เครื่องเปลี่ยนไฟกระแสตรงเป็นไฟกระแสสลับ

DC TO AC CONVERTER

โดย

นายสุชาติ ตระนันทสิน

นายสมภพ เวชตระกูล

ปริญญานิพนธ์ นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตร์บัณฑิต

สาขาเทคโนโลยีโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2537

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์ เครื่องเปลี่ยนไฟกระแสตรงเป็นไฟกระแสสลับ

(DC TO AC CONVERTER)

โดย

นายสุชาติ ตระนันทสิน เลขประจำตัว 35103167

นายสมภพ เวชตระกูล เลขประจำตัว 35103162

อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์ ประดิษฐ์ วัชรพิบูลย์

ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม

ปีการศึกษา 2537

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง อนุมัติให้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตร์บัณฑิต คณะกรรมการสอบปริญญานิพนธ์

.....ประธานกรรมการ

( )

.....กรรมการ

( )

.....กรรมการ

( )

.....กรรมการ

( )

.....กรรมการ

( )

.....กรรมการ

( )

ลิขสิทธิ์ของคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องเปลี่ยนไฟกระแสตรงเป็นไฟกระแสสลับ

บทคัดย่อ โครงงานนี้มีจุดมุ่งหมายเพื่อศึกษาการทำงานวงจร DC TO AC CONVERTER ซึ่งทำให้ผมและผู้ร่วมกลุ่มมีความรู้อย่างมาก เพราะว่าโครงงานนี้มีการวิวัฒนาการการออกแบบปรับปรุงวงจรมาอาวนาน ซึ่งในโครงงานนี้ประกอบด้วยวงจรจำกัดกระแสอินพุท วงจรตรวจจับอุณหภูมิ, วงจรควบคุมแรงดัน, วงจรกำเนิดความถี่ และวงจรส่วนเพาเวอร์เป็นต้น ในกรณีที่ไฟฟ้าดับเราสามารถใช้โครงงานนี้กับอุปกรณ์ไฟฟ้าแทนได้ชั่วคราว ในลักษณะการใช้งานแบบอุปกรณ์ UPS กับคอมพิวเตอร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DC TO AC CONVERTER

ABSTRACT THIS PROJECT HAVE APPOINTMENT TO STUDY; HOW TO WORK OF DC TO AC CONVERTER CIRCUIT. THAT I AND MY WORKING GROUP CAN TAKE A LOT OF KNOWLEDGE. BECAUSE OF THIS PROJECT HAVE THE DEVELOPEMENT TO ADJUST THE CIRCUIT IN THE LONGTIME. THAT IN THIS PROJECT CONSIST OF LIMITED INPUT CORRENT CIRCUIT; TEMPERATURE SENSING CURCUTI; CONTROL VOLTAGE CIRCUIT; GENERATING FREQUENCY CIRCUIT AND POWER CIRCUIT ETC. IN CASE OF POWER OFF WE CAN USE THIS PROJECT WITH THE ELECTRICAL INSTRUMENT IN THE TEMPORARY: AS THE SAME AS THE UPS INSTRUMENT WITH COMPUTER.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

		หน้า
บทที่ 1	บทนำ	1
	1.1 แนวเหตุผล	1
	1.2 ขอบเขตโครงงาน	1
	1.3 ขั้นตอนวิธีการดำเนินงานและขอบเขตโครงงาน	2
บทที่ 2	ชนิดของคอนเวอร์เตอร์	4
	2.1 หลักการทำงานของคอนเวอร์เตอร์	4
	2.2 ชนิดของคอนเวอร์เตอร์	5
	2.3 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบขนาน (PARALIEL CONVERTER)	9
	2.4 MCMURRAY BEDFORD CONVERTER	12
	2.5 MCMURRAY CONVERTER	16
	2.6 SINGLE PHASE BGIDGE CONVERTER	20
	2.7 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบอนุกรม (SERIES CONVERTER)	25
	2.8 CONSTANT CURRENT SOURCE CONVERTER	28
	2.9 คอนเวอร์เตอร์ชนิด 3 เฟส	30
	2.10 คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	33
บทที่ 3	RECTIFIER	35
	3.1 วงจรเรคติไฟเออร์แบบครึ่งคลื่น (HALF WAVE RECTIFIER)	35
	3.2 วงจรเรคติไฟเออร์แบบเต็มคลื่น (FULL WAVE RECTIFIER)	36
	3.3 ระบบฟิลเตอร์ที่ใช้ในวงจรจ่ายไฟตรง	38
บทที่ 4	การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงสำหรับแหล่งจ่ายไฟ	42
	4.1 ทฤษฎีแม่เหล็กไฟฟ้า	42
	4.2 ฮีสเตอร์รีซิสหลูป	44
	4.3 ทฤษฎีหม้อแปลง	45
บทที่ 5	วงจรและการทำงานของโครงงาน	48
	5.1 วงจรและการทำงานของโครงงาน	48
	5.2 การทดสอบและปรับแต่ง	63
บทที่ 6	ผลการทดลองของโครงงาน	67
	6.1 ผลการทดลอง	67

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หน้า

เอกสารอ้างอิง 71

ภาคผนวก 72

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ประสบผลสำเร็จได้ด้วยดีก็ด้วยความอนุเคราะห์ และการให้คำแนะนำต่อคณะผู้จัดทำจาก ท่านอาจารย์ ประดิษฐ์ วัชรพิบูลย์ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาของกลุ่มงาน DC TO AC CONVERTER และทั้งคณาจารย์ทุก ๆ ท่านในภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรมที่ให้คำปรึกษาแนะนำด้วยดีตลอดมา รวมทั้งทางคณะผู้จัดทำขอขอบคุณองค์การโทรศัพท์แห่งประเทศไทย ที่ได้ให้ความสะดวกต่อการทำงานทั้งหมดของคณะผู้จัดทำจนประสบผลสำเร็จ ดังนั้นคณะผู้จัดทำขอขอบคุณเป็นอย่างสูง มา ณ ที่นี้

นายสุชาติ ตระนันทสิน

นายสมภพ เวชตระกูล

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1
บทนำ

1.1 แนวเหตุผล

หากคุณเป็นคนที่ต้องเดินทางอยู่บ่อย ๆ ด้วยพาหนะรถยนตร์ส่วนตัวของคุณ บางครั้งไม่สามารถนำหลอดไฟฟ้า วิทยุ และโทรทัศน์ ซึ่งเป็นสิ่งอำนายความสะดวกติดตามไปใช้ได้ เหตุก็เพราะไม่มีไฟฟ้าใช้ (หมายถึง ไฟ AC 220 โวลต์ 50 เฮิรตซ์) แต่นั่นก็ไม่ถึงกับหมดโอกาสเสียทีเดียว เพราะเราสามารถใช้แบตเตอรี่ในรถยนตร์มาเป็นอุปกรณ์ในการใช้งานได้อย่างดี โดยหาวิธีการเปลี่ยนไฟตรงให้เป็นไฟสลับที่ต้องการเสียก่อน

เครื่องมือที่ใช้ในการเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับนี้เรียกว่า " คอนเวอร์เตอร์ CONVERTER)" ซึ่งคอนเวอร์เตอร์นี้มีวิวัฒนาการออกแบบปรับปรุงมายาวนาน นักออกแบบพยายามคิดค้นหาวิธีทำอย่างไรจึงจะได้ไฟฟ้าสลับรูปสัญญาณชายน์อย่างที่ต้องการ ในความเป็นจริงสามารถทำได้ใกล้เคียงมาก แต่สิ่งที่ประสบคือ เกิดค่าความสูญเสียของพลังงานค่อนข้างสูง (ประสิทธิภาพต่ำ) ทำให้คอนเวอร์เตอร์นี้มีขนาดใหญ่เกินกำลัง จึงได้มีความพยายามคิดกันอีกแบบว่า ถ้ารูปสัญญาณชายน์มันก่อให้เกิดความสูญเสียสูงก็ควรจะเปลี่ยนให้เป็นรูปคลื่นไฟสลับที่มีพื้นที่ (ค่าแรงดันเฉลี่ย) มากขึ้นกว่าเก่า โดยเปลี่ยนให้เป็นไฟสลับรูปสัญญาณสี่เหลี่ยม ซึ่งก็ได้ผลตามที่ต้องการ คือลดทั้งค่าความสูญเสียและน้ำหนักต่อกำลังงานลง คอนเวอร์เตอร์แบบนี้จึงมีขนาดเล็กลงในขนาดกำลังเท่า ๆ กัน แต่ปัญหาที่ตามมาคือ จะมีเครื่องมือเครื่องใช้ไฟฟ้ากี่มากน้อยที่สามารถทำงานได้ดีกับกระแสไฟสลับที่มีรูปร่างแบบนี้ ซึ่งตอบได้เลยว่ามีน้อยมาก และสิ่งที่พบคือคอนเวอร์เตอร์แบบนี้ก่อให้เกิดฮาร์มอนิกนอยส์สูงรบกวนอุปกรณ์อีเลคทรอนิกส์ และเครื่องใช้ไฟฟ้าอื่น ๆ

แต่คอนเวอร์เตอร์ในโครงงานนี้ไม่ได้ออกแบบให้เอาต์พุตเป็นอย่างทั้งสองแบบข้างต้น แต่จะอยู่ระหว่างกลาง คือให้รูปสัญญาณเป็นรูปคางหมู โดยคงคุณสมบัติที่ดีของค่าความสูญเสีย และขนาดน้ำหนักต่อกำลังในระดับที่ยอมรับได้ จึงเป็นที่แน่ใจได้ว่าใช้งานได้กับอุปกรณ์ไฟฟ้าทั่ว ๆ ไปตามปกติ

1.2 ขอบเขตของโครงงาน

เพื่อให้การใช้อุปกรณ์ไฟฟ้าสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ และประสิทธิผลโดยปราศจากการรบกวนคอนเวอร์เตอร์ในโครงงานนี้จึงต้องมีคุณสมบัติบางประการดังนี้

1. VOLTAGE OUTPUT REGULATION 220 V.+/-2%
2. FERQUENCY OUTPUT REGULATION 50 HZ.+/-.05%
3. สัญญาณ OUTPUT ของ CONVERTER จะต้องเป็นรูปคางหมู
4. ค่าความผิดเพี้ยนของรูปคลื่น < 5%
5. มีระบบป้องกันความปลอดภัยของวงจร
   - 5.1 วงจรจำกัดอุณหภูมิ
   - 5.2 วงจรควบคุมแรงดัน
   - 5.3 วงจรจำกัดกระแส
   - 5.4 วงจรกำเนิดความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.3 ขั้นตอนวิธีการดำเนินงาน และขอบเขตโครงงาน

ขั้นตอนที่ 1

ศึกษารายละเอียดโครงสร้าง และหลักการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ โดยเฉพาะคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้หลักการของ PULSE WIDTH MODULATION (PWM)

ขั้นตอนที่ 2

จัดหาวงจรออกแบบ และปรับปรุงวงจรต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้อง

ขั้นตอนที่ 3

จัดหาอุปกรณ์ และทดลองวงจรตามวงจรในขั้นตอนที่ 2 พร้อมทั้งแก้ไขปรับปรุงให้ได้ผลลัพท์ตามที่ต้องการ

ขั้นตอนที่ 4

ออกแบบบลายปริ้นซ์ พร้อมทั้งวางอุปกรณ์บนปริ้นซ์

ขั้นตอนที่ 5

ประกอบ และวางอุปกรณ์ที่เกี่ยวข้องลงบนแท่น

ขั้นตอนที่ 6

ทดสอบผลงานโดย

6.1 วัดค่าแรงดัน OUTPUT ของคอนเวอร์เตอร์ให้ได้ตามสมมุติฐาน

6.2 วัดค่า RATE FREQUENCY ได้ตามสมมุติฐาน และ WAVE FROM OUT PUT

6.3 ทดลองจ่าย load ตั้งแต่ NON LOAD

และใช้ LOAD โดยใช้หลอดไฟขนาด 100 WATTS. จำนวน 6 ดวง โดยเริ่มจาก 100 WATTS และเพิ่มหลอดไฟทีละ 1 ดวง จนถึง FULL LOAD คือ 6 ดวง (600 WATTS) ช่วง FULL LOAD หลอดไฟจะสว่างลดลงเล็กน้อย

ต่อมาทดลองใช้กับอุปกรณ์เครื่องใช้ไฟฟ้าประกอบด้วย โทรทัศน์ วิทยุกระเป๋าหิ้ว วีดีโอ ปรากฏว่าใช้งานได้ดี

ส่วนการทดลองใช้งานกับพัดลม จะมีเสียงดังจากแบตเตอรี่ แต่ก็ใช้งานได้พร้อมทั้งดำเนินการตามขั้นตอนที่ 6.1 ถึง 6.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นตอนที่ 7

ทดลองระบบป้องกันความปลอดภัยของวงจรต่าง ๆ เช่น

1. วงจรจำกัดอุณหภูมิ
2. วงจรควบคุมแรงดัน
3. วงจรจำกัดกระแส
4. วงจรกำเนิดความถี่

ขั้นตอนที่ 8

สรุปผลที่ได้รับจากการดำเนินงานตามโครงการทดลองที่ค้นคว้า และวิจัย พร้อมทั้งข้อเสนอแนะข้อปัญหาในการทำงาน, งานการเขียน, พิมพ์, ตรวจ และการเสนอรายงาน

1.4 ประโยชน์ที่ได้รับจากโครงงาน

1. เป็นตัวอย่างในการวิจัย และพัฒนาเทคโนโลยีด้านอีเลคทรอนิคส์ภายในประเทศ
2. เป็นพื้นฐานในการวิจัย และพัฒนาคอนเวอร์เตอร์ที่ได้มาตรฐานต่อไป
3. เพื่อลดการสั่งซื้อผลิตภัณฑ์ดังกล่างจากต่างประเทศ ซึ่งจะลดการขาดดุลทางการค้าได้อีกทางหนึ่งและยังเป็นการช่วยพัฒนาเศรษฐกิจของประเทศ
4. สามารถนำผลิตภัณฑ์ดังกล่าวมาดำเนินการในเชิงธุรกิจได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

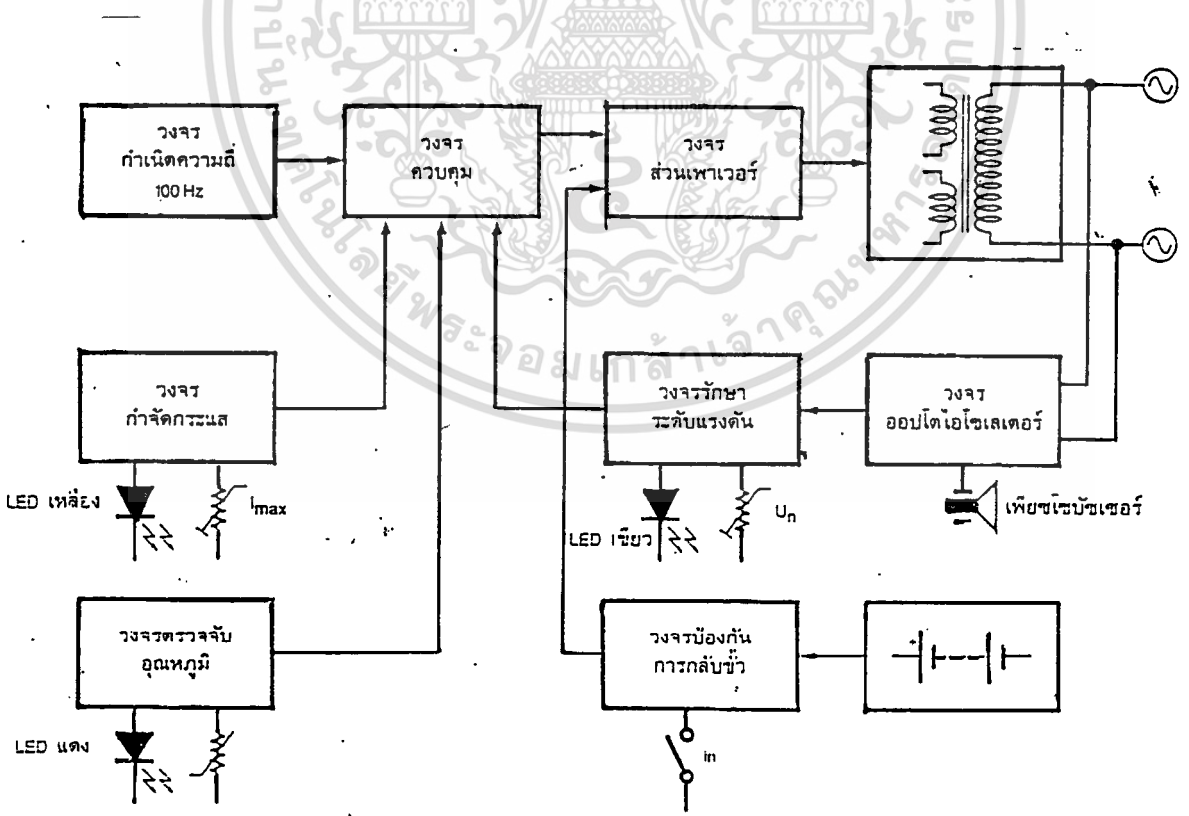
บทที่ 2
ชนิดของคอนเวอร์เตอร์

2.1 หลักการทำงานของคอนเวอร์เตอร์

ในรูปที่ 2.1 คือบล็อกไดอะแกรมแสดงการเชื่อมโยงการทำงานในส่วนต่าง ๆ ของคอนเวอร์เตอร์ชุดนี้ แบตเตอรี่จะถูกต่อผ่านส่วนป้องกันการกลับขั้วก่อนส่งไปยังส่วนเพาเวอร์ ซึ่งส่วนเพาเวอร์นี้จะเปลี่ยนแรงดันไฟตรงจากแบตเตอรี่ไปเป็นสัญญาณไฟสลับขนาดไม่สูงนัก เพื่อจ่ายให้กับขดเซคันดารี่ของหม้อแปลงหลัก จากอัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงหลักก็จะทำให้เกิดแรงดันไฟสลับขึ้นที่ขดไพร์มารี่ในระดับ 220-240 โวลต์ โดยที่ส่วนเพาเวอร์จะได้รับแรงดันควบคุมมาจากส่วนควบคุมอีกทอดหนึ่ง ซึ่งส่วนควบคุมนี้จะได้รับการควบคุมมาจากหลาย ๆ ส่วนของวงจร เช่น วงจรจำกัดกระแสอินพุต วงจรตรวจรับอุณหภูมิ วงจรควบคุมแรงดัน และวงจรกำเนิดความถี่

วงจรกำเนิดความถี่ของคอนเวอร์เตอร์ชุดนี้ถูกกำหนดตายตัวที่ 100 เฮิรตซ์ ด้วยคริสตอล เพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาเนื่องจากแรงดันและอุณหภูมิแปรเปลี่ยน ที่อาจทำให้ความถี่ของวงจรเปลี่ยนแปลง

สำหรับส่วนของวงจรควบคุมแรงดันนั้นจะทำงานประสานกับวงจรควบคุมแรงดัน เพื่อปรับให้แรงดันเอาต์พุตอยู่ในสภาวะปกติตลอดเวลา หากวงจรตรวจจับแรงดันเอาต์พุตด้วยแสงชำรุดหรือบกพร่องก็จะมีบัซเซอร์คอยเตือนเพื่อให้มาแก้ไขในส่วนนี้ให้เรียบร้อยก่อนจะนำไปใช้งานอีก



รูปที่ 2.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 ชนิดของคอนเวอร์เตอร์

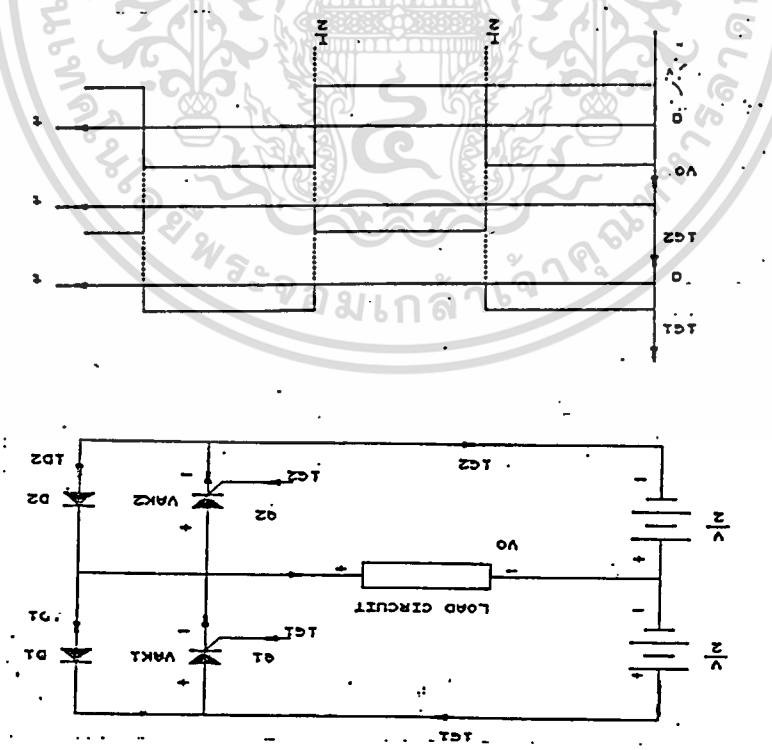
สิ่งสำคัญของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้เอสซีอาร์เป็นอุปกรณ์หลักก็คือ วิธีการทำให้เอสซีอาร์หยุดนำกระแสซึ่งจะกล่าวถึงในหัวข้อต่อไป วงจรคอนเวอร์เตอร์มีด้วยกันหลายแบบหลายชนิด แต่ในเบื้องต้นนี้จะกล่าวถึงวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบต่าง ๆ ที่ไม่มีอุปกรณ์ที่จะทำให้เอสซีอาร์หยุดนำกระแส ที่เรียกว่า วงจรคอมมูเตชั่น (commutation circuit) โดยพิจารณาแรงดันเอาท์พุทขณะที่โหลด เป็นความต้านทานอย่างเดียว ซึ่งสามารถแบ่งออกได้ดังนี้

1. คอนเวอร์เตอร์ชนิด 1 เฟส ที่ใช้แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงที่มีจุดกึ่งกลาง (single-phase center-tapped supply converter) ดังแสดงในรูป 2.2

2. คอนเวอร์เตอร์ชนิด 1 เฟส โดยที่โหลดมีจุดกึ่งกลาง (single-phase center tapped load converter) เอสซีอาร์แต่ละตัวจะผลัดกันนำกระแส และหยุดนำกระแสตัวละครึ่งไซเคิล ดังแสดงวงจรในรูป 2.3

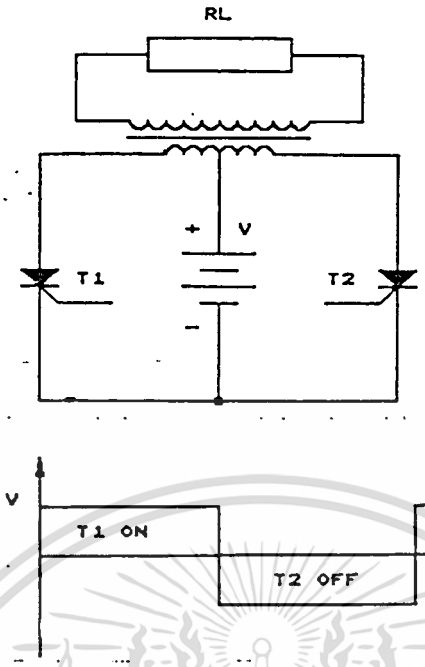
3. คอนเวอร์เตอร์ชนิด 1 เฟส แบบบริดจ์ (singel-phase bridge converter) ดังแสดงวงจรในรูป 2.4

4. คอนเวอร์เตอร์ชนิด 3 เฟส แบบบริดจ์ (three-phase bridge converter) ดังแสดงในรูป 2.5

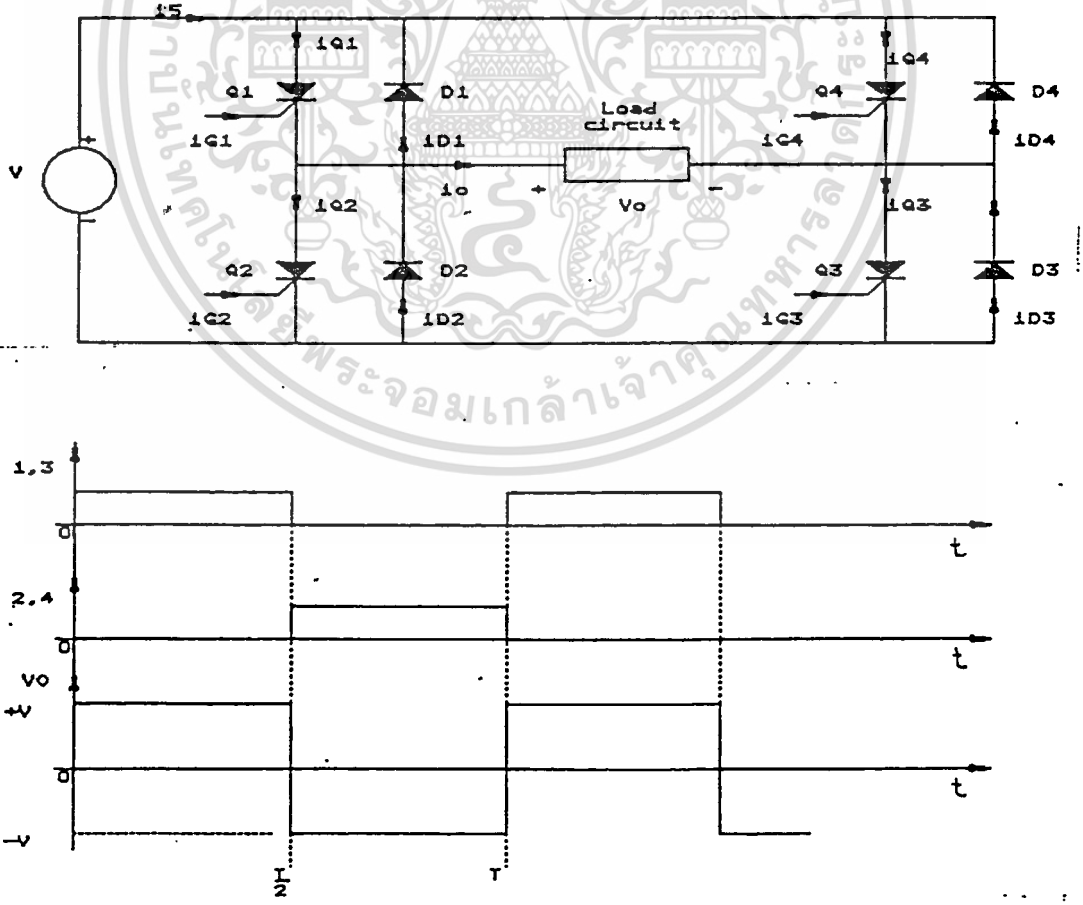


รูปที่ 2.2 SINGLE-PHASE CENTER-TAPPED SUPPLY CONVERTER

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

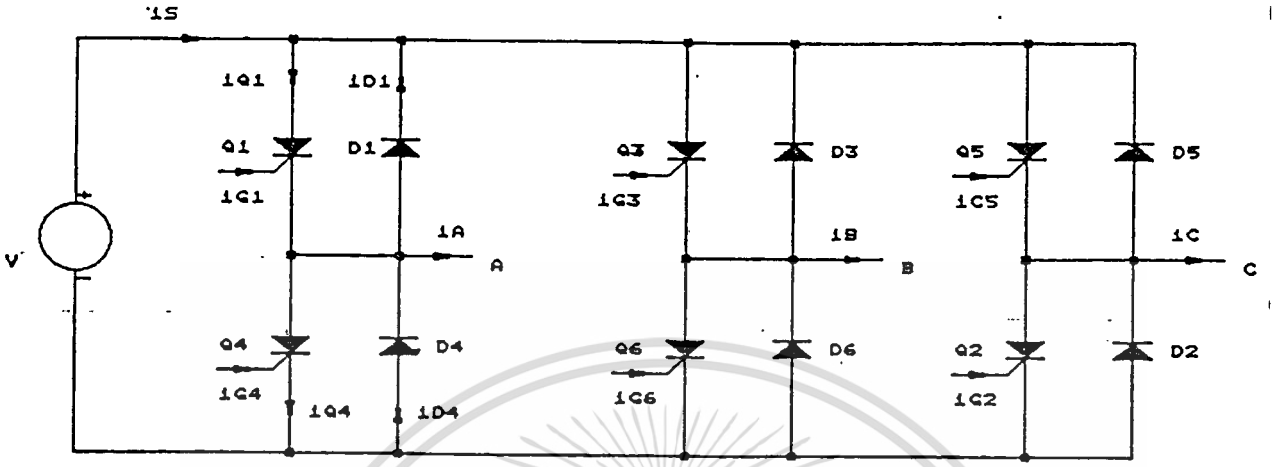


รูปที่ 2.3 (single-phase center-tapped load converter)



รูป 2.4 (single-phase bridge converter)

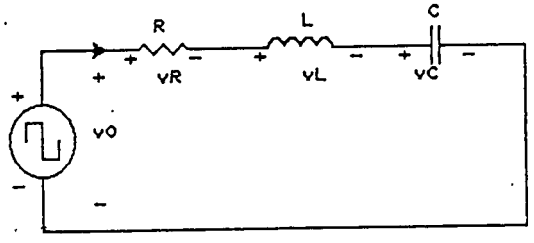
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ ห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2.5 Three-phase bridge converter

เมื่อโหลดของคอนเวอร์เตอร์เปลี่ยนแปลงไป กระแสในเอสซีอาร์ และไดโอดจะเปลี่ยนแปลงไปด้วย โดยพิจารณาจากวงจรรูป 2.3 นำมาเขียน equivalent circuit ได้ดังแสดงในรูป 2.6 (ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



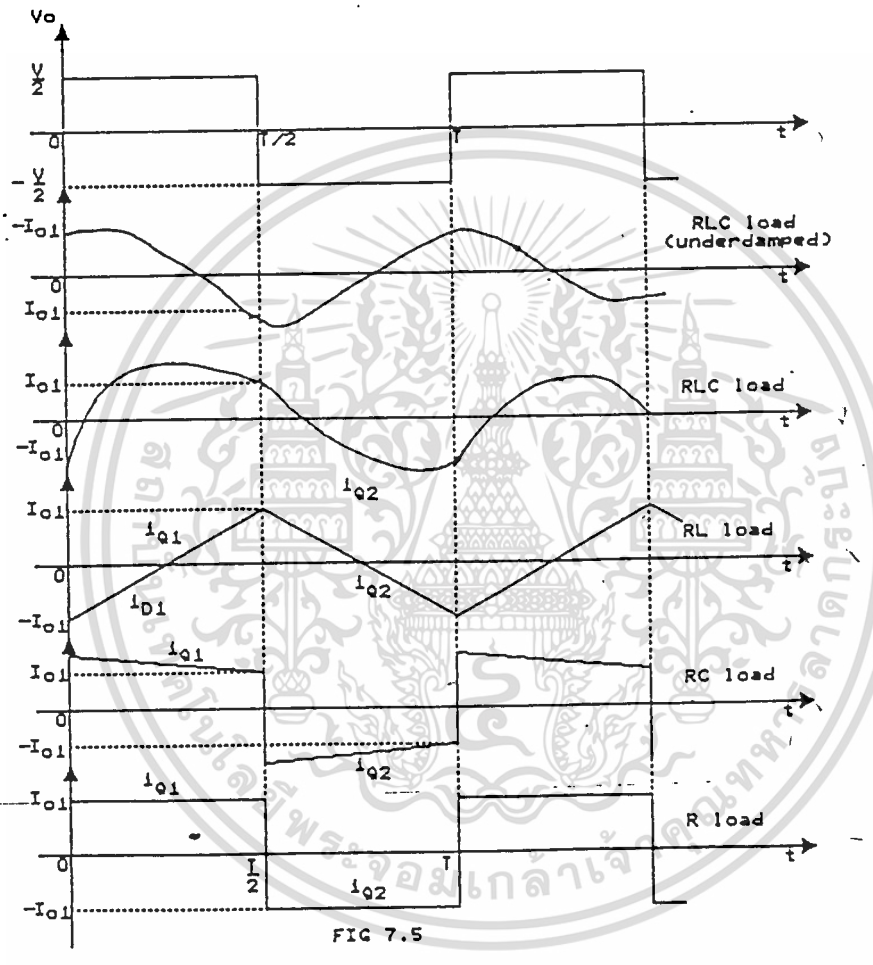


FIG 7.5

รูป 2.6 Equivalent Circuit

ในรูป 2.6 (ค) เป็นกรณีที่โหลดเป็น RLC ที่ต่ออยู่ในลักษณะ underdamped คือเมื่อทริกให้เอสซีอาร์ Q_1 ให้นำกระแส กระแสที่ไหลผ่านโหลดจะเพิ่มขึ้น และตกเป็นศูนย์ จะทำให้เอสซีอาร์ Q_1 หยุดนำกระแส ซึ่งเรียกกันว่า โหลดทำให้เอสซีอาร์ หยุดนำกระแส (load commutation) แล้วจึงค่อยทริกให้เอสซีอาร์ Q_2 นำกระแสก็จะได้สัญญาณของแรงดันเอาท์พุทตามรูป 2.6 (ฆ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูป 2.6 (ง) โหลดเป็น RLC ซึ่งอยู่ในลักษณะ overdamped

ในรูป 2.6 (จ) โหลดเป็นอินดัคตีฟโหลด (RL load)

ในรูป 2.6 (ฉ) โหลดเป็นคาหาซิตีฟโหลด (RC load)

ในรูป 2.6 (ช) โหลดเป็นความต้านทาน

เป็นวงจรที่เมื่อทริกให้เอสซีอาร์นำกระแสแล้ว กระแสไหลผ่านโหลดหรือไหลผ่านเอสซีอาร์ไม่ลดลงสู่ศูนย์ จึงจำเป็นต้องมีวงจรคอมมูเตชั่นมาบังคับให้เอสซีอาร์หยุดนำกระแสเรียกว่า Forced commutation จึงจะสามารถทริกให้เอสซีอาร์อีกตัวนำกระแส

2.3 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบขนาน (Parallel converter)

การแปลงไฟกระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ โดยใช้หม้อแปลงที่มีจุดกึ่งกลาง ดังแสดงในรูป 2.7 เรียกว่า วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบขนาน (Parallel converter) เอสซีอาร์ทั้งสองจะผลัดกันนำกระแสเพื่อต่อแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงเข้ากับขดปฐมภูมิทั้งสองของหม้อแปลง ซึ่งจะทำให้เกิดแรงดันรูปสี่เหลี่ยมตกคร่อมโหลดที่ต่ออยู่ทางด้านขดทุติยภูมิ

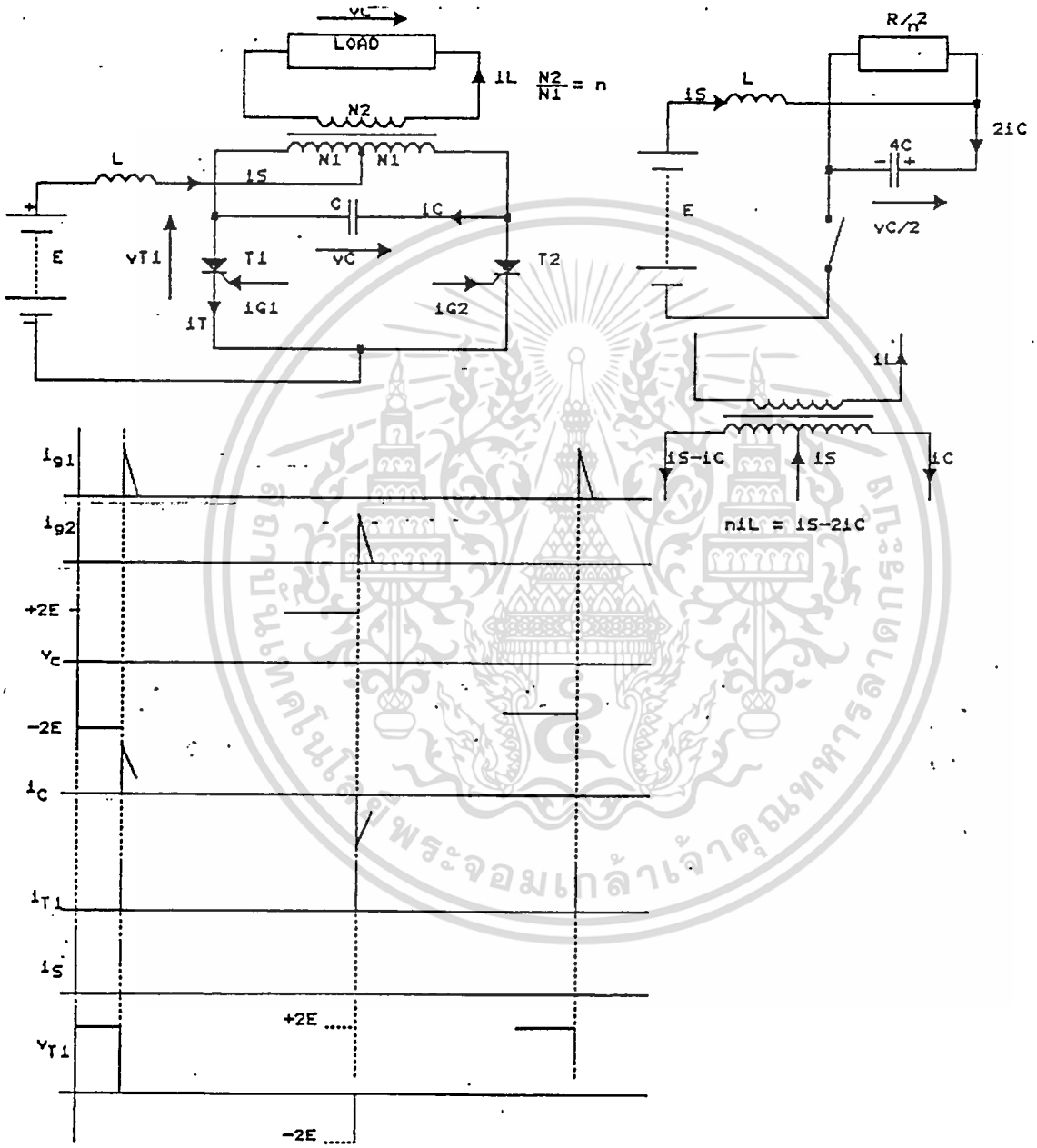
การทำงานของวงจร คือ เมื่อเอสซีอาร์ T_1 ถูกทริกให้นำกระแส แรงดันไฟฟ้ากระแสตรง E จะตกคร่อมครึ่งหนึ่งของขดปฐมภูมิ ซึ่งจะทำให้ขดปฐมภูมิทั้งหมดมีแรงดัน 2E เมื่อทำการทริกให้เอสซีอาร์ T_2 นำกระแสเอสซีอาร์ T_1 จะได้รับรีเวอร์สไบอัส ค่าเท่ากับ 2E และกระแสที่ไหลผ่านเอสซีอาร์ T_1 ก็จะลดลงเป็นศูนย์โดยมีระยะเวลานานมากกว่า turn-off-time ของเอสซีอาร์ T_1 ดังนั้น เอสซีอาร์ T_1 ก็จะหยุดนำกระแส ซึ่งคาปาซิเตอร์จะต่อขนานกับโหลด หรือหม้อแปลง โดยที่อินดัคเตอร์ L ที่ต่ออนุกรมกับแหล่งจ่ายไฟตรงจะป้องกันไม่ให้คาปาซิเตอร์ C คายประจุสู่แหล่งจ่ายไฟกระแสตรง เมื่อเอสซีอาร์เริ่มนำกระแส ในระหว่างคอมมูเตชั่นอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสมีค่าสูงมาก จึงนิยมใช้อินดัคเตอร์ต่ออนุกรมกับคาปาซิเตอร์ เพื่อลดอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสต่อเวลาลง ทำให้กระแสที่ไหลผ่าน SCR ลดลง

