสียของพลังงานที่ความถี่ต่ำ

อย่างไรก็ตามการนำเอาหลักการของการสวิตซ์ซึ่งที่ความถี่สูงมาใช้ ยังมีข้อจำกัดอยู่บางประการคือ

1. อุปกรณ์ที่ใช้งาน มีราคาแพง
2. อุปกรณ์บางตัวหาซื้อได้ยาก เช่น แกนเฟอร์ไรต์ที่มีจำหน่ายอยู่ขณะนี้มีจำนวนที่สามารถจ่ายได้ไม่สูงมากนัก ทำให้เครื่องจ่ายไฟเครื่องนี้สามารถจ่ายไฟได้น้อยกว่าที่คิดที่ตั้งใจไว้แต่แรก

SPECIFICATION

- กำลังงาน 250 วัตต์ โวลเตจ 220 Vac 50 Hz
- เวลาที่สามารถจ่ายพลังงานได้ หลังจากแหล่งจ่ายพลังงานหลักล้มเหลวเป็นเวลา 30 นาที
- มีวงจรป้องกันการลัดวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาค Switching Element

$R_1 = 5 \text{ ohm } 1/4 \text{ W}$

$C_1 = 2.2 \text{ uF } 16 \text{ V}$

$R_2 = 50 \text{ ohm } 1/4 \text{ W}$

$C_2 = 0.33 \text{ uF } 250 \text{ V}$

DIODE 110V PS106R fast recovery 1A 800V

$C_3 = 0.33 \text{ uF } 250 \text{ V}$

$C_4 = 1500 \text{ pF}$

ภาค Input Rectifier and Filter

$R_1 = 1 \text{ Mohm } 10 \text{ W}$

$C_1 = .001 \text{ uF}$

$R_2 = 0.5 \text{ ohm } 10 \text{ W}$

$C_2 = 220 \text{ pF}$

$R_3 = 0.5 \text{ ohm } 10 \text{ W}$

$C_3 = 220 \text{ pF}$

$R_4 = 100 \text{ Kohm } 5 \text{ W}$

$C_4 = .001 \text{ uF}$

L_1, L_2 ลวดเบอร์ 18 พัน 30 รอบบนแกนเฟอร์ไรต์

$C_5 = 100 \text{ uF}$

$D_1 - D_4$ 5A 700V

$C_6 = 100 \text{ uF}$

ภาค 494 PWM Control

$R_1 = 20 \text{ Kohm } 1/4 \text{ W}$

$R_9 = 25 \text{ ohm}$

$C = 1000 \text{ uF } 25 \text{ V}$

$R_2 = 10 \text{ Kohm } 1/4 \text{ W}$

$R_{10} = 330 \text{ ohm}$

$C_1 = 1000 \text{ uF } 50 \text{ V}$

$R_3 = 5 \text{ Kohm } 1/4 \text{ W}$

$R_{11} = 25 \text{ ohm}$

$C_2 = .1 \text{ uF } 50 \text{ V}$

$R_4 = 5 \text{ Kohm } 1/4 \text{ W}$

$R_{12} = 330 \text{ ohm}$

$C_3 = .01 \text{ uF } 50 \text{ V}$

$R_5 = 30 \text{ Kohm } 1/4 \text{ W}$

$R_{13} = 500 \text{ ohm}$

$C_4 = .001 \text{ uF } 50 \text{ V}$

$R_6 = 1 \text{ Mohm } 1/4 \text{ W}$

$VR_1 = \text{Variable } 10 \text{ Kohm}$

$C_5 = .01 \text{ uF } 50 \text{ V}$

$R_7 = 1 \text{ Kohm } 1/4 \text{ W}$

$D_1 - D_4 = 1N4001$

$C_6 = .01 \text{ uF } 50 \text{ V}$

$R_8 = 15 \text{ Kohm } 1/4 \text{ W}$

$C_7 = .01 \text{ uF } 50 \text{ V}$

ภาค Output Rectifier, Filter, Battery Charger and Transfer Switch

$R = 220 \text{ ohm } 5 \text{ W}$

$C = .01 \text{ uF}$

$L_1 = 40 \text{ uH}$

$R_1 = 1.2 \text{ ohm}$

$C_1 = 1000 \text{ uF } 50 \text{ V}$

$L_2 = 100 \text{ uH}$

$D_1 - D_2$ 15 A 150 V Fast ; $C_2 = 3000 \text{ uF}$; D_3 20 A 50 V ; D_4 5 A 50 V
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



MOTOROLA

TL494
TL495

Specifications and Applications Information

SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUITS

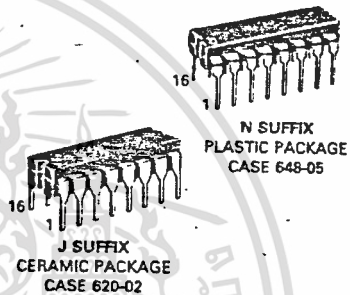
The TL494 and TL495 are fixed frequency, pulse width modulation control circuits designed primarily for Switchmode power supply control. These devices feature:

- Complete Pulse Width Modulation Control Circuitry
- On-Chip Oscillator With Master Or Slave Operation
- On-Chip Error Amplifiers
- On-Chip 5 Volt Reference
- Adjustable Dead-Time Control
- Uncommitted Output Transistors For 200 mA Source Or Sink
- Output Control For Push-Pull Or Single-Ended Operation
- On-Chip 39 Volt Zener (TL495 Only)
- Output Steering Control (TL495 Only)

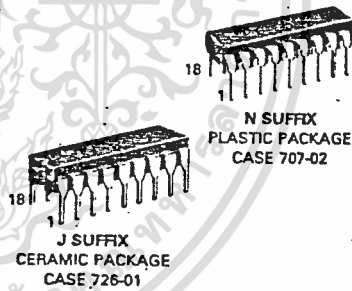
SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUITS

SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUITS

TL494



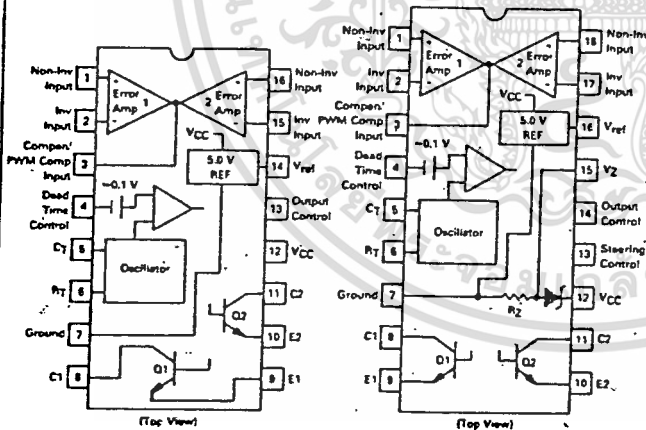
TL495



PIN CONNECTIONS

TL494

TL495



The TL494C/495C are specified over the commercial operating range of 0°C to 70°C. The TL494I/495I are specified over the industrial range of -25°C to 85°C. The TL494M is specified over the full military range of -55°C to 125°C.

ORDERING INFORMATION

Device	Temperature Range	Package
TL494CN	0 To 70°C	Plastic DIP
TL494CJ	0 To 70°C	Ceramic DIP
TL494IN	-25 To 85°C	Plastic DIP
TL494IJ	-25 To 85°C	Ceramic DIP
TL494MJ	-55 To 125°C	Ceramic DIP
TL495CN	0 To 70°C	Plastic DIP
TL495CJ	0 To 70°C	Ceramic DIP
TL495IN	-25 To 85°C	Plastic DIP
TL495IJ	-25 To 85°C	Ceramic DIP

