ปีการศึกษา 2532

พัลซ์วิดท์มอดดูเลชั่น อินเวอร์เตอร์ (2)

โดย

นายพรชัย สิเจริญ 291143

นายอำนาจ เทียนชัยอนันต์ 291301

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ วรศักดิ์ จิตรภักดี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

026910

22 พ.ย. 2533

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2532

ภาควิชา วิศวกรรมระบบควบคุม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง พัลซ์วิดท์มอดดูเลชั่น อินเวอร์เตอร์ (2)

ผู้จัดทำ

1. นายอำนาจ เทียนชัยอนันต์ เลขประจำตัว 291301
2. นายพรชัย สิเจริญ เลขประจำตัว 291143

.....อาจารย์ที่ปรึกษา

(อาจารย์ วรศักดิ์ จิตรภักดี)

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

026910

พัลซ์วิดท์มอดดูเลชั่น อินเวอร์เตอร์ (2)

พรชัย ลิเจริญ
อำนาจ เทียนชัยอนันต์

อาจารย์วรศักดิ์ จิตรภักดี อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2532

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ จะกล่าวถึงการสร้างวงจรกำลังหลักของ พีดับบลิวเอ็ม อินเวอร์เตอร์ โดยการใช้ทรานซิสเตอร์ 6 ตัว ต่อแบบบริดจ์ มีการกล่าวถึงวงจรป้องกันแรงดันสูงเกิน ป้องกันแรงดันต่ำเกิน วงจรกระแสสูงเกิน วงจรหน่วงเวลาแสดงการผิดปกติภายหลังเกิดผิดปกติขึ้นมา และวงจรสนับเบอร์ ที่ช่วยลดความเค้นบนทรานซิสเตอร์ ขณะเริ่มนำและหยุดนำกระแส และวงจรขับเบสของทรานซิสเตอร์ โดยเราสามารถที่จะนำชิ้นงานนี้ไปใช้ร่วมกับวงจรสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม เพื่อที่จะนำไปควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ หรือ มอเตอร์กระแสตรงก็ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PLUSE WIDTH MODULATION INVERTER (2)

Pornchai Sicharoen

Amnaj Tienchaianands

Worasak Chitpakdee Adviser

1989

ABSTRACT

This thesis describes a designing of main-power circuit of Pulse Width Modulation (PWM) inverter using six bridged transistors. It also reports about those circuits used to protect over-voltage, under-voltage and over-current. Time-retarded circuit catches fault if any abnormal signals appear. While snubber circuits reduce stress on transistors when turning on and off. Besides, the transistor base-drived curcuits are included and described by this thesis. By the way,This invention can be used together with the PWM circuit for variable speed of induction motor as well as D.C. motor.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

หน้า

สารบัญรูป

สารบัญภาพ

บทที่ 1 บทนำ 1

บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ 2

บทที่ 3 การออกแบบและการสร้าง 25

บทที่ 4 ผลการทดลอง 44

บทที่ 5 สรุปและวิจารณ์ 53

กิตติกรรมประกาศ 54

หนังสืออ้างอิง 55

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

		หน้า
รูปที่ 2.1	อินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์	2
รูปที่ 2.2	แสดงรูปคลื่นไฟฟ้าเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ ชนิดแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้า	3
รูปที่ 2.3	วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้า	4
รูปที่ 2.4	กระแสไหลในวงจรอินเวอร์เตอร์ ชนิดแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้า	5
รูปที่ 2.5	เปรียบเทียบระหว่างไดโอด ชนิดช้า และเร็ว	6
รูปที่ 2.6	เส้นโค้งขณะทรานซิสเตอร์ทำงาน	8
รูปที่ 2.7	กระแสเบสที่ทำให้ทรานซิสเตอร์เกิดการอิ่มตัว	9
รูปที่ 2.8	พิกัดความร้อน (thermal rating)	10
รูปที่ 2.9	วงจรดาร์ลิงตันที่ปรับปรุงแล้ว	11
รูปที่ 2.10	รูปคลื่นของการสวิทช์ชิ่งทรานซิสเตอร์	12
รูปที่ 2.11	พื้นที่ปลอดภัย ในการทำงานของทรานซิสเตอร์	13
รูปที่ 2.12	วงจรช่วยการสวิทช์ชิ่ง ทรานซิสเตอร์	14
รูปที่ 2.13	รูปคลื่นของกระแสเบสในวงจรปกติ	15
รูปที่ 2.14	ลักษณะการใช้ทรานซิสเตอร์ แบบสวิทช์ชิ่ง	16
รูปที่ 2.15	การต่อค่าตัวเหนี่ยวนำ เพื่อจำกัดค่า di/dt	17
รูปที่ 2.16	ผลของการต่อวงจร สนับเบอร์	19
รูปที่ 2.17	ขณะวงจรเกิดกระแสลัดวงจร	24
รูปที่ 3.1	วงจรกำลังหลัก	25
รูปที่ 3.2	วงจรหน่วงการทำงานของรีเลย์	25
รูปที่ 3.3	วงจรทรานซิสเตอร์อินเวอร์เตอร์	26
รูปที่ 3.4	แสดงวงจรกระแสสูงเกิน	27
รูปที่ 3.5	วงจรโมโนสเตเบิล	28
รูปที่ 3.6	วงจรป้องกันแรงดันไฟฟ้าสูงเกิน - ต่ำเกิน	29
รูปที่ 3.7	วงจรแยกกราวด์	30
รูปที่ 3.8	แสดงวงจรขับเบส	32

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

		หน้า
รูปที่ 3.9	แสดงวงจรเบเกอร์แคลมป์	34
รูปที่ 3.10	วงจรสนับเบอร์ใน 1 เฟส	35
รูปที่ 3.11	ส่วนการทำงานของวงจร สตาร์ท / สต็อป	38
รูปที่ 3.12	แสดงวงจรส่วนการทำงานของวงจรสตาร์ท / รีเซ็ท	39
รูปที่ 3.13	แสดงวงจรส่วนรับค่าผิดปกติ	40
รูปที่ 3.14	แสดงวงจรหม้อแปลง	42
รูปที่ 3.15	แสดงวงจรไฟเลี้ยงแก่วงจรควบคุม	43
รูปที่ 3.16	แสดงวงจรไฟเลี้ยงแก่วงจรป้องกัน	43
รูปที่ 3.17	แสดงวงจรไฟเลี้ยงแก่ ซิงเกิล บอร์ด	43
รูปที่ 4.1	แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันคร่อมขาคอลเลคเตอร์กับอีมิตเตอร์กับกระแสทรานซิสเตอร์ เมื่อโหลดเป็นตัวความต้านทานกับตัวเหนี่ยวนำ	44
รูปที่ 4.2	แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันคร่อมขาคอลเลคเตอร์กับอีมิตเตอร์กับกระแสโหลด เมื่อโหลดเป็นตัวความต้านทานกับตัวเหนี่ยวนำ	45
รูปที่ 4.3	แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันคร่อมขาคอลเลคเตอร์กับอีมิตเตอร์ กับกระแสเบส เมื่อโหลดเป็นตัวความต้านทานกับตัวเหนี่ยวนำ	46
รูปที่ 4.4	แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันคร่อมขาคอลเลคเตอร์กับอีมิตเตอร์ กับกระแสเบส เมื่อโหลดเป็นตัวความต้านทานกับตัวเหนี่ยวนำ	47
รูปที่ 4.5	แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันคร่อมขาคอลเลคเตอร์กับอีมิตเตอร์ กับกระแสเบส เมื่อโหลดเป็นตัวความต้านทานกับตัวเหนี่ยวนำ	48
รูปที่ 4.6	แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันคร่อมขาคอลเลคเตอร์กับอีมิตเตอร์ กับกระแสคอลเลคเตอร์ เมื่อโหลดเป็นตัวความต้านทานกับตัวเหนี่ยวนำ	49