สำหรับโหลดที่ไม่ใช่เป็นความต้านทานอย่างเดียว กระแสที่ไหลผ่านโหลดจะเกิดความต่าง phase กับแรงดัน ซึ่งต้องต่อไดโอดอีก 2 ตัว ดังแสดงในรูป 2.8 (ก) เพื่อจะจ่ายพลังงานที่สะสมในโหลดกลับคืนระหว่างช่วงเวลาที่กระแสไหลกลับเป็นบวก เมื่อแรงดันเอาท์พุทเปลี่ยนแปลงเป็นลบ

เมื่อโหลดเป็นอินดัคตีฟโหลด กระแสโหลดจะเพิ่มขึ้นและลดลงดังแสดงในรูป 2.8 (ข) เมื่อเอสซีอาร์ T_1 นำกระแส กระแสจะไหลจาก c ไป a โดยที่แรงดันที่ c เป็นบวกเมื่อเทียบกับ a พลังงานจะถูกจ่ายให้โหลด และเมื่อเอสซีอาร์ T_2 ถูกทริกให้นำกระแส แรงดันที่โหลดเปลี่ยนกลับ เอสซีอาร์ T_1 จะหยุดนำกระแสแต่โหลดไม่สามารถไหลกลับทันทีทันใด ดังนั้น ทิศทางการไหลของกระแสในขดปฐมภูมิจะไม่เปลี่ยนแปลง ขณะที่เอสซีอาร์ T_2 หยุดนำกระแส กระแสจะไหลจาก d ไป c โดยผ่านไดโอด D_2 นำกระแส เอสซีอาร์ T_2 จะหยุดนำกระแส แรงดันที่จุด d เป็นลบ เมื่อเทียบกับ c ซึ่งหมายความว่าพลังงานถูกจ่ายกลับจากโหลดสู่แหล่งจ่ายไฟกระแสตรง

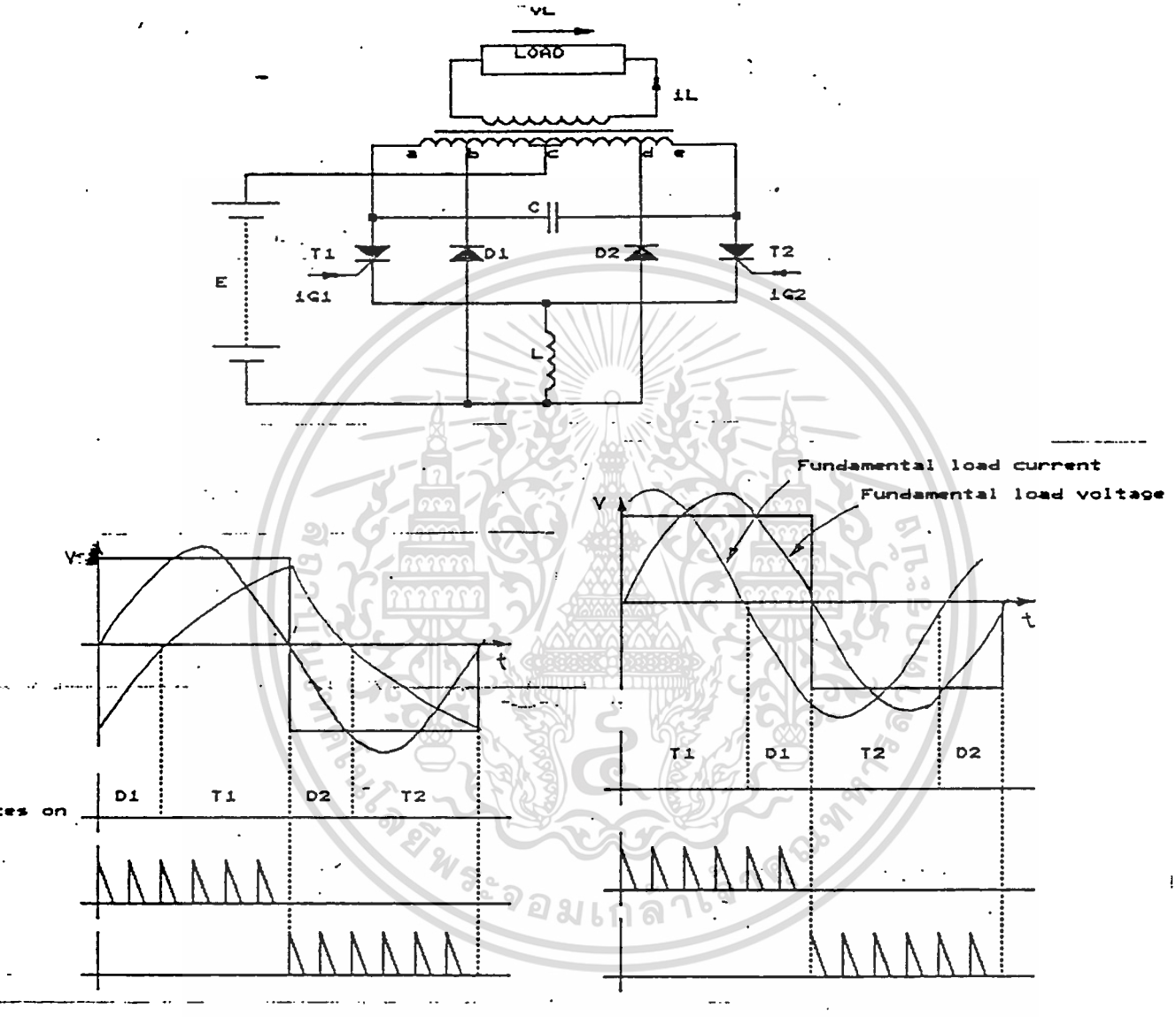
เอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการใช้งาน

034909



รูปที่ 2.7 Single-phase center-tapped load converter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.8 Center-tapped load converter with feedback diode

(ข) โหลดเป็นอินดัคตีฟโหลด (ค) โหลดเป็นคาปาซิตีฟโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูป 2.8 (ข) ที่เวลา t_2 กระแสโหลดจะตกลงสู่ศูนย์ ไดโอด D_2 จะหยุดนำกระแส และเอสซีอาร์ T_2 จะนำกระแสแทน กระแสโหลดจะไหลกลับเป็นลบ และพลังงานจะจ่ายเข้าสู่โหลดเพื่อจะให้แน่ใจว่า เอสซีอาร์ T_2 จะนำกระแสที่เวลา t_2 สัญญาณทริกที่จ่ายเข้าเกทของเอสซีอาร์จะต้องเป็นพัลส์ต่อเนื่อง การทำงานจะเหมือนกับครึ่งไซเคิลแรก เมื่อเริ่มทริกเอสซีอาร์ T_1 เพื่อให้ เอสซีอาร์ T_2 หยุดนำกระแส กระแสจะเปลี่ยนไปไหลผ่านไดโอด D_{14} และเอสซีอาร์ T_1 จึงนำกระแส Feedback diode D_1 และ D_2 สามารถต่อที่ขั้วปลายของขดปฐมภูมิ แต่จะเกิดการสูญเสียของพลังงาน ขณะคอมมูเตชั่นในอินดัคเตอร์ L ในการต่อไดโอดนี้ห่างจากขั้วปลายของปฐมภูมิ พลังงานที่สะสมใน L จะได้กลับคืนสู่แหล่งจ่ายไฟหลังจากคอมมูเตชั่นแล้ว ดังนั้นจะลดการสูญเสียในการคอมมูเตชั่นลง

เมื่อโหลดมีสภาวะเพาเวอร์แฟคเตอร์ leading สัญญาณต่าง ๆ แสดงในรูป 2.8 (ค) กระแสจะเปลี่ยนแปลงสู่ไดโอดที่ t_3 และ t_4 ก่อนเอสซีอาร์จะถูกทริกให้จ่ายแรงดันกลับทิศทางแก่โหลด ในทางปฏิบัติสัญญาณจะไม่เป็น sinewave ที่แสดงในรูป 2.8 (ค) เป็นการแสดงพื้นฐานการทำงานที่เพาเวอร์แฟคเตอร์ leading

ข้อดีของคอนเวอร์เตอร์แบบขนาน (parallel converter)

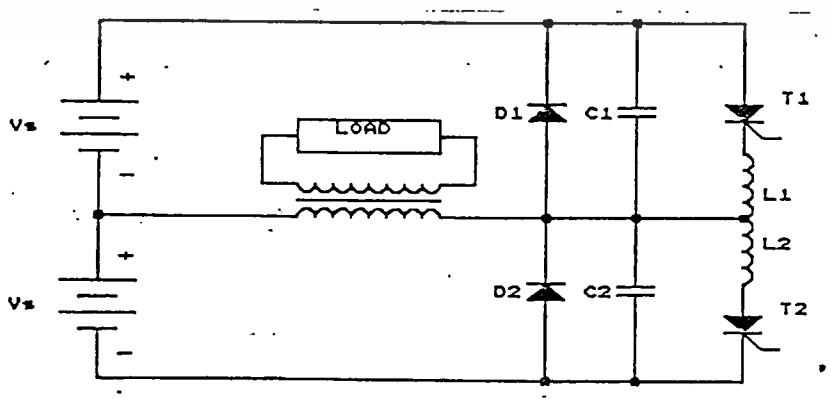
1. เป็นวงจรที่ใช้วงจรคอมมูเตชั่นอย่างง่าย
2. สามารถทำให้เอาท์พุทเป็น sinusoidal โดยใช้วงจรฟิลเตอร์ช่วย

ข้อเสียของคอนเวอร์เตอร์แบบนี้คือ

1. ค่าของ L และ C จะมีค่ามาก และไม่เหมาะสำหรับในงานที่ใช้พลังงานสูง ๆ
2. วงจรนี้เหมาะสมเมื่อโหลดคงที่ เมื่อเปลี่ยนแปลงโหลดสัญญาณเอาท์พุทจะเปลี่ยนแปลงไม่คงที่ เมื่อแรงดันเปลี่ยนแปลงจึงไม่สะดวกต่อการออกแบบ

2.4 McMurry Bedford Converter

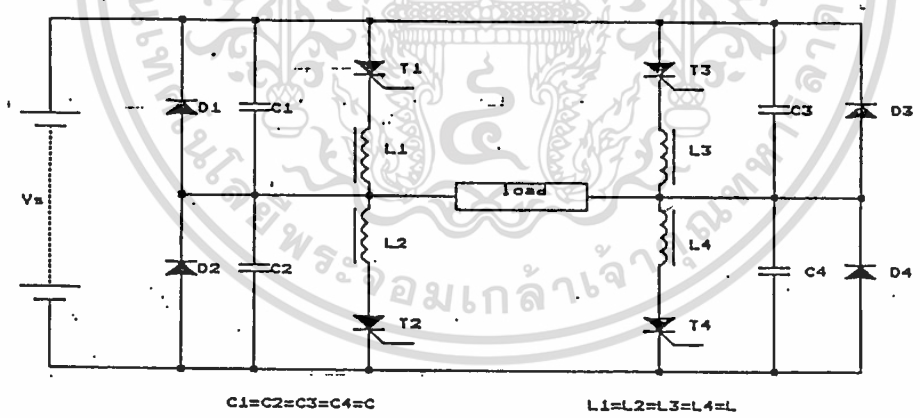
วงจรในรูป 2.9 (ก) เป็นวงจร McMurry Bedford Converter แบบ center-tapped supply

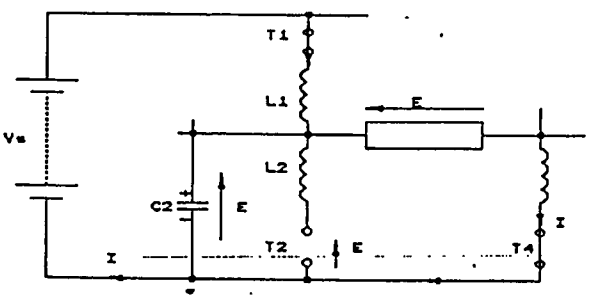


(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

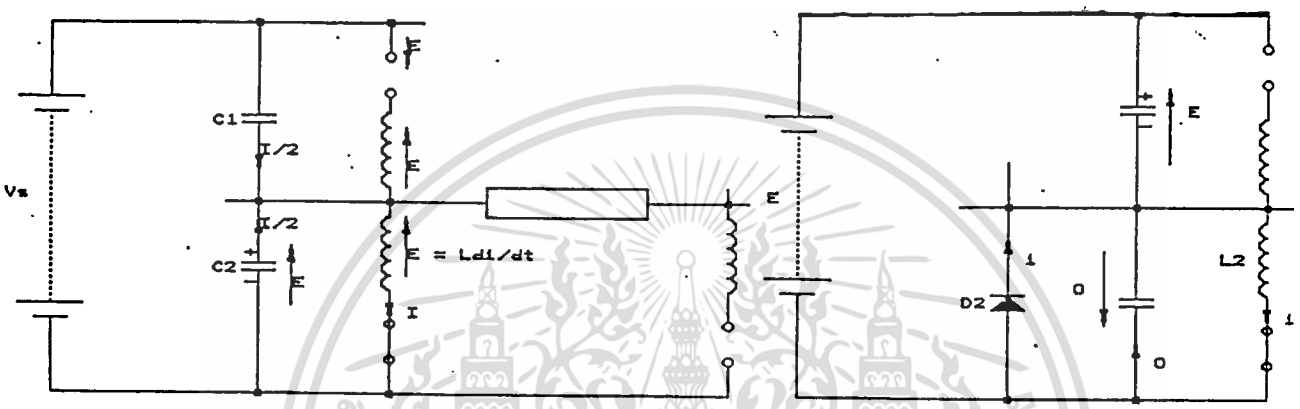
ในรูป 2.9 (ก) เมื่อเอสซีอาร์ T_1 ถูกทริกให้นำกระแส คาปาซิเตอร์ C_2 ถูกประจุให้มีแรงดันทางด้านบนเป็นบวก มีค่าเป็น 2 เท่าของค่า V ในการทำให้เอสซีอาร์ T_1 หยุดนำกระแสจะต้องทริกให้เอสซีอาร์ T_2 นำกระแส ในการที่เอสซีอาร์ T_2 ในการที่เอสซีอาร์ T_2 นำกระแสคาปาซิเตอร์ C_2 จะคายประจุผ่านขดลวด L_2 กับเอสซีอาร์ T_2 และโหลดแรงดัน 2V ที่ประจะในคาปาซิเตอร์ C_2 จะปรากฏคร่อมขดลวด L_2 เนื่องจาก L_1 และ L_2 พันอยู่ในแกนเดียวกัน และมีการ coupling กันอย่างดี แรงดัน 2V จะเกิดคร่อม L_1 และทำให้เอสซีอาร์T_1 ได้รับรีเวอร์สไบอัส เอสซีอาร์ T_1 จึงหยุดนำกระแส คาปาซิเตอร์ C_2 จะคายประจุ และคาปาซิเตอร์ C_1 จะถูกประจุด้วยอัตราที่เท่ากัน แต่ไหลในทิศทางตรงข้ามกัน แรงดันคร่อมคาปาซิเตอร์ C_2 ลดลง แรงดันคร่อม L_2 และ L ลดลง แรงดันคร่อม C_1 จะเพิ่มขึ้นเป็น 2V ขณะที่แรงดันคร่อม C_2 เป็นศูนย์ ถ้าไดโอด D_2 ถูกต่อที่จุดต่อของ L_1 และ L_2 จะเกิดกระแสไหลวนใน D_2, L และ T_2 จะสูญเสียพลังงานเป็นความร้อนไป แต่ถ้าไดโอด D_2 ถูกต่อในขดของหม้อแปลงดังแสดงในรูป พลังงานนี้จะถูกจ่ายกลับสู่แหล่งจ่ายไฟตรง จนกระทั่งกระแสโหลดไหลกลับ ในกรณีของอินดัคตีฟโหลด พลังงานที่สะสมในโหลดที่เวลาสุดท้ายของครึ่งไซเคิลจะถูกป้อนกลับสู่แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงที่จุดเริ่มต้นของครึ่งไซเคิลต่อไปและในกรณีของคาปาซิตีฟโหลด พลังงานที่สะสมในโหลดที่จุดเริ่มต้นของครึ่งไซเคิลจะถูกป้อนกลับสู่แหล่งจ่ายไฟที่จุดสุดท้ายของครึ่งไซเคิลเดียวกัน ถ้าไม่ต้องการให้ประสิทธิภาพสูงแทนที่จะต่อไดโอดที่ขดหม้อแปลงอาจต่อที่จุดต่อของ L_1 และ L_2 และต่อความต้านทาน เพื่อให้พลังงานสูญเสียไปเป็นความร้อน





รูป 2.10 ก MC MURRAY BEDFORD CONVERTER

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.10 ข McMurray-Bedford Converter

ในรูป 2.10 ก แสดงคอนเวอร์เตอร์ McMurray Bedford ที่ต่อแบบบริดจ์ถ้าเอสซีอาร์ T_1และ T_4 ถูกทริกให้นำกระแส เมื่อให้เอสซีอาร์ T_2 นำกระแสจะทำให้เอสซีอาร์ T_1 หยุดนำกระแส แต่ถ้าเอสซีอาร์ T_3 และ T_2 ถูกทริกให้นำกระแสพร้อมกันแล้ว เอสซีอาร์ T_1 และ T_4 จะหยุดนำกระแสพร้อมกัน แรงดันไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไฟจะจ่ายแรงดันในทิศทางกลับแก่โหลด

การทำงานในช่วงระหว่างคอมมูเตชั่นจากรูป 2.9 (ข) แสดงสภาวะที่เอสซีอาร์ T_1 และ T_4 ถูกทริกให้นำกระแส คาปาซิเตอร์ C_2 จะถูกประจุจนมีแรงดัน V_2 และพลังงานที่สะสมใน L_1 คือ $1/2\ LI^2$ เมื่อทำการทริกให้เอสซีอาร์ T_2 นำกระแสดังแสดงสภาวะในรูป 2.9 (ค) เอสซีอาร์ T_1 จะได้รับรีเวอร์-ไบอัส ทำให้เอสซีอาร์ T_1 หยุดนำกระแส

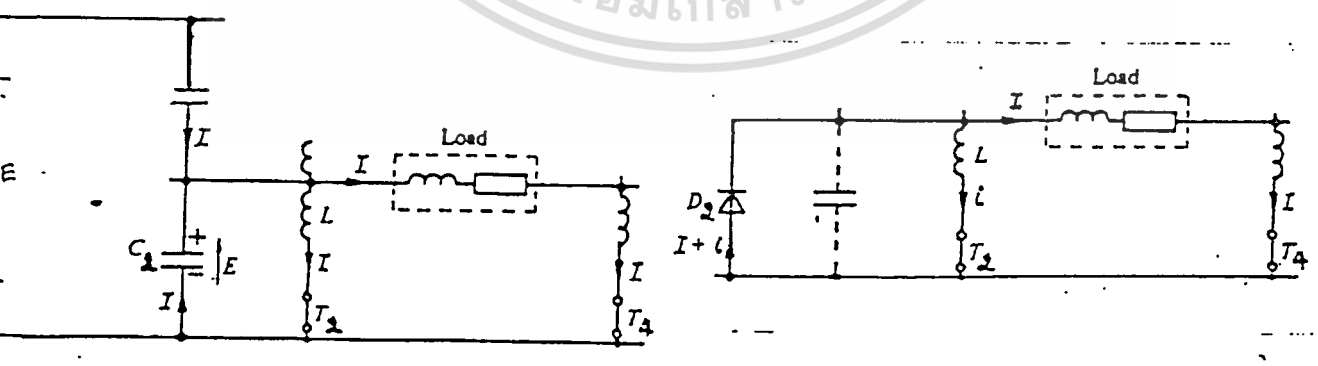
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสที่ไหลในวงจรดังแสดงในรูป 2.10 (ง) ในช่วงเวลาที่เอสซีอาร์ T_2 ถูกทริกให้นำกระแส พลังงานที่สะสมอยู่ในรูปของสนามแม่เหล็กใน L_1 และ L_2 ไม่สามารถเปลี่ยนแปลง จึงทำให้กระแส I ซึ่งไหลใน L_1 เปลี่ยนไปสู่ L_2 เพื่อรักษาระดับพลังงาน $1/2\ LI^2$ โหลดเป็นความต้านทาน กระแส I จะไหลจากคาปาซิเตอร์ C_1 และ C_2 เท่า ๆ กัน ซึ่งเริ่มต้น oscillation กับ L_2 ด้วยความถี่

$$f = \frac{1}{2\quad LC}$$

เมื่อแรงดันคร่อมคาปาซิเตอร์ C_2 ลดลงเหลือ $1/2\ V_s$ แอโนดของเอสซีอาร์ T_1 จะเริ่มเป็นบวก ดังนั้นเวลานับจากทริกให้เอสซีอาร์ T_2 นำกระแสจนถึงเวลาที่แรงดันคร่อม C_2 ลดเหลือ $1/2\ V_s$ จะต้องมากกว่า turn-off time ของเอสซีอาร์ มิฉะนั้นเอสซีอาร์ T_1 และ T_2 จะนำกระแสพร้อมกัน จะทำให้เกิดการลัดวงจรถ้าไม่มีไดโอด การ oscillation จะทำให้แรงดันคร่อมคาปาซิเตอร์ C_1 มากกว่า $2V_s$ แต่เมื่อมีไดโอด D_2 จะเป็นการป้องกันไม่ให้แรงดันคร่อมคาปาซิเตอร์ C_2 กลับทิศทางและกระแสใน L_2 จะลดลง ในรูป 2.10 (ง) แสดงขณะคาปาซิเตอร์ C_1 ประจุสู่แรงดัน V_s กระแสในเอสซีอาร์ T_2 จะลดลงสู่ศูนย์ เนื่องจากการสูญเสียในไดโอด D_2 และ L_2

โดยทั่วไปโหลดจะเป็นอินดัคตีฟโหลด ซึ่งจะมีอินดัคแตนซ์มากกว่า L_1, L_2 (ซึ่งเป็นวงจรคอมมูเตชั่น) ในกรณีนี้กระแสโหลด I จะไหลต่อเนื่อง ทำให้มีกระแสไหลดังแสดงในรูป 2.11 (ก) ชั่วขณะที่หลังจากเอสซีอาร์ T_2 ถูกทริกให้นำกระแส กระแสที่เกิดจากการคายประจุของคาปาซิเตอร์ C_2 จะเป็น 2 เท่ากับในกรณี 2.10 (ค) ในขณะที่คาปาซิเตอร์จ่ายกระแสสู่เอสซีอาร์ T_2 และโหลด โดยสมมุติว่ากระแสโหลดไม่เปลี่ยนแปลงในช่วงของการคอมมูเตชั่น เมื่อไดโอด D_2 เริ่มต้นนำกระแส สภาวะจะเป็นดังเช่นในรูป 2.11 (ข) กระแสไหลในเอสซีอาร์ T_2 ที่ลดลง และกระแสโหลดที่ไหลผ่านเอสซีอาร์ T_4 จะไหลผ่านไดโอด D_2 ซึ่งขณะนี้แรงดันคร่อมโหลดจะเป็นศูนย์

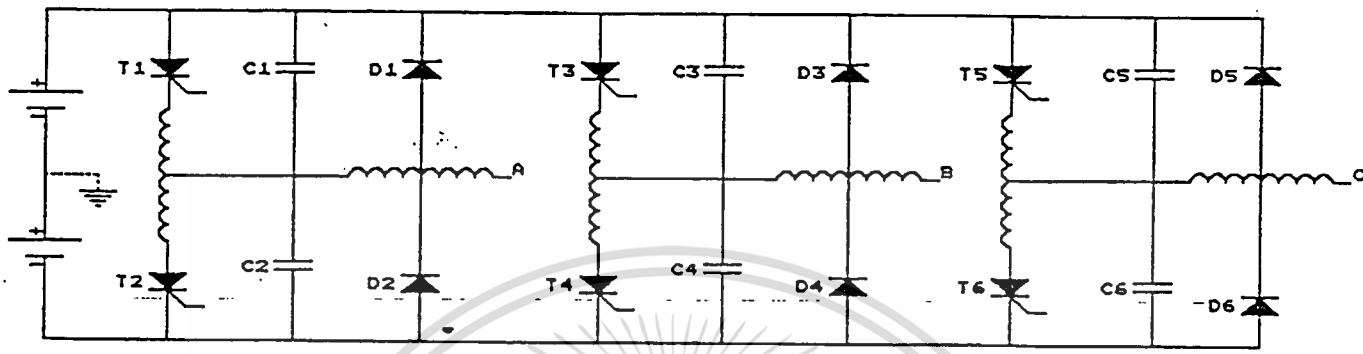


(ก) (ข)

รูป 2.11 สภาวะขณะเกิดคอมมูเตชั่นให้เอสซีอาร์หยุดนำกระแส ในกรณีที่โหลดเป็นอินดัคตีฟโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูป 2.12 แสดงคอนเวอร์เตอร์ 3 เฟส แบบ McMurray Bedford ซึ่งมีการทำงานในช่วงคอมมูเตชั่นให้เอสซีอาร์หยุดนำกระแสเหมือนกับที่กล่าวมาแล้ว



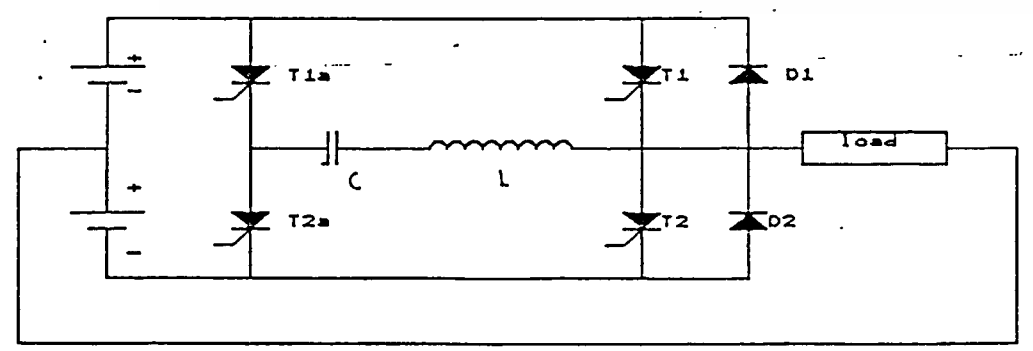
รูป 2.12 คอนเวอร์เตอร์ 3 เฟส แบบ McMurray Bedford

2.5 McMurray Converter

วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ McMurray แสดงในรูป 2.13 มีอยู่ด้วยกัน 2 แบบ

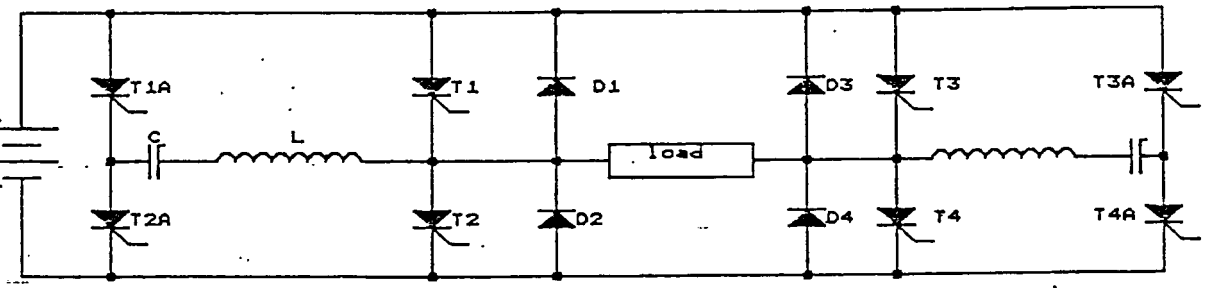
1. แบบแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง มีจุดกึ่งกลางตังแสดงในรูป 2.13 (ก) เอสซีอาร์ T_1 และ T_2 จะผลัดกันนำกระแสจ่ายไฟให้โหลด ไดโอด D_1 และ D_2 จะเป็นทางผ่านของกระแสที่ป้อนกลับสู่แหล่งจ่ายไฟ เมื่อโหลดเป็นอินดัคตีฟโหลด การทำให้เอสซีอาร์หลัก T_1 หยุดนำกระแส โดยการทริกให้เอสซีอาร์ T_{1A} นำกระแส และในการทำให้เอสซีอาร์หลัก T_2 หยุดนำกระแสก็โดยการทริกให้เอสซีอาร์ T_{1A} นำกระแส

2. แบบบริดจ์ (brideg) ดังแสดงในรูป 2.13 (ข) ในการที่จะทำให้เอสซีอาร์ T_1, T_2 T_3 และ T_4 หยุดนำกระแสโดยการทริกให้เอสซีอาร์ T_{1A}, T_{2A} , T_{3A} และ T_{4A} นำกระแสตามลำดับ



รูป 2.13 (ก) McMurray Converter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.13 (ข) McMurray Converter

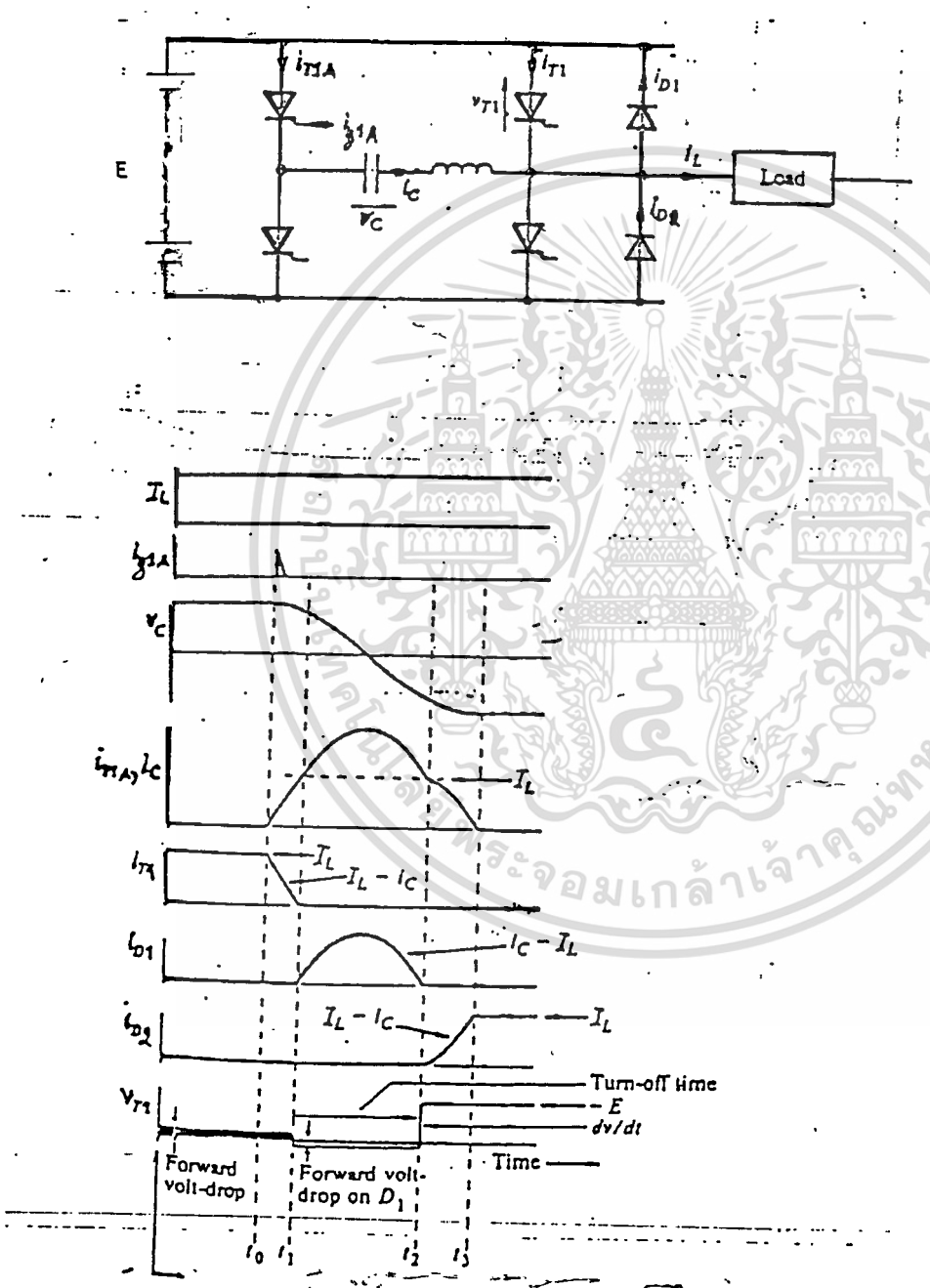
การทำงานของวงจรรูป 2.13 (ก) และ (ข) ในช่วงทำให้เอสซีอาร์หลักหยุดนำกระแสจะเหมือนกัน ในที่นี้จะกล่าวเฉพาะวงจรรูป 2.13 (ข) ทำการทริกให้เอสซีอาร์ T_1, T_{2A} และ T_4 นำกระแส กระแสที่ไหลผ่านคาปาซิเตอร์และเอสซีอาร์ T_{2A} จะลดลงเป็นศูนย์ เอสซีอาร์ T_{2A} จะหยุดนำกระแส คาปาซิเตอร์จะประจุจนมีแรงดันเท่ากับ $2V_s$ มีทิศทางดังแสดงในรูป 2.13 (ข) เอสซีอาร์ T_1 และ T_4 ยังนำกระแสให้ผ่านโหลดอยู่ ในการทำให้เอสซีอาร์ T_1 หยุดนำกระแส สามารถทำได้โดยการทริกเอสซีอาร์ T_{1A} ให้นำกระแสที่เวลา T_3 ดังแสดงสัญญาณต่าง ๆ ในรูป 2.14 (ข) และตามสภาวะที่แสดงในรูป 2.15 (ก) คาปาซิเตอร์ C_1 จะคายประจุจนกระทั่งเวลา T_1 กระแสจากการคายประจุของคาปาซิเตอร์ C_1 เท่ากับกระแสที่ไหลผ่านโหลด ซึ่งจะทำให้เอสซีอาร์ T_1 หยุดนำกระแส และจากการคายประจุของ C_1 จะไหลต่อเนื่องจนมากกว่ากระแสที่ไหลเข้าโหลด จึงไหลเข้าสู่ไดโอด D_1 ดังแสดงในรูป 2.15 (ข) หลังจากแรงดันคร่อมคาปาซิเตอร์มีทิศทางตรงข้าม กระแสไหลในคาปาซิเตอร์ C_1 จะลดลงต่ำกว่ากระแสที่ไหลในโหลด ไดโอด D_1 จะหยุดนำกระแส และกระแสจะกลับมาไหลผ่านไดโอด D_2 ดังแสดงในรูป 2.15 (ค) ดังนั้น L_1 และ C_1 จะต่อเข้ากับแหล่งจ่ายไฟตรง ทำให้คาปาซิเตอร์ประจุไฟจนมีแรงดันสูงขึ้น การคอมมูเตชั่นจะสมบูรณ์เมื่อกระแสไหลผ่านคาปาซิเตอร์เริ่มไหลกลับ ซึ่งจะทำให้เอสซีอาร์ T_{1A} หยุดนำกระแสที่เวลา T_3 และกระแสที่ไหลผ่านโหลดจะไหลเข้าสู่ไดโอด D_2 แทน

ในกรณีที่โหลดเป็นอินดัคตีฟโหลด เพื่อให้แน่ใจว่าจะเกิดการคอมมูเตชั่นอย่างแน่นอนจะต้องมีสัญญาณทริกให้เอสซีอาร์ T_2 นำกระแส ก่อนที่กระแสไหลในคาปาซิเตอร์จนลดลงต่ำกว่ากระแสที่ไหลผ่านโหลด หรือก่อนที่ไดโอด D_2 จะนำกระแส สำหรับในกรณีไม่มีโหลดเอสซีอาร์ T_2 ก็จะถูกทริกให้นำกระแส และไดโอด D_2 จะไม่มีกระแสไหลผ่าน

สภาวะการทำงานของวงจรรูป 2.14 (ก) สรุปได้ว่า i_2 ต้องมีกระแสสูงสุดมากกว่ากระแส I_L และ turn-off-time ของเอสซีอาร์ T_1 จะต้องน้อยกว่าช่วงเวลาที่ไดโอด D_1 นำกระแส ซึ่งเป็นเวลาที่แรงดันตกคร่อมไดโอด D_1 นำกระแส ซึ่งเป็นเวลาที่แรงดันตกคร่อมไดโอด D_1 จ่ายรีเวอร์สไบอัส

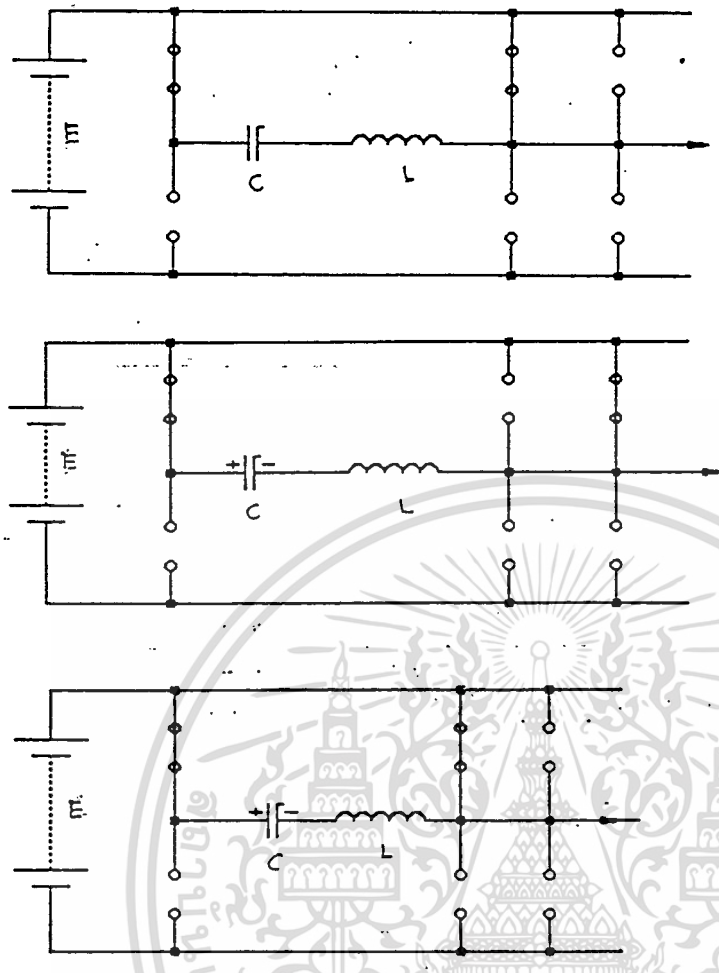
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แก่เอสซีอาร์ T_1 อัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดัน (dv/dt) คร่อมเอสซีอาร์ T_1 และ T_{1A} จะสูงมาก ในทางปฏิบัติจึงต้องมีวงจรมาลดอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันคร่อมเอสซีอาร์ลง ในกรณีที่กระแสไหลผ่านโหลดสูง ๆ จะมีกระแสซึ่งเปลี่ยนมาไหลผ่านไดโอด D_2 เพื่อให้กระแสประจุเข้าคาปาซิเตอร์ C มากขึ้น จะทำให้แรงดันประจุเข้าคาปาซิเตอร์เพิ่มสูงมากขึ้น ซึ่งจะทำให้การคอมมูเตชั่นในคราวต่อไปดีขึ้น