MOTOROLA LINEAR/INTERFACE DEVICES

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494, TL495

FIGURE 1 — BLOCK DIAGRAM

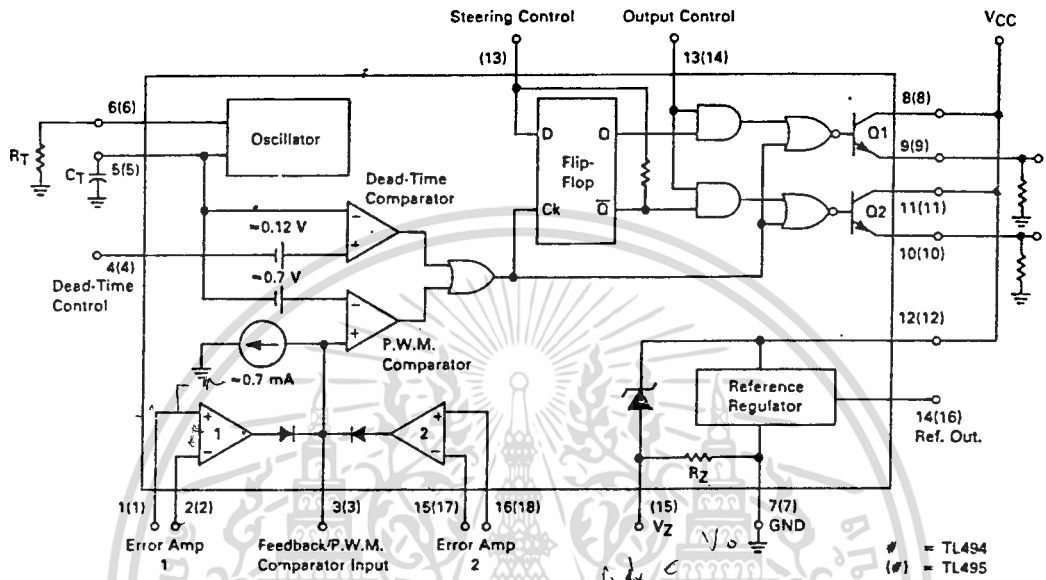
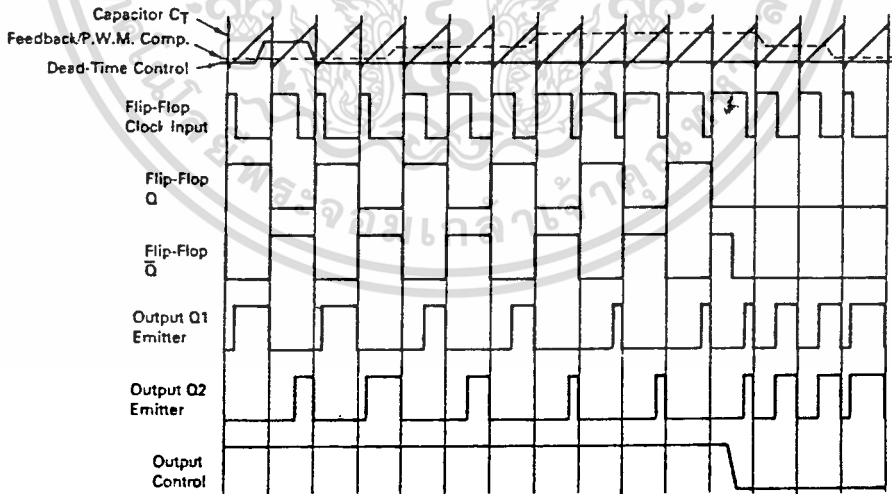


FIGURE 2 — TIMING DIAGRAM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494, TL495

Description

The TL494/495 are 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 oscillator frequency is determined by:

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

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 frequency 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 dead-time control, the error amplifier inputs, or the feedback input. The dead-time control comparator has an effective 120 mV input offset which limits the minimum output pulse time 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 dead time may be imposed on the output by setting the dead time-control input to a fixed voltage, ranging between 0 to 3.3 V.

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 dead time control input, down to zero, as the

voltage at the feedback pin varies from 0.5 to 3.5 V. Both error amplifiers have a common-mode input range from -0.3 V to $(V_{CC} - 2 V)$, 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 non-inverting 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 dead-time 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 TL494/495 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 accuracy of $\pm 5\%$ with a thermal drift of less than 50 mV over an operating temperature range of 0 to 70°C.

The TL495 contains an on-chip 39 volt zener diode for high voltage applications where V_{CC} is greater than 40 volts, and an output steering control that overrides the internal control of the pulse-steering flip-flop. (Refer to the functional table shown in Figure 3.)

FIGURE 3 — FUNCTIONAL TABLE

Inputs		Output Function	$\frac{f_{out}}{f_{osc}} =$
Output Control	Steering Control		
Grounded	Open	Single-ended P.W.M. at Q1 and Q2	1
At V_{ref}	Open	Push-pull operation	0.5
At V_{ref}	$V1 < 0.4 V$	Single-ended P.W.M. at Q1 only	1
At V_{ref}	$V1 > 2.4 V$	Single-ended P.W.M. at Q2 only	1

See Engineering Bulletin EB100 for further information.

TL494, TL495

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

Rating	Symbol	TL494M	TL494/TL495I	TL494C/TL495C	Unit
Power Supply Voltage	V _{CC}	42	42	42	V
Collector Output Voltage	V _{C1} , V _{C2}	42	42	42	V
Collector Output Current (each transistor)	I _{C1} , I _{C2}	250	250	250	mA
Amplifier Input Voltage	V _{in}	V _{CC} + 3.0	V _{CC} + 3.0	V _{CC} + 3.0	V
Power Dissipation @ T _A ≤ 45°C	P _D	1000	1000	1000	mW
Operating Junction Temperature	T _J	150	150	150	°C
Operating Ambient Temperature Range	T _A	-55 to 125	-25 to 85	0 to 70	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +150	-65 to +150	-65 to +150	°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristics	Symbol	J Suffix Ceramic Package	N Suffix Plastic Package	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	R _{θJA}	100	80	°C/W
Power Derating Factor	1/R _{θJA}	10.0	12.5	mW/°C
Derating Ambient Temperature	T _A	50	45	°C

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Condition/Value	Symbol	TL494/TL495			Unit
		Min	Typ	Max	
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
Amplifier Input Voltage	V _{in}	-0.3	—	V _{CC} - 2.0	V
Current Into Feedback Terminal	I _{f,b}	—	—	0.3	mA
Reference Output Current	I _{ref}	—	—	10	mA
Timing Resistor	R _T	1.8	30	500	kΩ
Timing Capacitor	C _T	0.47	1.0	10,000	nF
Oscillator Frequency	f _{osc}	1.0	40	200	kHz

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = 15 V, f_{osc} = 10 kHz unless otherwise noted.)

For typical values T_A = 25°C, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies unless otherwise noted.

Characteristic	Symbol	TL494M			TL494C, TL495C,I			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	

REFERENCE SECTION

Reference Voltage (I _O = 1.0 mA)	V _{ref}	4.75	5.0	5.25	4.75	5.0	5.25	V
Reference Voltage Change with Temperature (ΔT _A = Min to Max)	ΔV _{ref} (ΔT)	—	0.2	2.0	—	1.3	2.6	%
Input Regulation (V _{CC} = 7.0 V to 40 V)	Reg _{line}	—	2.0	25	—	2.0	25	mV
Output Regulation (I _O = 1.0 mA to 10 mA)	Reg _{load}	—	3.0	15	—	3.0	15	mV
Short-Circuit Output Current (V _{ref} = 0 V, T _A = 25°C)	I _{SC}	10	35	50	—	35	—	mA

TL494, TL495

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = 15 V, f_{osc} = 10 kHz unless otherwise noted.)

For typical values T_A = 25°C, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies unless otherwise noted.