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.7	แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันคร่อมขาคอลเลคเตอร์กับอิมิตเตอร์ กับกระแสคอลเลคเตอร์ เมื่อโหลดเป็นตัวความต้านทานกับตัวเหนี่ยวนำ	50
รูปที่ 4.8	แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันคร่อมขาคอลเลคเตอร์กับอิมิตเตอร์กับกระแสทรานซิสเตอร์ เมื่อโหลดเป็นมอเตอร์พิกัด 250 วัตต์	51
รูปที่ 4.9	แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันคร่อมขาคอลเลคเตอร์กับอิมิตเตอร์กับกระแสสับเบอร์ เมื่อโหลดเป็นมอเตอร์พิกัด 250 วัตต์	52

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

หน้า

ตารางที่ 1.1 แสดงลักษณะของวงจรตรรกในการทำงาน 41-42

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1
บทนำ

ในปัจจุบันมีการพัฒนาการใช้มอเตอร์อย่างมากมาย โดยเฉพาะในภาคอุตสาหกรรม ทั้งที่เป็นดีซีมอเตอร์ และเอซีมอเตอร์ โดยเฉพาะมอเตอร์เหนี่ยวนำ ซึ่งจะมีราคาถูกและบำรุงรักษาง่าย และมีความทนทานสูง เมื่อเทียบกับดีซีมอเตอร์ ซึ่งมีค่าใช้จ่ายในการบำรุงรักษาสูง ดังนั้น เพื่อพัฒนาประสิทธิภาพการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ จึงได้มีการค้นคิดวิธีต่างๆในการที่จะควบคุมการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำให้เป็นไปตามความต้องการ โดยโครงงานนี้จะใช้หลักการของพัลซ์วิลท์มอดดูเลชั่น อินเวอร์เตอร์ ในการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ซึ่งจะให้ข้อดีหลายอย่างเมื่อเทียบกับวิธีอื่น

เนื่องจากการทำงานของมอเตอร์ย่อมมีข้อผิดพลาด อาจเกิดความผิดปกติ ซึ่งจะมีผลต่อวงจรหลัก และสร้างความเสียหายได้ รวมทั้งค่าความสูญเสียจากการทำงานแบบลวิทซึ่งของทรานซิสเตอร์กำลัง ดังนั้น เพื่อที่จะแก้ปัญหาเหล่านี้ โครงงานนี้จึงสร้างวงจรกำลังหลักของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส พร้อมวงจรควบคุมการทำงาน วงจรสนับเบอร์และวงจรป้องกันต่างๆ โดยมีส่วนเชื่อมติดต่อรับสัญญาณภายนอกที่มาจากส่วนสร้างสัญญาณพัลซ์วิลท์มอดดูเลชั่น 6 ชุด ที่อยู่ภายนอกอีกด้วย ดังนั้น นอกจากเราสามารถที่จะควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำแล้ว โครงงานนี้ยังสามารถนำไปใช้กับการควบคุมความเร็วของมอเตอร์กระแสตรง ได้โดยง่าย

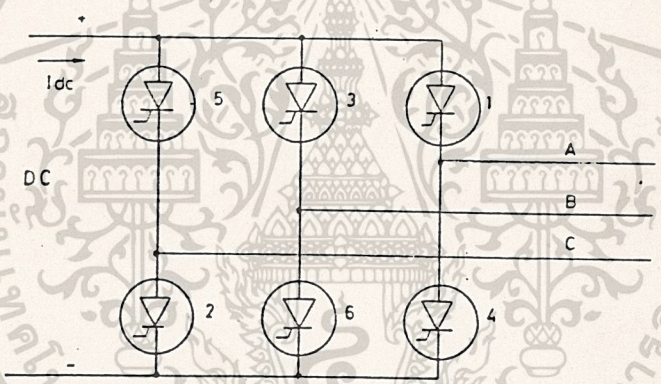
ในด้านทฤษฎีและการออกแบบวงจรนั้น จะมีการกล่าวต่อไปในปริญญานิพนธ์ฉบับนี้โดยรวมทั้งผลการทอดลอง และสรุปผลการทดลองในบทต่อๆ ไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2
ทฤษฎี หรือ หลักการ

2.1 อินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ 3 เฟส (The 3 phase bridge inverter)

ระบบดีซี-ลิ้งค์-อินเวอร์เตอร์(DC link inverter)นั้นล่วนมากเป็นลักษณะการเปลี่ยนกำลังไฟฟ้าไฟตรงเป็นความถี่เปลี่นแปลงเอซีให้แก่มอเตอร์ ในลักษณะบริดจ์ 3 เฟสดังแสดงในรูปที่ 2.1 โดยตัวที่ทำการสวิทช์อาจเป็นทรานซิสเตอร์(Transistor) ไทริสเตอร์(Thyristor) จีทีโอ(GTO) หรืออื่นๆขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของแต่ละชนิด



รูปที่ 2.1 อินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ 3 เฟส

อินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ 3 เฟสนี้จะทำงานในลักษณะของการสวิทช์ปิด-เปิด การสวิทช์ปิด-เปิดนี้ ทำให้แรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านอินพุทกลายเป็นแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเอาท์พุท สามารถแบ่งตามลักษณะของแหล่งกำเนิดไฟฟ้าได้ 2 แบบคือ