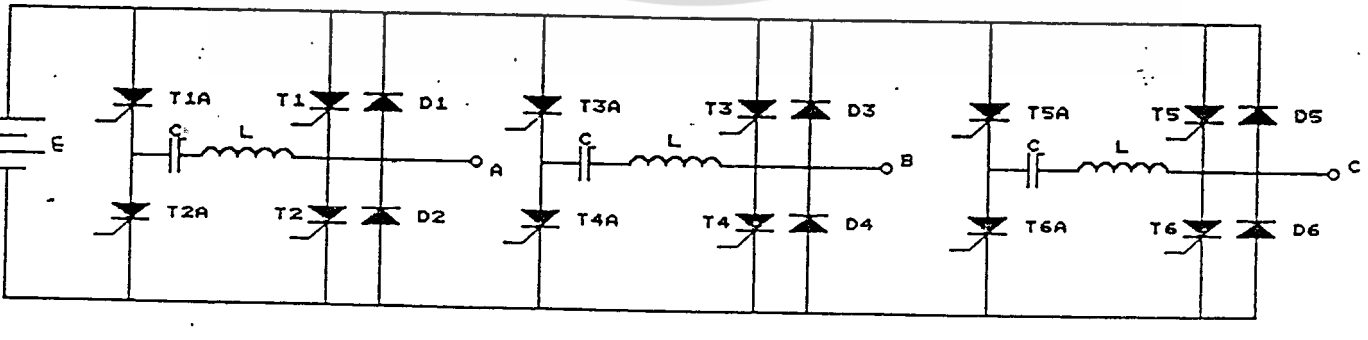


รูปที่ 2.14 สภาวะการทำงานในช่วงการคอมมูเตชั่นสำหรับอินดัคตีฟโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2.15 สภาวะการทำงานในช่วงการคอมมูเตชั่นของวงจรรูป 2.14 (ก) (ก) จาก t_0 ถึง t_1 (ข) จาก t_1 ถึง t_2 และ (ค) จาก t_2 ถึง t_3

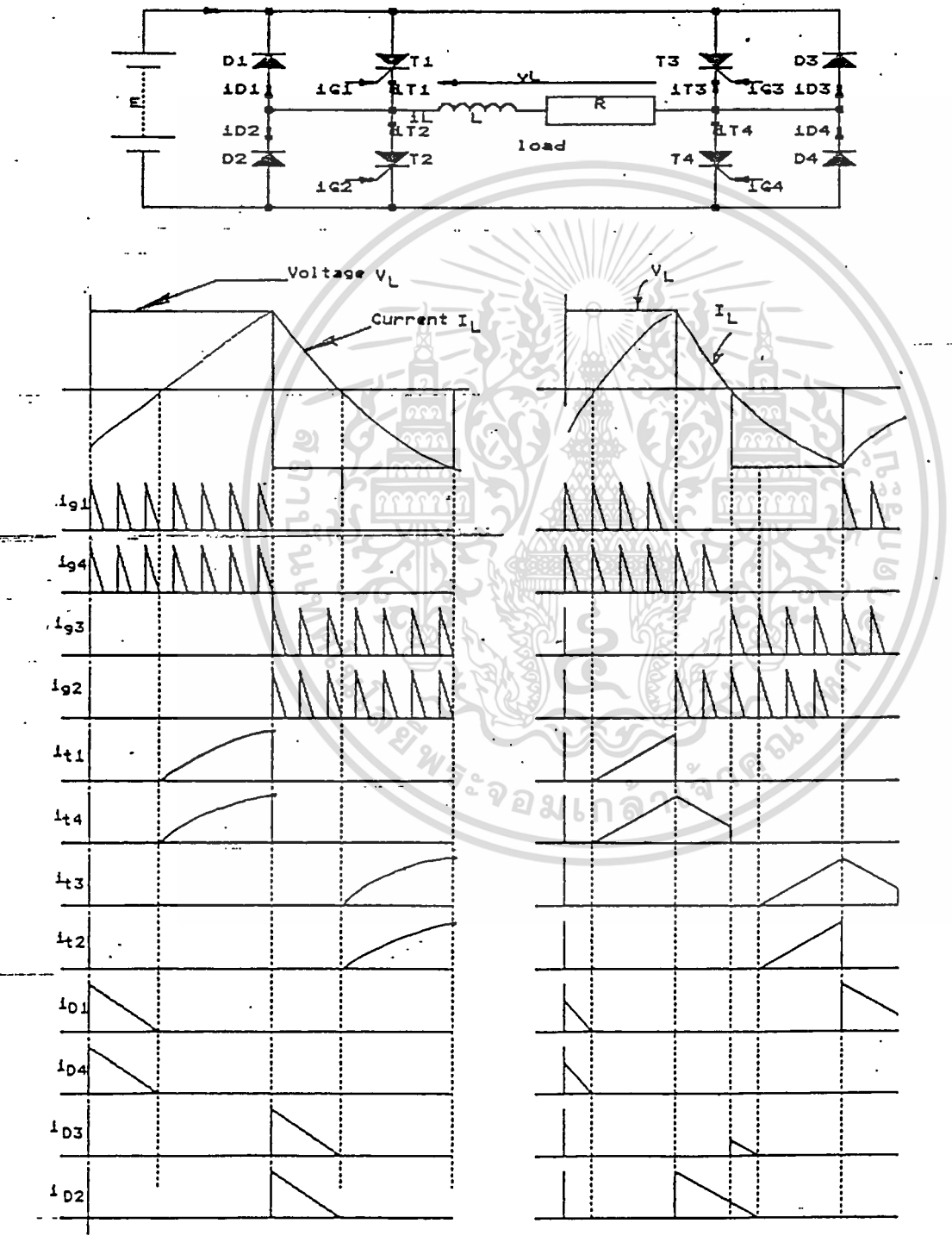


รูป 2.16 คอนเวอร์เตอร์ 3 เฟส แบบ McMurray

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6 Single-phase bridge converter

สำหรับคอนเวอร์เตอร์แบบ 1 เฟส ที่ต่อเอสซีอาร์แบบบริดจ์ (Bridge) เขียนเป็นวงจรที่ไม่มีอุปกรณ์การคอมมูเตชั่นให้เอสซีอาร์หยุดนำกระแส ตามรูป 2.17



รูป 2.17 การทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบบริดจ์เมื่อโหลดเป็นอินดัคตีฟโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในช่วงที่จะทำให้เอสซีอาร์ T_1 หยุดนำกระแส และเริ่มต้นทริกให้เอสซีอาร์ T_2 นำกระแส ในกรณีที่โหลดเป็นอินดัคตีฟโหลดในโหลดจะไม่ไหลกลับอย่างทันทีเมื่อช่วงขณะเวลาการคอมมูเตชั่นหมดไป เอสซีอาร์ T_2 จะหยุดนำกระแสด้วย กระแสที่ไหลในโหลดจะไหลไปทางไดโอด D_2 โดยทั่วไปช่วงเวลาการคอมมูเตชั่นจะสั้นมาก เมื่อเทียบกับความถี่ที่คอนเวอร์เตอร์จ่ายให้กับโหลด สัญญาณต่าง ๆ ซึ่งแสดงการทำงานของวงจรขณะที่โหลดเป็นอินดัคตีฟโหลดในรูป 2.17 (ข) และ (ค)

ถ้าโหลดของวงจรในรูป 2.17 (ก) เป็นความต้านทานอย่างเดียว แรงดันและกระแสที่โหลดจะมีสัญญาณเหมือนกัน สำหรับอินดัคตีฟโหลด รูปคลื่นของกระแสจะล้าหลังสัญญาณของแรงดัน ดังแสดงในรูป 2.17 (ข) และ (ค) ในรูป 2.17 (ข) รูปคลื่นของแรงดันคร่อมโหลดเป็นรูปสี่เหลี่ยม เอสซีอาร์ถูกทริกด้วยสัญญาณทริกเกอร์เป็นพลัส์ ความถี่สูงที่ต่อเนื่อง 180 องศาของรูปคลื่นของแรงดันคร่อมโหลด พิจารณาที่จุดสุดท้ายของไซเคิลบวก กระแสที่ไหลในโหลดจะยังไหลอยู่ ในรูปจะเห็นว่ากระแสยังเป็นบวกอยู่ เมื่อเอสซีอาร์ T_2 และ T_3 ถูกทริกให้นำกระแสเพื่อจะทำให้เอสซีอาร์ T_1 และ T_4 หยุดนำกระแส แรงดันคร่อมโหลดกับทิศทาง แต่ทว่ากระแสที่ไหลในโหลดยังไม่เปลี่ยนทิศทาง ดังนั้นกระแสที่ไหลในโหลดจึงไหลผ่านไดโอด D_3 และ D_2 แทน ซึ่งจะเห็นว่าเป็นการต่อแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงเข้าโหลดจะทำให้พลังงานที่สะสมในอินดัคตีฟโหลด ไหลกลับสู่แหล่งจ่ายไฟกระแสตรง จนกระแสที่ไหลผ่านโหลดตกเป็นศูนย์ ในช่วงที่ไดโอด D_3 และ D_2 นำกระแส เอสซีอาร์ทุกตัวจะหยุดนำกระแส เมื่อมีสัญญาณทริกเกอร์ตลอด 180 องศาของรูปคลื่นเอาท์พุท จึงทำให้เอสซีอาร์ T_2 และ T_3 สามารถนำกระแสจ่ายพลังงานจากแหล่งจ่ายไฟเข้าสู่โหลด กระแสที่ไหลในโหลดจะเพิ่มขึ้นด้วย exponential จะเห็นว่าเอสซีอาร์ต้องการสัญญาณทริกขณะที่ไหลผ่านโหลดตกเป็นศูนย์ ในทางปฏิบัติจึงจำเป็นต้องใช้สัญญาณทริกที่เป็นความถี่สูงในช่วงกว้างถึงตลอดครึ่งไซเคิล

การควบคุมแรงดันเอาท์พุท สามารถทำได้โดยการเปลี่ยนแปลงช่วงเวลาที่รูปคลื่นเป็นศูนย์ของรูปคลื่นสี่เหลี่ยม โดยแรงดันจากแหล่งจ่ายไฟยังคงที่อยู่ รูปร่างของแรงดันเอาท์พุท ซึ่งเป็นแรงดันคร่อมที่โหลดดังแสดงในรูป 2.17 (ค) เป็นลักษณะ quasi-square wave ทำได้โดยให้สัญญาณทริกเอสซีอาร์ T_1 และ T_2 ล่วงหน้า เมื่อเทียบกับสัญญาณทริกเอสซีอาร์ T_4 และ T_3 ในรูป 2.17 (ค) สัญญาณทริกเอสซีอาร์ T_1 ล่วงหน้าเอสซีอาร์ T_4 เป็นมุม 0 และสัญญาณทริกเอสซีอาร์ T_2 ล่วงหน้าเอสซีอาร์ T_3 เป็นมุม 0

ขณะที่เอสซีอาร์ T_2 ถูกทริกให้นำกระแสเพื่อจะให้เอสซีอาร์ T_1 หยุดนำกระแส กระแสไหลในโหลดจะเปลี่ยนไปไหลผ่าน D_2 ขณะที่เอสซีอาร์ T_4 ยังนำกระแสอยู่ กระแสจากโหลดจะไหลผ่าน D_2 และ T_4 เป็นการลัดวงจรโหลดให้แรงดันคร่อมโหลดเป็นศูนย์ และเมื่อเอสซีอาร์ T_3 ถูกทริกให้นำกระแสเอสซีอาร์ T_4 จะหยุดนำกระแส กระแสที่ไหลในโหลดจะผ่านไดโอด D_3, D_2 ซึ่งต่อแหล่งจ่ายไฟเข้าโหลดในช่วงไซเคิลลบในช่วงเวลานี้เอสซีอาร์ทั้งหมดจะหยุดนำกระแส จนกระทั่งเมื่อมีสัญญาณทริกเอสซีอาร์ T_3 พร้อมกับเอสซีอาร์ T_2 เอสซีอาร์ T_2 และ T_3 จะนำกระแสทำให้รูปคลื่นแรงดันคร่อมโหลดเป็นลบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

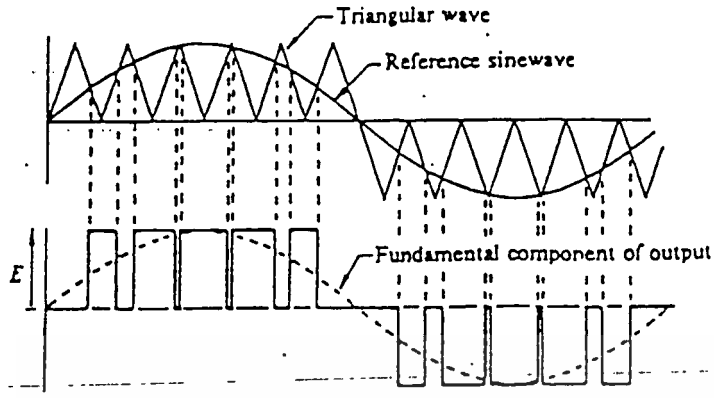
การควบคุมแรงดันเอาท์พุท และปรับปรุงให้แรงดันเอาท์พุทมีฮาร์โมนิคส์น้อยมาก สามารถใช้การควบคุมโดยวิธีที่เรียกว่า pulse-width mofulation ดังแสดงในรูป 2.18 เป็นการควบคุมให้เอสซีอาร์นำกระแสและหยุดนำกระแส เพื่อให้ได้รูปคลื่นของแรงดันเอาท์พุทเปลี่ยนแปลงความกว้างของพัลส์ วิธีการทำให้รูปคลื่นของแรงดันเอาท์พุทเป็นพัลส์ขนาดที่ถูกต้อง จะใช้รูปคลื่น sine wave เป็นรูปคลื่นอ้างอิงที่มีความถี่ที่ต้องการเปรียบเทียบกับรูปคลื่นสามเหลี่ยม ดังแสดงในรูป 2.18

จุดตัดกันของสองรูปคลื่นจะเป็นสภาวะที่สร้างสัญญาณทริกเอสซีอาร์ ในรูป 2.18 (ก) แสดงรูปคลื่นของแรงดันเอาท์พุท มีค่าสูงสุด การลดแรงดันเอาท์พุทโดยการลดรูปคลื่น sine wave อ้างอิงลงในรูป 2.18 (ข) แสดงการลดรูปคลื่น sine wave ลงครึ่งหนึ่ง จะได้รับแรงดันเอาท์พุทลดลงครึ่งหนึ่ง

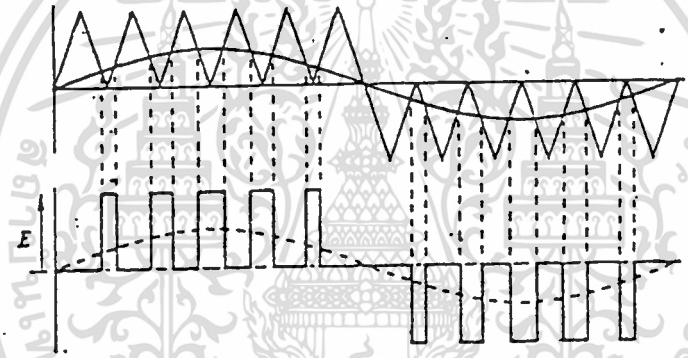
การควบคุมแรงดันเอาท์พุท ลักษณะ pulse-width modulation ด้วยวงจรคอนเวอร์เตอร์ในรูป 2.17 สามารถควบคุมให้แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงต่อกับโหลดเสมอ โดยการทริกเอสซีอาร์ T_1 พร้อม T_4 และ T_2 พร้อม T_3 ซึ่งจะไม่มีช่วงที่แรงดันเป็นศูนย์ ดังแสดงรูปคลื่นเอาท์พุทในรูป 2.19 การหาสัญญาณทริกเอสซีอาร์ทำได้โดยการสร้างรูปคลื่นสามเหลี่ยมเปรียบเทียบกับรูปคลื่น sine wave อ้างอิ

ถ้ามีการคอมมูเตชั่นในแต่ละครึ่งไซเคิลหลาย ๆ ครั้งในแต่ละไซเคิล จะทำให้เกิดการสูญเสียในการคอมมูเตชั่นสูง การเลือกระหว่างคอนเวอร์เตอร์ที่ให้รูปคลื่นแรงดันเอาท์พุทแบบ quasi-square wave และแบบ pulse-width modulated ให้พิจารณาถึงราคาของวงจรควบคุม และการสูญเสียในการคอมมูเตชั่น และฮาร์โมนิคส์ของแรงดันเอาท์พุท

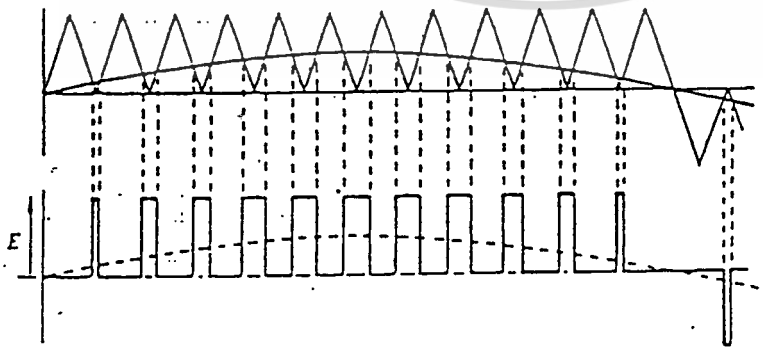
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



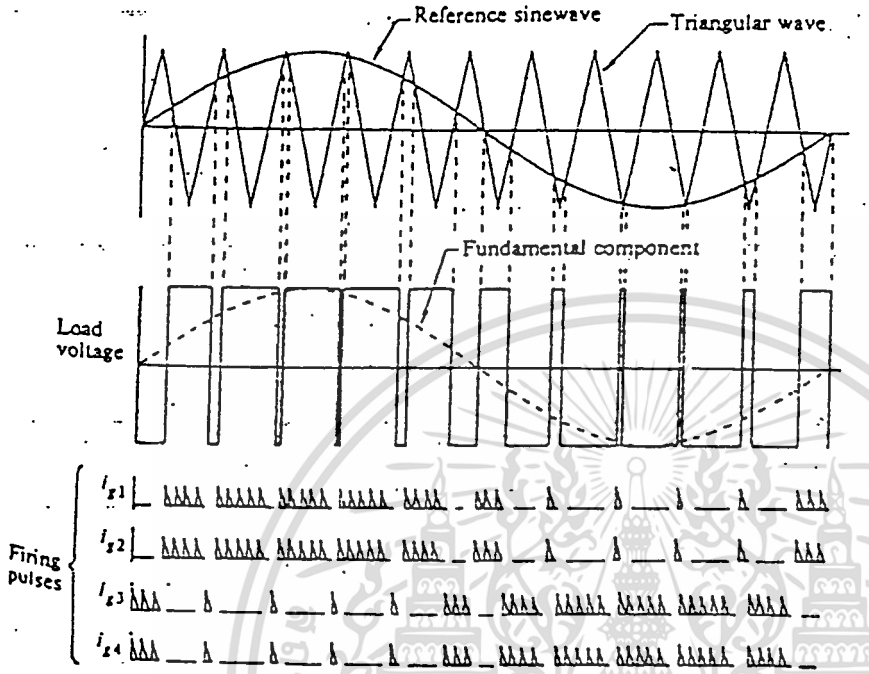
(ข)



(ค)

รูป 2.18 รูปคลื่นเอาท์พุทควบคุมลักษณะ pulse-width modulation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ ห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

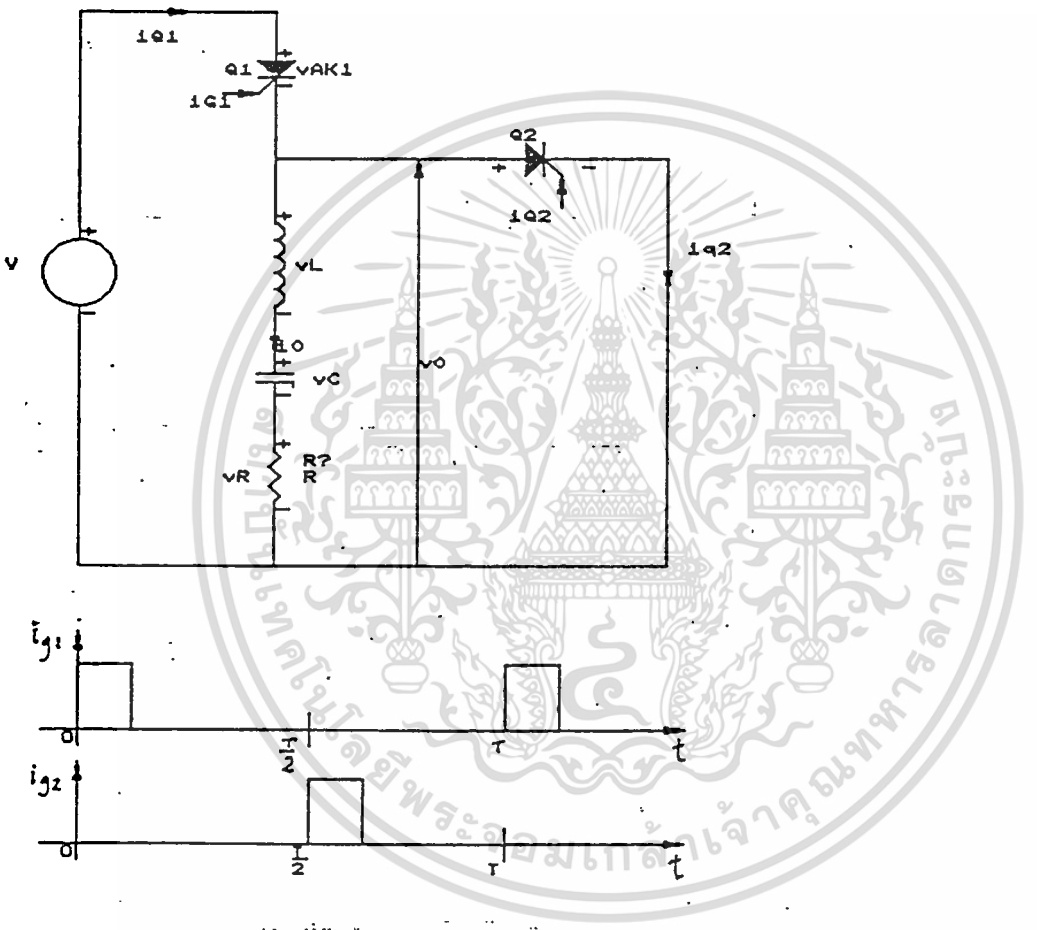


รูป 2.19 การควบคุมลักษณะ pulse-width modulation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7 คอนเวอร์เตอร์แบบอนุกรม (Series Converter)

คอนเวอร์เตอร์แบบอนุกรม (series converter) เป็นการจัดวงจรให้อยู่ในลักษณะ load commutation ซึ่งนิยมใช้งานที่ความถี่สูง ๆ ระดับ 200 H_z จนถึงความถี่เป็น KH_z



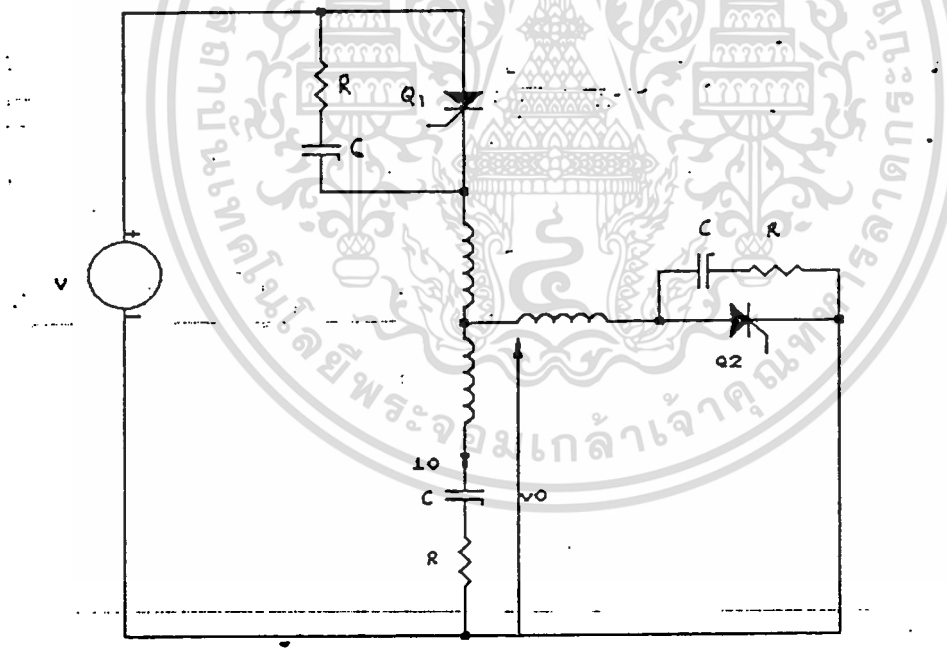
รูปที่ 2.20 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบอนุกรม

ในรูป 2.20 แสดงวงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบอนุกรม การทำงานของวงจรคือ เมื่อทริกให้เอสซีอาร์ 1 นำกระแสด้วยสัญญาณทริกที่แคบ ๆ เพื่อเป็นการสวิทช์ไฟจากแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงจะเพิ่มขึ้น และลดลงสู่ศูนย์เป็นเวลานานกว่า turn-off-time ของเอสซีอาร์ ที่เวลานี้คาปาซิเตอร์จะประจุไฟจนมีแรงดันไฟฟ้าสูงกว่าแหล่งจ่ายไฟ และเมื่อทริกให้เอสซีอาร์ 2 นำกระแส คาปาซิเตอร์จะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

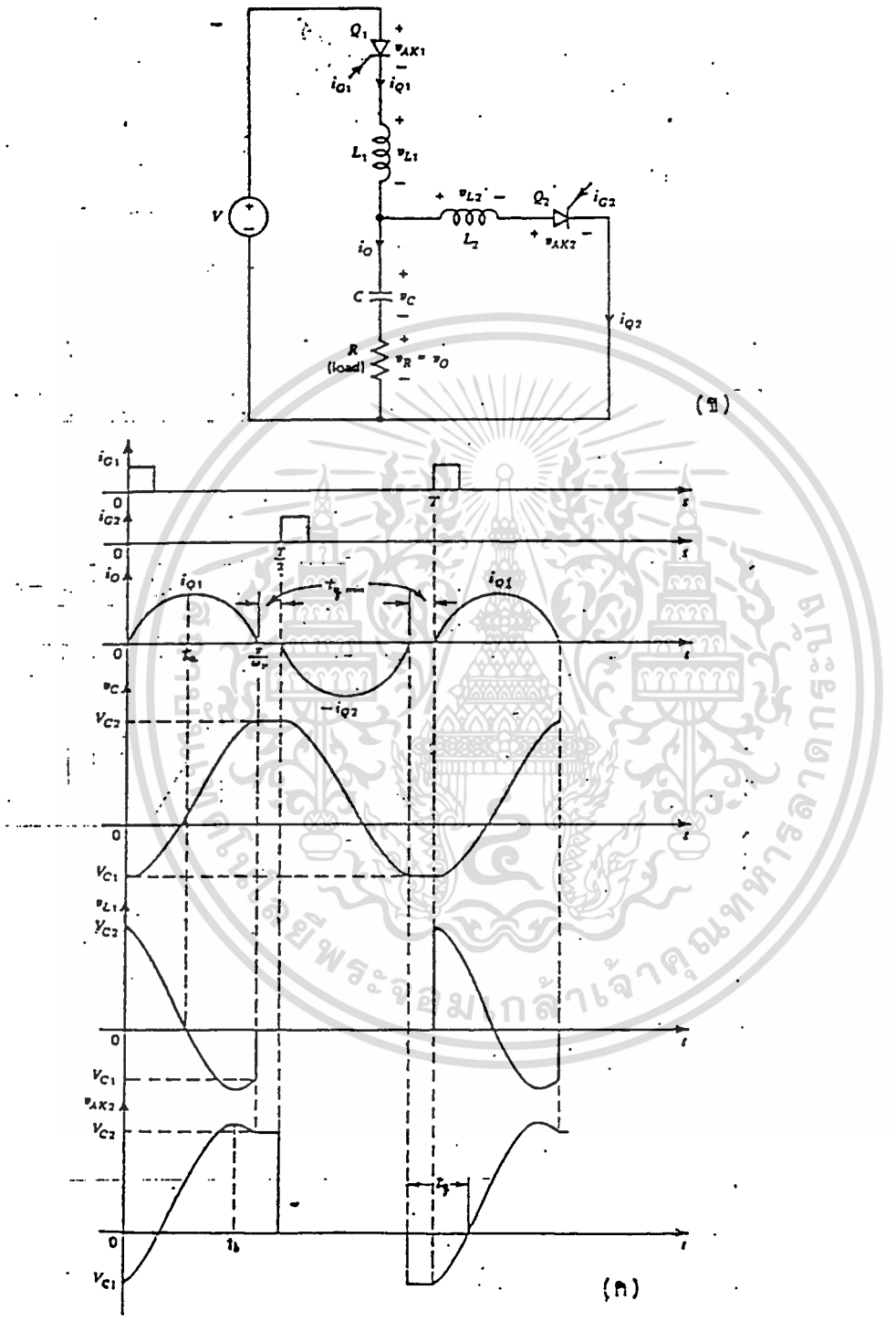
คายประจุผ่านขดลวด L, SCR_2 และความต้านทาน R กระแสจากการคายประจุของคาปาซิเตอร์จะลดลงสู่ศูนย์ และแรงดันคร่อมคาปาซิเตอร์จะกลับทิศทาง และเอสซีอาร์ 2 จะหยุดนำกระแสผ่านตัวมันเป็นศูนย์นานกว่า trun-off-time และทำการทริกเอสซีอาร์ 1 ให้นำกระแสอีกครั้ง ซึ่งเป็นการเริ่มต้นไซเคิลใหม่ จะเห็นว่า จะเกิดไฟฟ้ากระแสสลับไหลในโหลด

อัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันคร่อมเอสซีอาร์ จะเกิดขึ้นสูงมากจนอาจจะทำให้เอสซีอาร์นำกระแส โดยที่ยังไม่มีสัญญาณทริกให้นำกระแส ซึ่งถ้าเอสซีอาร์ 1 และ 2 นำกระแสพร้อมกันจะทำให้เกิดการลัดวงจร จึงต้องมีวงจร snubber ต่อขนานกับเอสซีอาร์ และเกิดอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสมีค่ามาก ถ้ากระแสที่เปลี่ยนแปลงมีค่ามากกว่าขีดจำกัดของเอสซีอาร์ จะทำให้เอสซีอาร์เสียหายได้ จึงต่ออินดัคเตอร์อนุกรมกับเอสซีอาร์ตามที่แสดงในรูป 2.21 (ก) และ รูป 2.21 (ข)



รูป 2.21 (ก) วงจร Snubber

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

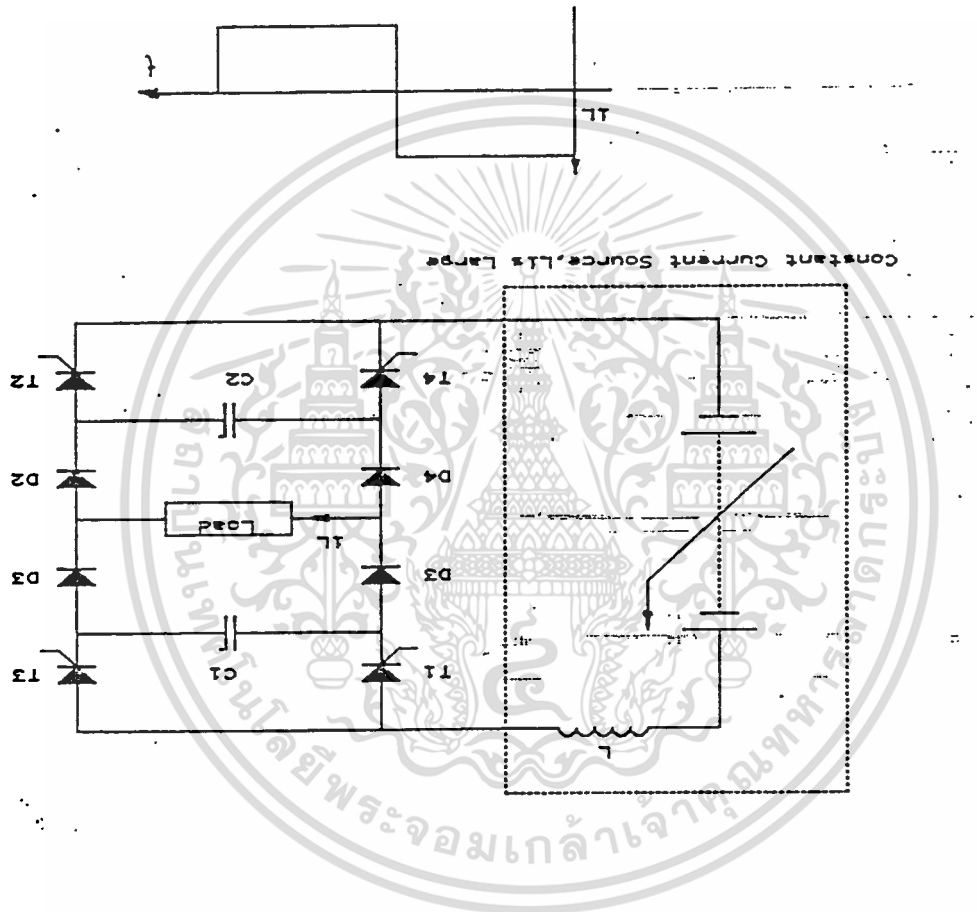


รูป 2.21 (ข) วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบอนุกรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8 Constant-current source converter

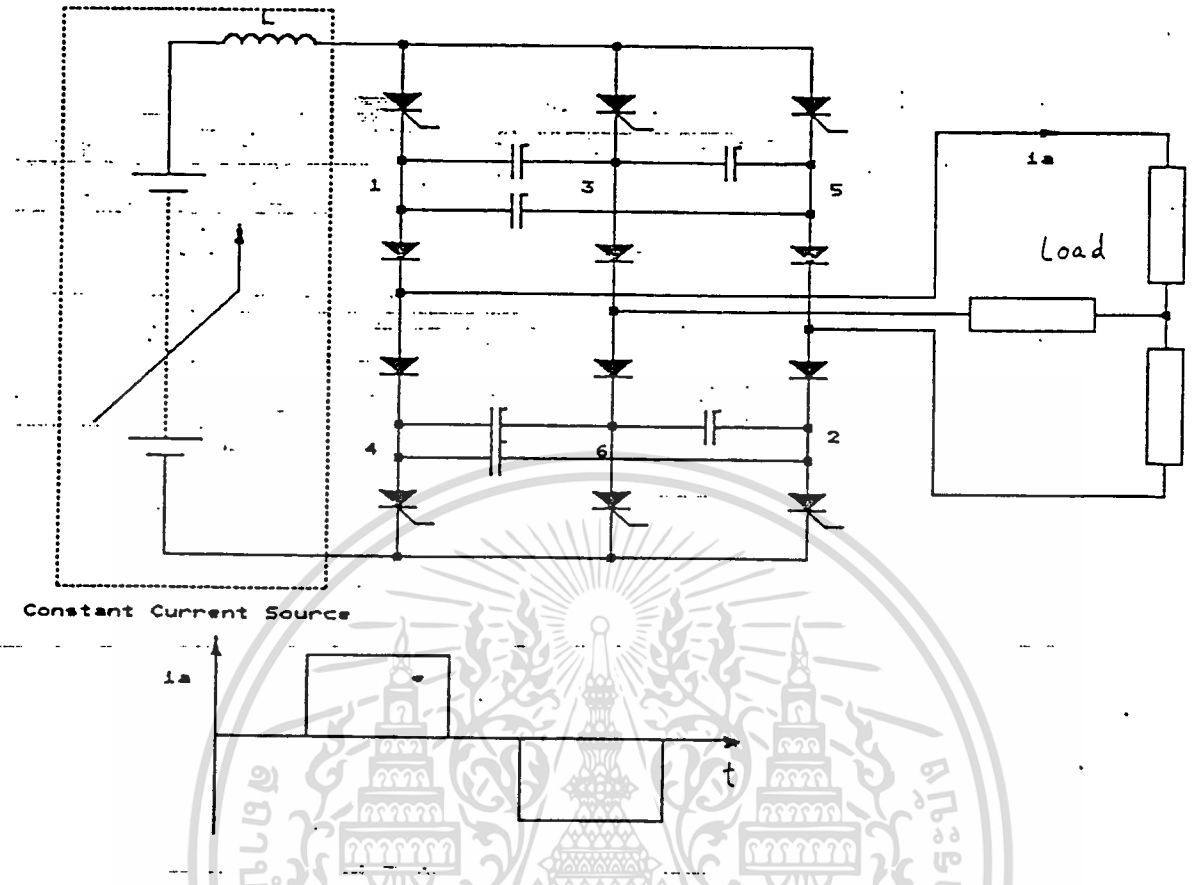
วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้แหล่งจ่ายกระแสคงที่ซึ่งทำได้โดยการมีอินดัคเตอร์ L ขนาดใหญ่ต่ออนุกรมกับแหล่งจ่ายไฟ ดังแสดงในรูป 2.22 ไดโอดที่ต่ออนุกรมกับเอสซีอาร์เพื่อไม่ให้คาปาซิเตอร์คายประจุผ่านโหลด



รูป 2.22 Constant-current source converter

ในวงจรรูป 2.22 เมื่อเอสซีอาร์ T_1 และ T_2 ถูกทริกให้นำกระแส คาปาซิเตอร์ทั้งสองจะประจุให้ด้านซ้ายมือมีแรงดันเป็นบวก และเมื่อเอสซีอาร์ T_3 และ T_4 ถูกทริกให้นำกระแส คาปาซิเตอร์จะจ่ายรีเวอร์สไบอัสให้เอสซีอาร์ T_1 และ T_2 ทำให้เอสซีอาร์ T_1 และ T_2 หยุดนำกระแส กระแสจะไหลผ่าน T_3, C_1, D_1, LOAD, D_2, C_2, T_4 และเมื่อแรงดันคร่อมคาปาซิเตอร์กลับทิศทาง ไดโอด D_3 และ D_4 จะนำกระแสแทนไดโอด D_1, D2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2.23 Converter three-phase

ในรูป 2.23 เป็นวงจรคอนเวอร์เตอร์ 3 เฟส ทุก ๆ เวลาจะมีเอสซีอาร์เพียง 2 ตัว นำกระแสพร้อมกัน เมื่อเอสซีอาร์ T_3 ถูกทริกให้นำกระแส เอสซีอาร์ T_1 จะถูกทำให้หยุดนำกระแส และเมื่อเอสซีอาร์ T_4 ถูกทริกให้นำกระแส เอสซีอาร์ T_2 จะหยุดนำกระแส

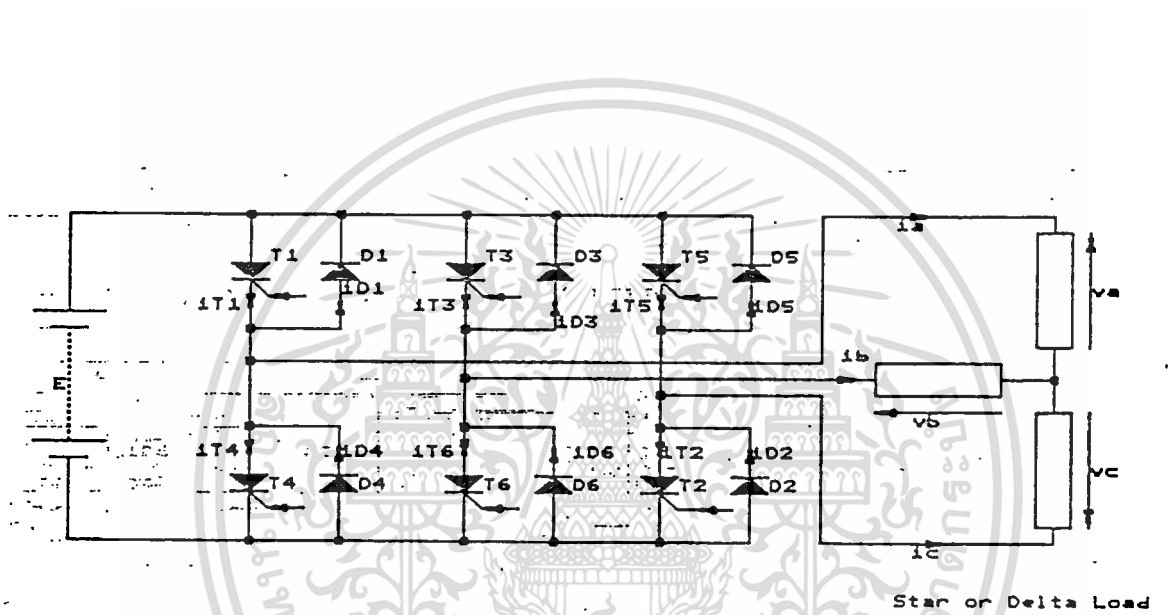
ข้อดีของคอนเวอร์เตอร์แบบใช้แหล่งจ่ายกระแสคงที่ คือ