Characteristic	Symbol	TL494M			TL494C, LTL495C, I			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
OUTPUT SECTION								
Collector Off-State Current (V _{CC} = 40 V, V _{CE} = 40 V)	I _{C(off)}	—	2.0	100	—	2.0	100	μA
Emitter Off-State Current (V _{CC} = 40 V, V _C = 40 V, V _E = 0 V)	I _{E(off)}	—	—	-150	—	—	-100	μA
Collector-Emitter Saturation Voltage Common-Emitter (V _E = 0 V, I _C = 200 mA) Emitter-Follower (V _C = 15 V, I _E = -200 mA)	V _{sat(C)}	—	1.1	1.5	—	1.1	1.3	V
	V _{sat(E)}	—	1.5	2.5	—	1.5	2.5	V
Output Control Pin Current Low State (V _{OC} = 0.4 V) High State (V _{OC} = V _{ref})	I _{OCL}	—	10	—	—	10	—	μA
	I _{OCH}	—	0.2	3.5	—	0.2	3.5	mA
Output Voltage Rise Time (T _A = 25°C) Common-Emitter (See Figure 13) Emitter-Follower (See Figure 14)	t _r	—	100	200	—	100	200	ns
		—	100	200	—	100	200	ns
Output Voltage Fall Time (T _A = 25°C) Common-Emitter (See Figure 13) Emitter-Follower (See Figure 14)	t _f	—	25	100	—	25	100	ns
		—	40	100	—	40	100	ns

Characteristic	Symbol	TL494/TL495			Unit
		Min	Typ	Max	
ERROR AMPLIFIER SECTIONS					
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} = 7.0 V to 40 V)	V _{ICR}	-0.5	—	V _{CC} - 2.0	V
Open-Loop Voltage Gain (ΔV _O = 3.0 V, V _O = 0.5 to 3.5 V, R _L = 2.0 kΩ)	A _{VOL}	70	95	—	dB
Unity-Gain Crossover Frequency (V _O = 0.5 to 3.5 V, R _L = 2.0 kΩ)	f _c	—	350	—	kHz
Phase Margin at Unity-Gain (V _O = 0.5 to 3.5 V, R _L = 2.0 kΩ)	φ _m	—	65	—	deg.
Common-Mode Rejection Ratio (V _{CC} = 40 V)	CMRR	65	90	—	dB
Power Supply Rejection Ratio (ΔV _{CC} = 33 V, V _O = 2.5 V, R _L = 2.0 kΩ)	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

MOTOROLA LINEAR/INTERFACE DEVICES

4-218

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494, TL495

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 15\text{ V}$, $f_{osc} = 10\text{ kHz}$ 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.

Characteristic	Symbol	TL494/TL495			Unit
		Min	Typ	Max	
PWM COMPARATOR SECTION (Test Circuit Figure 12)					
Input Threshold Voltage (Zero duty cycle)	V_{TH}	—	3.5	4.5	V
Input Sink Current ($V_{(Pin\ 3)} = 0.7\text{ V}$)	I_{I-}	0.3	0.7	—	mA
DEAD-TIME CONTROL SECTION (Test Circuit Figure 12)					
Input Bias Current (Pin 4) ($V_{in} = 0\text{ to }5.25\text{ V}$)	$I_{IB}\text{ (DT)}$	—	-2.0	-10	μA
Maximum Duty Cycle, Each Output, Push-Pull Mode ($V_{in} = 0\text{ V}$, $C_T = 0.1\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\text{ k}\Omega$) ($V_{in} = 0\text{ V}$, $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\text{ k}\Omega$)	DC_{max}	45 —	48 45	50 50	%
Input Threshold Voltage (Pin 4) (Zero Duty Cycle) (Maximum Duty Cycle)	V_{TH}	— 0	2.8 —	3.3 —	V
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 ($V_{CC} = 7.0\text{ V to }40\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	$\Delta f_{osc}\ (\Delta V)$	—	0.1	—	%
Frequency Change with Temperature ($\Delta T_A = T_{low}\text{ to }T_{high}$) ($T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\text{ k}$)	$\Delta f_{osc}\ (\Delta T)$	—	—	12	%

Characteristic	Symbol	TL495			Unit
		Min	Typ	Max	
STEERING CONTROL					
Input Current Low ($V_{(Pin\ 13)} = 0.4\text{ V}$)	I_{STL}	—	-25	-200	μA
Input Current High ($V_{(Pin\ 13)} = 2.4\text{ V}$) ($V_{(Pin\ 13)} = V_{ref}$)	I_{STH}	— —	25 75	200 —	μA
ZENER CHARACTERISTICS					
Zener Breakdown Voltage ($I_Z = 2.0\text{ mA}$)	V_Z	—	39	—	V
Sink Current ($V_{(Pin\ 15)} = 1.0\text{ V}$)	I_{RZ}	—	0.3	—	mA
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 7.0	10 15	mA
Average Supply Current ($V_{(Pin\ 4)} = 2.0\text{ V}$) (See Figure 12.) ($C_T = 0.001$, $R_T = 12\text{ k}\Omega$, $V_{CC} = 15\text{ V}$)	—	—	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, TL495

FIGURE 4 — OSCILLATOR FREQUENCY versus TIMING RESISTANCE

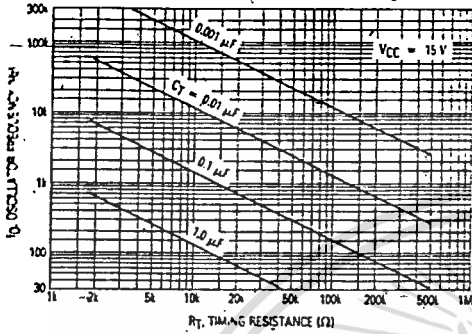


FIGURE 5 — OPEN LOOP VOLTAGE GAIN AND PHASE versus FREQUENCY

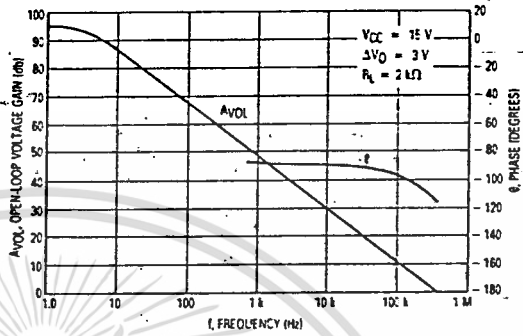


FIGURE 6 — PERCENT DEAD TIME versus OSCILLATOR FREQUENCY

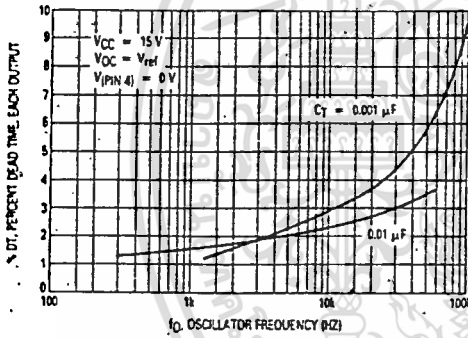


FIGURE 7 — PERCENT DUTY CYCLE versus DEAD-TIME CONTROL VOLTAGE

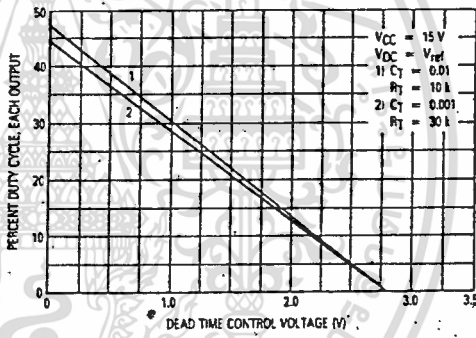


FIGURE 8 — EMITTER-FOLLOWER CONFIGURATION, OUTPUT-SATURATION VOLTAGE versus EMITTER CURRENT

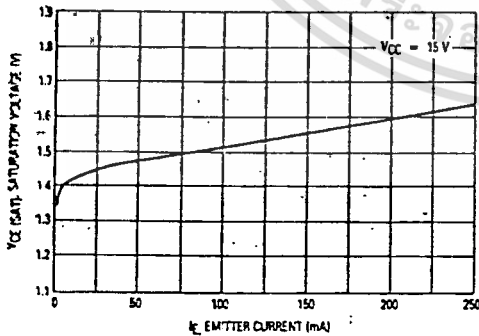
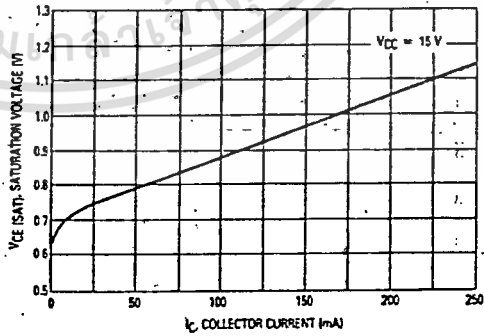


FIGURE 9 — COMMON-EMITTER CONFIGURATION, OUTPUT-SATURATION VOLTAGE versus COLLECTOR CURRENT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 10 — STANDBY-SUPPLY CURRENT versus SUPPLY VOLTAGE