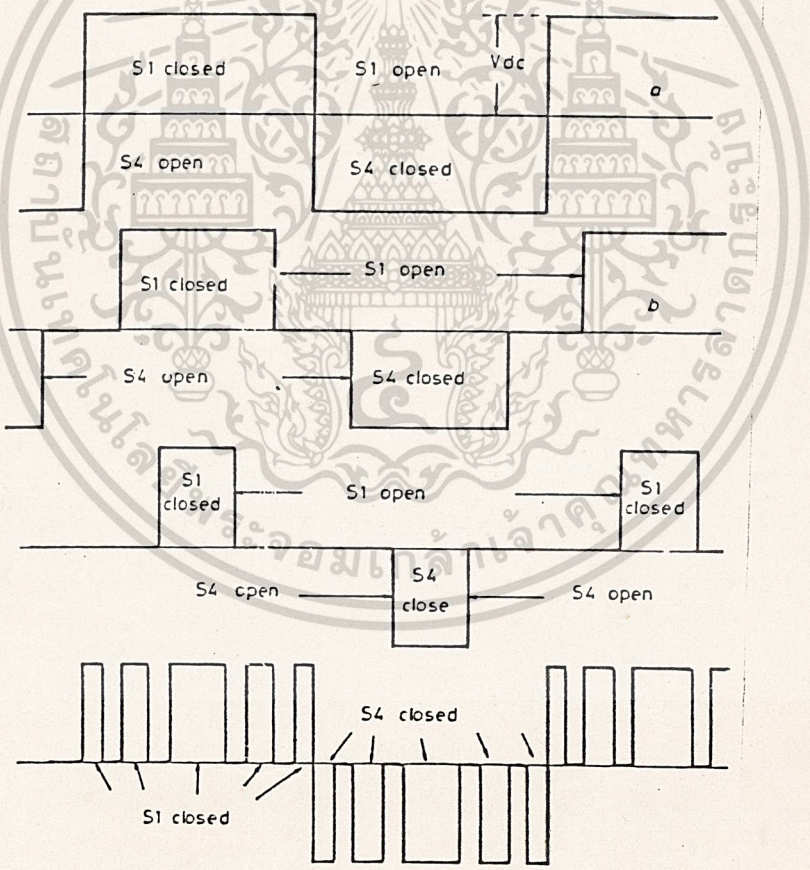
-ชนิดแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้า(Voltage source)เป็นกรณีที่แหล่งจ่ายไฟตรงมีค่าอิมพีแดนซ์(Impedance)ต่ำ ซึ่งสามารถจ่ายกระแสตามที่ต้องการได้

-ชนิดแหล่งกำเนิดกระแส(Current source)เป็นกรณีที่แหล่งจ่ายไฟตรงมีค่าอิมพีแดนซ์สูง ทำให้กระแสมีความเรียบและคงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

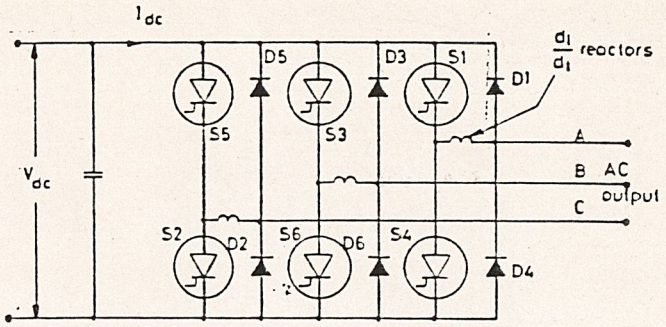
2.1.1 อินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ชนิดแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้า

อินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ชนิดแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้านี้เมื่อตัวสวิทช์ทำงานทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าตรงเป็นแรงดันไฟฟ้าสลับ โดยรูปคลื่นของแรงดันไฟฟ้าที่เอาท์พุทจะขึ้นอยู่กับเวลาที่ตัวสวิทช์ทำงานดังแสดงรูปที่ 2.2 ซึ่งแสดงค่าแรงดันไฟฟ้าเอาท์พุทที่ A เนื่องจากการทำงานของสวิทช์ S_1 กับ S_4 ถ้าแต่สวิทช์ทำงานที่แต่ละครึ่งลูกคลื่นจะทำให้ได้เอาท์พุทเป็นคลื่นสี่เหลี่ยม(Square wave) รูปที่ 2.2(b) และ (c) แสดงขนาดและรูปคลื่นของเอาท์พุทที่สามารถเปลี่ยนแปลงได้โดยการลดช่วงเวลาการทำงานของสวิทช์ลง ถ้าหากสามารถปิดเปิดสวิทช์ได้ตามต้องการจะได้ดังรูปที่ 2.2(d)



รูปที่ 2.2 แสดงรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3 วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้า

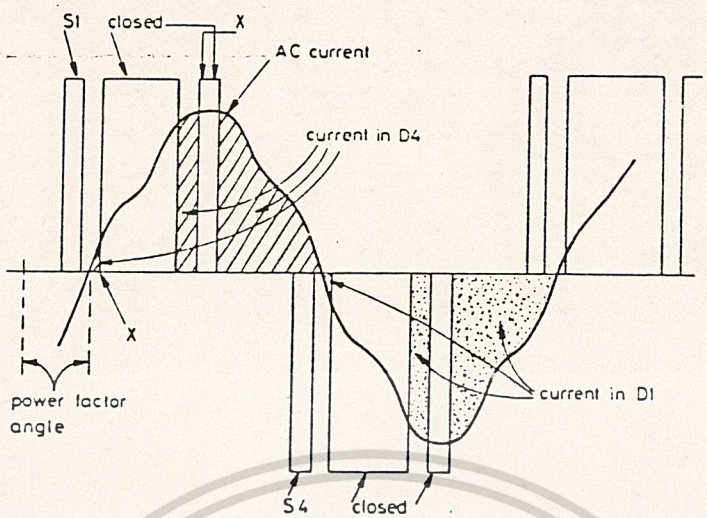
โดยปกติกระแสสามารถไหลผ่านสวิทช์เมื่อสวิทช์นั้นทำงาน เมื่อหยุดการทำงานลง ค่ากระแสนั้นจะยังคงไหลอยู่อันเนื่องมาจากค่าอินดัคแตนซ์ (Inductance) ของโหลด (Load) นั้น

ดังนั้นสำหรับอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าจึงมีทางผ่านอีกทางหนึ่งสำหรับกระแสภาระนั้นดังแสดงในรูป 2.3 แสดงถึงวงจรบริดจ์ที่ประกอบด้วยไดโอดย้อนกลับคร่อมแต่ละสวิทย์นั้น เมื่อมีกระแสบวกไหลไปยังมอเตอร์ กรณีเฟส A สวิทช์ S_1 จะทำงานกระแสจะไหลผ่าน เมื่อ S_1 หยุดทำงานกระแสจะไหลผ่าน D_4 แทน ค่ากระแสลบจะไหลมาจากมอเตอร์โดยไหลผ่าน S_4 และ D_1 ดังนั้นเมื่อมีกระแสไหลผ่านไดโอดมันจะเป็นกระแสย้อนกลับไปยังฝั่งดีซี-ลิ้งค์ ซึ่งจะรับค่ากระแสนั้นได้

รูปที่ 2.4 แสดงถึงกรณีทั่วไปเมื่อสวิทช์ทำงานในช่วงหนึ่ง และผลของอินดัคแตนซ์(Inductance)ของมอเตอร์ จะทำให้กระแสเอาท์พุทมีลักษณะเป็นซายน์ (Sinusoidal) และมีค่าต่อเนื่องที่ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์(Power factor)ที่น้อยกว่าหนึ่ง โดยเมื่อ S_1 ทำงานและกระแสบวกไหลผ่าน S_1 หลังจากนั้นกระแสที่เหลือจะไหลผ่าน D_4 แทน