1. ไม่จำเป็นต้องใช้เอสซีอาร์ชนิดคอนเวอร์เตอร์เอสซีอาร์ หรือ Fast-switching SCR สามารถใช้เอสซีอาร์ชนิด Phase control SCR
2. การที่มีอินดัคเตอร์ค่าสูงต่ออนุกรมกับแหล่งจ่ายไฟ จะทำให้มีกระแสไหลคงที่ จึงทำให้ถ้าการลัดวงจร กระแสจะไม่ไหลมาก
3. ไม่จำเป็นต้องมี commutating reactor

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.9 คอนเวอร์เตอร์ ชนิด 3 เฟส

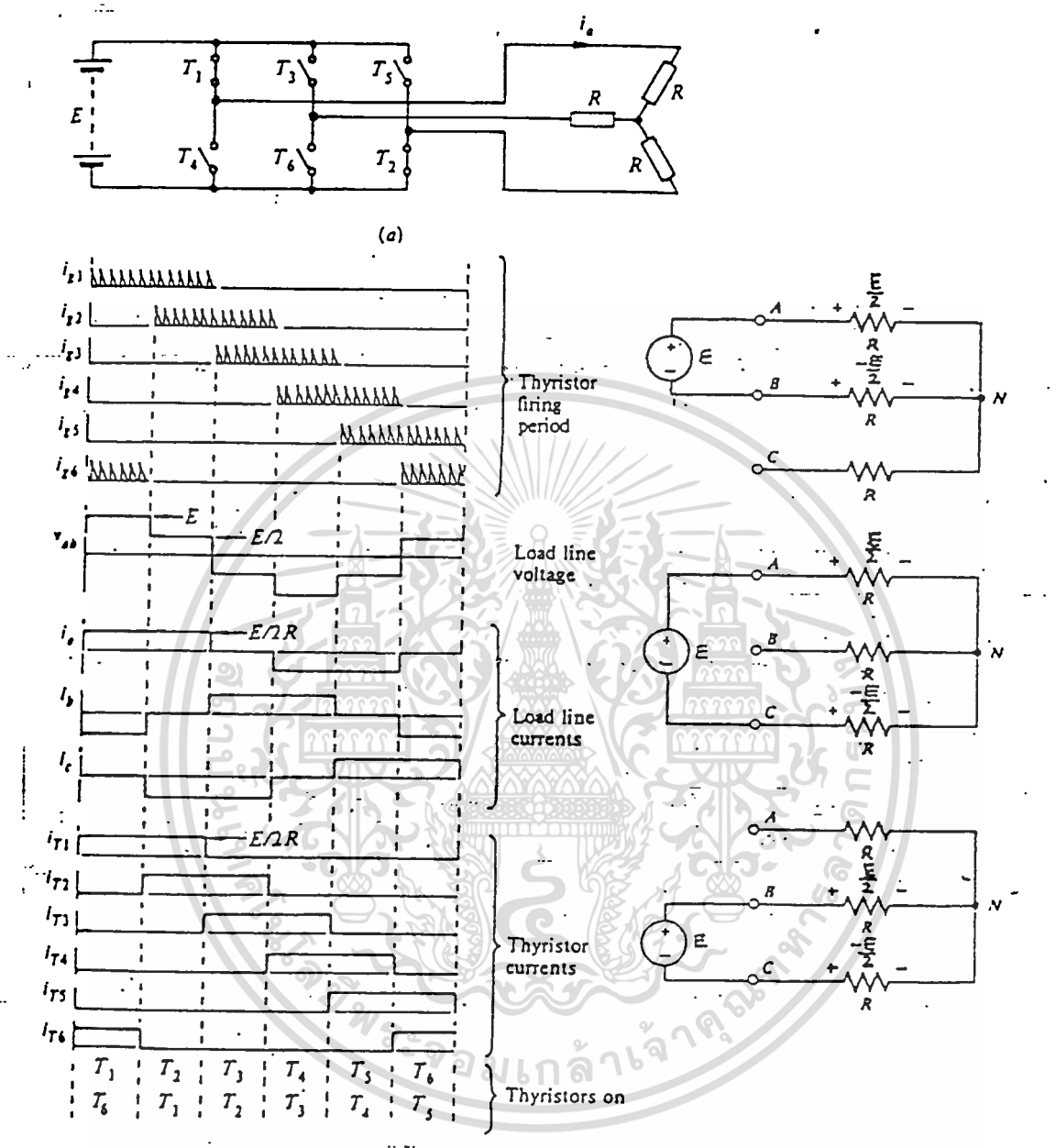
วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์ชนิด 3 เฟส ได้แสดงไว้ในรูป 2.24 วงจรคอมมูเตชั่นดังได้อธิบายในหัวข้อที่ผ่านมาโดยไม่ได้แสดงในรูป 2.24 วงจรคอนเวอร์เตอร์ 3 เฟส ควบคุมให้เอสซีอาร์แต่ละตัวนำกระแส 120 องศาของไซเคิล รูปคลื่นดังแสดงในรูป 2.25 เป็นรูปคลื่นของวงจรรูป 2.24 เมื่อโหลดเป็นความต้านทานอย่างเดียว โดยกำหนดให้ที่จุดสุดท้ายของมุม 120 องศา วงจรคอมมูเตชั่นเริ่มต้นทำให้เอสซีอาร์หยุดนำกระแส



รูป 2.24 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์ 3 เฟส

รูปคลื่นในรูป 2.25 (ข) แสดงกระแสที่ไหลในโหลดเป็น quasi-square wave ด้วยการที่เอสซีอาร์แต่ละตัวนำกระแสเพียงหนึ่งในสามของไซเคิล ในวงจรรูป 2.25 (ก) แทนเอสซีอาร์ด้วยสวิทช์แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงถูกสวิทช์เข้าโหลดที่ต่อ ลักษณะ 3 เฟส เป็น 6 จังหวะ คือ T_1, T_6, T_2, T_1, T_3, T_2, T_4, T_3, T_5, T_4, T_6, T_5 ความเร็วในการสวิทช์ขึ้นอยู่กับความถี่เอาท์พุทที่ต้องการ รูปคลื่นที่แสดงในรูป 2.25 (ข) เป็น Iinevoltage ถ้าโหลดเป็นอินดัคตีฟโหลด กระแสที่ไหลในโหลดจะไหลผ่านไดโอด จึงเหมือนกับสวิทช์ปิดวงจรนานกว่า 120 องศาไซเคิล

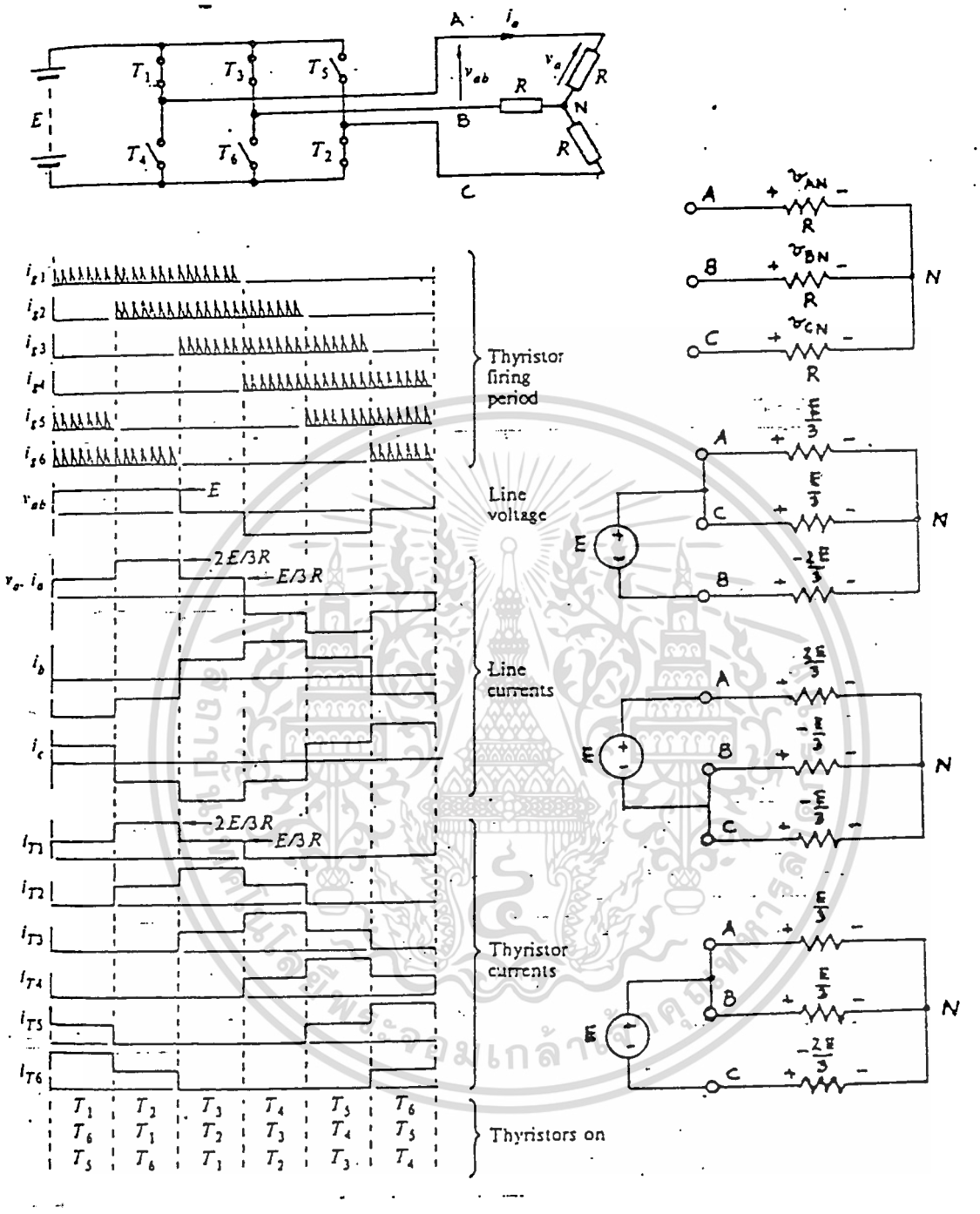
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2.25 คอนเวอร์เตอร์ชนิด 3 เฟส ด้วยการทริกตลอด 120 องศา และโหลดเป็นความต้านทาน

การทำงานของคอนเวอร์เตอร์ ในกรณีที่เอสซีอาร์นำกระแสเป็นมุม 180 องศาของไซเคิล ซึ่งเอสซีอาร์ 3 ตัวจะนำกระแสพร้อมกัน คือ แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงกับโหลดโดยเอสซีอาร์ 1 ตัวในด้านหนึ่ง กับเอสซีอาร์ 2 ตัวในอีกด้านหนึ่ง ดังแสดงรูปคลื่นต่างในรูป 2.26 จะได้ Line voltage เป็น quasi-square wave

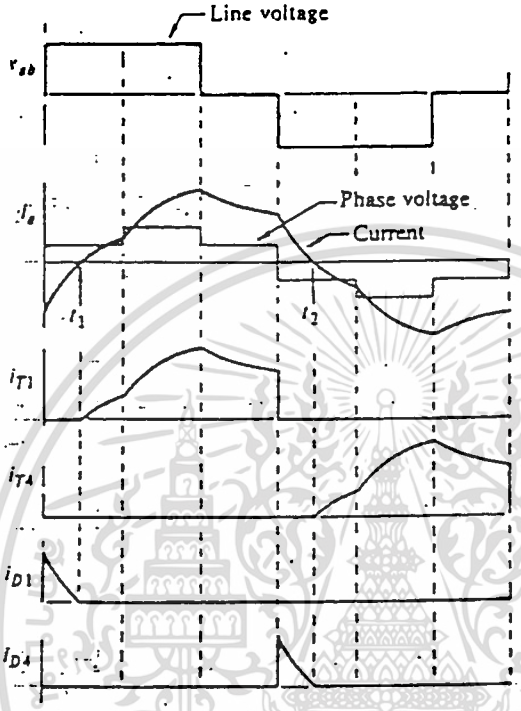
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2.26 คอนเวอร์เตอร์ชนิด 3 เฟสด้วยการทริกตลอด 180 องศา และโหลดเป็นความต้านทาน

ถ้าโหลดเป็นอินดัคตีฟโหลด กระแสที่ไหลในโหลดจะล้าหลังรูปคลื่นของแรงดัน ดังแสดงในรูป 2.27 เมื่อเอสซีอาร์ T_1 ถูกทริกให้นำกระแส เอสซีอาร์ T_4 จะถูกทำให้หยุดนำกระแส เนื่องจากกระแสไม่สามารถไหลย้อนกลับผ่านเอสซีอาร์ กระแสจึงไหลผ่านไดโอดที่แสดงในรูป 2.24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



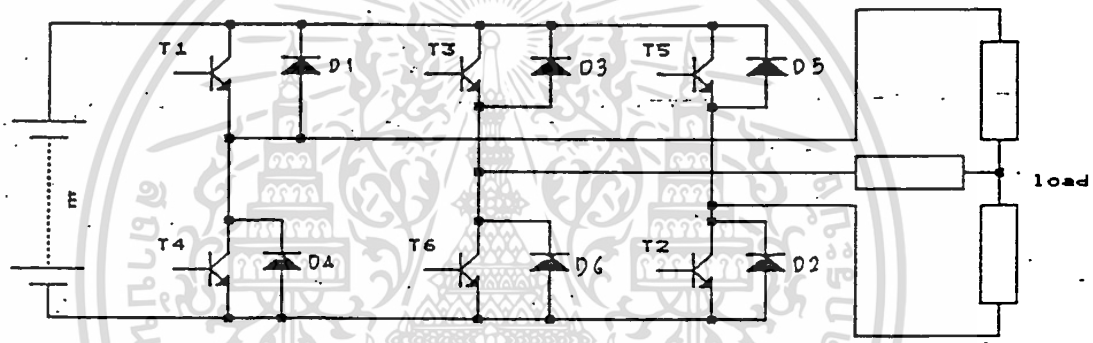
รูป 2.27 รูปคลื่นเมื่อทริกตลอด 180 องศา ขณะโหลดเป็นอินดัคตีฟโหลด

2.10 คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่กล่าวมาแล้วสามารถใช้ทรานซิสเตอร์แทนได้ การใช้ทรานซิสเตอร์จะไม่ต้องใช้อุปกรณ์ในการคอมมูเตชั่นให้ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส การทำให้ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแสก็ด้วยการปลดแหล่งจ่ายกระแสเข้าขาเบสเท่านั้น เพื่อไม่ให้เกิดการสูญเสียในทรานซิสเตอร์มาก จึงต้องให้ทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงสภาวะที่เรียกว่า switching ถ้าทรานซิสเตอร์ไม่ทำงานในสภาวะที่เรียกว่า switching จะทำให้เกิดความร้อนในตัวทรานซิสเตอร์สูงขึ้นอย่างมากเช่น เมื่อต้องการให้แรงดันเป็น sine wave

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูป 2.28 แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับคอนเวอร์เตอร์ ชนิด 3 เฟส ที่ใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ และมีไดโอดต่อขนานกับทรานซิสเตอร์ สำหรับในกรณีที่โหลดเป็นอินดัคตีฟโหลด โดยมีคุณสมบัติเหมือนกับวงจรที่ใช้เอสซีอาร์ ดังที่ได้กล่าวในหัวข้อที่ผ่านมาเปรียบเทียบระหว่างเอสซีอาร์กับทรานซิสเตอร์ ทรานซิสเตอร์สามารถนำกระแสได้เร็วกว่า จึงสามารถใช้ในคอนเวอร์เตอร์ที่มีความถี่สูง และให้ทำงานในลักษณะของ pulse-width modulation ข้อของทรานซิสเตอร์มีเพียงแต่จะต้องมีกระแสจ่ายเข้าเบสตลอดเมื่อต้องการให้นำกระแสอยู่ซึ่งกระแสที่ทำให้นำกระแสจะสูงกว่าเอสซีอาร์มาก แต่ทว่าจะประหยัดที่ไม่จำเป็นต้องมีวงจรคอมมูเตชั่นเหมือนกับการใช้เอสซีอาร์



รูป 2.28 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์ 3 เฟส
ที่ใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

การทำงานของวงจรรูป 2.28 จะต้องระวังไม่ให้ทรานซิสเตอร์ในแนวเดียวกัน เช่น T_1 และ T_4 นำกระแสพร้อมกัน คือ ถ้าให้ทรานซิสเตอร์นำกระแส จะต้องรอให้ทรานซิสเตอร์ตัวที่อยู่ในแนวเดียวกันหยุดนำกระแส เป็นเวลาประมาณ 2-3 ไมโครวินาที เพราะทรานซิสเตอร์ก็มี turn-off-time เช่นเดียวกับเอสซีอาร์ แต่จะน้อยกว่าเอสซีอาร์ มิฉะนั้นจะเกิดการลัดวงจรผ่านทรานซิสเตอร์ 2 ตัวที่ต่อในแนวเดียวกัน

การใช้ไทริสเตอร์แบบควบคุมให้หยุดนำกระแสด้วยเกทที่เรียกว่า gate turn-off thyristor หรือเรียกย่อ ๆ ว่า GTO จะเป็นคู่แข่งของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ อุปกรณ์ทั้งสองมีข้อดีคือ ไม่ต้องมีวงจรคอมมูเตชั่น ซึ่งสะดวกกว่าการใช้เอสซีอาร์อย่างมาก แต่ทว่าในปัจจุบันเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ และ GTO ที่ผลิตจำหน่ายยังมีขีดจำกัดต่ำกว่าเอสซีอาร์มาก ฉะนั้น ในงานที่ควบคุมกำลังไฟฟ้าสูง ๆ จึงยังคงใช้เอสซีอาร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

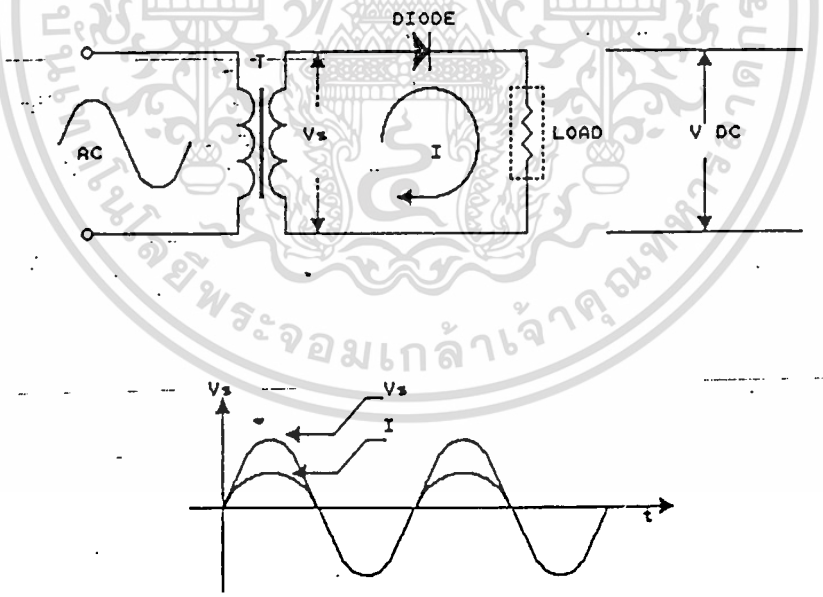
RECTIFIER

เรคติไฟเออร์ คือ วงจรไฟฟ้าที่มีคุณสมบัติในการแปลงสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับให้กลายเป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง หรือมีคุณสมบัติยอมให้กระแสไฟฟ้าไหลผ่านในทิศทางใดทิศทางหนึ่งเท่านั้น แต่อุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรกันแพร่หลายทั่วไปได้แก่ ไดโอด

3.1 วงจรเรคติไฟเออร์แบบครึ่งคลื่น (Half Wave rectifier)

หม้อแปลงทำหน้าที่เปลี่ยนแปลงแรงดันให้พอเหมาะกับความต้องการของผู้ใช้งาน แรงดันทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลง จะยังคงเป็นแรงดันไฟสลับอยู่ ในกรณีนี้ไดโอดจะนำกระแสได้ในขณะที่แรงดัน $V_{\pm}$ อยู่ทางด้านบวกและจะไม่นำกระแสเมื่อแรงดัน $V_{\pm}$ อยู่ทางด้านลบ กระแสที่ไหลผ่านโหลดจึงเป็นกระแสห้วง ๆ ตามจังหวะของแรงดันไฟสลับ

ผลของกระแสที่ไหลผ่านโหลดจึงมีลักษณะไหลในทิศทางเดียว คือ เป็นลักษณะของไฟตรงนั่นเอง แรงดันไฟตรงที่ตกคร่อมโหลดมีค่าขึ้นอยู่กับขนาดของแรงดัน V และมีความสัมพันธ์กันดังนี้



รูปที่ 3.1 การใช้ไดโอดในวงจรเรคติไฟเออร์ และ
แสดงสัญญาณรูปคลื่นของกระแสและแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้แรงดัน V_s มีค่าเท่ากับ $V_p \sin \omega t$

V_p เป็นแรงดันค่าสูงสุดของค่าไฟสลับ

เราจะได้ค่าแรงดัน V_{dc} ที่โหลดเป็น

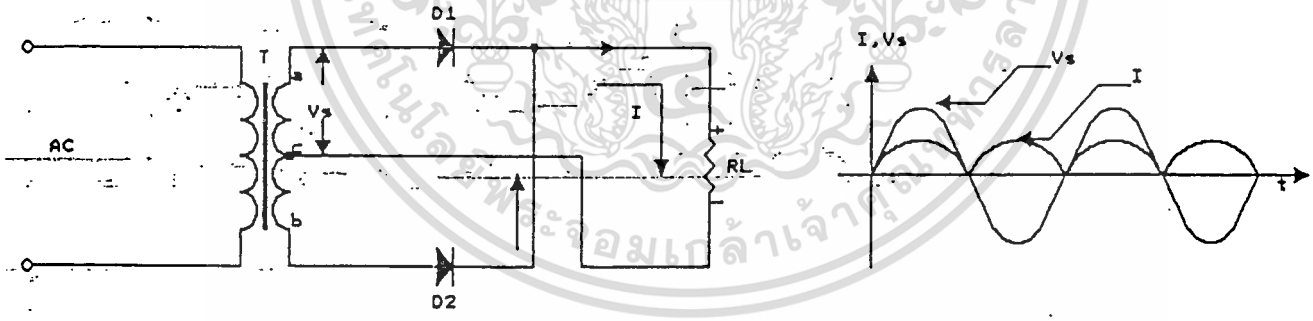
$$V_{dc} = V_{p/}$$

$$= 0.3183\ V_p$$

3.2 วงจรเรคติไฟเออร์แบบเต็มคลื่น (full Wave Rectifier)

ในกรณีของ วงจรเรคติไฟเออร์แบบครึ่งคลื่น ส่วนของกระแสตรงจะมีมาเพียงครึ่งไซเคิลเท่านั้น แต่ในกรณีของวงจรเรคติไฟเออร์แบบเต็มคลื่น ส่วนของกระแสตรงจะมาจากทั้งครึ่งไซเคิลบวกและครึ่งไซเคิลลบของไฟฟ้ากระแสสลับ วงจรจ่ายไฟตรงแบบนี้จึงมีข้อดีกว่าวงจรแบบครึ่งคลื่นหลายประการ ลักษณะของวงจรที่นิยมใช้กันมากมีสองแบบคือ

ก. วงจรที่ใช้หม้อแปลงที่มีแท็ปกึ่งกลาง



รูป 3.2 วงจรเรคติไฟเออร์แบบเต็มคลื่นใช้หม้อแปลงที่มีแท็ปกึ่งกลาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูป 3.2 เมื่อการเปลี่ยนแปลงของไฟสลับที่จุด a เป็นบวกเมื่อเทียบกับจุด C ไดโอด D_1 จะนำกระแส โดยที่ D_2 จะไม่นำกระแส เพราะที่จุด c มีศักดาเป็นบวกเมื่อเทียบกับจุด b ครั้นเมื่อศักดาที่จุด a เป็นลบเมื่อเทียบกับจุด C จุด b ก็จะมีค่าเป็นบวกเมื่อเทียบกับจุด c ไดโอด D_2 จึงนำกระแสบ้าง กระแสที่ไหลผ่าน R_L จึงเป็นไปได้ทั้งครึ่งบวกและครึ่งลบ กระแสที่ไหลในกรณีนี้จึงมีค่ามากกว่ากรณีเรคติไฟเออร์แบบครึ่งคลื่น การหาค่าแรงไฟ DC หรือแรงดันค่าเฉลี่ยที่วัดได้จากโวลท์มิเตอร์ไฟตรงหาได้จาก

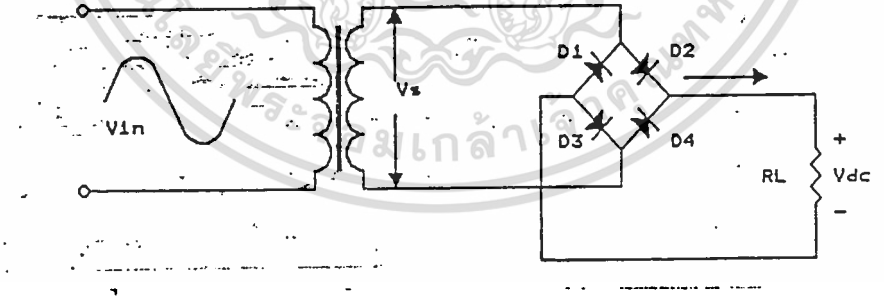
เมื่อ $V_s = V_p \sin wt$

V_p คือ ค่าแรงดันสูงสุดของ V_s

แรงดัน V_{DC} คร่อม $R_L = 2\ V_p$

$= 0.636\ V_p$

ข. วงจรบริดจ์เรคติไฟเออร์ (Bridge rectifier)



รูป 3.3 วงจรบริดจ์เรคติไฟเออร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเรคติไฟเออร์สามารถทำได้โดยไม่ต้องใช้หม้อแปลงที่มีแท็ปกึ่งกลางได้ แต่ต้องเพิ่มจำนวนไดโอดให้กับวงจรอีกเป็น 4 ตัว การจัดเรียงของไดโอดจะเรียงกันอยู่ในรูปของบริดจ์ที่เราเรียกว่า วงจรบริดจ์เรคติไฟเออร์

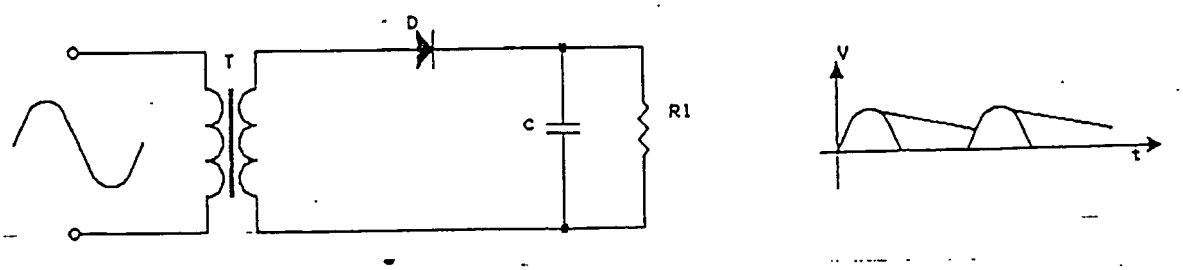
การทำงานของวงจรบริดจ์เรคติไฟเออร์ จะมีทิศทางการทำงานตามลักษณะของลูกศรนั่นคือ เมื่อ V_{in} เพิ่มขึ้นมาทางบวก ไดโอด D_2 และ D_3 จะนำกระแส ครั้นแรงดัน V_{in} ลงไปทางลบไดโอด D_1 และ D_4 จะนำกระแส การนำกระแสของไดโอดทั้งสองชุดนี้ เป็นผลให้กระแสไหลผ่าน R_L ในทิศทางเดียวเท่านั้น

วงจรเรคติไฟเออร์แบบบริดจ์นี้เป็นที่นิยมกันมาก เพราะไม่ต้องยุ่งยากในการพันหม้อแปลงให้มีแท็ปกึ่งกลาง และในปัจจุบันบริษัทผู้ผลิตไดโอดหลายบริษัทได้ผลิตไดโอดในรูปแบบของบริดจ์รวมอยู่ในกล่องซึ่งสะดวกต่อการใช้ คือ สามารถต่อเข้ากับหม้อแปลง และโหลดได้ทันที ทำให้สะดวกต่อการใช้ยิ่งขึ้น

3.3 ระบบฟิลเตอร์ที่ใช้ในวงจรจ่ายไฟตรง

แรงดันที่ผ่านวงจรเรคติไฟเออร์แบบครึ่งคลื่นและเต็มคลื่น (ฮาร์ฟเวฟ และฟูลเวฟ) ออกมานั้น ถ้าพิจารณากันอย่างละเอียดแล้วจะเห็นว่า ลักษณะของแรงดันไฟตรงที่ได้มานั้นไม่ราบเรียบ จำเป็นจะต้องมีวงจรช่วยทำให้ลักษณะของกระแสและแรงดันราบเรียบขึ้น วิธีง่าย ๆ ที่เราใช้กันก็คือ การฟิลเตอร์ (Filter)

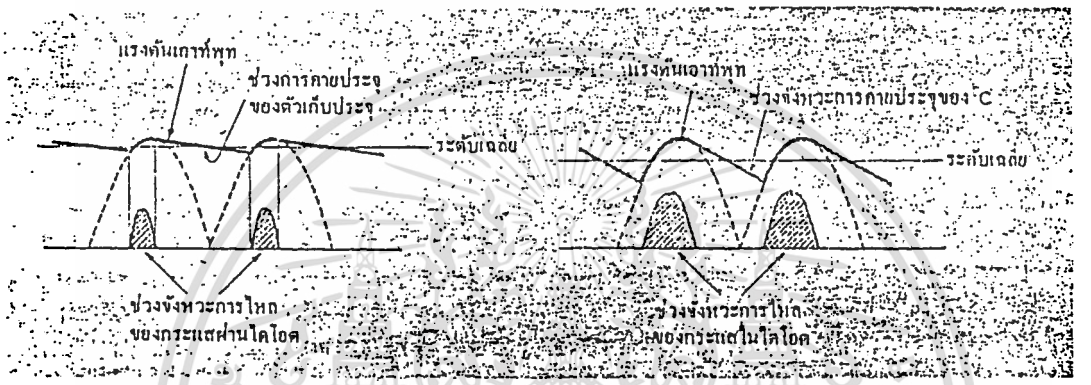
แรงดันไฟฟ้าที่ได้ที่โหลดนั้น เราต้องการให้เป็นไฟตรงที่เรียบ วิธีการง่าย ๆ ที่ทำให้แรงดันที่เป็นระลอกคลื่นเรียบขึ้นด้วยการใช้ตัวเก็บประจุ (Capacitor) ทั้งนี้เพราะตัวเก็บประจุทำหน้าที่หลักสำคัญ คือ การสะสมประจุไว้ในตัวมัน เมื่อใดที่กระแสป้อนน้อยมันก็จะเอาค่าประจุที่เก็บสะสมไว้ในตัวมันจ่ายแทน เมื่อใดที่จะต้องจ่ายกระแสไปให้โหลดน้อย (โปลดใช้กระแสต่ำ) มันก็จะแบ่งมาเก็บสะสมไว้ ลักษณะของวงจรเขียนได้ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 36.4 การใส่ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์

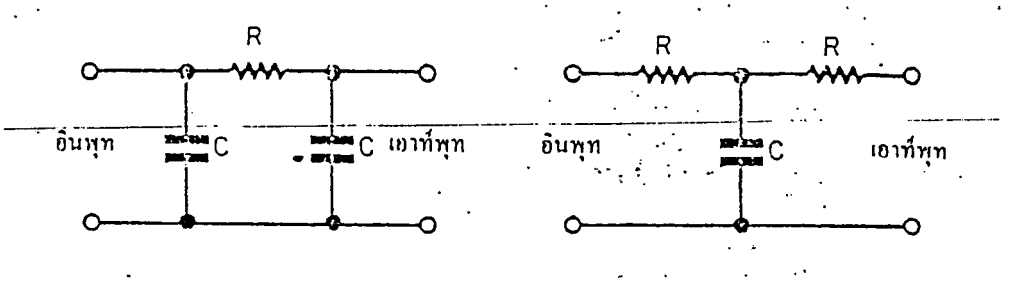
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การใส่ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์เป็นที่นิยมกันมาก เพราะใช้ง่าย แต่อย่างไรก็ตามการใช้ตัวเก็บประจุเพียงตัวเดียวจะยังคงมีผลต่อโหลดของกระแส เพราะเมื่อมีการโหลดกระแสมากการจ่ายกระแสจากตัวเก็บประจะก็จะต้องมาก ทำให้แรงดันตกลง และมีขนาดของแรงดันมีการกระเพื่อมสูงขึ้น (ripple)



รูป 3.5 แสดงผลของการโหลดที่มีต่อวงจรฟิลเตอร์ที่ใช้ C เพียงตัวเดียว

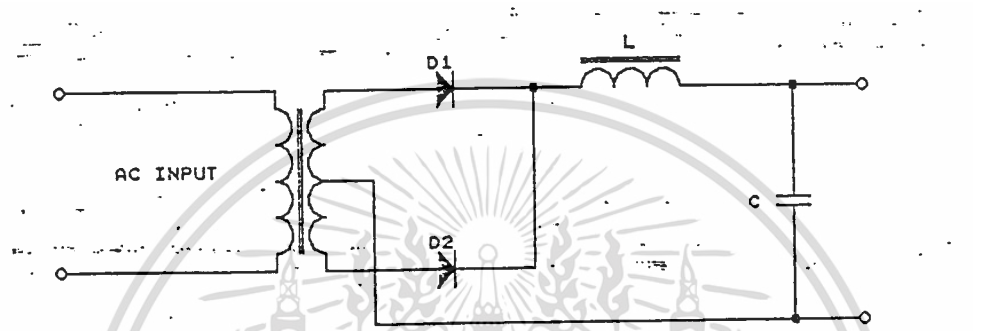
การใช้ตัวเก็บประจุ จะต้องเลือกขนาดของตัวเก็บประจุให้ใหญ่พอเพียง เพื่อการคายประจุไปยังโหลดได้อย่างพอเพียง มิฉะนั้นผลของริปเปิลจะปรากฏให้เห็นมาก คือ แรงดันเอาท์พุทไม่เรียบ และขนาดของแรงดันโดยเฉลี่ยจะตกลงด้วย การเพิ่มประสิทธิภาพของการฟิลเตอร์วิธีหนึ่ง คือ การต่อวงจรฟิลเตอร์ในรูปของตัวพาย (section) หรือตัวที (T section) โดยมีลักษณะของวงจรจะเป็นดังนี้



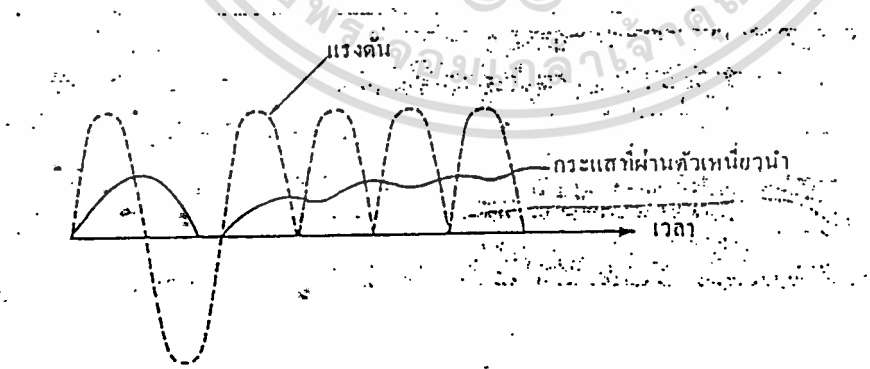
รูปที่ 3.6 วงจรฟิลเตอร์ใช้ R-C ประกอบเป็นรูปตัวพายและที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีของรูปที่ 3.6 จะทำให้ขนาดของแรงดันริปเปิลมีค่าลดน้อยลง แต่ก็ยังมีข้อเสียในแง่ของกำลังสูญเสียที่จะเกิดขึ้นในตัวต้านทาน ดังนั้นถ้าต้องการจ่ายกระแสสูง ๆ วิธีนี้จะทำให้เกิดกำลังสูญเสียขึ้นได้มาก และหนทางที่จะลดกำลังสูญเสียในความต้านทาน R คือ ใช้ตัวเหนี่ยวนำต่อร่วมกับตัวเก็บประจุ



รูปที่ 3.7 (ก) วงจรฟิลเตอร์ที่ใช้ L กับ C ประกอบกัน



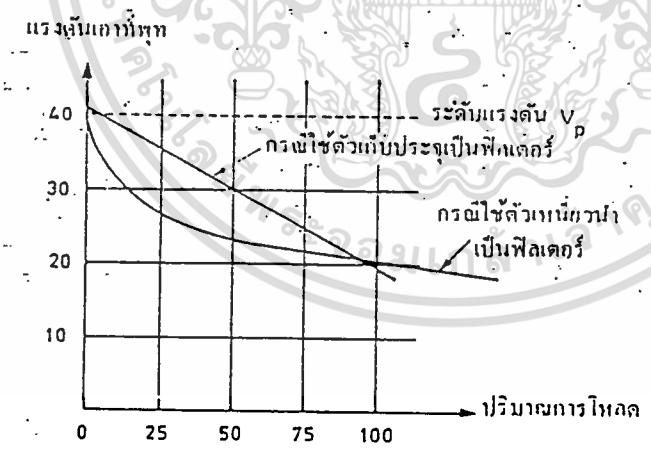
รูปที่ 3.7 (ข) แสดงให้เห็นถึงกระแสที่ได้ราบเรียบ
ในกรณีที่ใช้ตัวเหนี่ยวนำเป็นฟิลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การใช้ตัวเหนี่ยวนำมาช่วยในวงจรฟิลเตอร์นับว่าเป็นข้อดี เพราะคุณสมบัติของตัวเหนี่ยวนำจะต่อต้านการเปลี่ยนแปลงของกระแสทันทีทันใด ลักษณะของกระแสที่ได้จะราบเรียบ และจ่ายไปยังโหลดได้ดี แม้ว่าโหลดจะเปลี่ยนแปลงก็จะไม่ทำให้แรงดันคร่อมโหลดเปลี่ยนมากนัก

และเพื่อรวมคุณสมบัติข้อดีของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ วงจรฟิลเตอร์ที่ใช้จึงประกอบร่วมระหว่างตัวนำเหนี่ยวนำกับตัวเก็บประจุ (โดยทั่วไปมักจะให้ตัวเหนี่ยวนำต่อชิดกับวงจรไดโอด เพื่อกรองกระแสค่าเฉลี่ยก่อน แล้วจึงใช้ตัวเก็บประจุประกอบ ดังแสดงในรูปที่ 3.7)

ในการพิจารณาในแง่เรกูเลชั่นของวงจร หรือกระแสโหลดมีผลต่อแรงดันเอาท์พุทอย่างไร เราจะใช้หลักการที่กล่าวมาแล้วอธิบายได้ โดยการใช้ตัวเหนี่ยวนำอย่างเดียวเป็นตัวฟิลเตอร์ ในกรณีที่กระแสโหลดเป็น 0 ค่าแรงดันก็จะอยู่ที่ประมาณ V_p หรือแรงดันจุดสุดยอด ครั้นเมื่อโหลดด้วยกระแสเพียงเล็กน้อย แรงดันก็จะตกลงมามากต่อจากนั้นก็จะลดน้อยลงเมื่อกระแสโหลดเพิ่มขึ้น ซึ่งถ้าเป็นตัวเก็บประจุอย่างเดียวลักษณะของแรงดันจะลดลงแปรตามกับค่าของจำนวนกระแสโหลด ซึ่งสามารถเขียนเป็นกราฟได้ดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 กราฟแสดงผลของการใช้ L หรือ C เป็นฟิลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