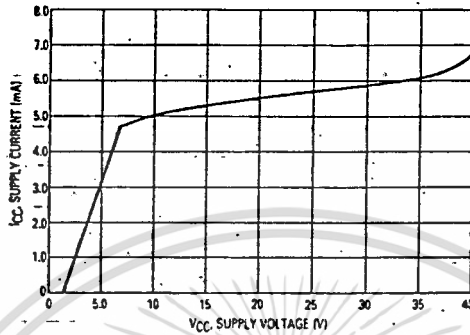


FIGURE 11 — ERROR AMPLIFIER CHARACTERISTICS

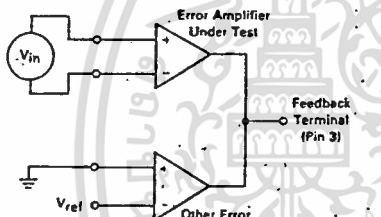


FIGURE 12 — DEAD-TIME AND FEEDBACK CONTROL TEST CIRCUIT

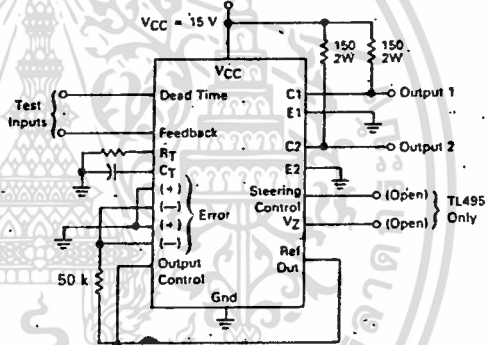


FIGURE 13 — COMMON-EMITTER CONFIGURATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORM

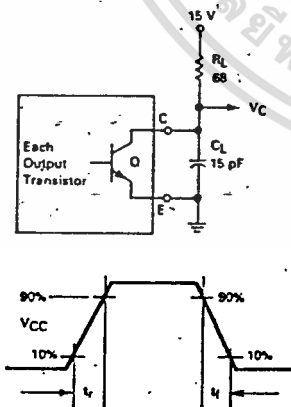
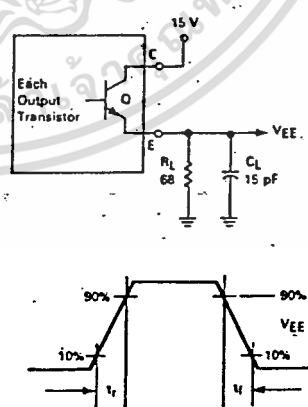


FIGURE 14 — EMITTER-FOLLOWER CONFIGURATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 15 — ERROR-AMPLIFIER SENSING TECHNIQUES

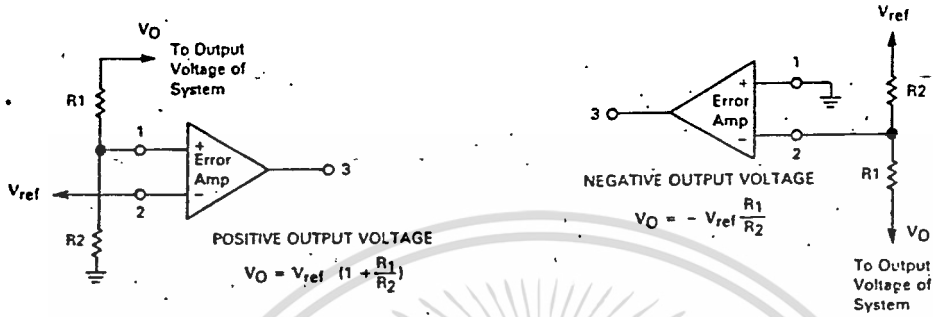


FIGURE 16 — DEAD-TIME CONTROL CIRCUIT

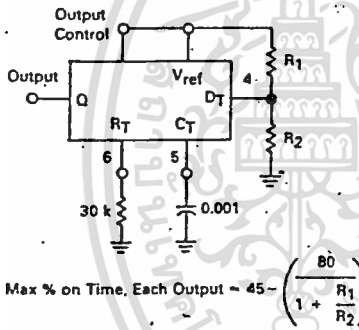


FIGURE 17 — SOFT-START CIRCUIT

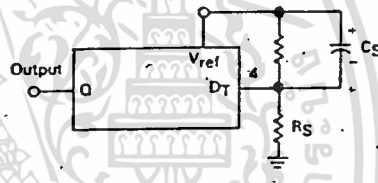
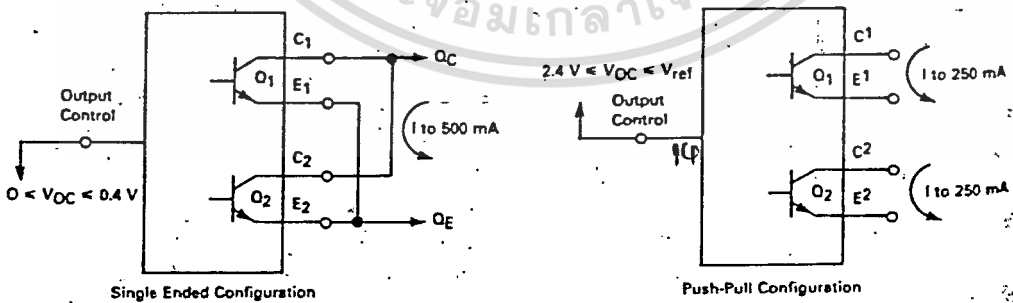


FIGURE 18 — OUTPUT CONNECTIONS FOR SINGLE-ENDED AND PUSH-PULL CONFIGURATIONS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494, TL495

FIGURE 19 — SLAVING TWO OR MORE CONTROL CIRCUITS

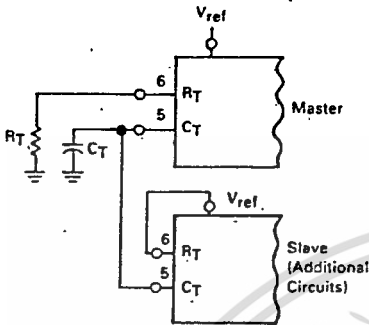


FIGURE 20 — OPERATION WITH $V_{IN} > 40$ V USING INTERNAL ZENER (TL495 ONLY)

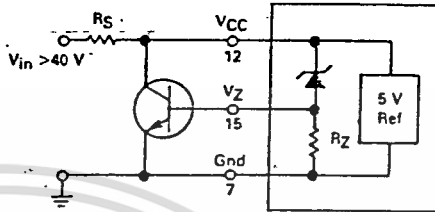
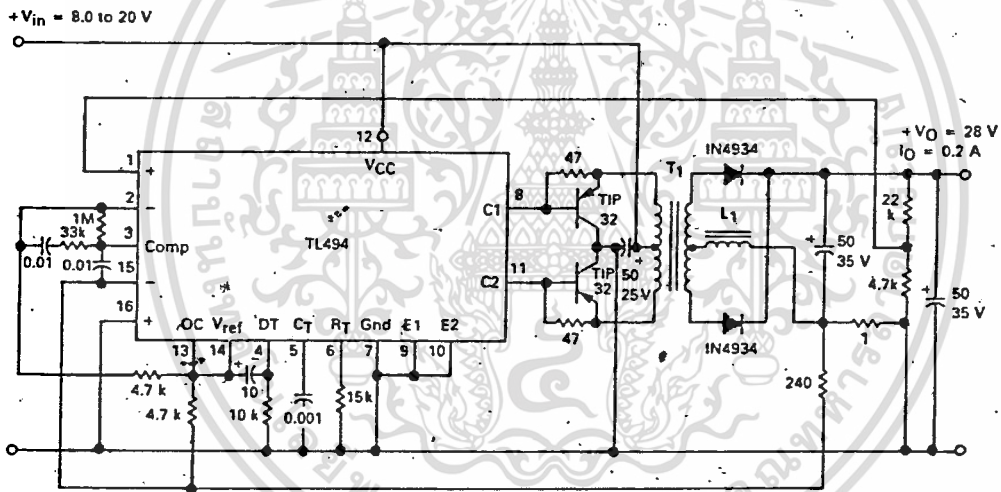