ดังนั้นจะทำให้ได้กระแสบวกมีผลรวมทั้งหมดจากการรวมของกระแสที่ไหลผ่าน S_1, S_3, S_5 และ D_1, D_3, D_5 โดยกระแสจะเปลี่ยนจากการไหลผ่านสวิทช์เป็นไดโอดอย่างรวดเร็ว จึงจำเป็นต้องมีดีซี-ลิ้งค์-คาพาซิเตอร์ (DC link capacitor) เพื่อให้กระแสย้อนกลับจากไดโอดไหลผ่านได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 กระแสไหลในวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้า

รูปที่ 2.4 แสดงให้เห็นว่ากระแสไดโอดประกอบด้วย 2 ส่วนคือ กระแสที่ไหลเมื่อสวิทช์หยุดทำงาน และกระแสที่ยังคงไหลในตอนท้ายหลังการสวิทช์ โดยเพาเวอร์แฟคเตอร์ของภาระมีค่ามากกระแสไดโอดจะน้อย และเมื่อเพาเวอร์แฟคเตอร์มีค่าน้อยกระแสส่วนมากจะไหลผ่านไดโอด

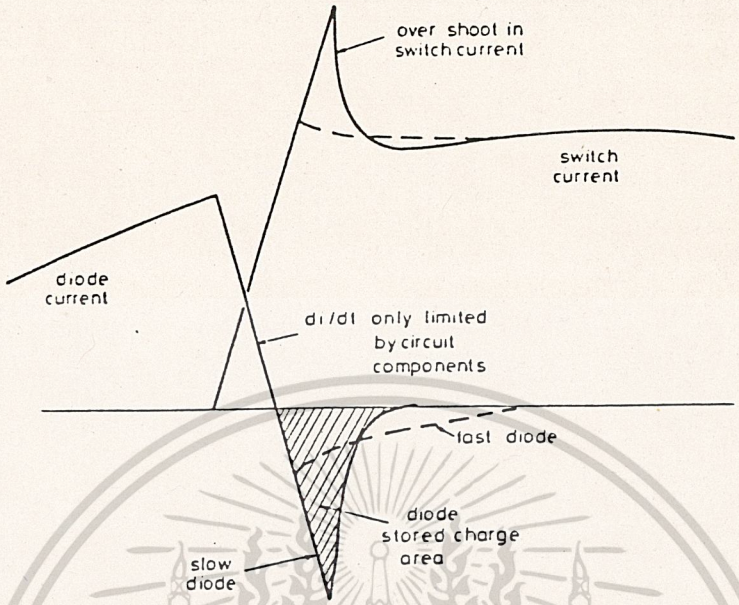
สำหรับพัลซ์วิดธ์มอดดูเลชันอินเวอร์เตอร์(PWM Inverter)นั้นทางด้านการแปลงสัญญาณไฟสลับเป็นไฟตรง จะใช้ตัวไดโอดเป็นตัวเรคติไฟเออร์ให้เป็นไฟตรง

2.1.2 ความจำเป็นในการใช้ไดโอดชนิดเร็ว

จากรูปที่ 2.4 แสดงให้เห็นว่ากระแสได้ถูกเปลี่ยนจากการไหลผ่าน D_1 เป็น S_4 ที่จุด X ซึ่งเป็นจุดที่ S_1 เริ่มทำงานนี้มันจะเกิดแรงดันไฟฟ้าย้อนกลับที่ D_4 และกระแสที่ D_4 จะลดลงทันที โดยถูกจำกัดด้วยค่า di/dt ของรีแอกเตอร์(Reactor)ในวงจร แต่เนื่องจากประจุที่สะสมไว้ในไดโอดจะทำให้กระแสในไดโอดเป็นกระแสย้อนกลับช่วงหนึ่งก่อนที่ไดโอดจะหยุดนำกระแส ซึ่งจะทำให้เกิดค่าแรงดันไฟฟ้าที่สูงในวงจรดังแสดงในรูปที่ 2.5

ดังนั้นจึงควรใช้ไดโอดชนิดที่มีประจุสะสมต่ำดังแสดงในรูป 2.5 ซึ่งมีช่วงเวลาหยุดการทำงานเร็ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 เปรียบเทียบระหว่างไดโอดชนิดช้ากับชนิดเร็ว

2.1.3 การเกิดรีเจนเนอเรทีฟ (Regenerative)

เมื่อความถี่ในการสวิทช์ชิ่ง (Switching) หรือความถี่ของอินเวอร์เตอร์ลดลงต่ำกว่าความเร็วของมอเตอร์ จะทำให้มอเตอร์เกิดการรีเจนเนอเรทีฟ เพื่อลดความเร็วลงและพลังงานจะถูกป้อนกลับไปยังดีซี-ลิ้งค์ ทำให้ตัวคาพาซิเตอร์มีค่าแรงดันไฟฟ้าเพิ่มขึ้นอันเกิดจากการที่มีกระแสย้อนกลับ ซึ่งจะถูกต้านทานจากฝั่งอินพุทคอนเวอร์เตอร์(Input converter) ทำให้แรงดันไฟฟ้าตรงที่ดีซี-ลิ้งค์เกิดการเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว

ขณะเกิดการรีเจนเนอเรทีฟ ถ้าต้องการลดความเร็วมอเตอร์ให้ลดลงเร็วขึ้น ทำโดยการต่อสวิทช์ตัวต้านทานบนฝั่งดีซี-ลิ้งค์ หรือทางเอาท์พุทไฟสลับ อีกวิธีหนึ่งโดยการต่อไทริสเตอร์ย้อนกลับคอนเวอร์เตอร์เพื่อให้ไหลย้อนกลับไปยังแหล่งจ่ายไฟสลับที่นำมาแปลงเป็นไฟตรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7-15

2.2 การเลือกใช้ทรานซิสเตอร์

2.2.1 ความสามารถทางแรงดันไฟฟ้า

ทรานซิสเตอร์นั้นจะสามารถต้านทานแรงดันไฟฟ้าได้ทิศทางเดียวเช่น ชนิดเอ็นพีเอ็น (npn) ค่าแรงดันไฟฟ้าบวกที่คอลเลคเตอร์ (Collector) เทียบกับอิมิตเตอร์ (Emitter) ในสภาวะหยุดทำงานนี้จะมีกระแสรั่วไหล (leakage current) ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ซึ่งแปรค่าตามอุณหภูมิ