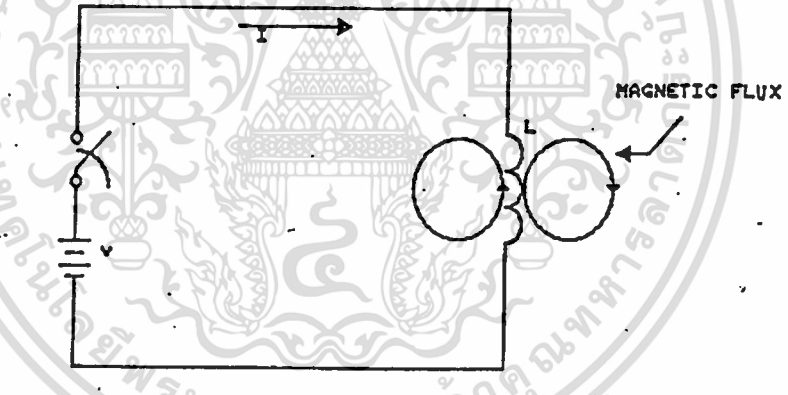
บทที่ 4

การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงสำหรับแหล่งจ่ายไฟ

หม้อแปลงไฟฟ้าที่ใช้เพิ่ม หรือลดแรงดันไฟสลับ โดยทั่วไปแล้ววิธีการออกแบบไม่ยุ่งยากเหมือนกับหม้อแปลงที่ใช้กับแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตช์ชิ่ง เนื่องจากแหล่งจ่ายแบบหลังนี้มีรูปคลื่นเป็นสี่เหลี่ยมมีความถี่สูงถึง 20 KH_z หรือมากกว่า และยังให้กำลังไฟสูงด้วย สำหรับสิ่งที่จะกล่าวต่อไปนี้เป็นทฤษฎีเบื้องต้นของหม้อแปลง และวิธีการออกแบบหม้อแปลง ใช้หลักการของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในการส่งผ่านพลังงาน

4.1 ทฤษฎีแม่เหล็กไฟฟ้า

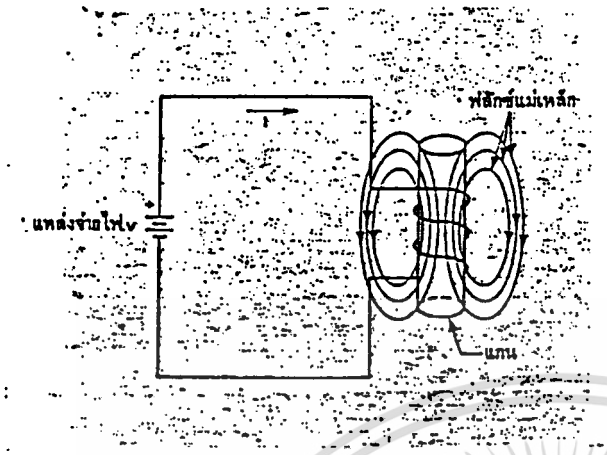
ในรูป 4.1 แสดงการนำลวดตัวนำมาพันเป็นขดลวดมีแหล่งจ่ายไฟส่งกำลังงานผ่านสวิตช์เมื่อสวิตช์ต่อวงจรกระแสไฟฟ้าไฟผ่านขดลวด ทำให้เกิดสนามแม่เหล็กรอบตัวนำ สนามแม่เหล็กรอบขดลวดนี้เรียกว่า ฟลักซ์ (Flux)



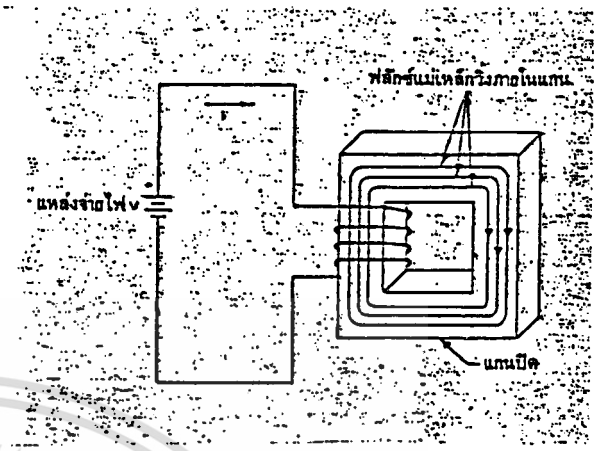
รูป 4.1 แสดงฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดจากการผ่านกระแสเข้าขดลวด

ในรูป 4.2 แสดงการพันขดลวดรอบแท่งวัสดุที่กลายเป็นแม่เหล็กได้ (เช่น เหล็ก, นิกเกิล, โคบอลต์ เรียกรวม ๆ ว่า "เฟอโรแมกเนติก") แท่งวัสดุนี้ทำให้เกิดการเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กผลจึงทำให้ฟลักซ์หนาแน่นกว่า ฟลักซ์จะวิ่งอยู่ในแท่งวัสดุถ้าให้แท่งวัสดุต่อถึงกันตลอดการเหนี่ยวนำแม่เหล็กจะสูงขึ้นดังแสดงในรูปที่ 4.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 การวางแท่งวัสดุที่เป็นแม่เหล็กตรงกลางทำให้ฟลักซ์เพิ่มขึ้น



รูปที่ 4.3 ถ้าใช้แกนแบบปลายปิดฟลักซ์จะวิ่งอยู่ภายใน

ปกติฟลักซ์แม่เหล็กจะถูกระบุเป็นความหนาแน่น (Flux density) มีสัญญาลักษณ์เป็น B มีหน่วยเป็นเกาส์ (ปัจจุบันนิยมใช้เวเบอร์ต่อตารางเมตร) และความเข้มของสนามแม่เหล็ก (magnetic field intensity) มีสัญญาลักษณ์เป็น H มีหน่วยเป็นเออร์สเตด (ปัจจุบันนิยมใช้แอมป์ต่อเมตร) โดย

$$H = 0.4 \quad NI/L_1 \qquad \text{.....1.}$$

เมื่อ N คือ จำนวนรอบของขดลวด

I คือ กระแสที่ไหลผ่านขดลวด

L_1 คือ ความยาวของแกน

ความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นของฟลักซ์ต่อความเข้มของสนามแม่เหล็กจะเป็น

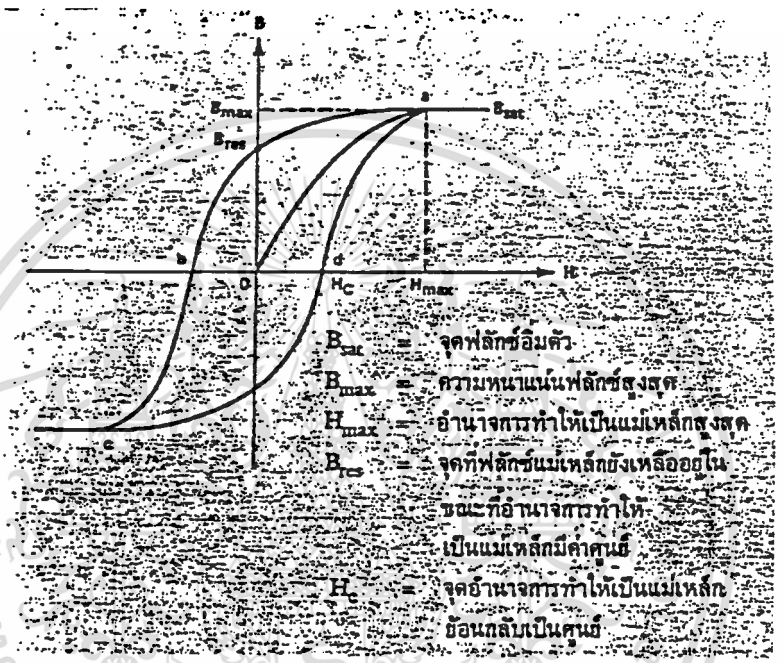
$$= B/H \qquad \text{.....2.}$$

(มิว) คือ ค่ายอมรับ (permeability) ของแกน หมายถึง คุณสมบัติของวัตถุในอันที่ยอมให้อำนาจแม่เหล็กผ่านไปได้มากหรือน้อย สำหรับอากาศที่ = 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 ฮีสเตอร์รีซิสลูป

ฮีสเตอร์รีซิส (hysteresis) คือ คุณสมบัติการเป็นแม่เหล็กของวัตถุ โดยใช้ความสัมพันธ์ของความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็ก (B) และความเข้มของเส้นแรงแม่เหล็ก (H) สามารถหาคุณสมบัตินี้ได้โดยใช้ B-H curve จากรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 แสดงคุณสมบัติของฮีสเตอร์รีซิสแกน B-H

B_{sat} = จุดฟลักซ์อิ่มตัว

B_{max} = ความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุด

H_{max} = อำนาจการทำให้แม่เหล็กสูงสุด

B_{res} = จุดฟลักซ์แม่เหล็กยังเหลืออยู่ในขณะที่อำนาจการทำให้เป็นแม่เหล็กมีค่าศูนย์

H_c = จุดอำนาจการทำให้เป็นแม่เหล็กย้อนกลับเป็นศูนย์

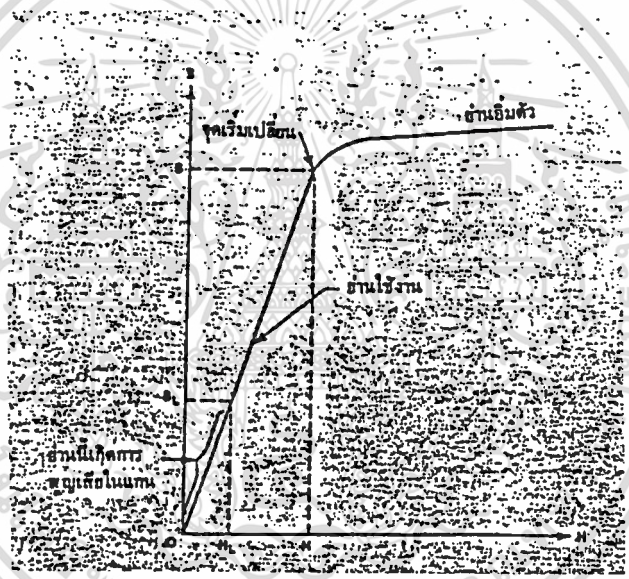
สมมุติเริ่มที่จุดศูนย์ เมื่อเพิ่มความเข้มของสนามแม่เหล็กค่าของความหนาแน่นฟลักซ์เพิ่มขึ้นเป็นเชิงเส้น จนกระทั่งถึงจุด a ที่ความหนาแน่นของฟลักซ์ไม่เพิ่มขึ้นเรียกว่า ฟลักซ์อิ่มตัว (B_{sat}) หลังจากลดความเข้มของสนามแม่เหล็ก จนกระทั่งเป็นศูนย์ความหนาแน่นของฟลักซ์จะไม่ตกเป็นศูนย์ตาม ถ้าให้ความ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เข้มสนามแม่เหล็กกลับทาง ความหนาแน่นของฟลักซ์จะลดลงเป็นศูนย์และมีคุณสมบัติในทางตรงกันข้ามเหมือนกัน จึงได้เส้นโค้งลักษณะตัว S รูปที่ 4.5 แสดงคุณสมบัติของแกนที่ใช้งาน ปกติจะให้ทำงานในช่วงที่เป็นเส้นตรงเพื่อลดการสูญเสีย

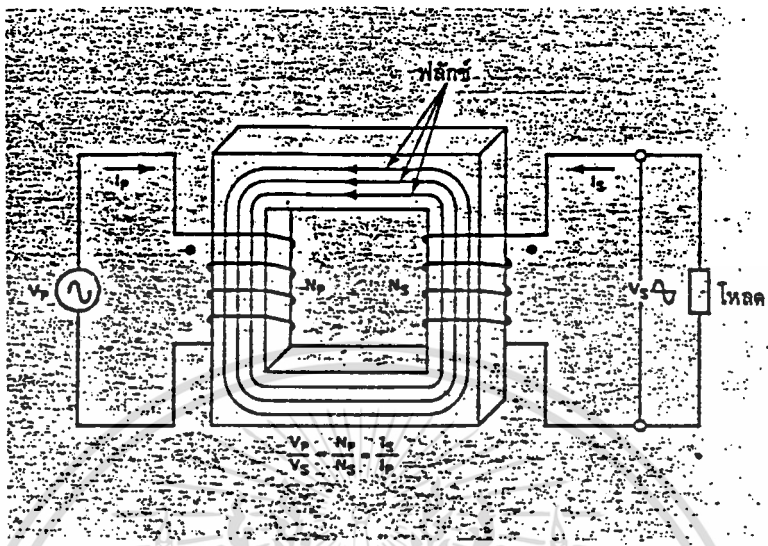
4.3 ทฤษฎีหม้อแปลง

จากที่ได้กล่าวมาแล้วว่า เมื่อมีกระแสไหลผ่านขดลวดที่พันรอบแกนปิด จะเกิดฟลักซ์เหนี่ยวนำในแกน ถ้ากระแสที่จ่ายให้มีการเปลี่ยนแปลงไปมา ฟลักซ์จะเปลี่ยนไปมาด้วย ถ้าเรานำขดลวดอีกขดมาพันรอบแกนนี้จะเกิดแรงดันและกระแสเหนี่ยวนำ เราเรียกว่า "หม้อแปลง"



รูปที่ 4.5 แสดงลักษณะของการเป็นแม่เหล็กในช่วยเป็นเส้นตรงและอิ่มตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 แสดงหม้อแปลงแบบสองขด

จากรูปที่ 4.6 แสดงลักษณะหม้อแปลงแบบง่าย ๆ ขดลวดทางอินพุทเรียกว่า ขดปฐมภูมิ และทางเอาท์พุทเรียกว่า ทุติยภูมิ ความสัมพันธ์ของจำนวนรอบขอลวดและแรงดัน จะมีอัตราส่วนคงที่ คือ

$$N_p/N_s = V_p/V_s \qquad \text{.....3.}$$

N_p และ V_p คือ จำนวนรอบขอลวดและแรงดันด้านปฐมภูมิ

N_s และ V_s คือ จำนวนรอบขดลวดและแรงดันด้านทุติยภูมิ

แรงดันเหนี่ยวนำจะเป็นไปตามการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์ ถ้าเราให้ B อยู่ในช่วงที่เป็นเส้นตรง เราจะได้

$$B_{max} = V_p * 10^8/KfN_pA_s \qquad \text{.....4.}$$

เมื่อ B_{max} คือ ความหนาแน่นของฟลักซ์สูงสุด

V_p คือ แรงดันด้านปฐมภูมิเป็นโวลต์

f คือ ความถี่เป็นเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

N_p คือ จำนวนรอบของลวดปฐมภูมิ

A_g คือ พื้นที่หน้าตัดของแกนเป็นตารางเซนติเมตร

K คือ ค่าคงที่มีค่า 4.44 สำหรับแรงดันรูปซายน์ และ 4.0 สำหรับแรงดันรูปสี่เหลี่ยม

ปกติค่า B_{max} จะเลือกที่ค่า $B_{max}/2$ เพื่อให้แน่ใจว่าทำงานในช่วงที่เป็นเส้นตรง

ตัวประกอบที่สำคัญอีกสิ่งหนึ่งคือ พื้นที่สำหรับการวางเส้นลวดตัวนำ ซึ่งปกติจะพันอยู่บนตัวบ๊อบบิ้น (Bobbin) ค่านี้จะเลือกให้เหมาะสมด้วย สำหรับความสามารถในการจ่ายกำลังของแกนเหล็กคำนวณจาก

$$P_{out} = (1.16B_{max}fdA_gAc)*10^{-9} \quad .....5.$$

เมื่อ P_{out} คือ กำลังที่จ่ายให้เป็นวัตต์

d คือ ความหนาแน่นของกระแสไฟในลวดตัวนำเป็นแอมป์ต่อตารางเมตร

A_g คือ พื้นที่หน้าตัดของแกนเป็นตารางเซนติเมตร

A_c คือ พื้นที่สำหรับพันขดลวดบนบ๊อบบิ้นเป็นตารางเซนติเมตร

บางบริษัทพื้นที่ของบ๊อบบิ้นใช้สัญญลักษณ์ W_g หรือหน้าต่างบ๊อบบิ้นและความหนาแน่นของกระแสในสายใช้หน่วยเซอร์คูลาร์มิลล์ต่อแอมป์ (c.m/A) ใช้สัญญลักษณ์ D โดย

$$d = 1.27*10^{6}/D \quad .....6.$$

นำค่า d แทนลงในสมการ 5 จะได้

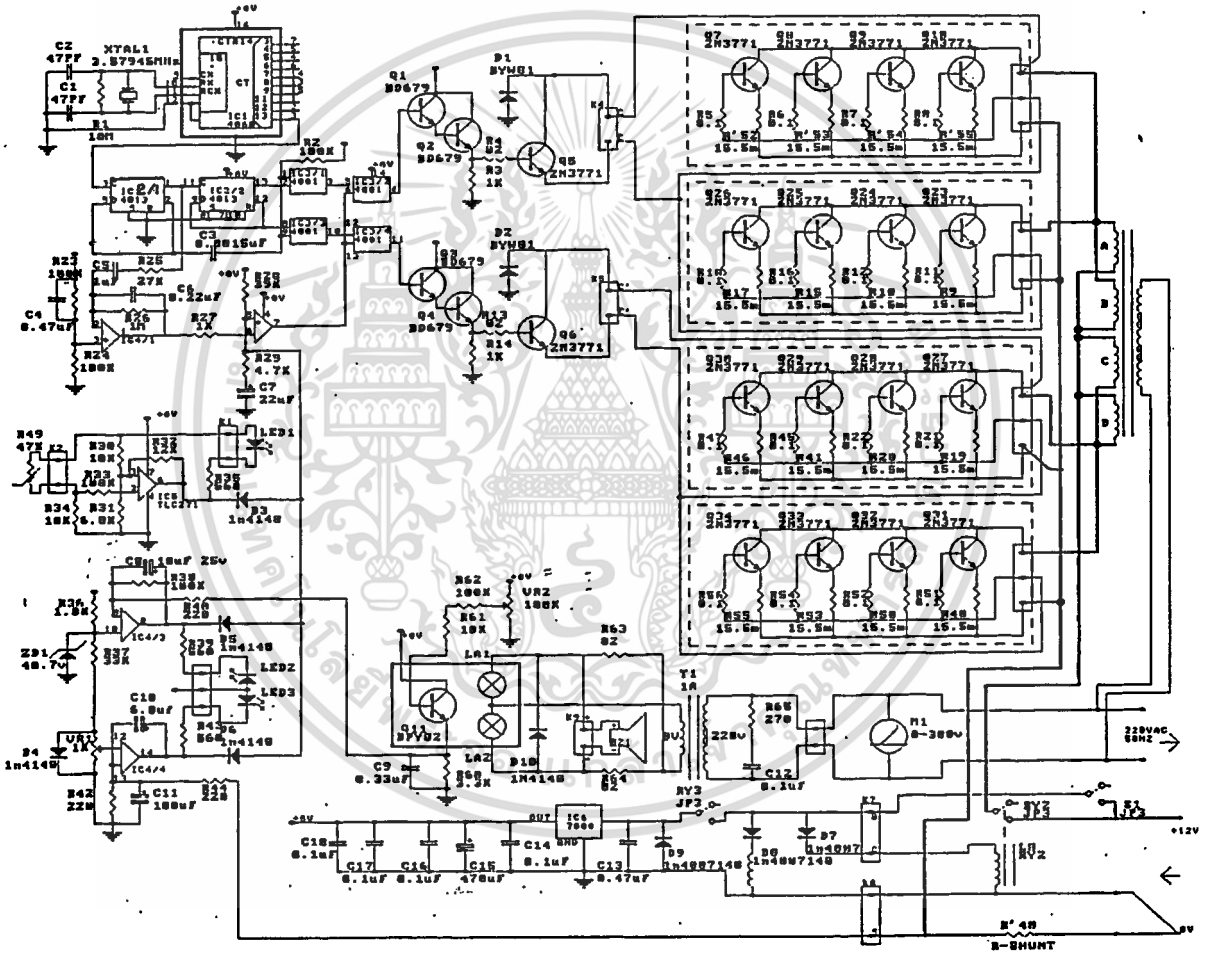
$$P_{out} = (1.47fB_{max}A_gA_c)*10^{-3}/D \quad .....7.$$

ค่า D จะเทียบกับค่า 1000 เซอร์คูลาร์มิลล์ต่อแอมป์ ในทางปฏิบัติจะใช้ค่าเพียง 200-400 เพื่อความปลอดภัยของสาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

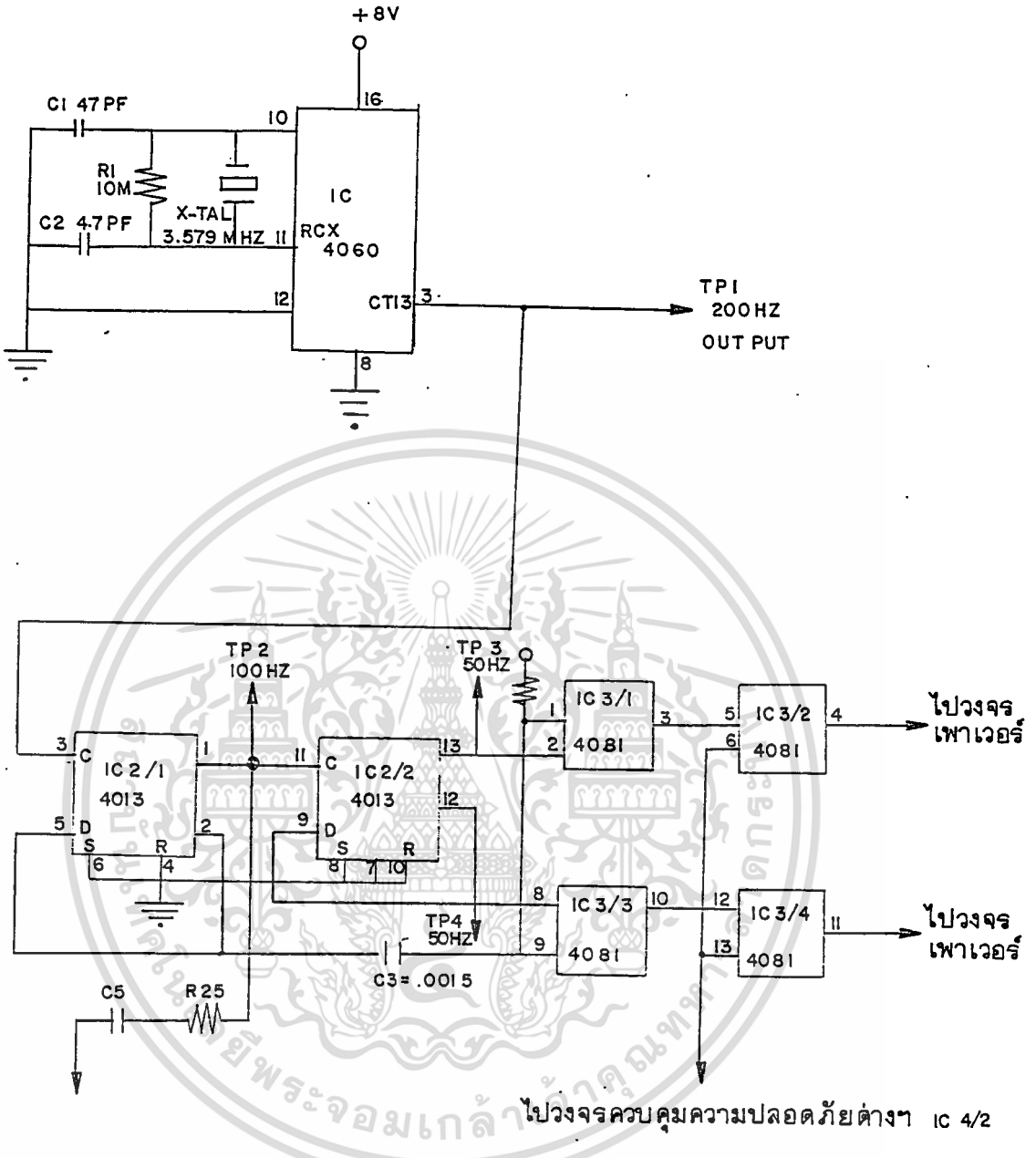
บทที่ 5
วงจรและการทำงานของโครงงาน
(DC TO AC CONVERTER CIRCUIT)

5.1 วงจรและการทำงานของโครงงาน



รูปที่ 5.1 วงจรสมบูรณ์ของคอนเวอร์เตอร์ 600 VA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.2 ก. วงจรกำเนิดความถี่

จุดทดสอบ (โดยใช้ออสซิลโลสโคป เรื่องเครื่องวัดความถี่)

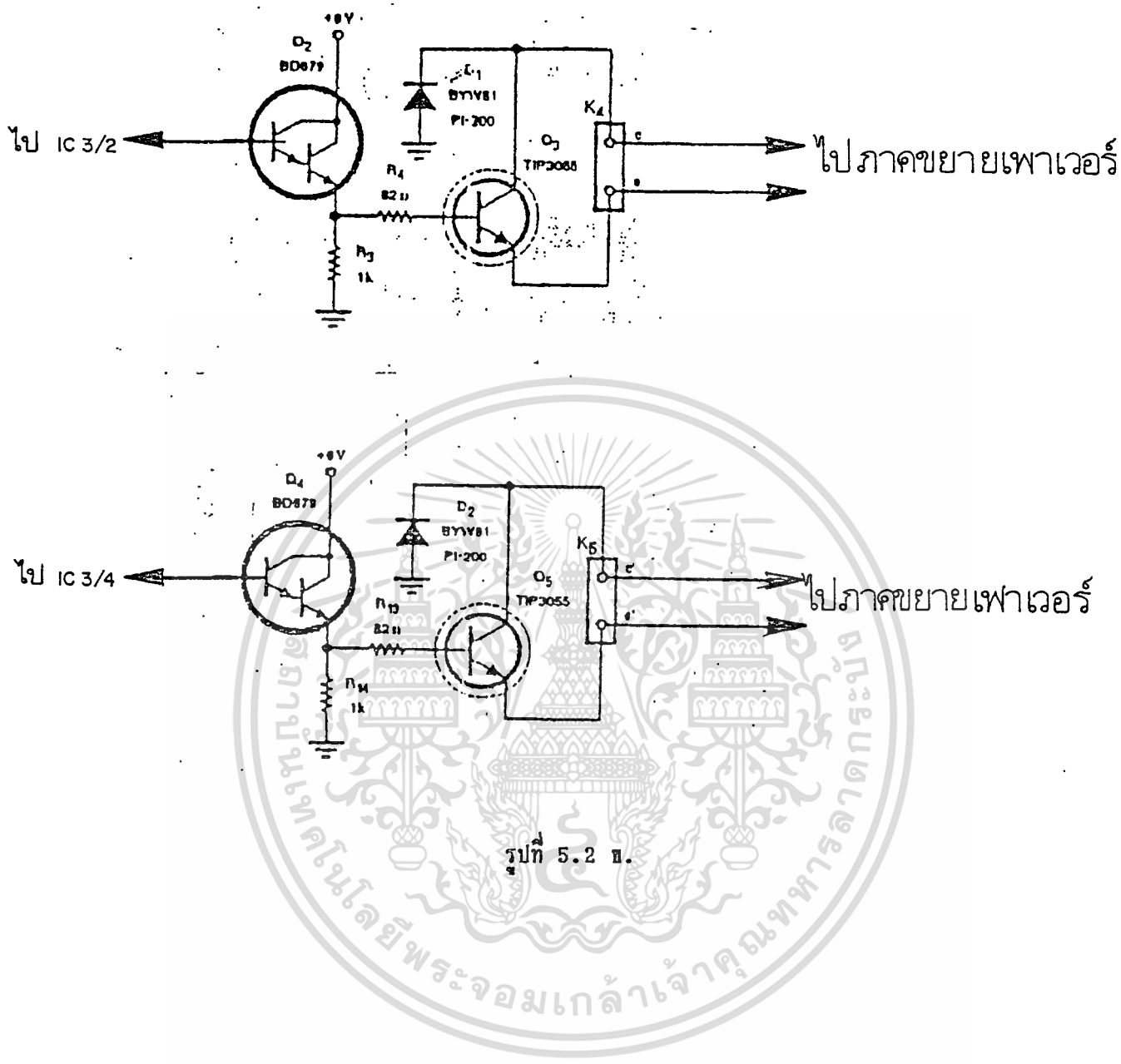
วัดที่ TP_1 จะได้ความถี่ 200 H_z

วัดที่ TP_2 จะได้ความถี่ 100 H_z

วัดที่ TP_3 และ TP_4 จะได้ความถี่ 50 H_z กลับเฟสกัน

ไม่มีจุดปรับแต่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



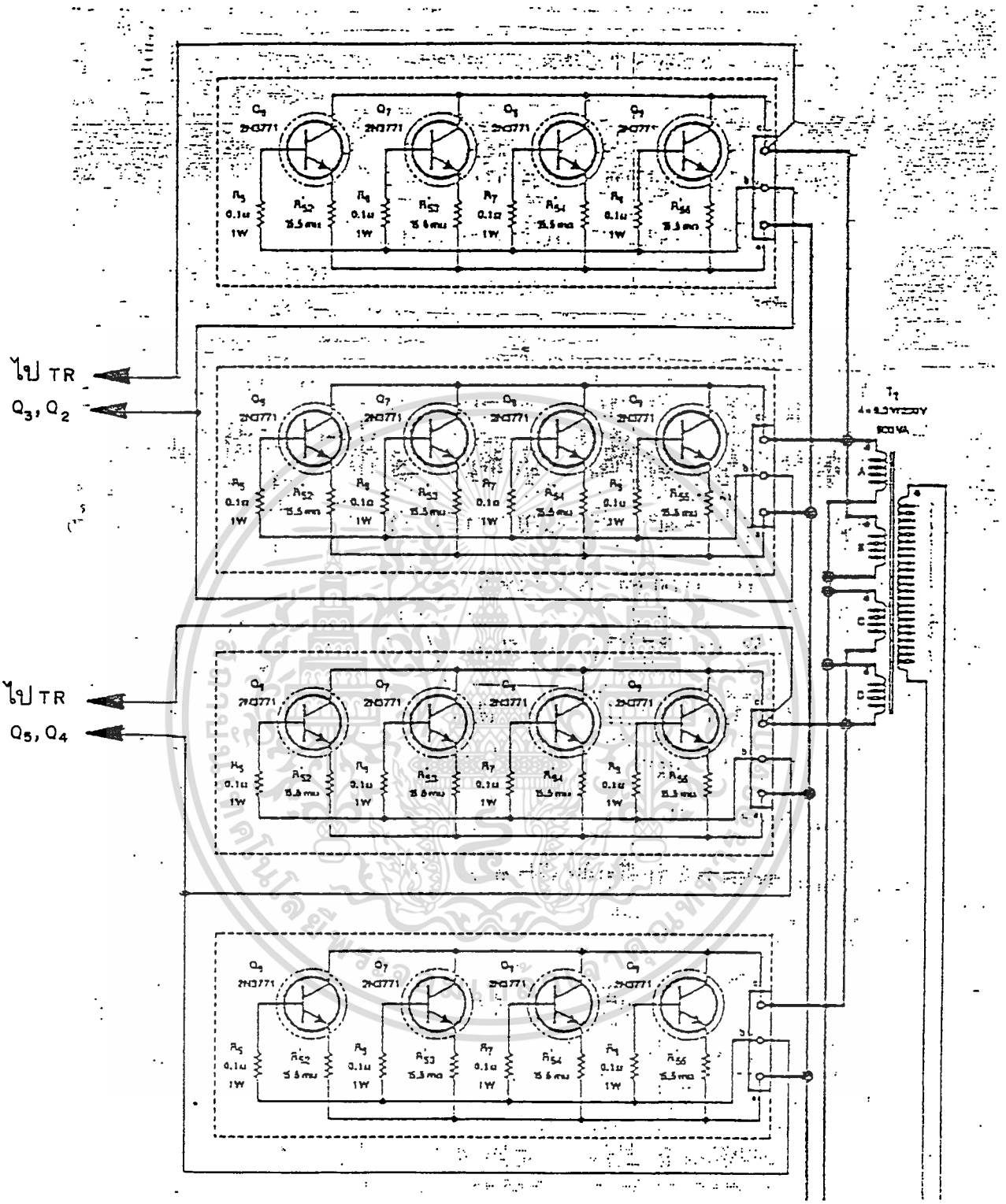
รูปที่ 5.2 ข.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในส่วนของวงจรควบคุมรูปที่ 5.2 ก. และ 5.2 ข.นี้จะมีคริสตอล X'tal$_1$ 3.579545 เมกะเฮริตซ์ (หากไม่สามารถหาซื้อคริสตอบค่านี้ได้ตรง ๆ อนุโลมให้ใช้คริสตอลที่ค่าแตกต่างจากนี้ไม่เกิน 10 เปอร์เซ็นต์) เป็นตัวกำเนิดความถี่ที่คงที่ โดย IC$_1$ 4060 จะหารความถี่ลงมาจนเหลือเพียง 200 เฮริตซ์ และส่งให้ IC$_{2/1}$ และ IC$_{2/2}$ 4013 ไบสเตเบิลทอนความถี่ลงครึ่งหนึ่งเป็น 100 เฮริตซ์ และ 50 เฮริตซ์ ตามลำดับ ซึ่งความถี่ 50 เฮริตซ์จากขา 12 และ 13 ของ IC$_{2/2}$ นี้จะต่างเฟสกัน 180 องศา

สัญญาณนาฬิกาฐานเวลา 50 เฮริตซ์ที่ต่างเฟสกันนี้จะต่อผ่านแอนด์เกต IC$_{3/1}$ และ IC$_{3/3}$ ซึ่งได้ออกแบบให้มีการเปิดเกตในแต่ละรอบความถี่ไม่ซ้อนทับกัน กำหนดด้วค่าคงตัวเวลา R_2 และ C_3 เพื่อป้องกันไม่ให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีโอกาสทำงานพร้อมกัน เป็นการลดกำลังงานไปในตัว นอกจากนี้สัญญาณนาฬิกาฐานเวลานี้ยังต้องผ่านแอนด์เกต IC$_{3/2}$ และ IC$_{3/4}$ อีกด่าน ซึ่งเป็นด่านสำคัญที่รอคอยสัญญาณควบคุมจากวงจรควบคุมความปลอดภัยต่าง ๆ เพื่อกำหนดความกว้างของพัลส์เอาต์พุตก่อนที่จะส่งไปไบแอสให้กับทรานซิสเตอร์ Q_2 และ Q_4 (BD679) และสัญญาณนี้จะถูกขยายให้แรงขึ้นอีกครั้งด้วย Q_3 และ Q_5 (2N3055) ให้มีกำลังพอเพียงก่อนส่งไปไบแอสให้กับชุดโมดูลเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในขั้นสุดท้ายต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.3 วงจรส่วนเพาเวอร์

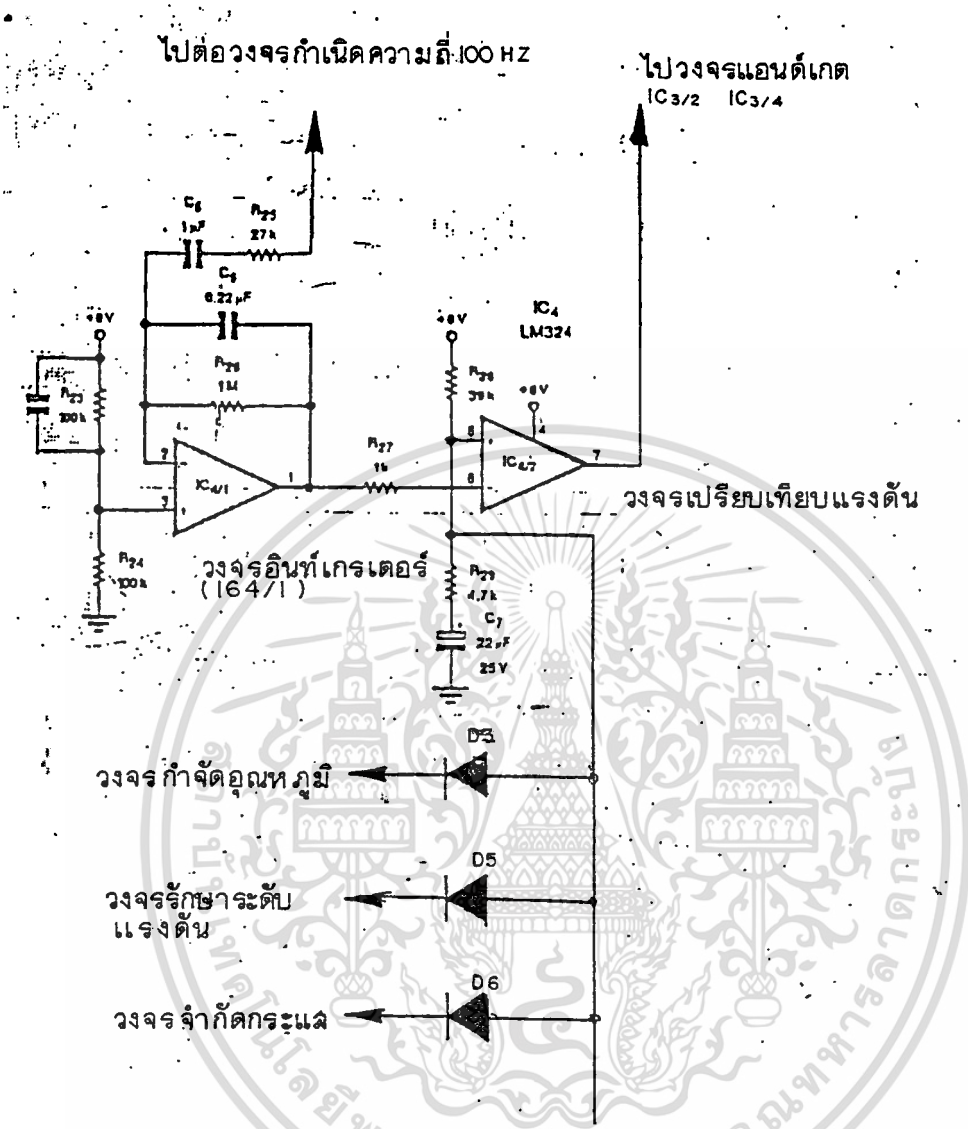
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปจะเห็นส่วนที่ซ้ำกันในเส้นประอยู่ 4 ชุด ซึ่งแต่ละชุดก็คือแต่ละโมดูลของส่วนเพาเวอร์ที่จะมาเชื่อมต่อกับบอร์ดแม่อีกที แต่ละชุดประกอบด้วยเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ 2N3771 ชุดละ 4 ตัว ขนานกัน โดยมี R_5 - R_8 เป็นตัวต้านทานที่เบส และ R_{52} - R_{55} เป็นตัวต้านทานที่อิมิตเตอร์ ซึ่งตัวต้านทานค่าต่ำ ๆ ที่ขาอิมิตเตอร์นี้ มีไว้เพื่อให้แน่ใจว่ากระแสส่วนที่ผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์แต่ละตัวมีค่าประมาณ หรือใกล้เคียงกัน ไม่ผ่านทรานซิสเตอร์ตัวใดตัวหนึ่งมากกว่ากัน