FIGURE 21 — PULSE-WIDTH MODULATED PUSH-PULL CONVERTER



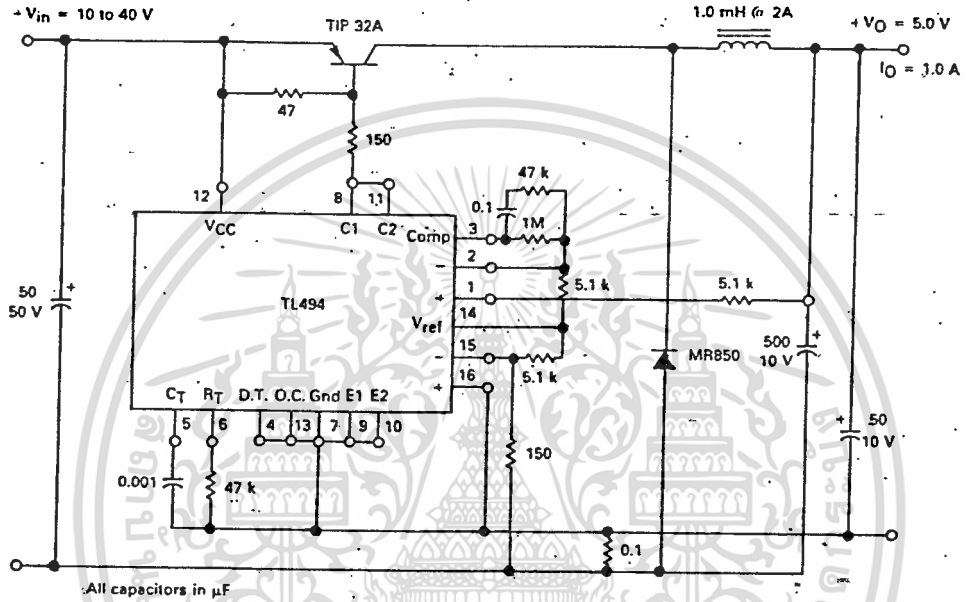
- L1 — 3.5 mH @ 0.3 A
- T1 — Primary: 20T C.T. #28 AWG
Secondary: 120T C.T. #36 AWG
Core: Ferroxcube 1408P-L00-3C8

TEST	CONDITIONS	RESULTS
Line Regulation	$V_{in} = 6.0$ to 20 V	3.0 mV 0.01%
Load Regulation	$V_{in} = 12.6$ V, $I_O = 0.2$ to 200 mA	5.0 mV 0.02%
Output Ripple	$V_{in} = 12.6$ V, $I_O = 200$ mA	40 mV P-P P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 12.6$ V, $R_L = 0.1 \Omega$	250 mA
Efficiency	$V_{in} = 12.6$ V, $I_O = 200$ mA	72%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494, TL495

FIGURE 22 — PULSE-WIDTH MODULATED STEP-DOWN CONVERTER



TEST	CONDITIONS	RESULTS
Line Regulation	$V_{in} = 10$ V to 40 V	14 mV 0.28%
Load Regulation	$V_{in} = 28$ V, $I_o = 1.0$ mA to 1.0 mA	3.0 mV 0.06%
Output Ripple	$V_{in} = 28$ V, $I_o = 1.0$ A	65 mV P-P P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 28$ V, $R_L = 0.1 \Omega$	1.6 amps
Efficiency	$V_{in} = 28$ V, $I_o = 1.0$ A	71%

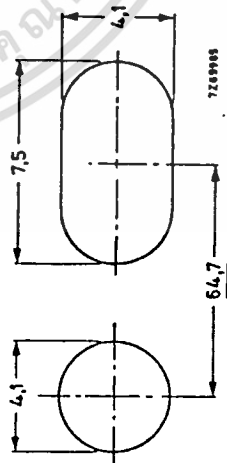
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MAGNETIC PROPERTIES FOR A PAIR OF CORES WITHOUT AIR GAP

- Relative amplitude permeability (μ_r) at $\theta = 100\text{ }^\circ\text{C}$, $\dot{B} = 320\text{ mT}$ in ACPmin > 1000
- Permissible induction in centre pole (\dot{B}) with min. cross-sectional area, at $\theta = 100\text{ }^\circ\text{C}$ $\leq 320\text{ mT}$
- Resistivity (ρ), measured with d. c. current $\geq 1\text{ }\Omega\text{m}$
- Curie point $\geq 200\text{ }^\circ\text{C}$
- Effective total core loss (P) at $f = 25\text{ kHz}$, $\theta = 100\text{ }^\circ\text{C}$, $\dot{B} = 160\text{ mT}$ $\leq 5\text{ W}$

MOUNTING

The wound coil former and cores may be assembled by means of non-magnetic M4 screws or studs along the grooves provided. The use of a clamping bar is strongly recommended to ensure that the maximum clamping force of 600 N is uniformly distributed over the cross-section of the outer poles. The assembly studs can be extended for mounting purposes or to support another sub-assembly.



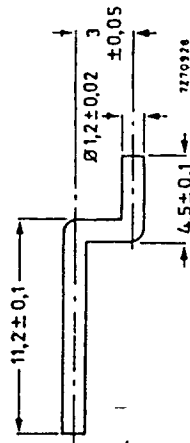
Recommended piercing diagram.

COIL FORMERS

- Style 1
- Dimensions in mm
- Material
- Minimum window area
- Mean length of turn
- Mass, without pins
- Maximum temperature
- Catalogue number

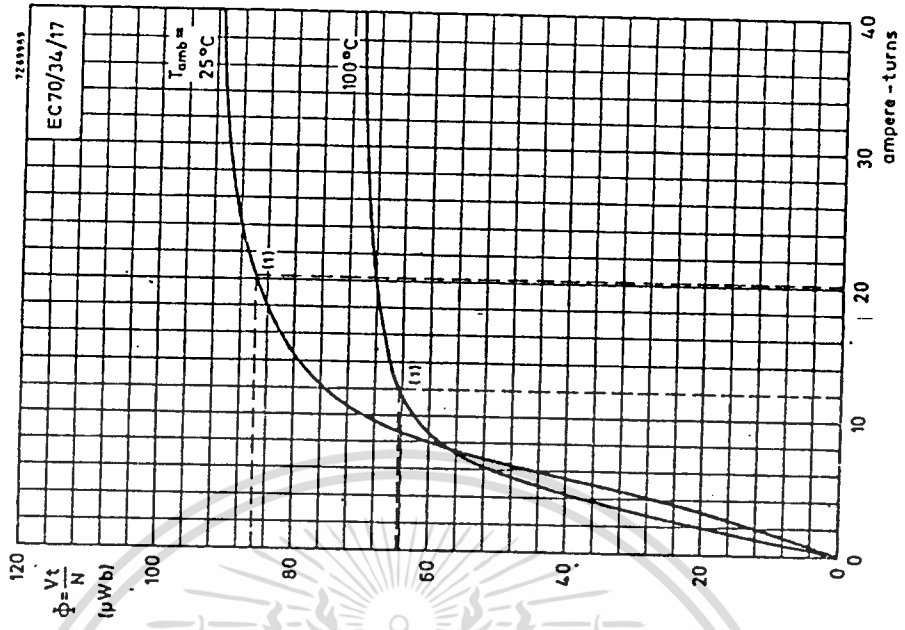
see drawing on the next page
 glass-fibre-filled polyamide
 466 mm²
 95 mm
 approx. 35 g
 120 °C
 8222 294 38680

Note The coil former is supplied without pins. These must be ordered separately under the catalogue number 8222 294 38770. The minimum order quantity is 5000 pins.



Brass dip-solder pin

CHARACTERISTIC CURVES

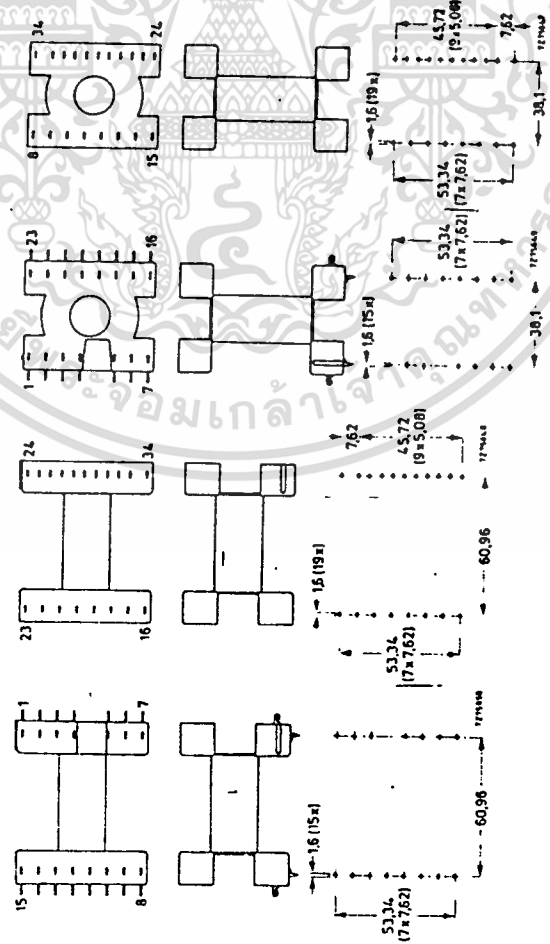


Tag arrangement
 Horizontal mounting for 19 tags*
 Vertical mounting for 19 tags*

catalogue no. 4322 021 33340
 15 tags inserted

catalogue no. 4322 021 33370
 15 tags inserted

catalogue no. 4322 021 33030
 for 19 tags*

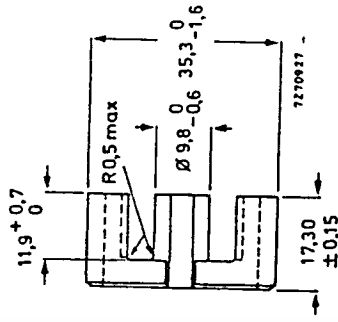


Note
 Another coil former for core EC70/34/17 is available: catalogue number 4313 021 04173; information will be supplied on request.