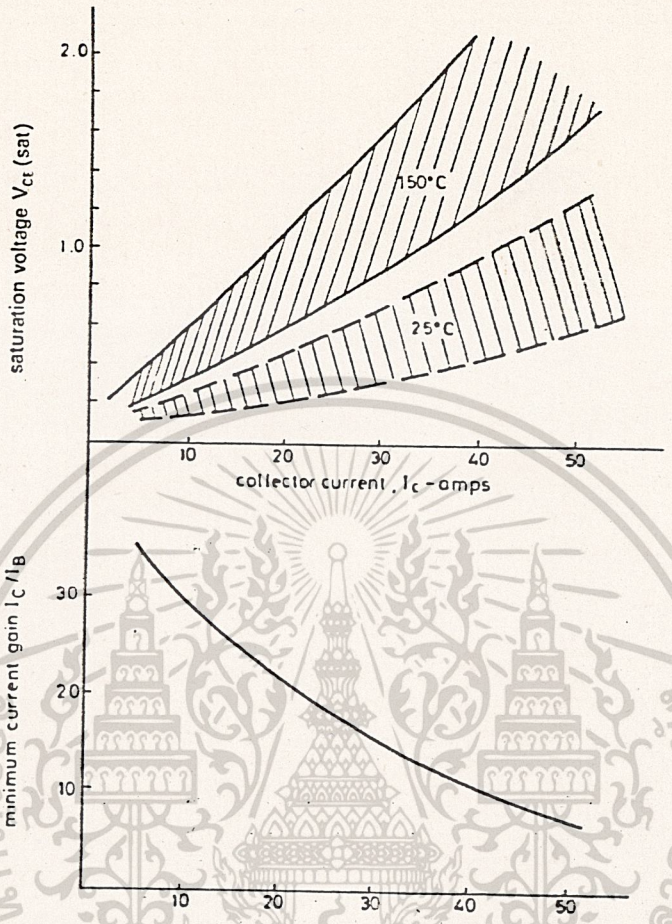
ค่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมขาคอลเลคเตอร์กับอิมิตเตอร์ มีค่าเกินค่าสูงสุดในช่วงระยะเวลาสั้นๆ ทรานซิสเตอร์ก็สามารถเสียหายได้ เมื่อใช้ทรานซิสเตอร์ในลักษณะสวิท ซึ่งค่าแรงดันไฟฟ้าที่เกิดขึ้นทันทีหลังจากกระแสไหลถูกจำกัดให้มีค่าระดับต่ำที่เรียกว่า แรงดันไฟฟ้าทนได้ที่คร่อมขาคอลเลคเตอร์กับอิมิตเตอร์ (collector emitter sustaining volatage $V_{CE(sus)}$) ซึ่งมีค่าต่ำกว่า V_{CEX} ประมาณ 15-40 % อันเกิดจากการสูญเสียทางความร้อนที่เกิดจากกระแสคงเหลือที่ไหลต่อต้านแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อม ดังนั้นเพื่อป้องกันความเสียหายจึงควรใช้แรงดันไฟฟ้าที่ต่ำกว่าค่าสูงสุดของ $V_{CE(sus)}$

โดยทั่วไปข้อต่อที่ขาเบสและอิมิตเตอร์ จะมีค่าแรงดันไฟฟ้าต่ำๆตกคร่อมและสามารถทนแรงดันย้อนกลับได้ประมาณ 5-10 v และเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงทางคุณสมบัติและกระแสรั่วไหลจึงไม่ควรใช้ทรานซิสเตอร์ต่ออนุกรมกันเพื่อเพียงพอกับค่าแรงดันไฟฟ้าที่สูง

2.2.2 ความสามารถทางกระแส

ทรานซิสเตอร์เมื่อใช้ในลักษณะสวิทชิ่ง ควรที่จะให้กระแสเบสมีค่าสูงซึ่งจะสามารถทำให้ได้กระแสคอลเลคเตอร์สูงตามด้วย ค่าแรงดันไฟฟ้าไฟฟ้าที่ปรากฏที่ทรานซิสเตอร์ขณะทำงาน (on) หรือแรงดันไฟฟ้าอิ่มตัวที่คร่อมขาคอลเลคเตอร์และอิมิตเตอร์ (collector to emitter saturation volatage) จะมีค่าแปรตามระดับกระแสคอลเลคเตอร์ อุณหภูมิ และทรานซิสเตอร์แต่ละตัว ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 2.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

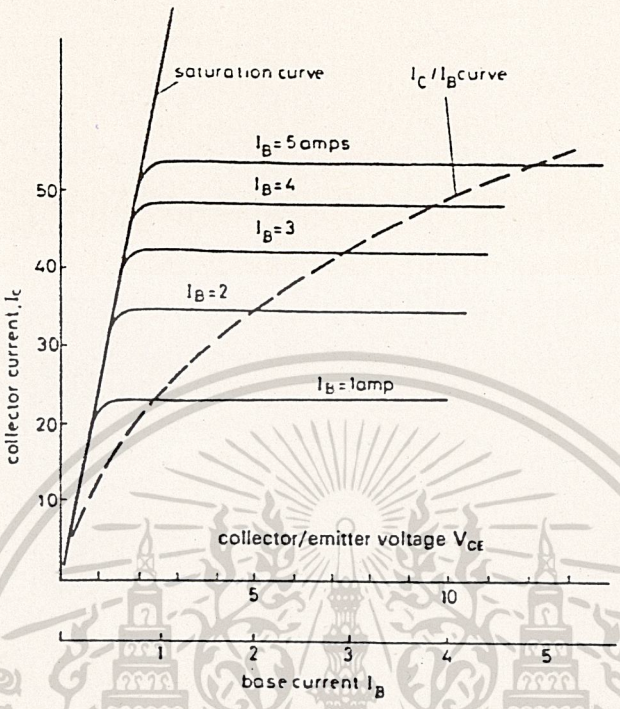


รูปที่ 2.6 เส้นโค้งขณะทรานซิสเตอร์ทำงาน

เมื่อเราใช้ทรานซิสเตอร์ในการขับมอเตอร์มัน จะต้องทำงานในย่านอิ่มตัวที่มีค่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมต่ำสุดจากรูป 2.6 ในการตัดสินใจเลือกใช้ทรานซิสเตอร์นั้นจะต้องเลือกตัวที่มีค่า $V_{CE(sat)}$ สูงๆ เพื่อให้แน่ใจว่าทรานซิสเตอร์จะสามารถทนต่อค่าอุณหภูมิที่สูงๆได้

จากรูปที่ 2.6 ยังแสดงถึงค่าอัตราขยายกระแส (current gain) ซึ่งเป็นสัดส่วนระหว่างกระแสคอลเลคเตอร์ กับ กระแสเบส จะมีค่าลดลงจนถึงค่าๆหนึ่ง ขณะที่กระแสคอลเลคเตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้ทรานซิสเตอร์มีความสะดวกในการเลือกใช้กระแสในค่าหนึ่งๆได้ดี