เพาเวอร์โมดูลทั้ง 4 ชุดนี้ทำงานแบบพุชพูล โดยมีโมดูล 1 และ 2 ทำงานพร้อมกัน สลับกันโมดูบล 3 และ 4 สาเหตุที่ต้องแบ่งแยกย่อยหลายชุด (2 ชุดต่อจังหวะในที่นี้) ก็เพราะว่าสามารถจัดหาและจัดทำได้ง่ายกว่าการที่จะต้องเลือกใช้เพียงชุดเดียว แต่หาซื้ออุปกรณ์ยาก ราคาแพง และจัดทำลำบาก เสียหายทีไม่คุ้ม

ชุดโมดูลเหล่านี้จะต่อผ่านขดเซคันดารี่ทั้ง 4 ขด ของหม้อแปลงหลัก T_2 ซึ่งอยู่ในวงจรอนุกรมกับแบตเตอรี่ โดยแต่ละชุดจะถูกสั่งให้ตัด หรือต่อวงจรกับแบตเตอรี่จากวงจรควบคุม จึงเกิดเป็นแรงดันไฟสลับขึ้นที่ขดลวดทางด้านเซคันดารี่ และเหนี่ยวนำไปเป็นแรงดันไฟสลับเอาต์พุตทางด้านไพร์มารี่ต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.4 วงจรอินทีเกรเตอร์ และวงจรเปรียบเทียบแรงดัน

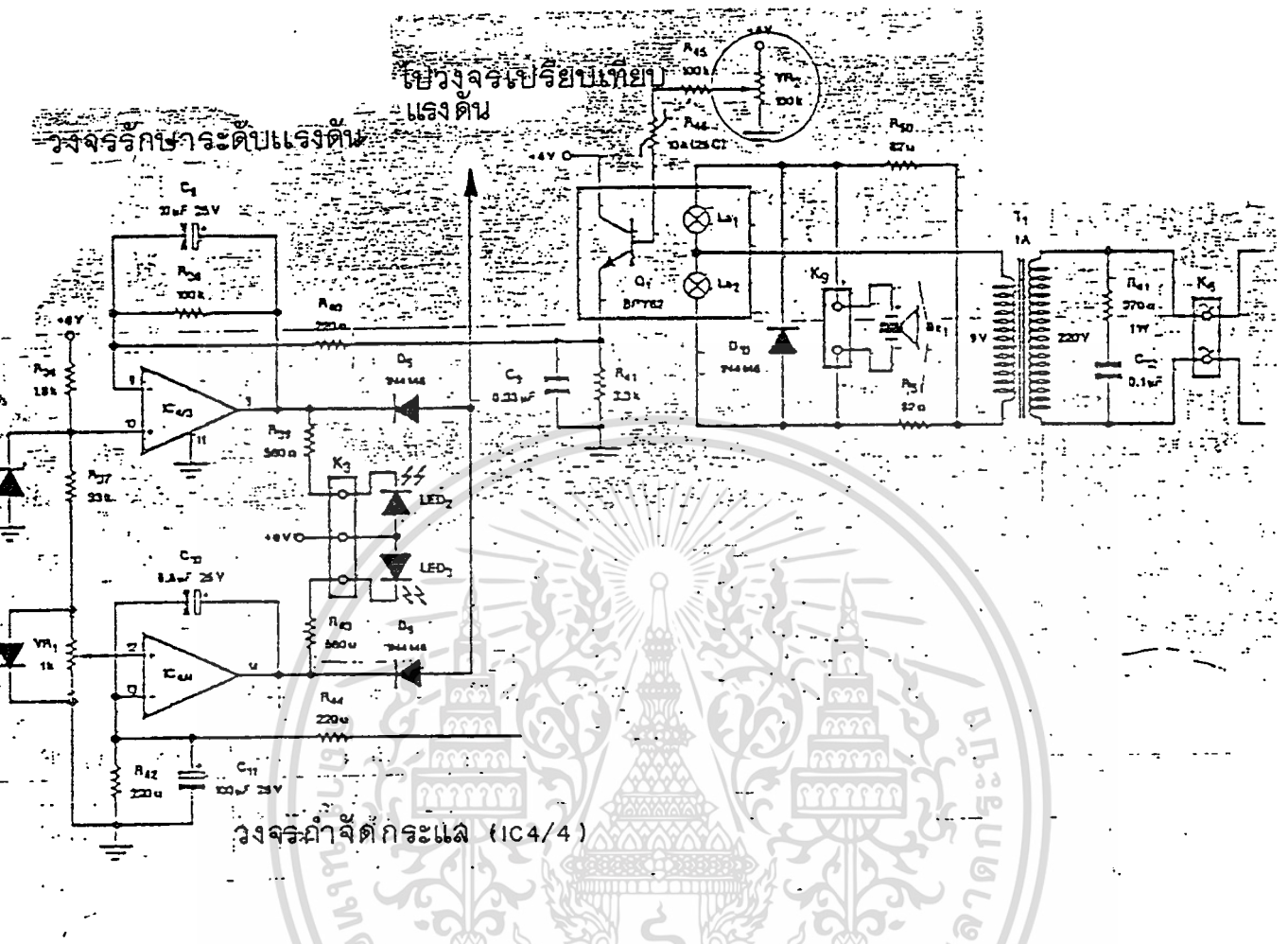
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทดสอบ

ทดลองนำหัวแร้งมาอังใกล้ ๆ กับ R_{40} ถ้าวงจรทำงานปกติ LED_1 จะต้องสว่างขึ้น ทดลองเอาสโคปวัดที่เอาต์พุตของ $IC_{4/2}$ (ขา 7) จะเห็นว่าขณะที่ LED_1 สว่างความกว้างพัลส์จะเริ่มเล็กลง

จากรูปที่ 6 ในส่วนของวงจรจำกัดอุณหภูมิ ขาอินพุตกลับเฟสของ IC_5 TLC271 (ขา 2) จะถูกป้อนด้วยแรงดันที่แปรผกผันกับอุณหภูมิจากตัวต้านทาน R_{40} ซึ่งเป็นตัวต้านทานแบบ NTC (negative temperature coefficient) และจะถูกติดตั้งไว้บนแผ่นระบายความร้อนของชุดโมดูลเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ชุดใดชุดหนึ่ง ส่วนขาอินพุตของ IC_5 นั้นจะได้รับแรงดันคงที่จากวงจรแบ่งแรงดัน R_{30} และ R_{31} ในขณะที่อุณหภูมิเริ่มสูงขึ้น ค่าความต้านทานของ R_{40} ก็จะต่ำลง และเป็นผลทำให้แรงดันเอาต์พุต (ขา 6) ของ IC_5 ลดต่ำลงใกล้เคียงกับกราวด์ ทำให้สามารถฉุดระดับแรงดันที่ขาไม่กลับเฟส (ขา 5 $IC_{4/2}$) ลงสู่กราวด์ได้โดยผ่านมาทางไดโอด D_3 ในจังหวะนี้จะสังเกตเห็น D_{11} สว่างขึ้นและพัลส์เอาต์พุตของ $IC_{4/2}$ ก็จะแคบลง ทำให้ค่ากระแสเฉลี่ยที่ผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ และแรงดันไฟสลับทางด้านเอาต์พุตลดต่ำลง ทั้งนี้ก็เพื่อให้อุณหภูมิที่เกิดขึ้นมีแนวโน้มลดลง ป้องกันการเสียหายที่เกิดขึ้นเนื่องจากอุณหภูมิสูงเกินไป สำหรับค่าความต้านทาน R_{32} นั้นถูกต่อเป็นวงจรป้อนกลับให้ IC_5 สำหรับสร้างฮีตเตอร์ซีสทางความร้อนประมาณ 10 องศาเซลเซียส นั่นคือสมมติถ้า IC_5 หยุดการทำงานที่ 60 องศาเซลเซียส IC_5 จะเริ่มทำงานอีกทีก็ต่อเมื่ออุณหภูมิอยู่ราว ๆ 50 องศาเซลเซียส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.6 วงจรตรวจระดับแรงดัน และจำกัดกระแส

จากรูปที่ 5.6 สำหรับในส่วนของวงจรรักษาแรงดัน $IC_{4/3}$ ก็จะเปรียบเทียบระดับแรงดันคงที่ที่ขาอินพุตไม่กลับเฟส (ขา 10) จาก ZD_1 กับแรงดันที่ขาอินพุตกลับเฟส (ขา 9) ที่ส่งมาจากส่วนของออปโต้ไอโซเลเตอร์ ซึ่งประกอบด้วยโฟโต้ทรานซิสเตอร์ Q_1 RPY62 และหลอดอินแคนเดสเซนต์ La_1 และ La_2 โดยที่ความสว่างของหลอด La_1 และ La_2 นั้นขึ้นอยู่กับปริมาณแรงดันจากหม้อแปลง T_1 ซึ่งป้อนกลับมาจากหม้อแปลงหลัก T_2

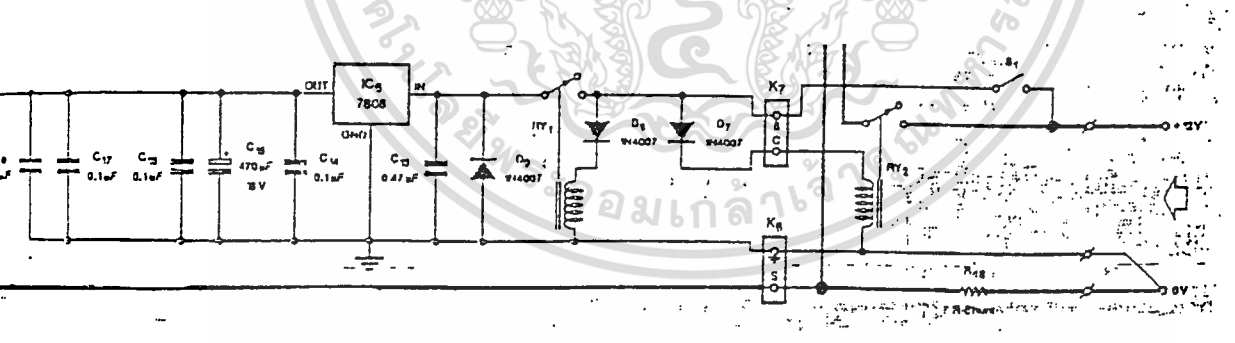
ในเวลาปกติโฟโต้ทรานซิสเตอร์ Q_1 จะได้รับการไบแอสเบสจากการจัดวงจรของ VR_2, R_{45} และ R_{46} ในกรณีที่ได้รับความสว่างจากหลอดไฟเพิ่มมากขึ้น (หลังจากที่ปรับตั้งไบแอสด้วย VR_2 ไว้แล้ว) แรงดันตกคร่อม R_{41} ก็จะมากขึ้นทำให้แรงดันที่ขาอินพุตกลับเฟส (ขา 9) ของ $IC_{4/3}$ มีค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สูงกว่าแรงดันอ้างอิงที่ขาอินพุตไม่กลับเฟส (ขา 10) จึงทำให้เอาต์พุตลดต่ำลงระดับกราวด์ จะสังเกตได้ว่าพัลส์เอาต์พุตของ $IC_{4/2}$ แคบลงเพื่อไปปรับระดับแรงดันเอาต์พุตให้เข้าสู่สมดุล

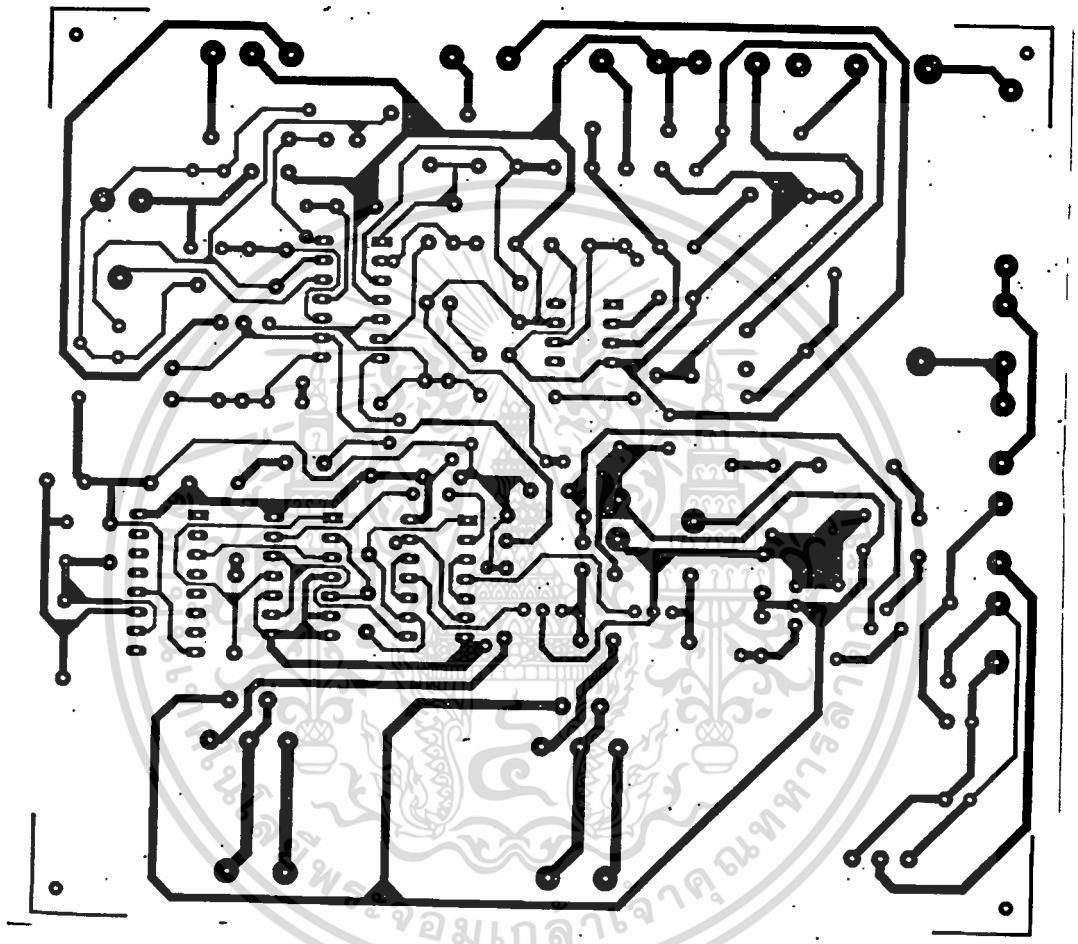
จะเห็นได้ว่าในส่วนของวงจรออปโต้ไอโซเลเตอร์นั้นมีเปียซโซบัซเซอร์อยู่ด้วย ซึ่งถูกต่อไว้เพื่อเตือนหากมีหลอดไฟหลอดใดหลอดหนึ่งขาดเสียหาย ในยามปกติเปียซโซบัซเซอร์ตัวนี้จะไม่ส่งเสียง เนื่องจากถูกต่อไว้แบบบริดจ์สมดุลไม่มีแรงดันตกคร่อม ต่อเมื่อหลอดใดหลอดหนึ่งขาดเปียซโซบัซเซอร์ก็จะถูกต่อเข้ากับไฟสลับ 9 โวลต์ จากหม้อแปลง T_1 ผ่านทาง R_{50} และ R_{51} และส่งเสียงดังเตือน

ส่วนที่สำคัญอีกส่วนหนึ่งของวงจรควบคุม คือส่วนของวงจรจำกัดกระแสถ้าสังเกตวงจรในรูปที่ 2 ดี ๆ จะเห็นว่าโมดูลของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์แต่ละชุดไม่ จากจุดนี้มาเป็นแรงดันเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงที่ $IC_{4/4}$ เมื่อแรงดันตกคร่อม R_{48} มีค่าสูงขึ้น จนทำให้แรงดันที่ขาอินพุตไม่กลับเฟส (ขา 13) ของ $IC_{4/4}$ มากกว่าขาอินพุตกลับเฟส (ขา 12) แล้วเอาต์พุตของ $IC_{4/4}$ ก็จะต่ำลง ทำให้ไดโอด D_6 นำกระแสพัลส์ เอาต์พุตของ $IC_{4/2}$ ก็จะมีค่าดิวตี้แฟกเตอร์ลดลง เพื่อลดปริมาณกระแส และแรงดันเอาต์พุต และขณะนี้ LED_2 จะสว่างเตือนว่ามีการใช้กระแสเกิน สำหรับการตั้งค่ากระแสจำกัดสามารถปรับตั้งได้ที่ VR_1 ซึ่งไม่จำเป็นที่จะต้องปรับตั้งไว้ที่ค่ากระแสสูงสุดก็ได้ หรือแล้วแต่ปริมาณกระแสจำกัดที่ต้องการ จะเพื่อความปลอดภัย หรืออะไรก็ตามแต่



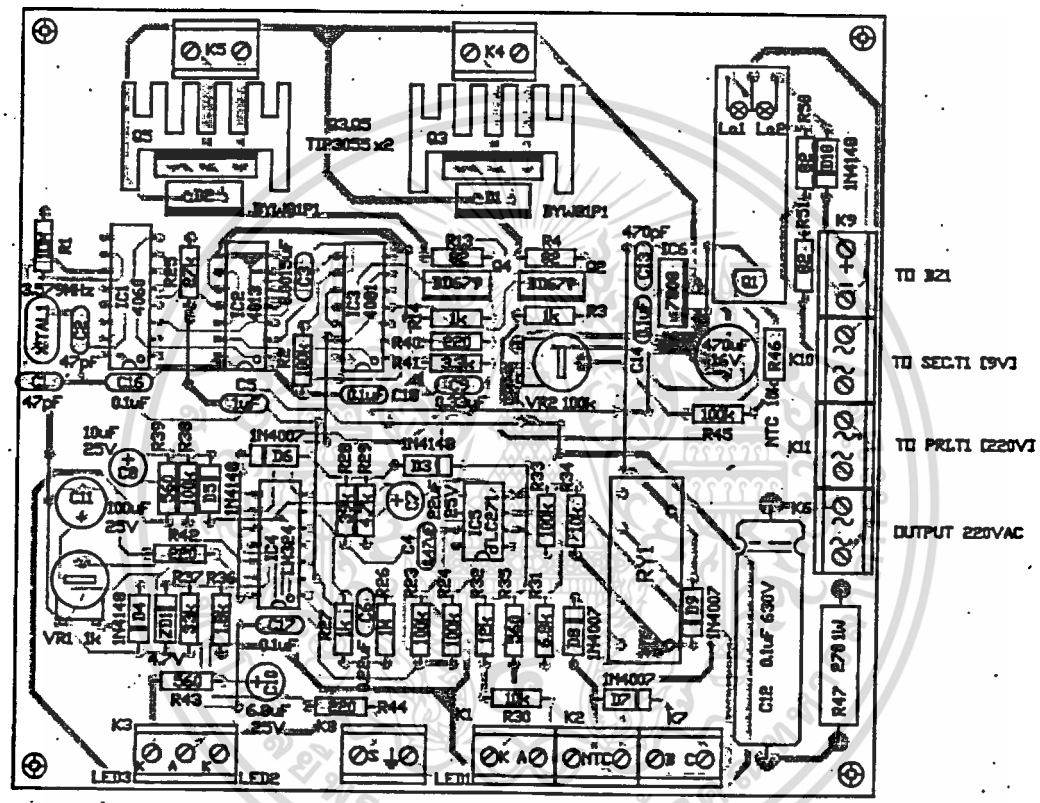
รูปที่ 5.7 วงจรเพาเวอร์ซัพพลาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



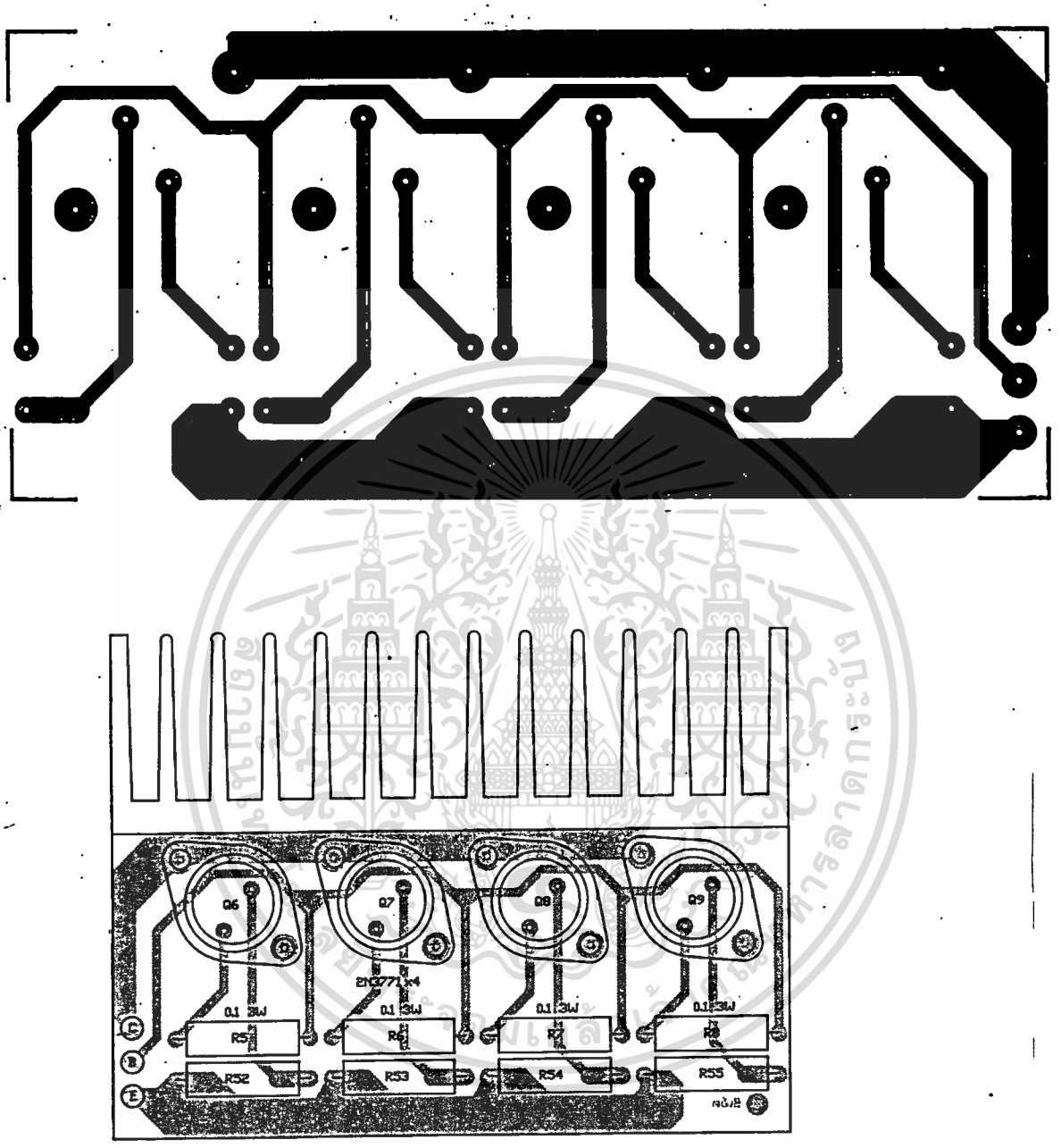
รูปที่ 5.8 ก. แผ่นวงจรพิมพ์บอร์ดแม่ของคอนเวอร์เตอร์ 600 VA ด้านลายทองแดงขนาดเท่าแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.8 ข. การลงตำแหน่งอุปกรณ์ของคอนเวอร์เตอร์ 600 VA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.9 แผ่นวงจรพิมพ์บอร์ดโมดูลเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ของคอนเวอร์เตอร์ 600 VA ด้านลายทองแดงขนาดเท่าแบบ และการลงตำแหน่งอุปกรณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2 การทดสอบและปรับแต่ง

เราจะไม่ใช้วิธีทดสอบที่เตรียงทั้งหมด จะแยกชุดควบคุมออกจากชุดเพาเวอร์ก่อน โดยการปลดสายที่เชื่อมต่อกับชุดเพาเวอร์ออกทั้งหมด ทดลองป้อนแรงดันไฟตรง 12 โวลต์ ขั้วบวกเข้าที่ขาแคโทดของไดโอด D_9 และขั้วลบเข้าที่แอโนดของ D_9 และป้อนไฟสลับ 220 โวลต์จากวาริแอก (ออโต้ทรานส-ฟอร์เมอร์) ให้กับขดไพร์มารี่ของหม้อแปลง T_1 โดยต้องปลดสายของหม้อแปลง T_2 ออกก่อน

ทดสอบตั้งแต่ภาคกำเนิดความถี่ด้วยออสซิสโลสโคป ในตำแหน่งเอาต์พุตของ $IC_{3/2}$ และ $IC_{3/4}$ ดูว่าสัญญาณมีความถี่เท่าใด กลับเฟสกันหรือไม่มีความกว้างพัลส์เท่ากันหรือเปล่า พร้อมกันนั้นตรวจวัดเอาต์พุตที่ทรานซิสเตอร์ไดรฟ์ Q_3 และ Q_5 ด้วยว่ามีสัญญาณเอาต์พุตหรือไม่

จากนั้นจะทำการทดสอบวงจรป้องกันต่าง ๆ ว่าสามารถทำงานได้ดี หรือไม่ เริ่มที่วงจรจำกัดอุณหภูมิ (IC_5) ให้ทดลองนำหัวแร้งมาอังใกล้ ๆ กับ R_{49} ถ้าวงจรทำงานปกติ LED_1 จะต้องสว่างขึ้น ทดลองเอาสโคปวัดที่เอาต์พุตของ $IC_{4/2}$ (ขา 7) จะเห็นว่าขณะที่ LED_1 สว่าง ความกว้างพัลส์จะเริ่มเล็กลง

สำหรับวงจรรักษาระดับแรงดัน ($IC_{4/3}$) นั้น ให้ทดลองปรับวาริแอกจนแรงดันสูงขึ้น (มากกว่า 220 โวลต์ แต่ระวังหลอด La_1 และ La_2 ขาดด้วย) จะสังเกตเห็น LED_2 สว่าง พร้อมกันนั้นพัลส์-เอาต์พุตที่ขา 7 ของ $IC_{4/2}$ จะมีความกว้างลดลง หากปรับวาริแอกแล้วไม่มีผล ให้ดูว่าปรับ VR_2 ไว้ตำแหน่งกราวด์ หรือลัดวงจรลงกราวด์หรือไม่ ทดลองปรับ VR_2 ดูว่ามีผลกับความกว้างแคบของพัลส์-พุตของ $IC_{4/2}$ หรือไม่

ส่วนวงจรจำกัดกระแสนั้นคงต้องรอทดสอบแบบเต็มระบบ จะกล่าวถึงอีกครั้ง

เมื่อแน่ใจแล้วว่าวงจรควบคุมสามารถทำงานได้ดีในระดับน่าพึงพอใจ ก็ให้เดินสายเชื่อมโยงวงจรทุกอย่างตามรูปที่ 5 ทดลองจ่ายไฟแบตเตอรี่เข้าวงจร (กรุณาอย่าใช้แหล่งจ่ายไฟตรงทดสอบ เพราะอาจเสียหายได้เนื่องจากกระแสเกิน และฮาร์มอนิกที่เกิดจากคอนเวอร์เตอร์) เปิดสวิตช์แล้วสังเกตมิเตอร์ที่หน้าปัดด้วยว่าแรงดันเป็นอย่างไร ดูความผิดปกติที่เกิดขึ้น หาทางแก้ไขก่อนที่จะทดลองอีกครั้ง ถ้าวงจรเป็นปกติแรงดันจะแกว่งมาหยุดที่ตำแหน่งหนึ่ง อาจจะไม่ถึง 220 หรือเลย 220 โวลต์ ไป กระแสขณะไม่มีโหลดจะกินประมาณ 1 แอมป์ หากไม่มีอะไรเกิดขึ้นระหว่างนี้ให้ทดลองปรับ VR_2 จนได้แรงดันที่ 220 โวลต์ ทิ้งไว้ครู่ใหญ่ ๆ ดูว่ามีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไปมาก หรือเปล่า (เนื่องจากอุณหภูมิ) หากพบว่าปกติให้ลองทดสอบกับโหลดที่เป็นหลอดไฟสัก 100 วัตต์ จะสังเกตเห็นแรงดันตกนิดหน่อย ก็อาจจะปรับ VR_2 ช่วย (หากคุณต้องใช้โหลดขนาดเท่านี้ประจำ) ทิ้งไว้สัก 10 นาที ดูว่าแรงดันเปลี่ยนแปลงเกินกว่า 3-5 โวลต์ หรือไม่ หากพบว่าเปลี่ยนแปลงมากให้เปลี่ยน R_{49} จาก 10 กิโลโอห์ม เป็น 5 กิโลโอห์ม (25 องศาเซลเซียส)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตามสเปกของวงจรแล้ว คอนเวอร์เตอร์ตัวนี้สามารถรับโหลดได้สบาย ๆ ที่ 600 วัตต์ (25 องศาเซลเซียส) ดังนั้นเราสามารถจะปรับตั้งวงจรจำกัดกระแสไว้ที่โหลด 600 วัตต์ ได้ ขั้นตอนก็คือเพิ่มหลอดไฟขนาด 100 วัตต์ เข้าไปอีกจนครบ 6 ดวง แล้วปรับ VR_1 กลับมาเล็กน้อย ลองทดสอบหลังจากปรับตั้ง โดยการทดลองเพิ่มโหลดเข้าไปอีกสัก 20-40 วัตต์ LED_3 จะต้องเริ่มสว่าง และแรงดันจะตกลง

จากการทดลองใช้งาน (เครื่องต้นแบบในรูปที่ 6) ที่โหลดเกินกว่า 300 วัตต์ ในบรรยากาศบนท้องถนนยามเที่ยง (ไม่มีแอร์) จำเป็นต้องใช้พัดลมช่วยระบายอากาศเพิ่มเติม และถ้าสังเกตดี ๆ จะเห็น LED_2 สว่างติดอยู่ตลอดเวลา นั่นหมายถึง ว่าวงจรมีการปรับตัวเพื่อรักษาระดับแรงดันอยู่ตลอดเวลา

ข้อควรจำอย่างหนึ่งก็คือ แบตเตอรี่มีกำลังงานจำกัด การใช้โหลดอย่างหนักหน่วง และต่อเนื่องไม่ช้าไม่นานกำลังงานก็คงหมดลง ขณะไม่มีโหลดคอนเวอร์เตอร์ตัวนี้กินกระแสประมาณ 1 แอมป์ ขณะที่โหลด 100 วัตต์ กินกระแสประมาณ 10 แอมป์ ขณะที่โหลดเต็มพิกัดอาจจะกินกระแสถึง 80 แอมป์ จึงควรรู้สเปกของแบตเตอรี่ที่นำไปใช้งานพอสมควรอย่างน้อยที่สุดก็เรื่องอัตราการจ่ายกระแสว่าสามารถจ่ายได้กี่แอมป์.ชั่วโมง สำหรับการใช้งานที่ปลอดภัย และมีประสิทธิภาพที่สุดของแบตเตอรี่ ก็คือควรใช้งานที่ประมาณ 60 % ของอัตราการจ่ายกระแสสูงสุดต่อชั่วโมง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายการอุปกรณ์

บอร์ดควบคุมตัวต้านทาน 1/4 วัตต์ + 5%

R_1 - 10 M Ω	1 ตัว
$R_2, R_{23}, R_{24}, R_{33}, R_{38}, R_{45}$ - 100 k Ω	6 ตัว
R_3, R_{14}, R_{27} - 1 k Ω	3 ตัว
$R_4, R_{13}, R_{50}, R_{51}$ - 82 Ω	4 ตัว
R_{25} - 27 k Ω	1 ตัว
R_{26} - 1 M Ω	1 ตัว
R_{28} - 39 k Ω	1 ตัว
R_{29} - 4.7 k Ω	1 ตัว
R_{30}, R_{34} - 10 k Ω	2 ตัว
R_{31} - 6.8 k Ω	1 ตัว
R_{32} - 12 K Ω	1 ตัว
R_{35}, R_{39}, R_{43} - 560 Ω	3 ตัว
R_{36} - 1.8 k Ω	1 ตัว
R_{37} - 33 k Ω	1 ตัว
R_{40}, R42, R44 - 220 Ω	3 ตัว
R_{41} - 3.3 k Ω	1 ตัว
R_{46} - เทอร์มิสเตอร์ 10 k (ที่ องศาเซลเซียส) NTC	1 ตัว
R_{47} - 270 Ω 1 วัตต์	1 ตัว
R_{48} - ดูในเนื้อเรื่อง	
R_{49} - เทอร์มิสเตอร์ 47 k Ω ที่ 25 องศาเซลเซียส) NTC	1 ตัว
VR_1 - 1 k Ω มัลติเทอร์น	1 ตัว
VR_2 - 100 k Ω มัลติเทอร์น	1 ตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวเก็บประจุ

C_1, C_2 - 47 pF 63 V โพลีเอสเตอร์	2 ตัว
C_3 - 0.0015 uF 63 V โพลีเอสเตอร์	1 ตัว
C_4, C_{13} - 0.47 uF 63 V โพลีเอสเตอร์	2 ตัว
C_5 - 1 uF 25 V แทนทาลัม	1 ตัว
C_6 - 1.22 uF 63 V โพลีเอสเตอร์	1 ตัว
C_7 - 22 uF 25 V แทนทาลัม	1 ตัว
C_8 - 10 uF 25 V แทนทาลัม	1 ตัว
C_9 - 0.33 uF 63 V โพลีเอสเตอร์	1 ตัว
C_{10} - 6.8 uF 25 V แทนทาลัม	1 ตัว
C_{11} - 100 uF 25 V อิเล็กทรอไลต์	1 ตัว
C_{12} - 0.1 uF 630 V ไมลาร์	1 ตัว
$C_{14}, C_{16}, C_{17}, C_{18}$ - 0.1 uF 63 V โพลีเอสเตอร์	4 ตัว
C_{15} - 470 uF 16 V อิเล็กทรอไลต์	1 ตัว

อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ

D_1, D_2 - BYW81PI - 200	2 ตัว
D_3, D_4 - D_6, D_{10} - 1N4148	5 ตัว
D_7 - D_9 - 1N4007	3 ตัว
IC_1 - 4046	1 ตัว
IC_2 - 4013	1 ตัว
IC_3 - 4081	1 ตัว
IC_4 - LM324	1 ตัว
IC_5 - TLC271	1 ตัว
IC_6 - 7808	1 ตัว
LED_1 - สีแดง	1 ตัว
LED_2 - สีเขียว	1 ตัว
LED_3 - สีเหลือง	1 ตัว
Q_1 - BPY62/2 โฟโต้ทรานซิสเตอร์	1 ตัว
Q_2, Q_4 - BD679	2 ตัว
Q_3, Q_5 - TIP3055	2 ตัว
ZD_1 - ซีเนอร์ไดโอด 4.7 โวลต์ 400 มิลลิวัตต์	1 ตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อื่น ๆ

La_1,La_2 - หลอดไฟเล็ก 12 โวลต์ 100 มิลลิวัตต์	2	ดวง
S_1 - สวิตช์ปิด/เปิด 220 V 2 A	1	ตัว
$Xtal_1$ - คริสตอล 3.579545 MH_z	1	ตัว
RY_1 - รีเลย์ 12 โวลต์ แบบหน้าสัมผัสเดียว 8 แอมป์	1	ตัว
RY_2 - รีเลย์ 12 โวลต์ แบบหน้าสัมผัสเดียว 70 แอมป์	1	ตัว
T_1 - 220 V : 9 V 1 แอมป์	1	ตัว
T_2 - 220 V : 9.3 V 4 ขด 600 VA	1	ตัว

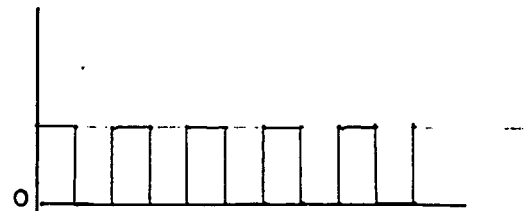
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6
ผลการทดลองของโครงงาน

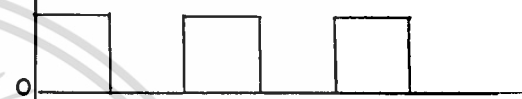
6.1 ผลการทดลอง

1. วัดค่า Out Put ได้ 220 VOLT ขณะ NON LOAD
2. วัดค่า RATE FRequency และ WAVE FORM Out Put

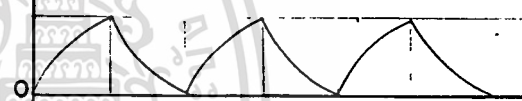
ที่ขา 3 IC4060 ความถี่ 200 H_z



ที่ขา 1 IC2/1 4013 ความถี่ 100 H_z



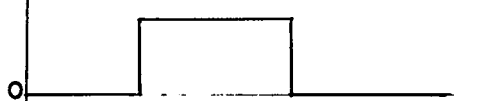
ที่ขา 1 IC4/1 LM324 ความถี่ 100 H_z



ที่ขา 7 IC4/2 LM324

ที่ขา 12 IC2/2 4013 ความถี่ 50 H_z

ที่ขา 13 IC2/2 4013 ความถี่ 50 H_z



ที่ขา 3 IC3/1 4081 ความถี่ 50 H_z

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

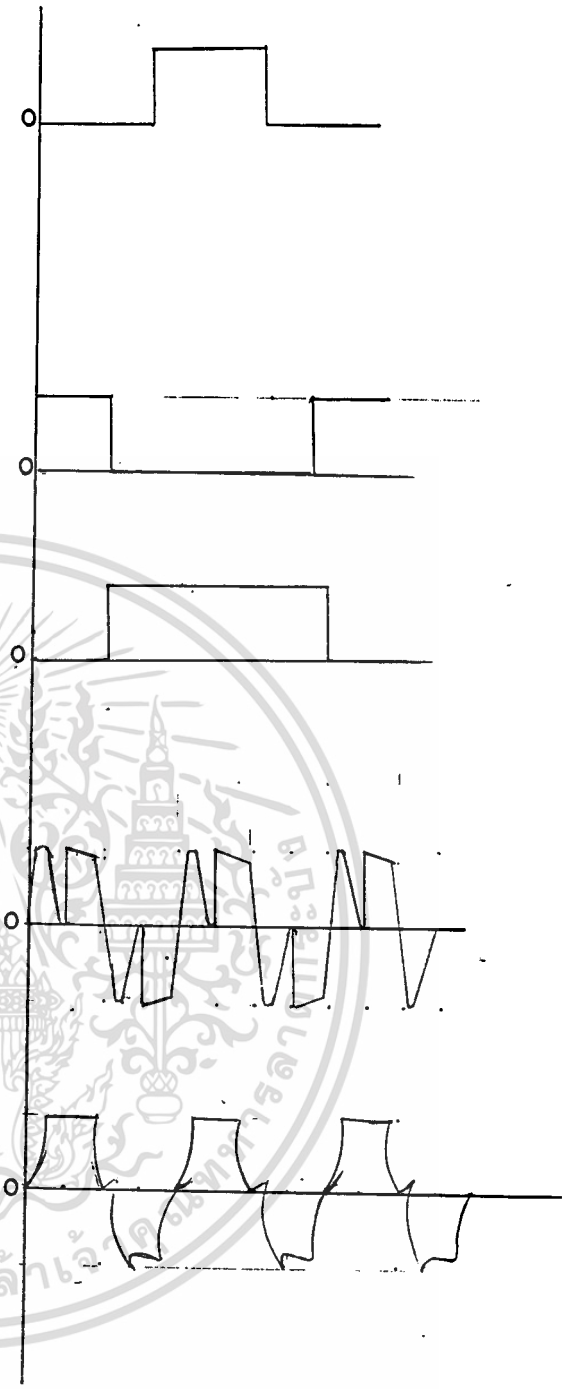
ที่ขา 10 IC3/3 4081 ความถี่ 50 H_z

ที่ขา 4 IC3/2 4081 ความถี่ 50 Hz

ที่ขา 11 IC3/4 4081 ความถี่ 50 H_z

วัดค่า Out Put 220 V เมื่อไม่มี Load

วัดค่า Out Put 220 V เมื่อมี Load
หลอดไฟขนาด 100 WATS.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ทดสอบกับเครื่องใช้ไฟฟ้า

เครื่องใช้ไฟฟ้า	POWER (WATT)	กระแสอินพุต AC (แอมแปร์)	แรงดันเอาต์พุต (โวลต์)	กระแสอินพุต DC (แอมแปร์)	หมายเหตุ
NON LOAD	-	-	222	0.7	
หลอดไฟ	100	0.45	220	11.0	
หลอดไฟ	200	0.09	230	21.0	
หลอดไฟ	300	1.32	230	32.0	
หลอดไฟ	400	1.63	220	43.0	
หลอดไฟ	500	1.83	195	54.0	
หลอดไฟ	600	1.95	185	66.0	
วีดีโอ	27	0.14	222	2.5	
โทรทัศน์	170	0.62	219	12.5	
วิทยุ	100	0.11	222	2.5	

หมายเหตุ ใช้ BATTERY ขนาด 12 V. 35 AMP.HOUR

ประสิทธิภาพของโครงงาน = $\frac{Pout}{Pin} \times 100\ \%$

เมื่อ Pout = 600 w.