(1) Recommended maximum working flux.
 Total flux as a function of ampere-turns.

EG-CORE

Dimensions in mm

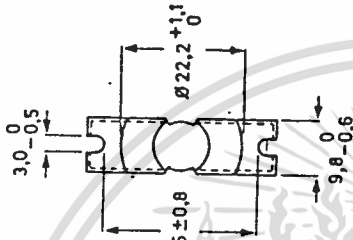


3C8

approx. 18 g

4322 020 52500

8213 140 25270



Ferroxcube grade

Mass

Catalogue number of EC-core without air gap

Catalogue number of EC-core with air gap 1.4 ± 0.2 mm

DIMENSIONAL PARAMETERS FOR A PAIR OF CORES (assuming nominal dimensions, unless otherwise stated)

Core constant * $C_l = 0.918 \text{ mm}^{-1}$

Minimum cross-sectional centre pole area $ACP_{min} = 66.5 \text{ mm}^2$

Cross-sectional centre pole area $ACP = 71.0 \text{ mm}^2$

Back and leg cross-sectional area $Ab = 96.0 \text{ mm}^2$

Centre pole volume $V_{CP} = 1740 \text{ mm}^3$

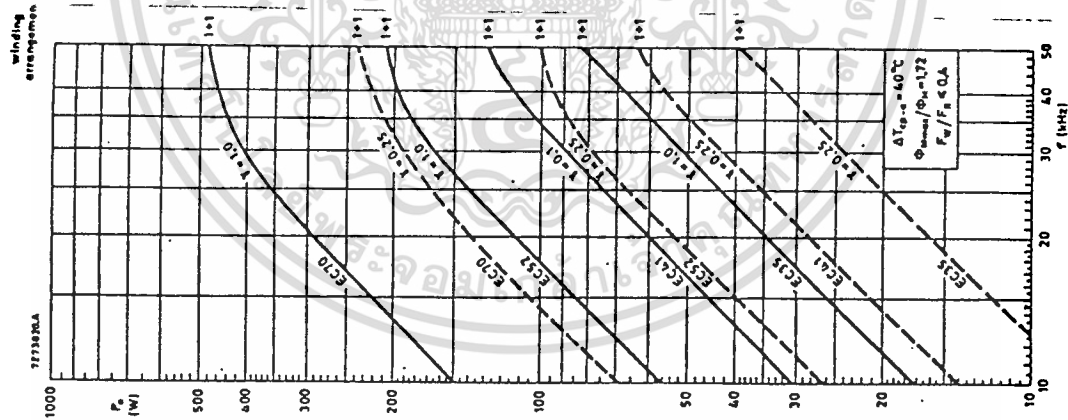
Back and leg volume $V_b = 6040 \text{ mm}^3$

Total core volume $V_f = 7780 \text{ mm}^3$

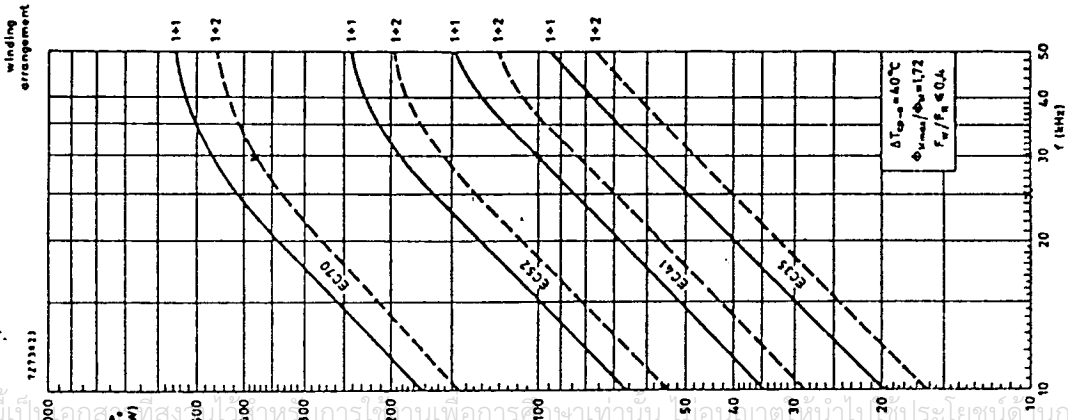
Effective magnetic path length * $l_e = 77.4 \text{ mm}$

Effective cross-sectional area * $A_e = 84.3 \text{ mm}^2$

Effective core volume * $V_e = 6530 \text{ mm}^3$

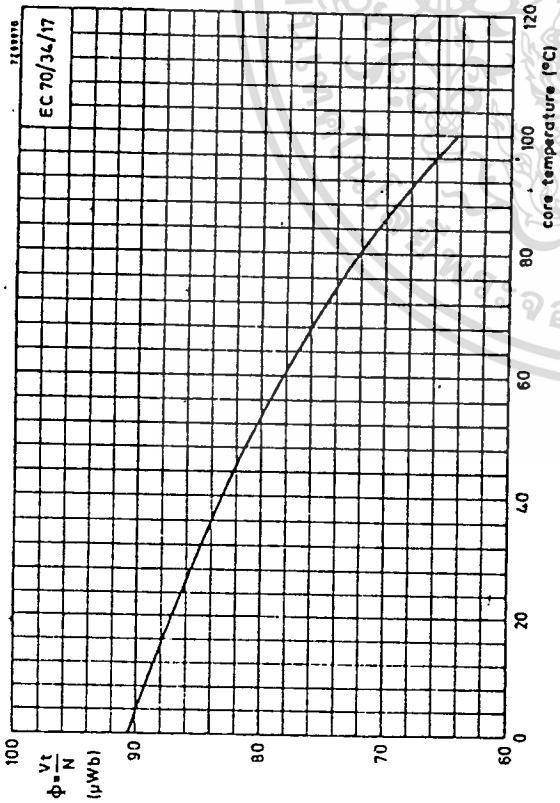


Flyback-converter transformers.

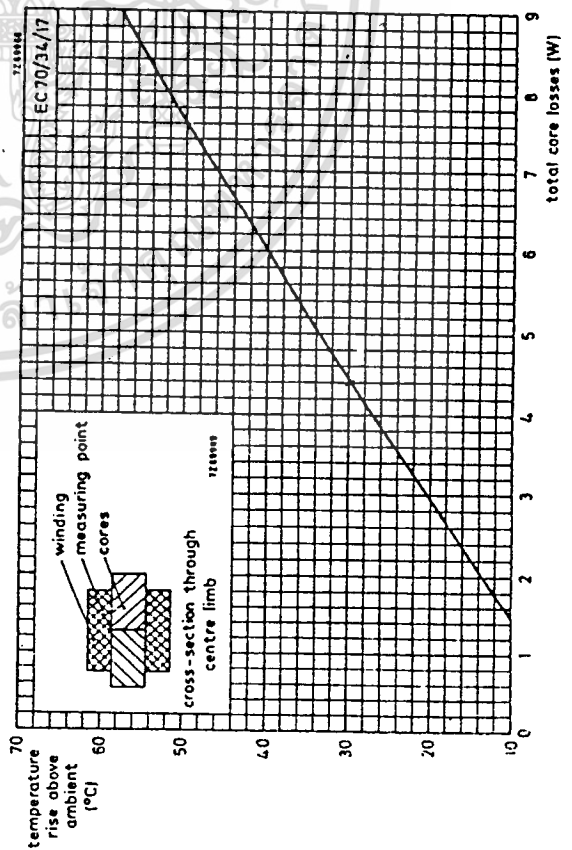


Forward-converter transformers.