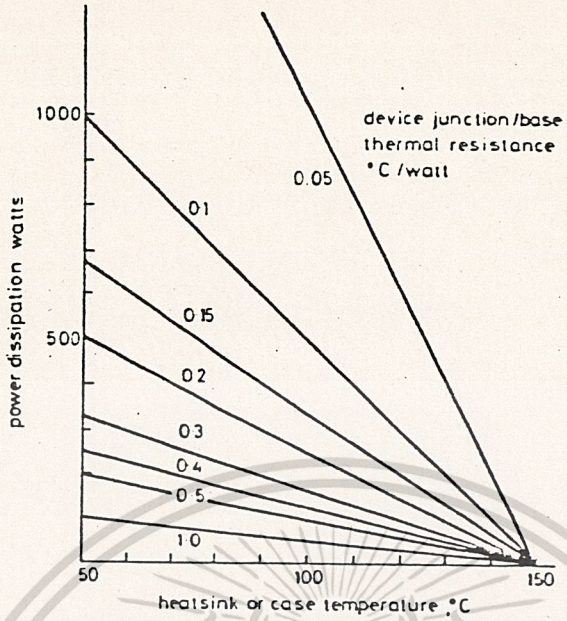
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 กระแสเบสที่ทำให้เกิดการอิ่มตัว

รูปที่ 2.7 แสดงถึงความสำคัญของกระแสเบสกับการเปลี่ยนแปลงอัตราการขยาย ในวงจรขับมอเตอร์นั้น ค่ากระแสที่ต้องการของมอเตอร์หรือกระแสจากการสวิทช์ซึ่งขึ้นอยู่กับระดับของทอร์ค (torque) ของมอเตอร์ ถ้ากระแสคอลเลคเตอร์มีค่าเกินกว่าระดับของกระแสเบส ทรานซิสเตอร์ก็จะไม่ทำงานในย่านอิ่มตัว และค่าแรงดันไฟฟ้าจำนวนมาก ก็จะปรากฏที่คอลเลคเตอร์กับอีมิตเตอร์ซึ่งจะทำให้เกิดความร้อนขึ้น และเกิดความเสียหายได้ดังตัวอย่างในรูปที่ 2.7 เช่นถ้ากระแสเบสมีค่าเท่ากับ 5 แอมป์ ดังนั้นกระแสคอลเลคเตอร์จะมีค่าไม่เกิน 52 แอมป์ ซึ่งทรานซิสเตอร์จะยังคงทำงานในย่านอิ่มตัวอยู่ ดังนั้นกระแสเบสจะเป็นตัวเลือกในการกำหนดค่ากระแสสูงสุด เช่น ถ้าต้องการกระแสคอลเลคเตอร์ 50 แอมป์ ควรที่จะใช้กระแสเบสที่ 8 แอมป์ เพื่อให้แน่ใจว่า ค่า $V_{CE(sat)}$ จะไม่มากเกินกว่า 2 โวลท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของลิขสิทธิ์ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
026910



รูปที่ 2.8 พิกัดความร้อน (Thermal ratings)

ทรานซิสเตอร์โดยทั่วไปจะมีค่าจำกัดที่อุณหภูมิที่ประมาณ 150 องศาเซลเซียส จากรูปที่ 2.8 แสดงให้เห็นว่าอุณหภูมิของทรานซิสเตอร์กับแผ่นระบายความร้อน (heat sink) จะมีค่าลดลงขณะที่มีการระบายความร้อนออกมา (wattage dissipation) เพิ่มขึ้น

ดังนั้นค่าความสูญเสียที่เกิดขึ้นในทรานซิสเตอร์แบ่งได้เป็น 3 อย่าง ดังนี้

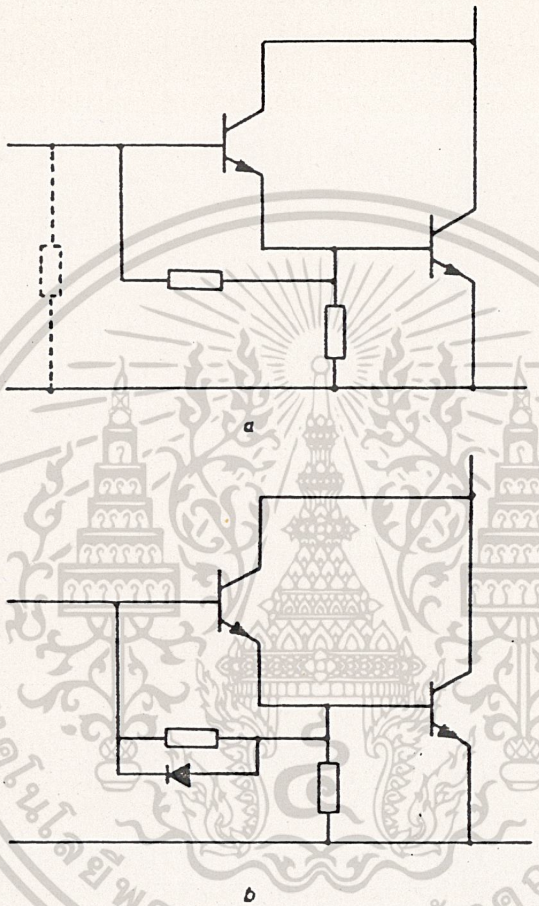
- ความสูญเสียกระแสคอลเลคเตอร์ อันเกิดจากการทำงานที่ทำให้เกิด $V_{CE(sat)}$
- ความสูญเสียพลังงาน เกิดจากการไหลของกระแสเบสทำให้เกิด $V_{BE(sat)}$
- ความสูญเสียสวิทชิ่ง เกิดจากค่ากระแสและแรงดันไฟฟ้าขณะเปลี่ยนสถานะจากการทำงานเป็นหยุดทำงาน หรือ จากหยุดทำงานเป็นทำงาน

2.2.3 ดาร์ลิงตัน ทรานซิสเตอร์ (Darlington transistors)

ทรานซิสเตอร์โดยทั่วไปจะมีค่าอัตราการขยายที่ต่ำและกระแสเบสที่มาก จึงทำให้มีการต่อแบบคาสเคด (cascade) แบบดาร์ลิงตัน ดังในรูป 2.9 ซึ่งจะทำให้ได้อัตราการขยายที่เพิ่มขึ้น โดยเกิดจากการคูณกันของอัตราขยายของแต่ละตัว ทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวนี้อาจจะทำให้อยู่ในชุดเดียวกันก็ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดาร์ลิงตันทรานซิสเตอร์นี้จะทำให้ค่ากระแสต่อเนื่องประมาณถึง 100 แอมป์ $V_{CE(sus)}$ 850 โวลท์ ให้อัตราการขยาย 30 - 50 เท่า แต่ช่วงเวลาในการสวิทช์จะเป็น 2เท่าของแต่ละตัวในรูปที่ 2.9a แลดงถึงวงจรช่วยให้มีเสถียรภาพดีขึ้น รูปที่ 2.9b มีไดโอดช่วยให้ช่วงเวลาหยุดการทำงานเร็วขึ้น



รูปที่ 2.9 วงจรดาร์ลิงตันที่ปรับปรุงแล้ว

2.2.4 คุณลักษณะการสวิทช์ชิ่ง

- ขณะทำงาน (Turn on)