Pin = Vdc Idc = 12 x 66 = 792

ประสิทธิภาพของโครงงาน = $\frac{600 \times 100}{792}\ \%$

= 75.75 %

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4: ทดลองระบบป้องกันความปลอดภัยของวงจรต่าง ๆ

4.1 วงจรจำกัดอุณหภูมิ

- ทดสอบที่วงจรจำกัดอุณหภูมิ IC_5 (TLC271) โดนนำหัวแร้งมาอังใกล้ ๆ กับ R49 ถ้าวงจรทำงานตามปกติ LED1 จะสว่างขึ้น ทดลองเอาสโคปวัดที่เอาท์พุท ของ IC4/2 (ขา 7) LM324 จะเห็นว่า LED1 สว่าง ความกว้างของพัลส์จะลดลง ทำให้ค่ากระแสเฉลี่ยที่ผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และแรงดันไฟสลับทางด้านเอาท์พุท ลดต่ำลง ทั้งนี้ก็เพื่อให้อุณหภูมิที่เกิดขึ้นมีแนวโน้มลดลงป้องกันการเสียหายที่เกิดขึ้นเนื่องจากอุณหภูมิสูงเกินไป

4.2 วงจรควบคุมแรงดัน

- สำหรับวงจรควบคุมแรงดัน IC4/3 (LM324) ให้ทดลองโดยปรับวาริแอก ให้มีระดับแรงดันสูงขึ้นมากกว่า 220 โวลต์ แต่ต้องระวังหลอด La_1 และ La_2 ขาด ด้วย จะสังเกตเห็น LED_2 สว่างขึ้น พร้อมกันนั้นพัลส์เอาท์พุทที่ขา 7 ของ IC4/2 (LM324) จะมีความกว้างลดลง เพื่อไปปรับระดับแรงดันเอาท์พุทให้สมดุลย์ หากปรับวาริแอกแล้วไม่มีผลให้ตรวจดูว่าปรับ VR_2 ไว้ตำแหน่งกราวด์ หรือลัดวงจรลงกราวด์หรือไม่ ทดลองปรับ VR_2 ดูว่ามีผลกับความกว้างแคบของพัลส์เอาท์พุทของ IC4/2

4.3 วงจรจำกัดกระแส

- ทดลองจ่ายไฟแบตเตอรี่เข้าวงจร กระแสขณะที่ไม่มี LOAD จะกินประมาณ 1 แอมป์ ทดสอบกับโหลดที่เป็นหลอดไฟขนาด 100 วัตต์ จะสังเกตว่าแรงดันตกลงมาเล็กน้อย ให้ปรับ VR_2 ช่วย เพิ่มขนาดหลอดไฟ 100 วัตต์ จนครบ 600 วัตต์ แล้วปรับ VR_1 จนกระทั่ง LED3 สว่างขึ้น เป็นการเตือนว่ามีการใช้กระแสเกินแล้วจึงบิด VR_1 กลับมาเล็กน้อย หลังจากปรับแต่งแล้วให้เพิ่มโหลดเข้าไป 20-40 วัตต์ LED3 จะสว่างขึ้นและแรงดันจะตกลง

4.4 วงจรกำเนิดความถี่

- โดยทดสอบที่ตำแหน่งเอาท์พุทที่ขา 4 ของ IC3/2 และขา 11 ของ IC3/4 ด้วยออสซิลโลสโคป จะสังเกตว่าสัญญาณความถี่ที่เกิดขึ้นของ IC3/2 และ IC3/4 จะมีความถี่ขนาด 50 H_z และความกว้างของพัลส์เท่ากันแต่จะกลับเฟสกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

(1) NCE 600 VA CONVERTER OPERATION MANUAL, NEC JAPAN
ศูนย์ฝึกโทรคมนาคม องค์การโทรศัพท์แห่งประเทศไทย

(2) นิตยสาร SEMICONDUCTOR ELECTRONICS ฉบับที่ 132 ตุลาคม 2536

(3) APPLICATION DATA, TEXAS INSTRUMENTS, USA.

(4) CHRYSIS G, "HIGH FREQUENCY SWITCHING POWER SUPPLIES - THEORY AND DESIGN" 2nd cd., MCGRAW - HILL NEWYORK 1989

(5) FISHER, M.J., POWER ELECTRONICS, PWS - KENT, BOSTON, 1991

(6) MOTOROLA, LINEAR/SWITCHING MODE VOLTAGE REGULATOR HANDBOOK, REV 3, 1989

(7) MOTOROLA, RECTIFIERS AND ZENER DIODE DATA, MOTOROLA DATA BOOK, DL 125, REV 4, 1988

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

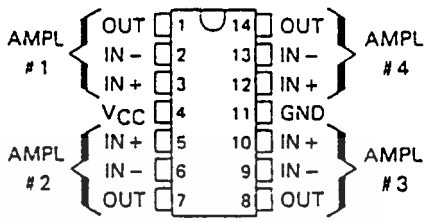
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

TYPES LM124, LM224, LM224A, LM324, LM324A, LM2902 QUADRUPLE OPERATIONAL AMPLIFIERS

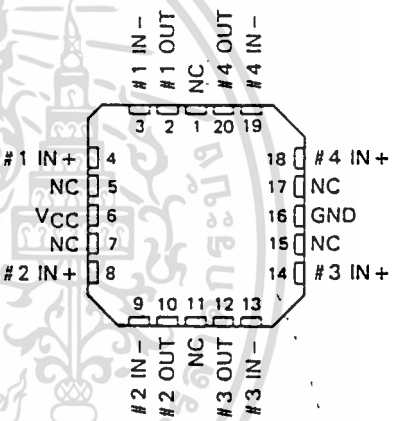
D1990, SEPTEMBER 1975—REVISED SEPTEMBER 1983

- Wide Range of Supply Voltages:
  Single Supply . . . 3 V to 30 V
  (LM2902 . . . 3 V to 26 V),
  or Dual Supplies
- Low Supply Current Drain Independent of Supply Voltage . . . 0.7 mA Typ
- Common-Mode Input Voltage Range Includes Ground Allowing Direct Sensing near Ground
- Low Input Bias and Offset Parameters:
  Input Offset Voltage . . . 3 mV Typ
  A Versions . . . 2 mV Typ
  Input Offset Current . . . 2 nA Typ
  Input Bias Current . . . 20 nA Typ
  A Versions . . . 15 nA Typ
- Differential Input Voltage Range Equal to Maximum-Rated Supply Voltage . . . 32 V (26 V for LM2902)
- Open-Loop Differential Voltage Amplification . . . 100 V/mV Typ
- Internal Frequency Compensation

D, J, OR N DUAL-IN-LINE PACKAGE,
OR W FLAT PACKAGE
(TOP VIEW)

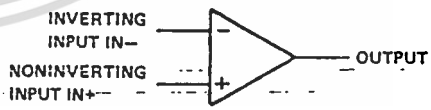


LM124
FH OR FK CHIP CARRIER PACKAGE
(TOP VIEW)



NC—No internal connection

symbol (each amplifier)



description

These devices consist of four independent, high-gain frequency-compensated operational amplifiers that were designed specifically to operate from a single supply over a wide range of voltages. Operation from split supplies is also possible so long as the difference between the two supplies is 3 volts to 30 volts (for the LM2902, 3 volts to 26 volts), and Pin 4 is at least 1.5 volts more positive than the input common-mode voltage. The low supply current drain is independent of the magnitude of the supply voltage.

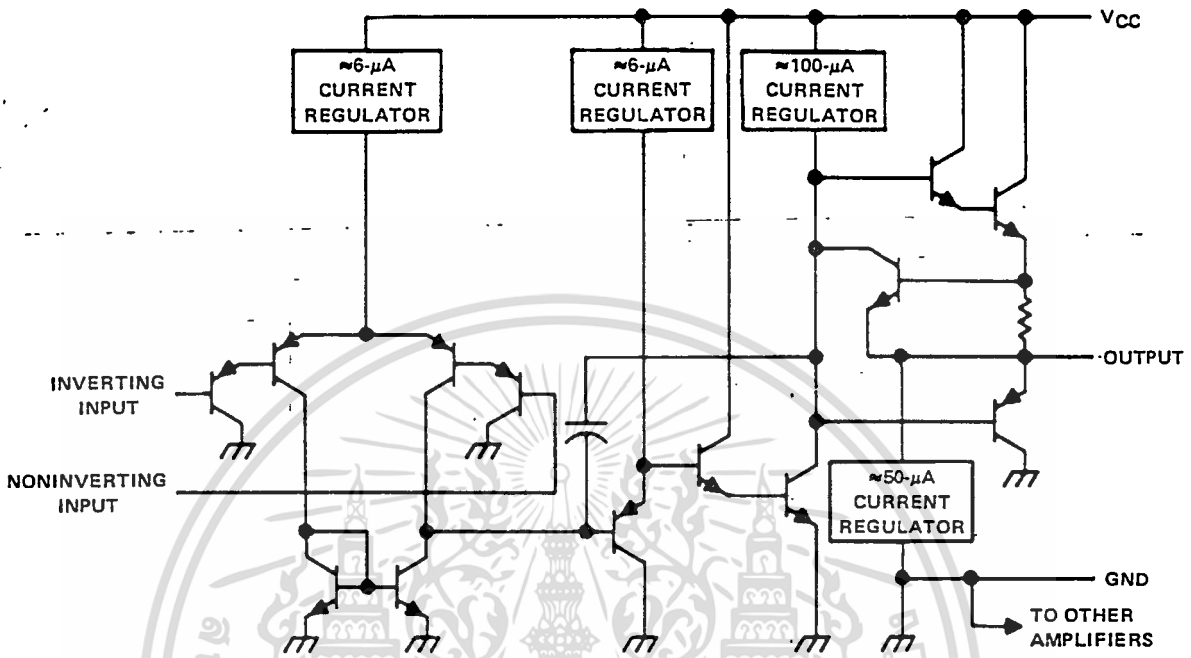
Applications include transducer amplifiers, d-c amplification blocks, and all the conventional operational amplifier circuits that now can be more easily implemented in single-supply-voltage systems. For example, the LM124 can be operated directly off of the standard five-volt supply that is used in digital systems and will easily provide the required interface electronics without requiring additional ±15-volt supplies.

The LM124 is characterized for operation over the full military temperature range of −55°C to 125°C. The LM2902 is characterized for operation from −40°C to 85°C, the LM224 and LM224A from −25°C to 85°C, and the LM324 and LM324A from 0°C to 70°C.

Copyright © 1979 by Texas Instruments Incorporated

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

schematic (each amplifier)



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

			LM124, LM224, LM224A, LM324, LM324A	LM2902	UNIT
Supply voltage, V_{CC} (see Note 1)			32	26	V
Differential voltage (see Note 2)			±32	±26	V
Input voltage range (either input)			−0.3 to 32	−0.3 to 26	V
Duration of output short-circuit (one amplifier) to ground at (or below) 25°C free-air temperature (V_{CC} ≤ 15 V) (see Note 3)			unlimited	unlimited	
Continuous total dissipation at (or below) 25°C free-air temperature (see Note 4)		D or J package	900	900	mW
		N package	875	875	
Operating free-air temperature range	LM124		−55 to 125		°C
	LM224, LM224A		−25 to 85		
	LM324, LM324A		0 to 70		
	LM2902			−40 to 85	
Storage temperature range			−65 to 150	−65 to 150	°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 60 seconds		FH, FK, J or W package	300	300	°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds		D or N package	260	260	°C

NOTES: 1. All voltage values, except differential voltages and V_{CC} specified for the measurement of I_{OS}, are with respect to the network ground terminal.
2. Differential voltages are at the noninverting input terminal with respect to the inverting input terminal.
3. Short circuits from outputs to V_{CC} can cause excessive heating and eventual destruction.
4. For operation above 25°C free-air temperature, refer to dissipation Derating Curves, Section 2. In the J package, LM124 chips are alloy-mounted; LM224, LM324, and LM2902 chips are glass-mounted.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงลิขสิทธิ์เอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

electrical characteristics at specified free-air temperature, V_{CC} = 5 V (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS†		LM124, LM224			LM324			LM2902			UNIT
				MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_{IO}	Input offset voltage	V_{CC} = 5 V to MAX, $V_{IC} = V_{ICR}$ min, V_O = 1.4 V	25°C		3	5		3	7		3	7	mV
			Full range			7			9			10	
I_{IO}	Input offset current	V_O = 1.4 V	25°C		2	30		2	50		2	50	nA
			Full range			100			150			200	
I_{IB}	Input bias current	V_O = 1.4 V	25°C		−20	−150		−20	−250		−20	−250	nA
			Full range			−300			−500			−500	
V_{ICR}	Common-mode input voltage range	V_{CC} = 5 V to MAX	25°C	0 to V_{CC} − 1.5			0 to V_{CC} − 1.5			0 to V_{CC} − 1.5			V
			Full range	0 to V_{CC} − 2			0 to V_{CC} − 2			0 to V_{CC} − 2			
V_{OH}	High-level output voltage	R_L = 2 kΩ	25°C	V_{CC} − 1.5			V_{CC} − 1.5						V
		R_L = 10 kΩ	25°C							V_{CC} − 1.5			
		V_{CC} = MAX, R_L = 2 kΩ	Full range	26			26			22			
		V_{CC} = MAX, R_L = 10 kΩ	Full range	27	28		27	28		23	24		
V_{OL}	Low-level output voltage	$R_L \leq$ 10 kΩ	Full range		5	20		5	20		5	100	mV
A_{VD}	Large-signal differential voltage amplification	V_{CC} = 15 V, V_O = 1 V to 11 V, $R_L \geq$ 2 kΩ	25°C	50	100		25	100			100		V/mV
			Full range	25			15			15			
CMRR	Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = V_{ICR}$ min	25°C	70	80		65	80		50	80		dB
k_{SVR}	Supply voltage rejection ratio ($\Delta V_{CC}/\Delta V_{IO}$)		25°C	65	100		65	100		50	100		dB
V_{o1}/V_{o2}	Crosstalk attenuation	f = 1 kHz to 20 kHz	25°C		120			120			120		dB
I_{IO}	Output current	V_{CC} = 15 V, V_{ID} = 1 V, V_O = 0	25°C	−20	−30	−60	−20	−30	−60	−20	−30	−60	mA
			Full range	−10			−10			−10			
		V_{CC} = 15 V, V_{ID} = −1 V, V_O = 15 V	25°C	10	20		10	20		10	20		
			Full range	5			5			5			
		V_{ID} = −1 V, V_O = 200 mV	25°C	12	30		12	30			30		μA
I_{OS}	Short-circuit output current	V_{CC} at 5 V, GND at −5 V, V_O = 0	25°C		±40	±60		±40	±60		±40	±60	mA
I_{CC}	Supply current (four amplifiers)	V_O = 2.5 V, No load	Full range		0.7	1.2		0.7	1.2		0.7	1.2	mA
		V_{CC} = MAX, V_O = 0.5 V_{CC}, No load	Full range		1.1	3		1.1	3		1.1	3	

† All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode input voltage unless otherwise specified. "MAX" V_{CC} for testing purposes is 26 V for LM2902, 30 V for the others. Full range is −55°C to 125°C for LM124, −25°C to 85°C for LM224, 0°C to 70°C for LM324, and −40°C to 85°C for LM2902.

electrical characteristics at specified free-air temperature, V_{CC} = 5 V (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS†		LM224A			LM324A			UNIT
				MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_{IO}	Input offset voltage	V_{CC} = 5 V to 30 V, V_{IC} = V_{ICR} min, V_O = 1.4 V	25°C		2	3		2	3	mV
			Full range			4			5	
I_{IO}	Input offset current	V_O = 1.4 V	25°C		2	15		2	30	nA
			Full range			30			75	
I_{IB}	Input bias current	V_O = 1.4 V	25°C		−15	−80		−15	−100	nA
			Full range			−100			−200	
V_{ICR}	Common-mode input voltage range	V_{CC} = 30 V	25°C	0 to V_{CC}−1.5			0 to V_{CC}−1.5			V
			Full range	0 to V_{CC}−2			0 to V_{CC}−2			
V_{OH}	High-level output voltage	R_L = 2 kΩ	25°C	V_{CC}−1.5			V_{CC}−1.5			V
		V_{CC} = 30 V, R_L = 2 kΩ	Full range	26			26			
		V_{CC} = 30 V, R_L = 10 kΩ	Full range	27	28		27	28		
V_{OL}	Low-level output voltage	R_L ≤ 10 kΩ	Full range		5	20		5	20	mV
A_{VD}	Large-signal differential voltage amplification	V_{CC} = 15 V, V_O = 1 V to 11 V, R_L ≥ 2 kΩ	25°C	50	100		25	100		V/mV
			Full range	25			15			
CMRR	Common-mode rejection ratio	V_{IC} = V_{ICR} min	25°C	70	80		65	80		dB
k_{SVR}	Supply voltage rejection ratio ($\Delta V_{CC}/\Delta V_{IO}$)		25°C	65	100		65	100		dB
V_{o1}/V_{o2}	Crosstalk attenuation	f = 1 kHz to 20 kHz	25°C		120			120		dB
I_O	Output current	V_{CC} = 15 V, V_{ID} = 1 V, V_O = 0	25°C	−20	−30	−60	−20	−30	−60	mA
			Full range	−10			−10			
		V_{CC} = 15 V, V_{ID} = −1 V, V_O = 5 V	25°C	10	20		10	20		
			25°C	5			5			
		V_{ID} = −1 V, V_O = 200 mV	Full range	12	30		12	30		μA
I_{OS}	Short-circuit output current	V_{CC} at 5 V, GND at −5 V, V_O = 0	25°C		±40	±60		±40	±60	mA
I_{CC}	Supply current (four amplifiers)	V_O = 2.5 V, No load	Full range		0.7	1.2		0.7	1.2	mA
		V_{CC} = 30 V, V_O = 15 V, No load	Full range		1.1	3		1.1	3	

†All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode input voltage unless otherwise specified. Full range is −25°C to 85°C for LM224A and 0°C to 70°C for LM324A.

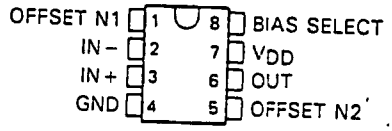
TEXAS INSTRUMENTS
POST OFFICE BOX 225012 • DALLAS, TEXAS 75265

TYPES TLC251, TLC251A, TLC251B, TLC271, TLC271A, TLC271B PROGRAMMABLE LOW-POWER LinCMOS™ OPERATIONAL AMPLIFIERS

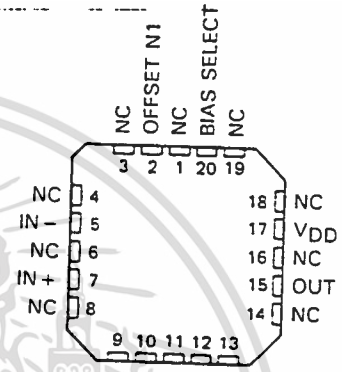
D2751, JULY 1983—REVISED NOVEMBER 1983

- Wide Range of Supply Voltages:
  1 V to 16 V (TLC251C)
  3 V to 16 V (TLC271C, TLC271I)
  4 V to 16 V (TLC271M)
- True Single Supply Operation
- Common-Mode Input Voltage Range Includes the Negative Rail
- Low Noise . . . 30 nV/√Hz Typ at 1 kHz (High Bias)

D, JG, OR P DUAL-IN-LINE PACKAGE
(TOP VIEW)



FH OR FK PACKAGE
(TOP VIEW)

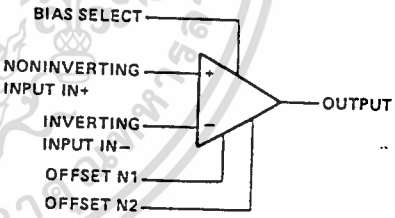


NC—No internal connection

description

The TLC251 and TLC271 series are low-cost, low-power programmable operational amplifiers designed to operate with single or dual supplies. Unlike traditional metal-gate CMOS op amps, these devices utilize Texas Instruments silicon-gate LinCMOS™ process, giving them stable input offset voltages without sacrificing the advantages of metal-gate CMOS. This series of parts is available in selected grades of input offset voltage and can be nulled with one external potentiometer. Because the input common-mode range extends to the negative rail and the power consumption is extremely low, this family is ideally suited for battery-powered or energy-conserving applications. A bias-select pin can be used to program one of three ac performance and power-dissipation levels to suit the application. The TLC251 offers the same operation sd the TLC271, but also features guaranteed operation down to a 1 V supply. Both devices are stable at unity gain.

symbol



TEMPERATURE RANGES AND PACKAGES

SERIES	TEMPERATURE RANGE	PACKAGES
TLC251_C Types	0°C to 70°C	JG, P, D
TLC271_C Types	0°C to 70°C	JG, P, D
TLC271_I Types	−40°C to 85°C	JG, P, D
TLC271_M Types	−55°C to 125°C	JG, FH, FK

DEVICE FEATURES

PARAMETER	LOW BIAS	MEDIUM BIAS	HIGH BIAS
Supply current (Typ)	10 μA	150 μA	1000 μA
Slew rate (Typ)	0.04 V/μs	0.6 V/μs	4.5 V/μs
Input offset voltage (Max)			
. Standard types	10 mV	10 mV	10 mV
. . . A-suffix types	5 mV	5 mV	5 mV
. . . B-suffix types	2 mV	2 mV	2 mV
Offset voltage drift (Typ)	0.1 μV/month†	0.1 μV/month†	0.1 μV/month†
Offset voltage temperature coefficient (Typ)	0.7 μV/°C	2 μV/°C	5 μV/°C
Input bias current (Typ)	1 pA	1 pA	1 pA
Input offset current (Typ)	1 pA	1 pA	1 pA

†The long-term drift value applies after the first month.

ADVANCE INFORMATION

This document contains information on a new product. Specifications are subject to change without notice.

Copyright © 1983 by Texas Instruments Incorporated

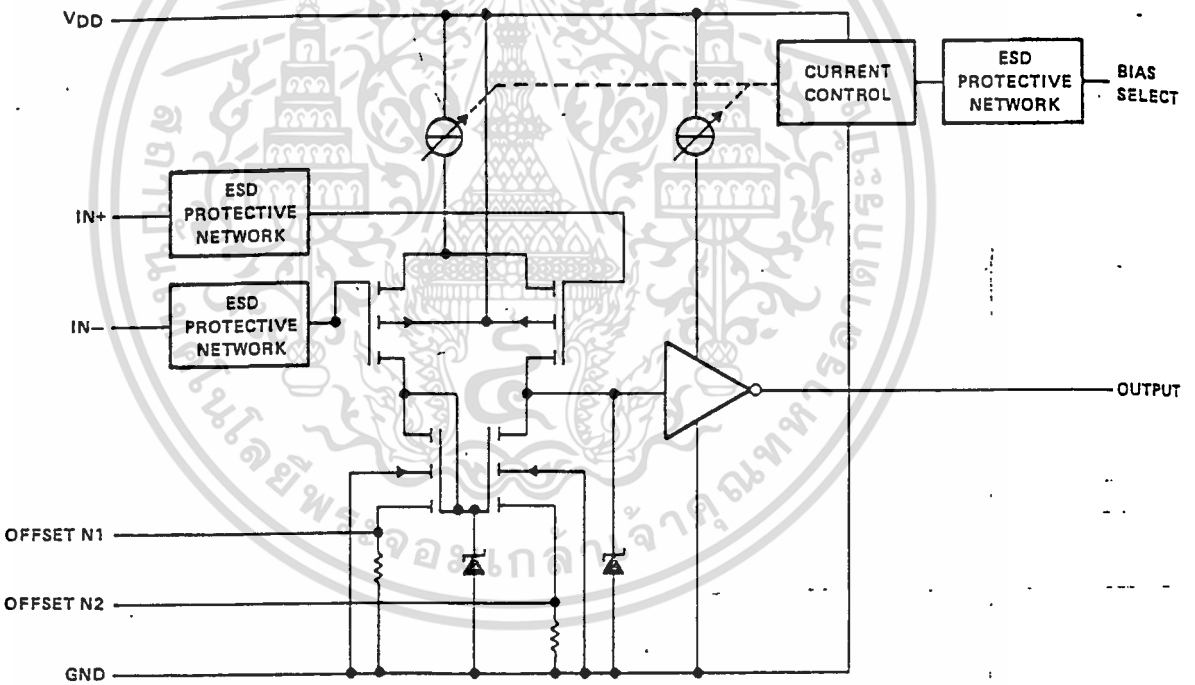
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

description (continued)

These devices have internal electrostatic discharge (ESD) protection circuits that will prevent catastrophic failures at voltages up to 2000 volts as tested under MIL-STD-883B, Method 3015.1. However, care should be exercised in handling these devices as exposure to ESD may result in a degradation of the device parametric performance.

Because of the extremely high input impedance and low input bias and offset currents, applications for the TLC251 and TLC271 series include many areas that have previously been limited to BIFET and NFET product types. Any circuit using high-impedance elements and requiring small offset errors is a good candidate for cost-effective use of these devices. Many features associated with bipolar technology are available with LinCMOS operational amplifiers without the power penalties of traditional bipolar devices. General applications such as transducer interfacing, analog calculations, amplifier blocks, active filters, and signal buffering are all easily designed with the TLC271. Remote and inaccessible equipment applications are possible using the low-voltage and low-power capabilities of the TLC251. In addition, by driving the bias-select input with a logic signal from a microprocessor, these operational amplifiers can have software-controlled performance and power consumption. The TLC251 is well suited to solve the difficult problems associated with single-battery and solar-cell-powered applications.

schematic



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

Supply voltage, V_{DD} (see Note 1) . . . . . 18 V
Differential input voltage (see Note 2) . . . . . ±18 V
Input voltage range (any input) . . . . . −0.3 V to 18 V
Duration of short-circuit at (or below) 25°C free-air temperature (see Note 3) . . . . . unlimited
Continuous total dissipation at (or below) 25°C free-air temperature (see Note 4):
D package . . . . . 725 mW
FH package (see Note 5) . . . . . 1200 mW
FK package (see Note 5) . . . . . 1375 mW
JG package . . . . . 1050 mW
P package . . . . . 725 mW
Operating free-air temperature range: TLC271M, TLC271AM, TLC271BM . . . . . −55°C to 125°C
TLC271I, TLC271AI, TLC271BI . . . . . −40°C to 85°C
TLC251C, TLC251AC, TLC251BC,
TLC271C, TLC271AC, TLC271BC . . . . . 0°C to 70°C
Storage temperature range . . . . . −65°C to 150°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16) inch from the case for 60 seconds: JG package . . . . . 300°C
Lead Temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds: D or P package . . . . . 260°C

NOTES: 1. All voltage values, except differential voltages, are with respect to network ground terminal.
2. Differential voltages are at the noninverting input terminal, with respect to the inverting input terminal.
3. The output may be shorted to either supply. Temperature and/or supply voltages must be limited to ensure the maximum dissipation rating is not exceeded.
4. For operation above 25°C free-air temperature, refer to Dissipation Derating Table below.
5. For FH and FK packages, power rating and rerating factor will vary with actual mounting technique used. The values stated here are believed to be conservative.

DISSIPATION DERATING TABLE

PACKAGE	POWER RATING	DERATING FACTOR	ABOVE T_A
D	725 mW	5.8 mW/°C	25°C
FH	1200 mW	9.6 mW/°C	25°C
FK	1375 mW	11.0 mW/°C	25°C
JG	1050 mW	8.4 mW/°C	25°C
P	725 mW	5.8 mW/°C	25°C

recommended operating conditions

		TLC251 TLC251A TLC251B			TLC271 TLC271A TLC271B			UNIT
		MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
Supply voltage, V_{DD}	M-suffix types				4		16	V
	I-suffix types				3		16	
	C-suffix types	1		16	3		16	
Common-mode input voltage, V_{IC}	V_{DD} = 1 V	0		0.2				V
	V_{DD} = 4 V	0		3	0		3	
	V_{DD} = 10 V	−0.05		9	−0.05		9	
	V_{DD} = 16 V	−0.05		14	−0.05		14	
Operating free-air temperature, T_A	M-suffix types				−55		125	°C
	I-suffix types				−40		85	
	C-suffix types	0		70	0		70	
Bias Select pin voltage		See application notes						

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

electrical characteristics at specified free-air temperature, V_{DD} = 10 V (unless otherwise noted)

PARAMETER			TEST CONDITIONS†		BIAS	TLC271_M			TLC271_I			TLC251_C, TLC271_C		
						MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX
V_{IO}	Input offset voltage	TLC251_, TLC271_	V_O = 1.4 V, R_S = 50 Ω	25°C	Any			10			10			10
				Full range				12			13			12
		TLC251A_, TLC271A_		25°C	Any			5			5			5
				Full range				6.5			7			6.5
		TLC251B_, TLC271B_		25°C	Any			2			2			2
				Full range				3			3.5			3
α_{VIO}	Average temperature coefficient of input offset voltage			Full range	Low		0.7			0.7			0.7	
					Medium		2			2			2	
					High		5			5			5	
I_{IO}	Input offset current		V_{IC} = 5 V, V_O = 5 V	25°C	Any		1			1			1	
				Full range				15000			200			100
I_{IB}	Input bias current		V_{IC} = 5 V, V_O = 5 V	25°C	Any		1			1			1	
				Full range				35000			300			150
V_{ICR}	Common-mode input voltage range			25°C	Any	−0.2 to 9			−0.2 to 9			−0.2 to 9		
V_{OM}	Peak output voltage range‡		V_{ID} = 100 mV	25°C	Any	8	8.6		8	8.6		8	8.6	
				Full range		7.8			7.8			7.8		
A_{VD}	Large-signal differential voltage amplification		V_O = 1 to 6 V, R_S = 50 Ω	25°C	Low	30	500		30	500		30	500	
					Medium	20	280		20	280		20	280	
					High	10	40		10	40		10	40	
				Full range	Low	20			20			25		
					Medium	10			10			15		
					High	7			7			7.5		
CMRR	Common-mode rejection ratio		V_O = 1.4 V, V_{IC} = V_{ICR} min	25°C	Any	70	88		70	88		70	88	
k_{SVR}	Supply voltage rejection ratio ($\Delta V_{CC}/\Delta V_{IO}$)		V_{DD} = 5 to 10 V, V_O = 1.4 V	25°C	Low	70	88		70	88		70	88	
					Medium	70	88		70	88		70	88	
					High	65	82		65	82		65	82	
I_{OS}	Short-circuit output current		V_O = 0, V_{ID} = 100 mV	25°C	Any		−55			−55			−55	
			V_O = V_{DD}, V_{ID} = −100 mV				15			15			15	
$I_{IH(SEL)}$	High-level input current to bias select		$V_{I(SEL)}$ = 0 V	25°C	High		10.5			10.5			10.5	
$I_{IL(SEL)}$	Low-level input current to bias select		$V_{I(SEL)}$ = 10 V	25°C	Low		1.3			1.3			1.3	
I_{DD}	Supply current		No load, V_O = 5 V, V_{IC} = 5 V	25°C	Low		10	20		10	20		10	20
					Medium		150	300		150	300		150	300
					High		1000	2000		1000	2000		1000	2000
				Full range	Low			40			40			30
					Medium			500			500			400
					High			3000			2500			2200

†All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode input voltage unless otherwise specified. Full range for T_A is −
to 125°C for TLC2_M, −40°C to 85°C for TLC2_I, and 0°C to 70°C for TLC2_C. Unless otherwise noted, an output load resistor is connected
the output to ground and has the following values: for low bias R_L = 1 MΩ, for medium bias R_L = 100 kΩ, and for high bias R_L = 10 kΩ.
‡The output will swing to the potential of the ground pin.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

electrical characteristics at specified free-air temperature, V_{DD} = 1 V

PARAMETER			TEST CONDITIONS†		BIAS	TLC251_C			UNIT
						MIN	TYP	MAX	
V_{IO}	Input offset voltage	TLC251C	V_O = 0.2 V, R_S = 50 Ω	25°C	Any			10	mV
				0°C to 70°C				12	
		TLC251AC		25°C	Any			5	
				0°C to 70°C				6.5	
		TLC251BC		25°C	Any			2	
				0°C to 70°C				3	
α_{VIO}	Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage			0°C to 70°C	Any		1		μV/°C
I_{IO}	Input offset current		V_O = 0.2 V	25°C	Any		1		pA
				0°C to 70°C				100	
I_{IB}	Input bias current		V_O = 0.2 V	25°C	Any		1		pA
				0°C to 70°C				150	
V_{ICR}	Common-mode input voltage range			25°C	Any	0 to 0.2			V
V_{OM}	Peak output voltage swing‡		V_{ID} = 100 mV	25°C	Any		450		mV
A_{VD}	Large-signal differential voltage amplification		V_O = 100 to 300 mV, R_S = 50 Ω	25°C	Low		20		V/mV
					High		10		
CMRR	Common-mode rejection ratio		R_S = 50 Ω, V_O = 0.2 V, V_{IC} = V_{IC} min	25°C	Any		77		dB
I_{DD}	Supply current		V_O = 0.2 V, No load	25°C	Low		2		μA
					High		12		

†All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode input voltage unless otherwise specified. Unless otherwise noted, an output load resistor is connected from the output to ground and has the following values: for low bias R_L = 1 MΩ, for medium bias R_L = 100 kΩ, and for high bias R_L = 10 kΩ.

‡The output will swing to the potential of the ground pin.

operating characteristics, V_{DD} = 1 V, T_A = 25°C

PARAMETER		TEST CONDITIONS	BIAS	TLC251_C			UNIT
				MIN	TYP	MAX	
B_1	Unity-gain bandwidth	C_L = 10 pF	Low		12		kHz
			High		75		
SR	Slew rate at unity gain	See Figure 1	Low		0.001		V/μs
			High		0.01		
	Overshoot factor	See Figure 1	Low		35%		
			High		30%		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

operating characteristics, V_{DD} = 10 V, T_A = 25°C

PARAMETER		TEST CONDITIONS	BIAS	TLC2_M			TLC2_I			TLC2_C			UNIT
				MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
B_1	Unity-gain bandwidth	A_V = 40 dB, C_L = 10 pF, R_S = 50Ω	Low		0.1			0.1			0.1		MHz
			Medium		0.7			0.7			0.7		
			High		2.3			2.3			2.3		
SR	Slew rate at unity gain	See Figure 1	Low		0.04			0.04			0.04		V/μs
			Medium		0.6			0.6			0.6		
			High		4.5			4.5			4.5		
	Overshoot factor	See Figure 1	Low		30%			30%			30%		
			Medium		35%			35%			35%		
			High		35%			35%			35%		
ϕ_m	Phase margin at unity gain	A_V = 40 dB, R_S = 100 Ω, C_L = pF	Low		43°			43°			43°		
			Medium		43°			43°			43°		
			High		50°			50°			50°		
V_n	Equivalent input noise voltage	f = 1 kHz, R_S = 100 Ω	Low		70			70			70		nV/√Hz
			Medium		38			38			38		
			High		30			30			30		

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

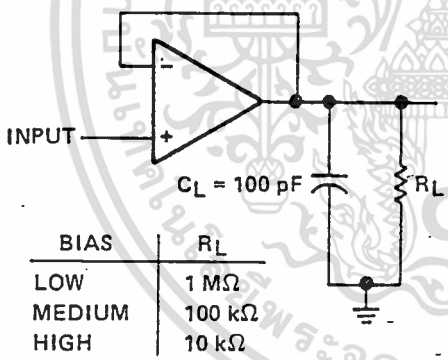


FIGURE 1–UNITY-GAIN AMPLIFIER

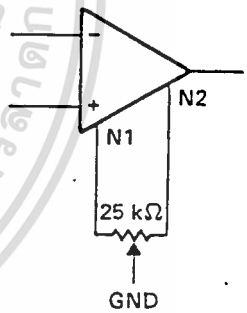


FIGURE 2–INPUT OFFSET VOLTAGE NULL CIRCUIT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL CHARACTERISTICS

SUPPLY CURRENT
vs
BIAS SELECT PIN VOLTAGE

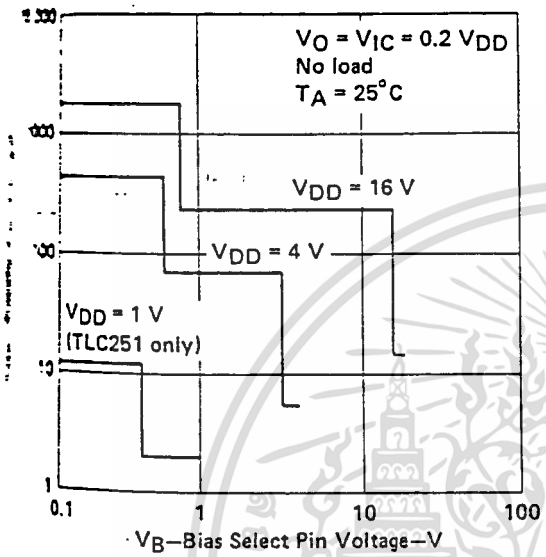
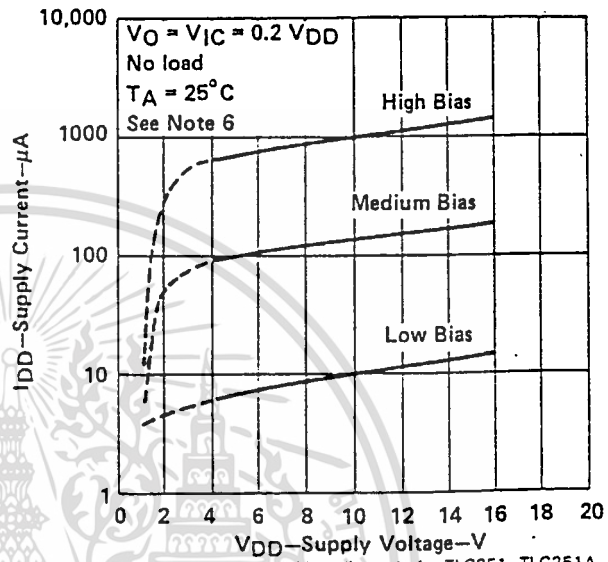


FIGURE 3

SUPPLY CURRENT
vs
SUPPLY VOLTAGE



NOTE 6: Data for V_{DD} less than 4 V applies only for TLC251, TLC251A, and TLC251B.