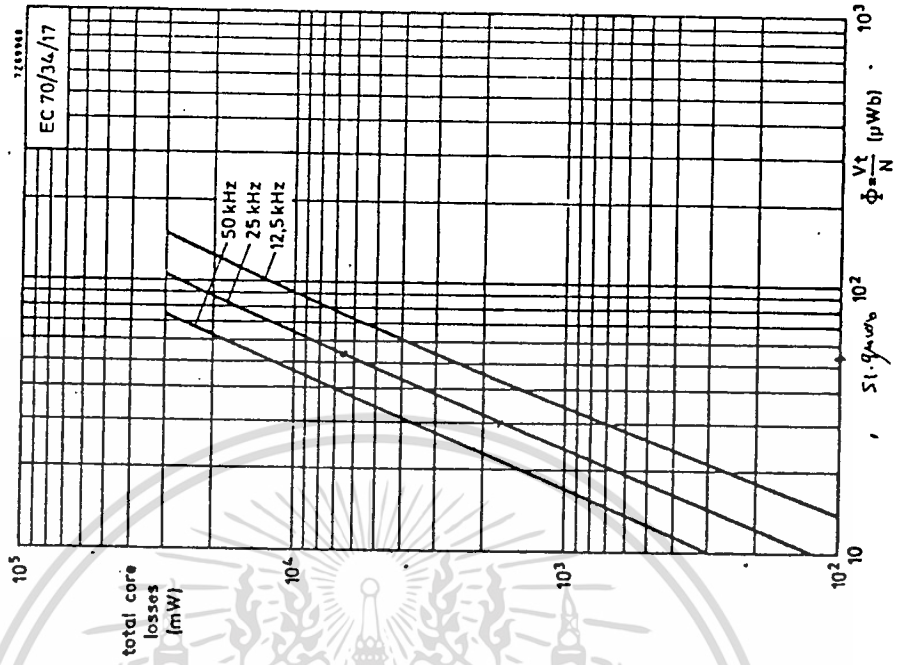
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Recommended maximum working flux as a function of core temperature.

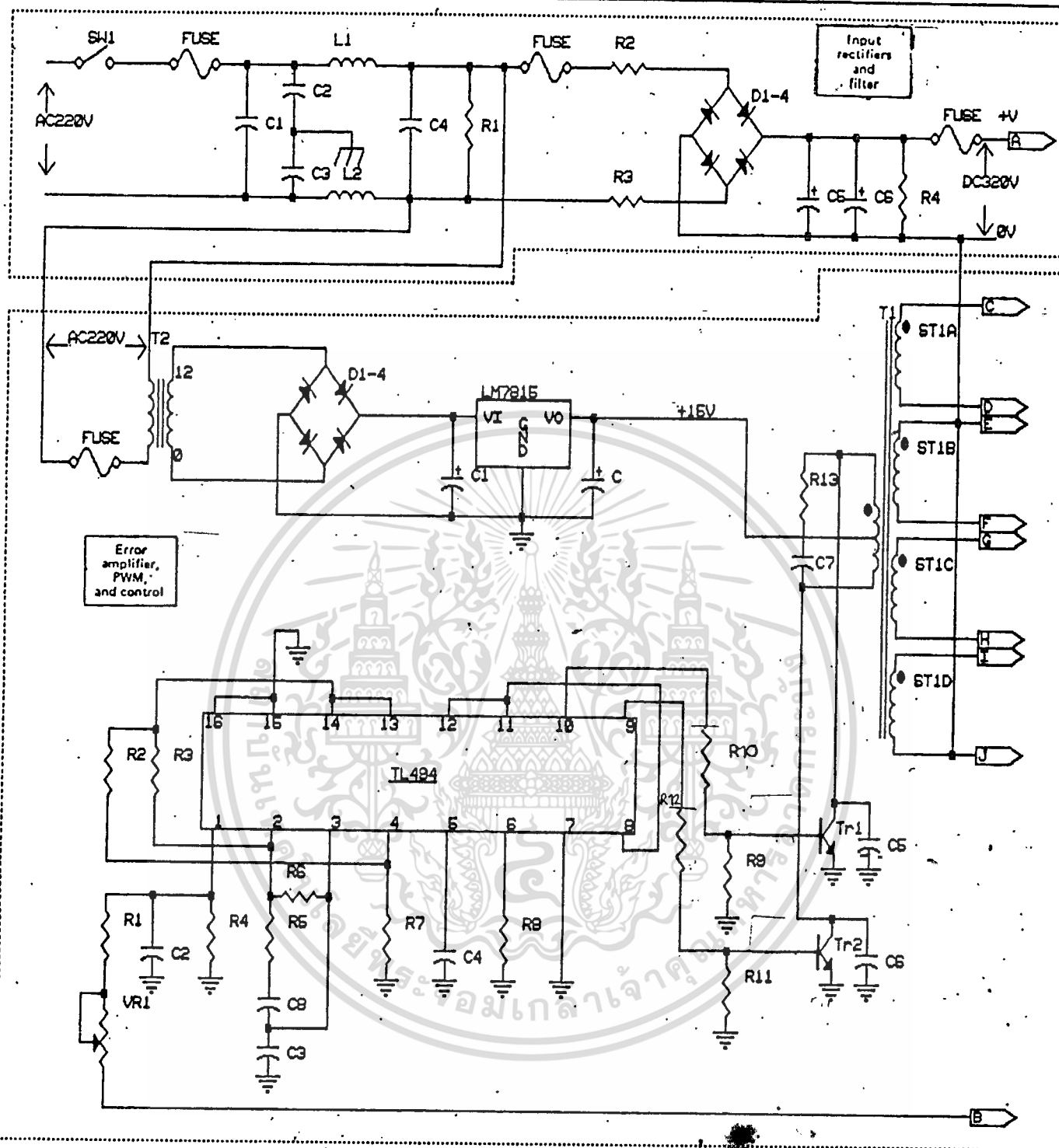


Transformer temperature rise as a function of total core losses, in free air conditions without heatsink.



Total core losses as a function of total flux at hot-spot core temperature.