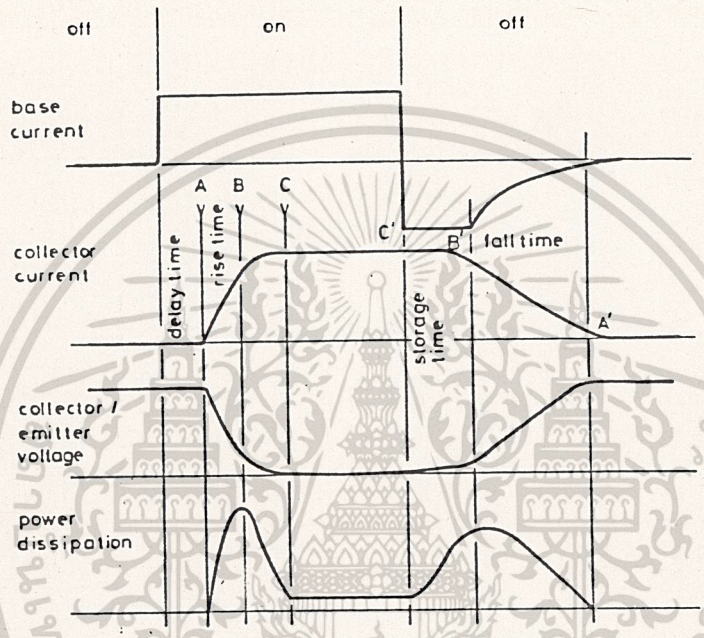
ทรานซิสเตอร์จะสามารถทำงานได้ เมื่อมีการป้อนกระแสเบสให้เพียงพอต่อการทำงานในย่านอิ่มตัว โดยต้องจ่ายกระแสเบสให้มากกว่าค่าปกติที่จะให้กระแสคอลเลคเตอร์ตามต้องการ ทรานซิสเตอร์จะไม่ทำงานทันทีทันใด แต่จะมีช่วงเวลาสั้นๆ ในการเพิ่มกระแสคอลเลคเตอร์และในการลดค่า V_{CE} ซึ่งจะทำให้เกิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าความสูญเสียพลังงานอันเนื่องจากการสวิทชิ่ง ค่ากระแสเบสยิ่งมากก็จะให้ช่วงเวลาทำงานเร็วขึ้น

- ขณะหยุดทำงาน (Turn off)

เมื่อไม่มีกระแสเบสทรานซิสเตอร์จะหยุดทำงานลงโดยมีช่วงเวลาสั้นๆ ในการลดกระแสคอลเลคเตอร์ และในการเพิ่ม V_{CE}



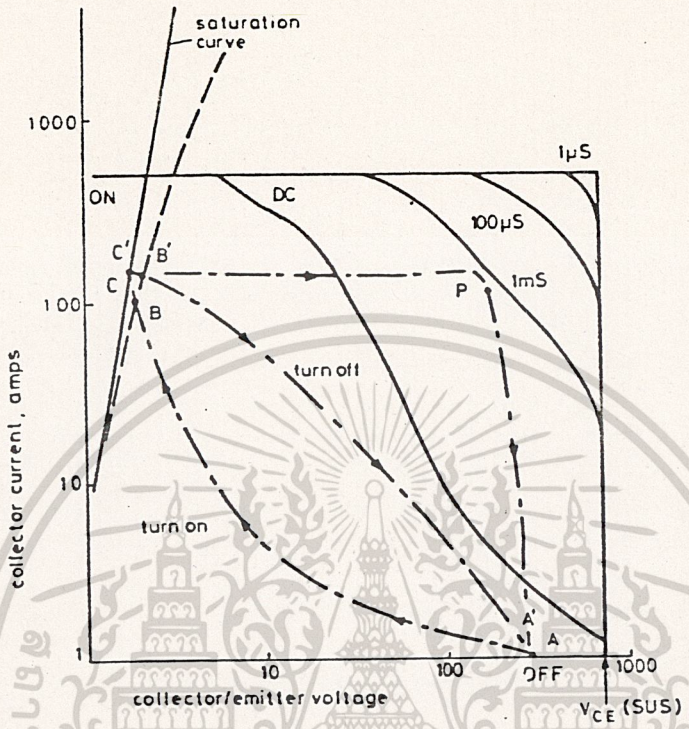
รูปที่ 2.10 รูปคลื่นของการสวิทช์ชิ่งทรานซิสเตอร์

จากรูปที่ 2.10 เมื่อป้อนกระแสเบสให้แก่ทรานซิสเตอร์ กระแสคอลเลคเตอร์จะค่อยๆเพิ่มขึ้น เมื่อกระแสเบสลดลงกลายเป็นกระแสกลับทิศเพื่อกำจัดประจุตกค้างในซิลิคอน ก็จะทำให้กระแสคอลเลคเตอร์ลดค่าลงและค่า V_{CE} เพิ่มขึ้น ทำให้เกิดความสูญเสียขึ้นมากในขณะเริ่มทำงาน และหยุดทำงานเมื่อเทียบกับขณะทำงานย่านอิ่มตัว

ความสามารถของทรานซิสเตอร์ในการสวิทช์ชิ่งจะแสดงได้โดยรูป 2.11 ซึ่งแสดงถึงพื้นที่ปลอดภัยในย่านการทำงาน (safe operating area SOA) ของทรานซิสเตอร์ เส้นโค้งใช้แสดงทางเดินของ I_c และค่าแรงดันไฟฟ้าขณะหยุดทำงานที่จุด A ไปยังจุด C (เริ่มทำงานแล้ว) จาก A-B-C เส้นโค้งแสดงถึงการเริ่มทำงานที่ดีเพราะแรงดันไฟฟ้าลดลงก่อนที่กระแสจะเพิ่มขึ้น เส้นโค้ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

C'- B'- A' ไม่เป็นการหยุดการทำงานที่ดี เพราะค่ากระแสลดลงไม่เร็วพอ เส้นโค้งเวลานั้นหมายถึง เวลาที่ทรานซิสเตอร์สามารถทนต่อความร้อนที่เกิดขึ้นได้



รูปที่ 2.11 พื้นที่ปลอดภัยในการทำงานของทรานซิเตอร์ (SOA)