FIGURE 4

SUPPLY CURRENT
vs
FREE-AIR TEMPERATURE

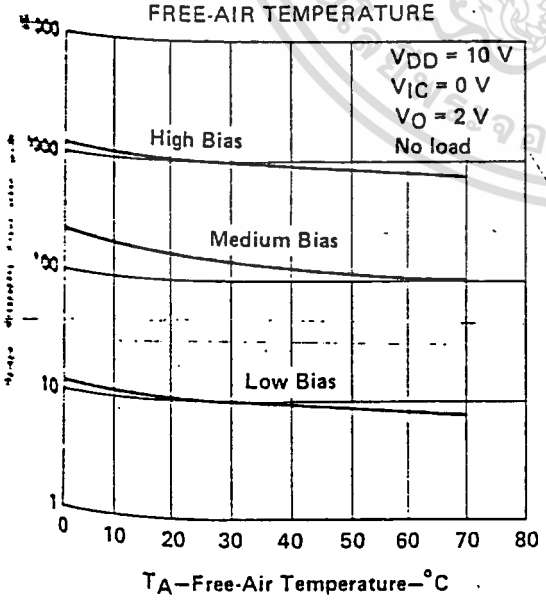


FIGURE 5

LOW BIAS
LARGE-SIGNAL
DIFFERENTIAL VOLTAGE AMPLIFICATION
and PHASE SHIFT
vs
FREQUENCY

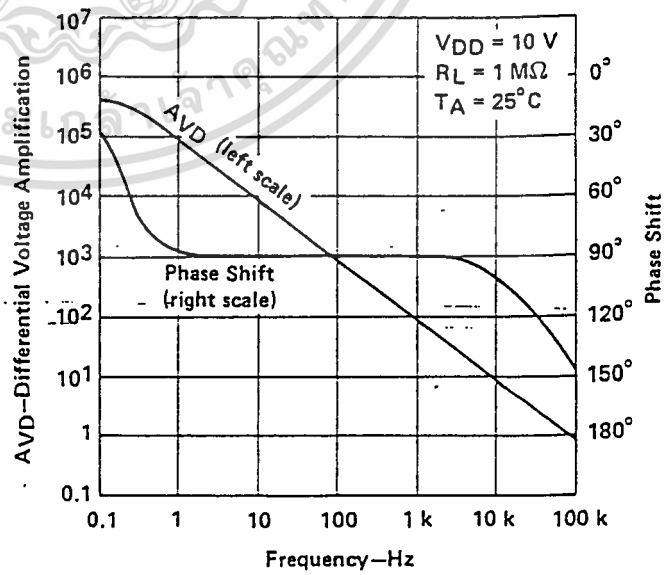


FIGURE 6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL CHARACTERISTICS

MEDIUM BIAS
LARGE-SIGNAL
DIFFERENTIAL VOLTAGE AMPLIFICATION
and PHASE SHIFT
vs
FREQUENCY

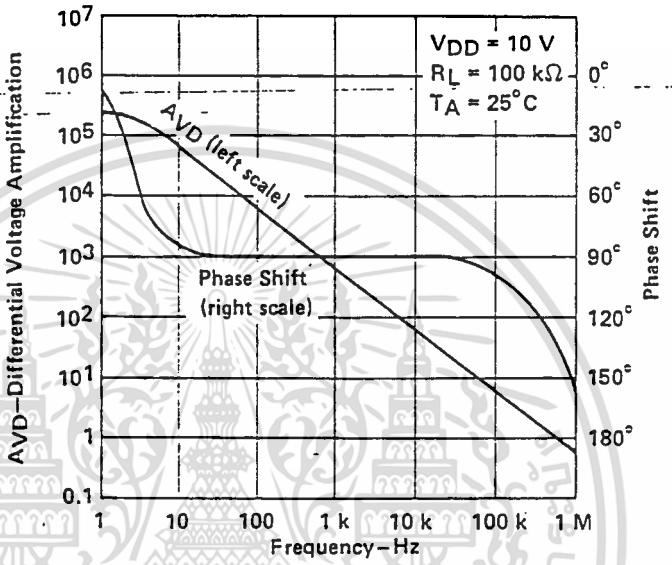


FIGURE 7

HIGH BIAS
LARGE-SIGNAL
DIFFERENTIAL VOLTAGE AMPLIFICATION
and PHASE SHIFT
vs
FREQUENCY

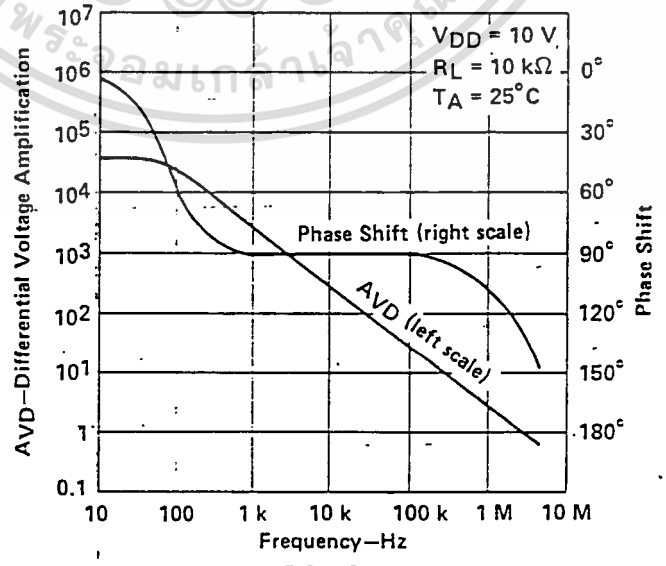


FIGURE 8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL APPLICATION INFORMATION

latchup avoidance

Junction-isolated CMOS circuits have an inherent parasitic PNPN structure that can function as an SCR. Under certain conditions, this SCR may be triggered into a low-impedance state, resulting in excessive supply current. To avoid such conditions, no voltage greater than 0.3 V beyond the supply rails should be applied to any pin. In general, the op amp supplies should be applied simultaneously with, or before, application of any input signals.

using the bias select pin

The TLC251 and TLC271 have a bias select pin that allows the selection of one of three I_{DD} conditions (10, 150, and 1000 μA typical). This allows the user to trade-off power and ac performance. As shown in the typical supply current (I_{DD}) versus supply voltage (V_{DD}) curves (Figure 4), the I_{DD} varies only slightly from 4 to 16 V. Below 4 V, the I_{DD} varies more significantly. Note that the I_{DD} values in the medium and low-bias modes at V_{DD} = 1 V are typically 2 μA, and in the high mode are typically 12 μA. The following table shows the recommended bias select pin connections at V_{DD} = 10 V:

RECOMMENDED BIAS SELECT PIN USE AT V_{DD} = 10 V

BIAS MODE	AC PERFORMANCE	BIAS SELECT CONNECTION†	TYPICAL I_{DD}§
Low	Low	V_{DD}	10 μA
Medium	Medium	0.8 V to 9.2 V	150 μA
High	High	Ground pin	1000 μA

†The Bias Select pin may also be controlled by external circuitry to conserve power, etc. For information regarding the bias select pin, see Figure 3 in the typical characteristics curves.
§For I_{DD} characteristics at voltages other than 10 V, see Figure 4 in the typical characteristics curves.

output stage considerations

The amplifier's output stage consists of a source-follower-connected pullup transistor and an open-drain pulldown transistor. The high-level output voltage (V_{OH}) is virtually independent of the I_{DD} selection, and increases with higher values of V_{DD} and reduced output loading. The low-level output voltage (V_{OL}) decreases with reduced output current and higher input common-mode voltage. With no load, V_{OL} is essentially equal to the GND pin potential.

input offset nulling

Both the TLC251 and TLC271 offer external offset null control. Nulling may be achieved by adjusting a 25-kΩ potentiometer connected between the offset null terminals with the wiper connected to the device GND pin as shown in Figure 2. The amount of nulling range varies with the bias selection. At I_{DD} settings of 150 and 1000 μA (medium and high bias), the nulling range will allow the maximum offset specified to be trimmed to zero. In low bias or when the TLC251 is used below 4 V, total nulling may not be possible on all units.

supply configurations

Even though the TLC251 and TLC271 are characterized for single-supply operation, they can be used effectively in a split-supply configuration when the input common-mode voltage (V_{ICR}), output swing (V_{OL} and V_{OH}), and supply voltage limits are not exceeded.

circuit layout precautions

The user is cautioned that whenever extremely high circuit impedances are used, care must be exercised in layout, construction, board cleanliness, and supply filtering to avoid hum and noise pickup, as well as excessive dc leakages.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SCL4060AB

CMOS 14-STAGE BINARY COUNTER AND OSCILLATOR

FEATURES

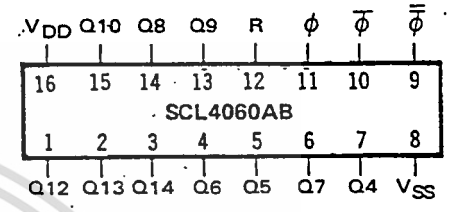
- 14 Fully Static Stages
- 10 Buffered Outputs Available
- Common Reset Line
- 8MHz Counting Rate @ 10Vdc
- All Active Oscillator Components on Chip for R-C or Crystal Control

DESCRIPTION

The SCL4060AB consists of an oscillator section and 14 ripple-carry binary counter stages. The oscillator configuration allows design of either R-C or crystal oscillator circuits. A Reset input is provided which resets the counter to the all-0's state. A high level on the Reset line accomplishes the reset function. The state of the counter is advanced one step in binary order on the negative transition of the Clock input ϕ. All inputs and outputs are fully buffered. Outputs are available from stages 4 through 10 and 12 through 14.

Applications include timers, frequency dividers, delay circuits and counter controls.

CONNECTION DIAGRAM
(all packages)



Add suffix for package:

- C 16-pin Cerdip
- D 16-pin Ceramic
- E 16-pin Epoxy
- F 16-pin Flat
- H Chip

TRUTH TABLE

CLOCK	RESET	OUTPUT STATE
⌐	0	No Change
¬	0	Advance to next state
X	1	All Outputs are low

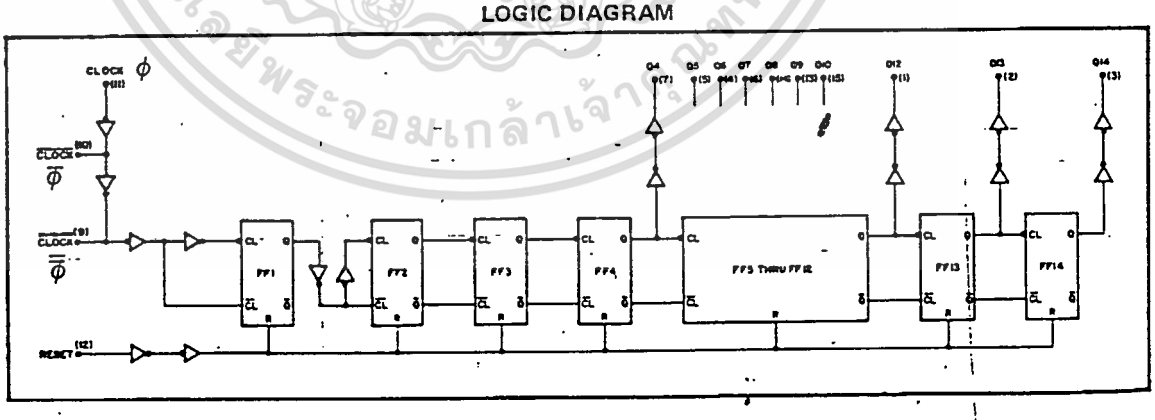
X = Don't Care

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

For maximum reliability:

DC Supply Voltage	$V_{DD} - V_{SS}$	3 to 15	Vdc
Operating Temperature	T_A		
C, D, F, H Device		-55 to +125	°C
E Device		-40 to +85	°C

LOGIC DIAGRAM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

STATIC CHARACTERISTICS[1]

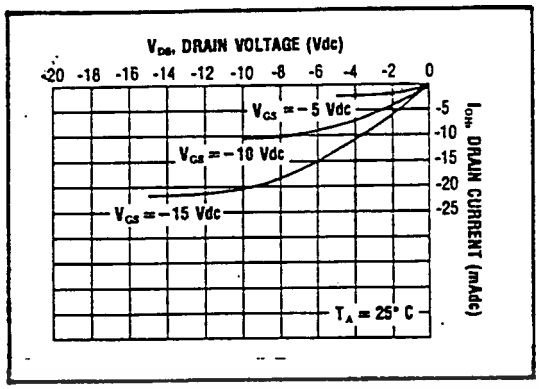
PARAMETER		V_{DD} (Vdc)	CONDITIONS	T_{LOW}[2] Min.	T_{LOW}[2] Max.	+25°C Min.	+25°C Typ.	+25°C Max.	T_{HIGH}[2] Min.	T_{HIGH}[2] Max.	Units
QUIESCENT DEVICE CURRENT	I_{DD}	5	$V_{IN}=V_{SS}$ or V_{DD}	–	5	–	0.05	5	–	150	μAdc
		10	All valid input	–	10	–	0.1	10	–	300	
		15	combinations	–	15	–	0.2	20	–	600	
OUTPUT HIGH (SOURCE) CURRENT	I_{OH}										
C, D, F, H device		5	$V_{OH}=4.6V$	-0.15	–	-0.12	-0.5	–	-0.08	–	mAdc
		10	$V_{OH}=9.5V$	-0.37	–	-0.3	-1.15	–	-0.21	–	
		15	$V_{OH}=13.5V$	-1.25	–	-1.0	-4.5	–	-0.69	–	
			$V_{IN}=V_{SS}$ or V_{DD}								
E device		5	$V_{OH}=4.6V$	-0.14	–	-0.12	-0.5	–	-0.10	–	mAdc
		10	$V_{OH}=9.5V$	-0.35	–	-0.3	-1.15	–	-0.25	–	
		15	$V_{OH}=13.5V$	-1.2	–	-1.0	-4.5	–	-0.85	–	
			$V_{IN}=V_{SS}$ or V_{DD}								
OUTPUT LOW (SINK) CURRENT	I_{OL}										
C, D, F, H device		5	$V_{OL}=0.4V$	0.15	–	0.12	0.5	–	0.08	–	mAdc
		10	$V_{OL}=0.5V$	0.37	–	0.3	1.0	–	0.21	–	
		15	$V_{OL}=1.5V$	1.25	–	1.0	5.8	–	0.69	–	
			$V_{IN}=V_{SS}$ or V_{DD}								
E device		5	$V_{OL}=0.4V$	0.14	–	0.12	0.5	–	0.10	–	mAdc
		10	$V_{OL}=0.5V$	0.35	–	0.3	1.0	–	0.25	–	
		15	$V_{OL}=1.5V$	1.2	–	1.0	5.8	–	0.85	–	
			$V_{IN}=V_{SS}$ or V_{DD}								

NOTES: [1] Remaining Static Electrical Characteristics are listed under "SCL4000B Series Family Specifications".
[2] T_{LOW} = -55°C for C, D, F, H device.
= -40°C for E device.
T_{HIGH} = +125°C for C, D, F, H device.
= + 85°C for E device.

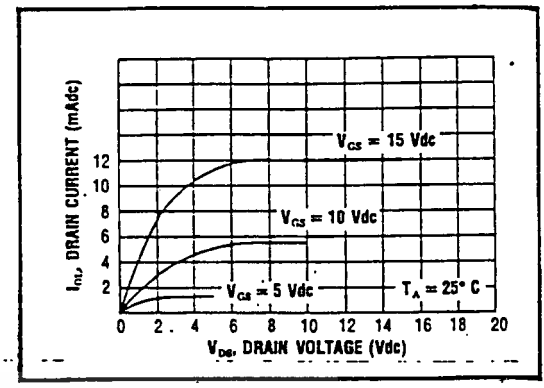
DYNAMIC CHARACTERISTICS (C_L = 50pF, T_A = 25°C)

PARAMETER		V_{DD} (Vdc)	Min.	Typ.	Max.	Units
CLOCKED OPERATION						
PROPAGATION DELAY TIME Clock to Q4	t_{PLH}, t_{PHL}	5	–	650	1300	ns
		10	–	325	650	
		15	–	260	520	
Q_i to Q_{i+1}	t_{PLH}, t_{PHL}	5	–	150	300	ns
		10	–	75	150	
		15	–	60	120	
OUTPUT TRANSITION TIME	t_{TLH}, t_{THL}	5	–	180	360	ns
		10	–	90	180	
		15	–	65	130	
MINIMUM CLOCK PULSE WIDTH	PW_{CL}	5	–	100	200	ns
		10	–	50	100	
		15	–	40	80	
MAXIMUM CLOCK FREQUENCY	f_{CL}	5	2.0	4.0	–	MHz
		10	4.0	8.0	–	
		15	5	10	–	
MAXIMUM CLOCK RISE AND FALL TIME	t_{rCL}, t_{fCL}	5	15	–	–	μs
		10	15	–	–	
		15	5	–	–	
RESET OPERATION						
PROPAGATION DELAY TIME	t_{PHL}	5	–	300	600	ns
		10	–	150	300	
		15	–	120	240	
MINIMUM RESET PULSE WIDTH	PW_R	5	–	150	300	ns
		10	–	75	150	
		15	–	60	120	
RESET REMOVAL TIME	t_{rem}	5	–	250	500	ns
		10	–	125	250	
		15	–	100	200	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

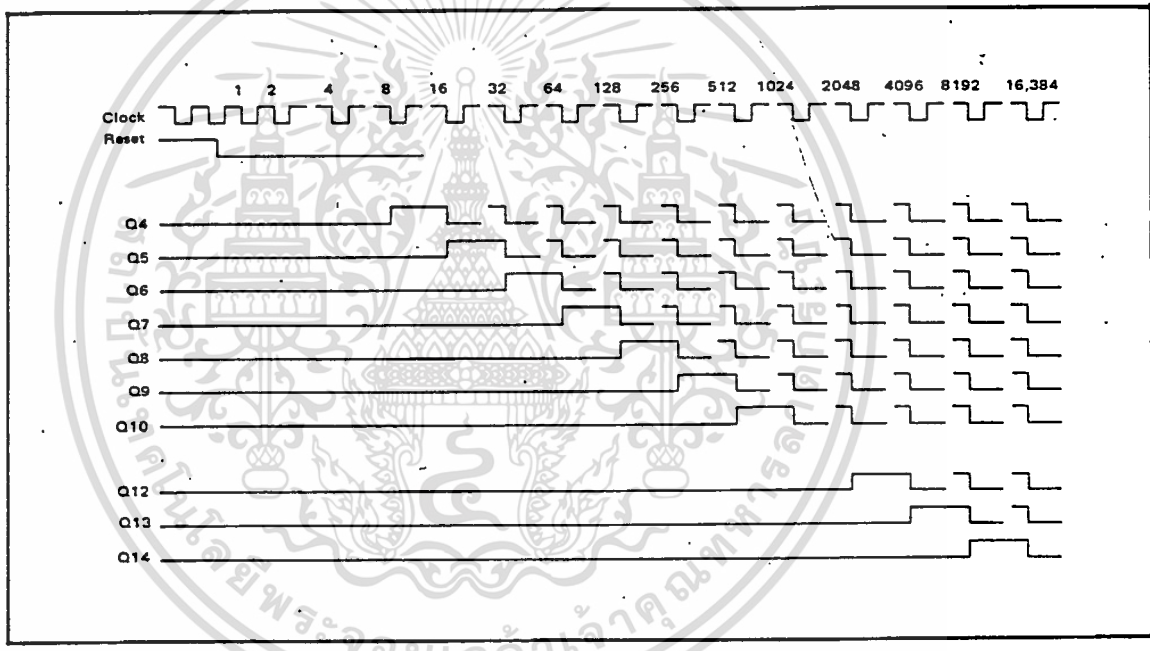


Typical P-Channel
Source Current Characteristics

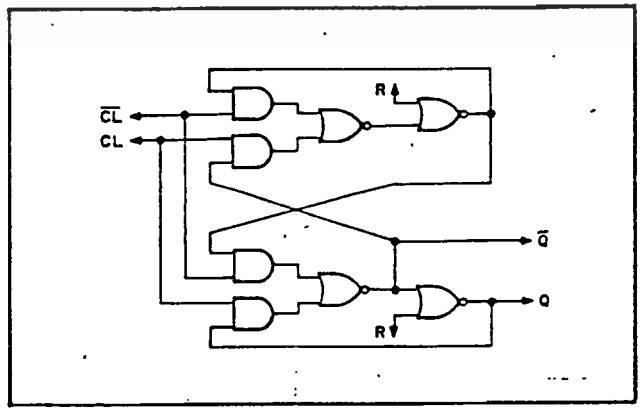


Typical N-Channel
Sink Current Characteristics

TIMING DIAGRAM

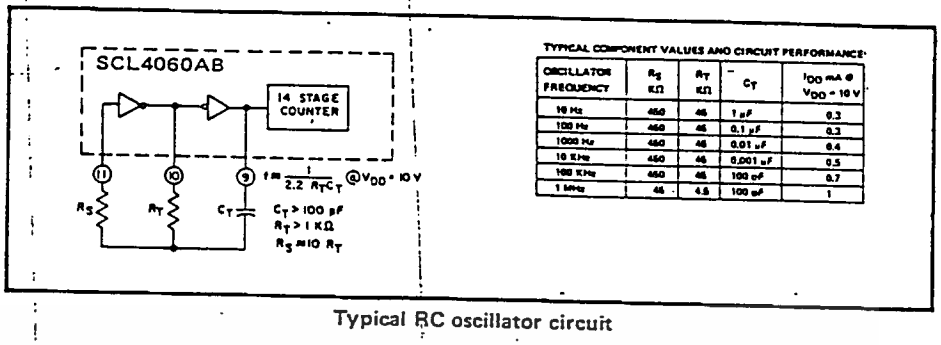


TYPICAL COUNTER STAGE



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

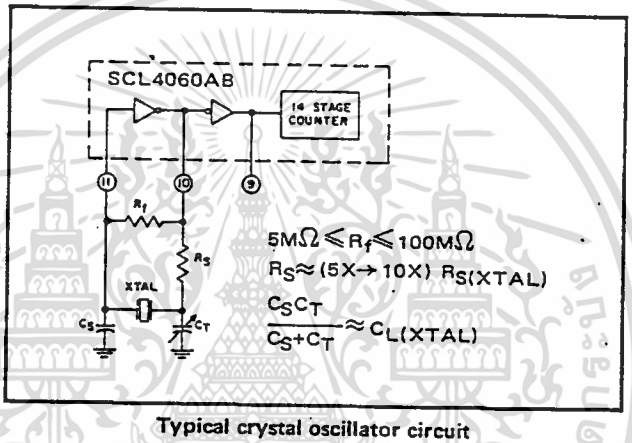
APPLICATIONS INFORMATION



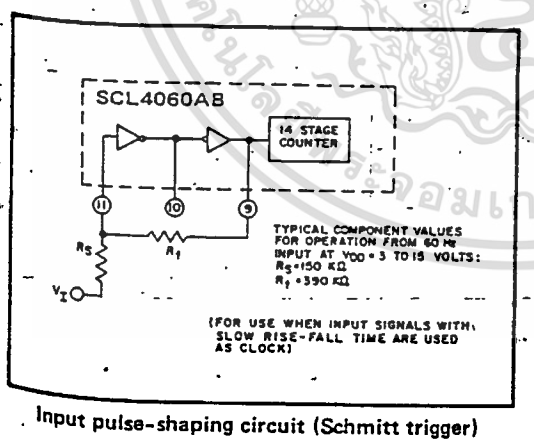
TYPICAL COMPONENT VALUES AND CIRCUIT PERFORMANCE

OSCILLATOR FREQUENCY	R_S KΩ	R_T KΩ	C_T	I_{DD} mA @ V_{DD} = 10 V
10 Hz	460	46	1 µF	0.3
100 Hz	460	46	0.1 µF	0.3
1000 Hz	460	46	0.01 µF	0.4
10 KHz	460	46	0.001 µF	0.5
100 KHz	460	46	100 pF	0.7
1 MHz	46	4.6	100 pF	1

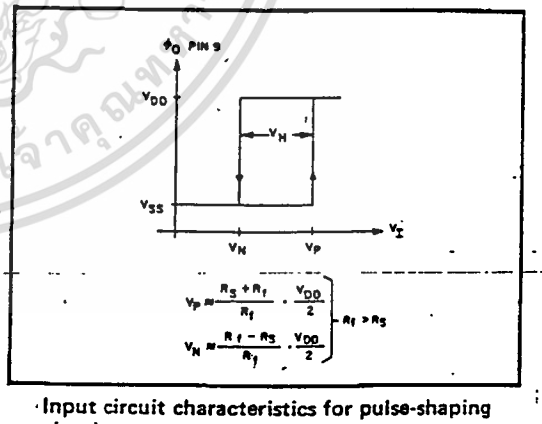
Typical RC oscillator circuit



Typical crystal oscillator circuit



Input pulse-shaping circuit (Schmitt trigger)



Input circuit characteristics for pulse-shaping circuit.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SCL4081B, SCL4082B
SCL4073B

CMOS AND GATES

SCL4081B - Quad 2-Input AND
SCL4082B - Dual 4-Input AND
SCL4073B - Triple 3-Input AND

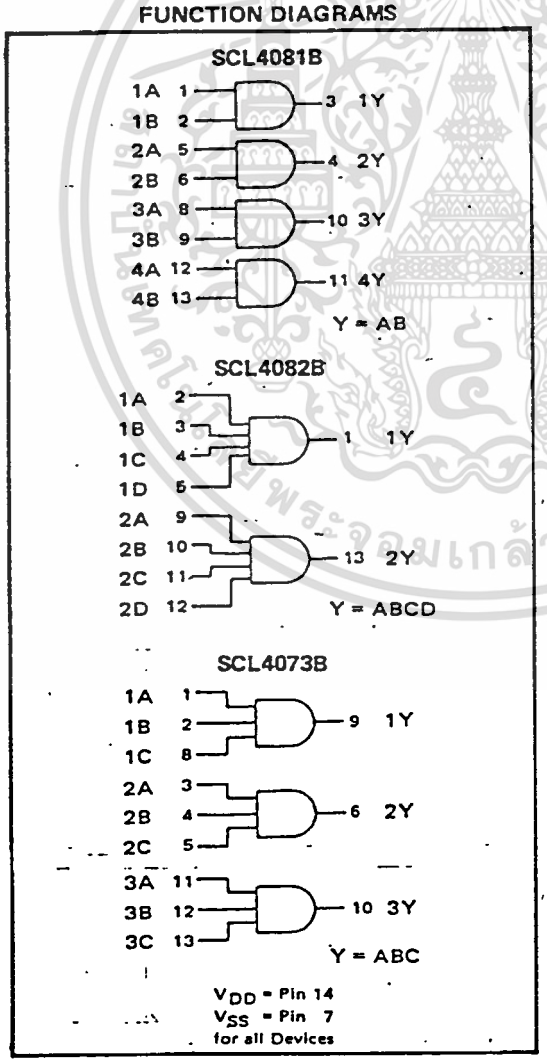
FEATURES

- **Buffered Outputs**
- **Diode Protection on all Inputs**
- **Fully "B"-Series Compatible**
- **Balanced Output Drive Current Specifications**

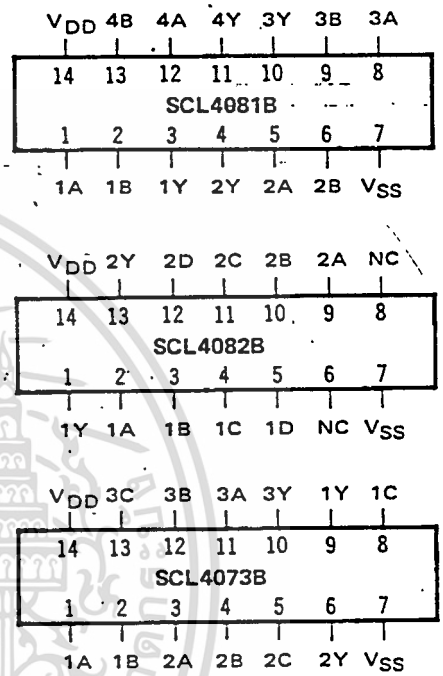
TRUTH TABLE

Inputs	Output
1 1 ··· 1	1
All other combinations	0

FUNCTION DIAGRAMS



CONNECTION DIAGRAMS
(all packages)



Add suffix for package:

C	14-pin Cerdip
D	14-pin Ceramic
E	14-pin Epoxy
F	14-pin Flat
H	Chip

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

For maximum reliability:

DC Supply Voltage	$V_{DD} - V_{SS}$	3 to 15	Vdc
Operating Temperature	T_A		
C, D, F, H Device		-55 to +125	°C
E Device		-40 to +85	°C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

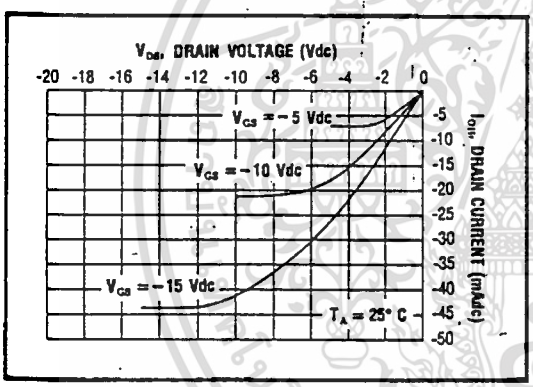
STATIC CHARACTERISTICS [1,3]

PARAMETER		V_{DD} (Vdc)	CONDITIONS	T_{LOW} [2]		+25°C			T_{HIGH} [2]		Units
				Min.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Max.	
QUIESCENT DEVICE CURRENT	I_{DD}	5	$V_{IN} = V_{SS}$ or V_{DD}	–	0.05	–	0.0005	0.05	–	1.5	μAdc
		10	All valid input	–	0.10	–	0.001	0.10	–	3.0	
		15	combinations	–	0.20	–	0.002	0.20	–	6.0	

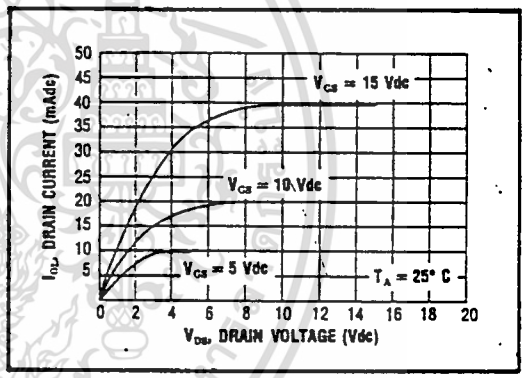
NOTES: [1] Remaining Static Electrical Characteristics are listed under "SCL4000B Series Family Specifications".
[2] T_{LOW} = –55°C for C, D, F, H device.
= –40°C for E device.
T_{HIGH} = +125°C for C, D, F, H device.
= + 85°C for E device.
[3] These devices have been designed for balanced output drive current specifications. Consult Family Specifications.

DYNAMIC CHARACTERISTICS (C_L = 50pF, T_A = 25°C)

PARAMETER		V_{DD} (Vdc)	Min.	Typ.	Max.	Units
PROPAGATION DELAY TIME	t_{PLH}, t_{PHL}	5	–	150	300	ns
		10	–	65	130	
		15	–	50	100	
OUTPUT TRANSITION TIME	t_{TLH}, t_{THL}	5	–	100	200	ns
		10	–	50	100	
		15	–	40	80	

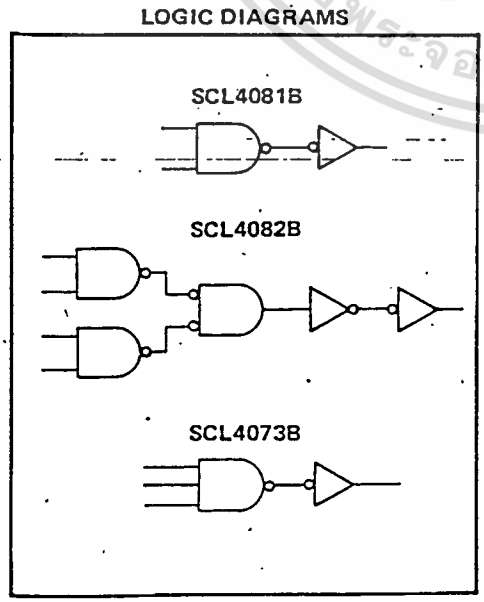


Typical P-Channel
Source Current Characteristics

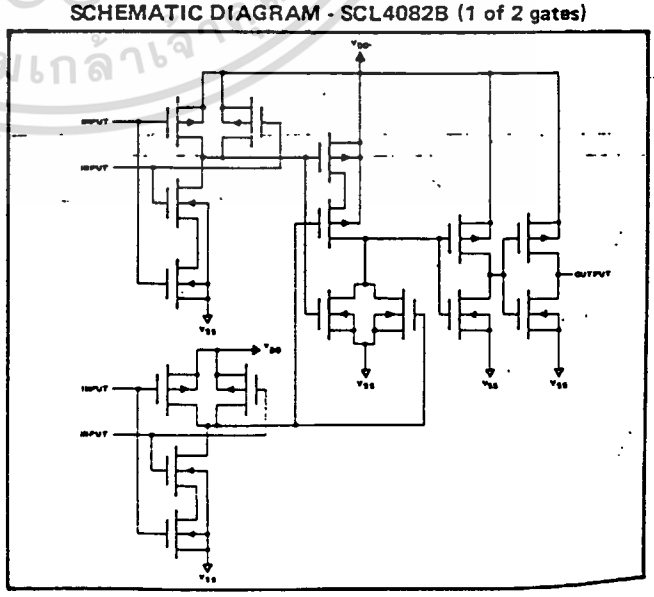


Typical N-Channel
Sink Current Characteristics

LOGIC DIAGRAMS



SCHEMATIC DIAGRAM - SCL4082B (1 of 2 gates)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SCL4013B

CMOS DUAL D-TYPE FLIP-FLOP

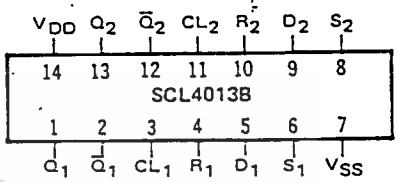
FEATURES

- Independent Set and Reset Controls
- Static Operation
- Logic Edge-Clocked Design
- 16MHz Toggle Rate @ 10Vdc
- Balanced Output Drive Current Specifications

DESCRIPTION

The SCL4013B consists of two identical, independent D-type Flip-Flops. These devices can be used for shift register applications, and, by connecting the $\overline{Q}$ output to the Data input, for counter and toggle applications. The logic level present at the D input is transferred to the Q output during the positive-going transition of the Clock pulse. Setting or resetting is independent of the Clock and is accomplished by a high level on the Set or Reset line, respectively.

CONNECTION DIAGRAM
(all packages)



Add suffix for package:

C	14-pin Cerdip
D	14-pin Ceramic
E	14-pin Epoxy
F	14-pin Flat
H	Chip

TRUTH TABLE

CL ▲	D	R	S	Q	$\overline{Q}$	
	0	0	0	0	1	
	1	0	0	1	0	
	x	0	0	Q	$\overline{Q}$	NO CHANGE
x	x	1	0	0	1	
x	x	0	1	1	0	
x	x	1	1	1	1	

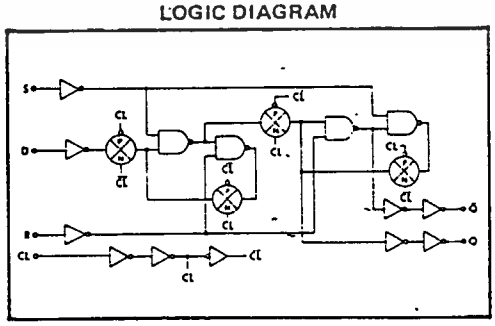
▲ = Level Change
x = Don't Care

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

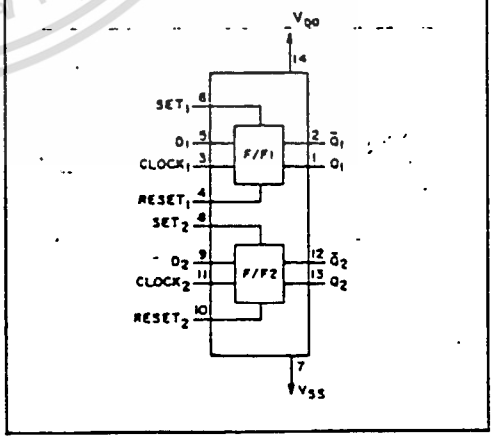
For maximum reliability:

DC Supply Voltage	$V_{DD} - V_{SS}$	3 to 15	Vdc
Operating Temperature	T_A		
C, D, F, H Device		-55 to +125	°C
E Device		-40 to +85	°C

LOGIC DIAGRAM



BLOCK DIAGRAM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

STATIC CHARACTERISTICS [1,3]

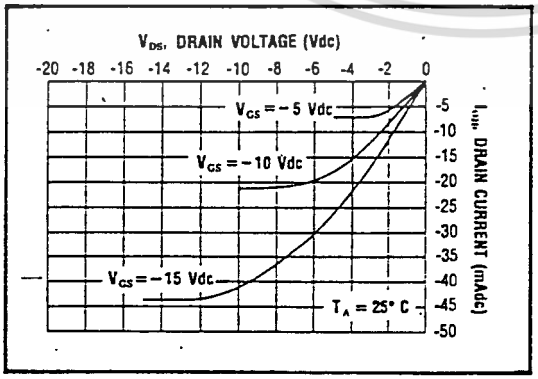
PARAMETER		V_{DD} (Vdc)	CONDITIONS	T_{LOW} [2]		+25°C			T_{HIGH} [2]		Units
				Min.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Max.	
QUIESCENT DEVICE CURRENT	I_{DD}	5	$V_{IN}=V_{SS}$ or V_{DD}	–	1.0	–	0.005	1.0	–	30	μAdc
		10	All valid input	–	2.0	–	0.01	2.0	–	60	
		15	combinations	–	4.0	–	0.02	4.0	–	120	

NOTES: [1] Remaining Static Electrical Characteristics are listed under "SCL40008 Series Family Specifications".
[2] T_{LOW} = -55°C for C, D, F, H device.
= -40°C for E device.
T_{HIGH} = +125°C for C, D, F, H device.
= + 85°C for E device.
[3] This device has been designed for balanced output drive current specifications. Consult Family Specifications.

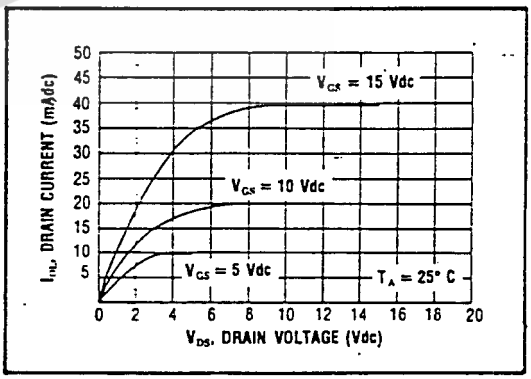
DYNAMIC CHARACTERISTICS (C_L = 50pF, T_A = 25°C)

PARAMETER		V_{DD} (Vdc)	Min.	Typ.	Max.	Units
CLOCKED OPERATION						
PROPAGATION DELAY TIME	t_{PLH}, t_{PHL}	5	–	125	250	ns
		10	–	65	130	
		15	–	45	90	
OUTPUT TRANSITION TIME	t_{TLH}, t_{THL}	5	–	100	200	ns
		10	–	50	100	
		15	–	40	80	
MINIMUM CLOCK PULSE WIDTH	PW_{CL}	5	–	70	140	ns
		10	–	30	60	
		15	–	20	40	
MAXIMUM CLOCK FREQUENCY	f_{CL}	5	3.5	7.0	–	MHz
		10	8.0	16	–	
		15	12.5	25	–	
MAXIMUM CLOCK RISE AND FALL TIME[1]	t_{rCL}, t_{fCL}	5	15	–	–	μs
		10	10	–	–	
		15	5	–	–	
MINIMUM SETUP TIME	t_{setup}	5	–	25	50	ns
		10	–	10	20	
		15	–	7.5	15	
MINIMUM HOLD TIME	t_{hold}	5	–	-25	0	ns
		10	–	-10	0	
		15	–	-5	0	
SET AND RESET OPERATIONS						
PROPAGATION DELAY TIME S to Q, R to $\overline{Q}$	t_{PLH}	5	–	125	250	ns
		10	–	65	130	
		15	–	45	90	
MINIMUM SET AND RESET PULSE WIDTH	PW_S, PW_R	5	–	65	130	ns
		10	–	30	60	
		15	–	25	50	
SET AND RESET REMOVAL TIME	t_{rem}	5	–	0	25	ns
		10	–	0	10	
		15	–	0	5	

[1] When units are cascaded, the maximum rise and fall times of the clock input should be equal to or less than the transition times of the data outputs driving data inputs, plus the propagation delay of the output driving stage for the output capacitive load.



Typical P-Channel
Source Current Characteristics



Typical N-Channel
Sink Current Characteristics

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้