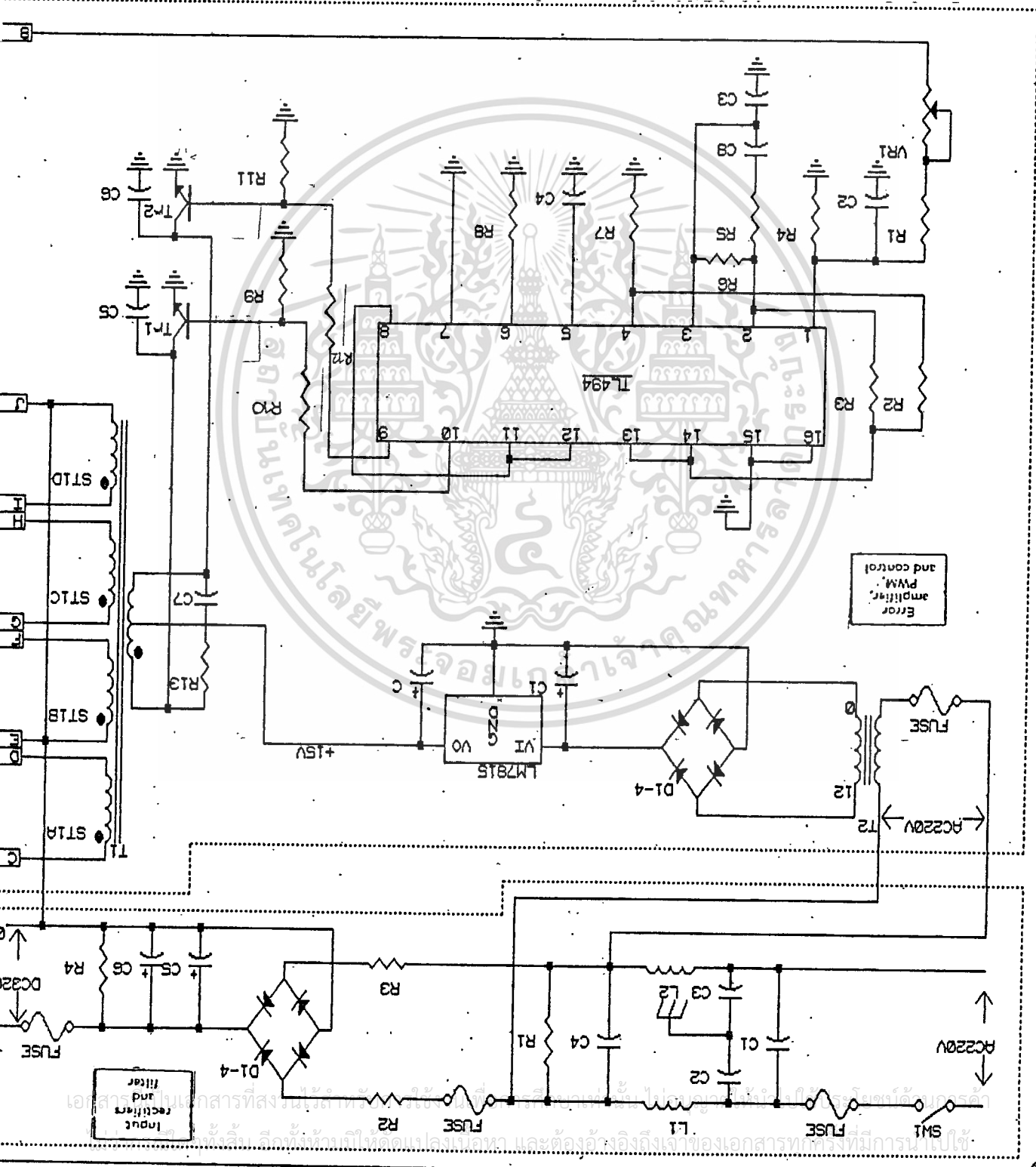
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$R_{10}, R_{12} = 330 \Omega$
 $R_9, R_{11} = 2.2 \Omega$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$R_{10}, R_{12} = 100 \Omega$
 $R_9, R_{11} = 25 \Omega$



Error
 amplifier,
 PWM,
 and control

Input
 rectifier
 and
 filter

AC220V

AC220V
 FUSE
 T2

D1-4

LM7815
 VI
 VO
 GND

C1
 C2
 C3

+15V

R13

C7

ST1A
 ST1B
 ST1C
 ST1D

C5

C5

R11

R9

R10

R12

R8

R7

R6

R5

R4

R3

R2

R1

C3

C8

C9

C2

VRL

R1

R2

R3

R4

R5

R6

R7

R8

C3

C8

C9

C2

VRL

R1

R2

R3

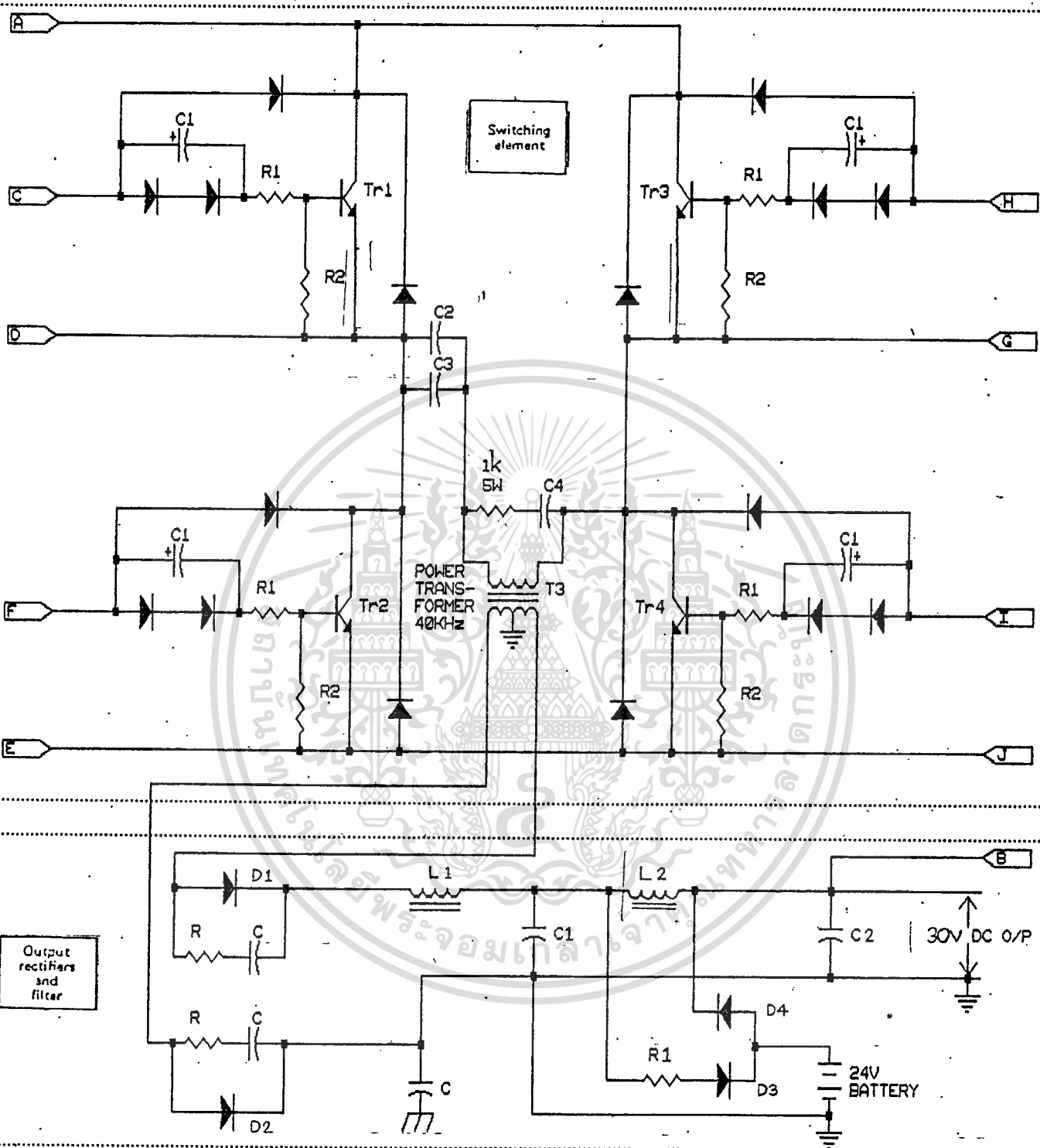
R4

R5

R6

R7

R8



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

โครงการนี้ล่วงไปได้ก็ด้วยความช่วยเหลือ แนะนำ และการให้คำปรึกษาของ
อาจารย์ประภากร สุวรรณะ, นียุทธ, และเพื่อน ๆ จึงขอขอบพระคุณมา ณ ที่นี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

1. ABRAHAM I. PRESSMAN , " SWITCHING AND LINEAR POWER SUPPLY , POWER CONVERTER DESIGN " , HAYDEN BOOK COMPANY ROCHELLE PARK , NEW JERSEY , 1977
2. GEORGE CHRYSISS , " HIGH - FREQUENCY SWITCHING POWER SUPPLIES :THEORY AND DESIGN " , McGRAW - HILL BOOK COMPANY , NEWYORK , 1984
3. HENRY W. OTT , " NOISE REDUCTION TECHNIQUES IN ELECTRONIC SYSTEMS " JOHN WILEY & SONS , 1976
4. " LINEAR DATA BOOK / NATIONAL SEMICONDUCTOR "
5. M.E. VAN VALKENBURG , " ANALOG FILTER DESIGN " , HOLT - SAUNDERS INTERNATIONAL EDITION , 1982
6. " MOTOROLA LINEAR / INTERFACE DEVICES "
7. RALPH E. TARTER , " PRINCIPLES OF SOLID STATE POWER CONVERSION " , HARVARD W. SAMS & CO., INC. INDIANA , 1985
8. " THE TRANSISTOR MANUAL " , TOSHIBA
9. "THE TTL DATA BOOK FOR DESIGN ENGINEERS / TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED / SECOND EDITION "
10. WALTER G. JUNG , " IC TIMER COOK BOOK " , HARVARD W. SAMS & CO., INC. INDIANA , 1977