2.2.5 การใช้ทรานซิเตอร์สำหรับวงจรขับมอเตอร์กระแสสลับ

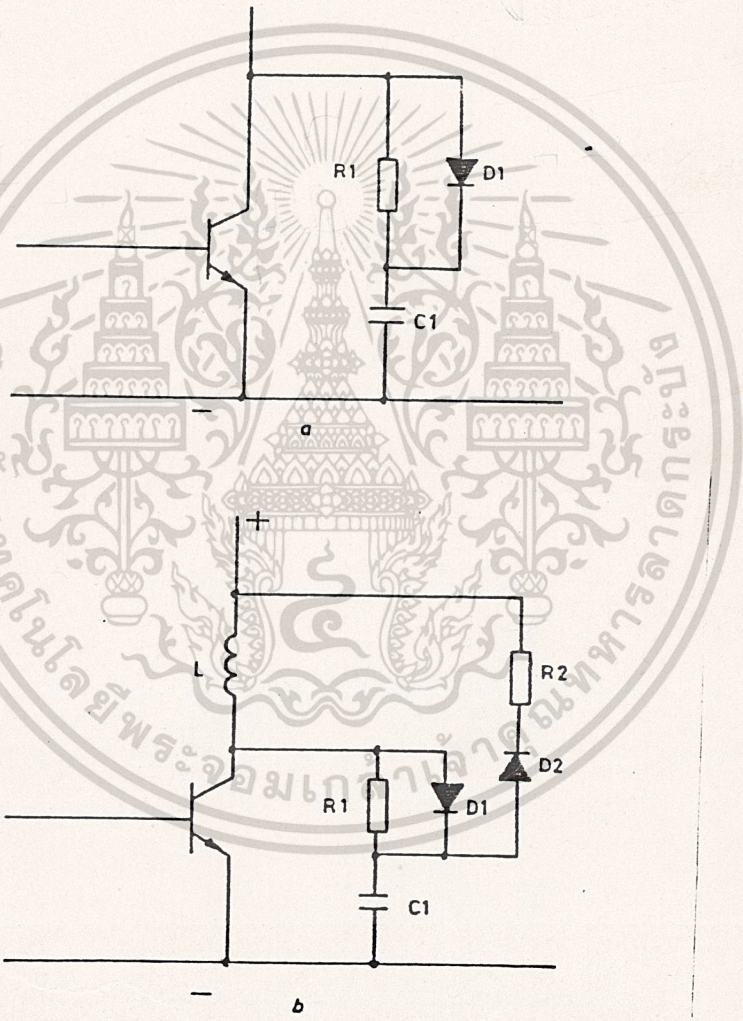
สวิทช์ซิ่งทรานซิสเตอร์ส่วนมากใช้กับระบบ พัลซ์วิดธ์มอดดูเลชั่นอินเวอร์เตอร์ ค่าพลังงานสูงสุดประมาณถึง 200 กิโลวัตต์ ถ้ามากกว่านี้นิยมใช้ จีทีโอ หรือไทริสเตอร์จะดีกว่า ส่วนสวิทช์ซิ่งทรานซิสเตอร์จะเหมาะกับพวกที่เป็นแหล่งจ่ายกำเนิดแรงดันไฟฟ้าและจำเป็นจะต้องมีการต่อไดโอดย้อนกลับคร่อมไว้เพื่อให้กระแสสามารถไหลย้อนกลับได้ขณะเกิดการรีเจนเนอเรทีฟ

2.2.6 การป้องกันการสวิทช์ซิ่ง

เมื่อนำเอาทรานซิสเตอร์มาใช้ในวงจรขับมอเตอร์ โดยขณะมอเตอร์เริ่มทำงานนั้น กระแสจะถูกเปลี่ยนจากการไหลผ่านไดโอดมาผ่านทรานซิสเตอร์ และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากคุณสมบัติของไดโอดทำให้เป็นปัญหาต่อทรานซิสเตอร์ได้ โดยในขณะไดโอดหยุดทำงาน กระแสย้อนกลับของไดโอดจะทำให้เกิดกระแสสูงไหลผ่านทรานซิสเตอร์ ถ้าไดโอดมีช่วงเวลาหยุดการทำงานช้า จะทำให้ทรานซิสเตอร์มีค่าเกินย่านความปลอดภัยของทรานซิสเตอร์ได้ โดยจากรูปที่ 2.11 ขณะเริ่มทำงานค่า V_{CE} ควรมีค่าลดลงอย่างรวดเร็ว และกระแสคอลเลคเตอร์เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ ขณะหยุดทำงานกระแสคอลเลคเตอร์ควรลดลงอย่างรวดเร็วและ แรงดันไฟฟ้าควรเพิ่มอย่างช้าๆ ดังนั้นจึงควรมีวงจรในการช่วยในการสวิทช์ ดังแสดงในรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 วงจรช่วยการสวิทช์ชิ่งของทรานซิสเตอร์

จากรูป2.12(a)นั้นจะทำให้กระแสในขณะหยุดการทำงานของทรานซิสเตอร์มีค่าลดลงอย่างรวดเร็วโดยไหลผ่านไดโอด (D_1) ไปยังตัวเก็บประจุ (C_1) ในขณะที่แรงดันไฟฟ้าเพิ่ม ตัวความต้านทาน (R_1) จำกัดการคายประจุของตัว

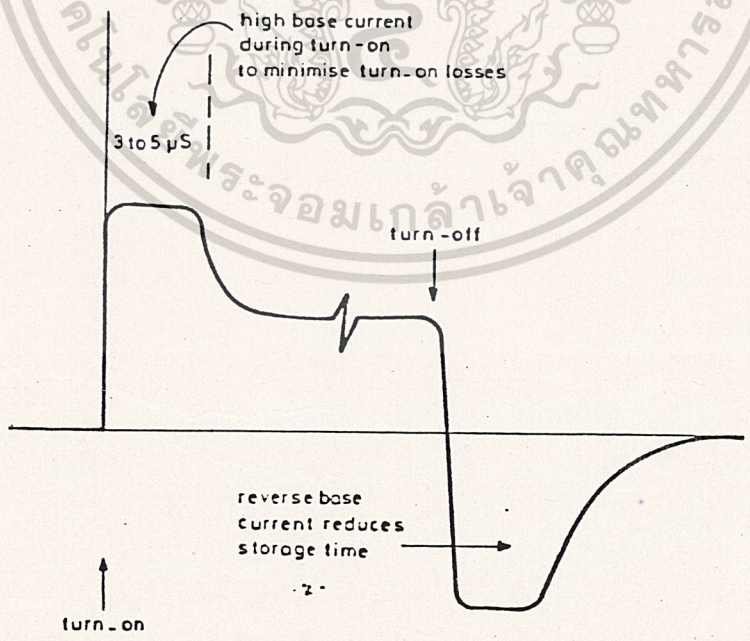
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เก็บประจุไปยังตัวทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มทำงาน

ในวงจรรูปที่ 2.12(b) ตัวอินดัคแตนซ์ (L) ช่วยลดอัตราการเพิ่มของกระแสในขณะที่ทรานซิสเตอร์เริ่มทำงาน และค่า R_2 และ D_2 จะป้องกันค่าแรงดันไฟฟ้าขณะเริ่มสูงอันเนื่องจากการ สแนบปิ้ง ออฟ (snapping off) ของกระแสใน D_1 และ L ในขณะหยุดทำงาน

2.2.7 วงจรขับเบส

วงจรขับเบสนั้นมีความสำคัญมากซึ่งมันจะทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ และป้องกันการเพิ่มของกระแสโหลดมากๆ กระแสเบสนั้นควรมีลักษณะดังรูป 2.13 โดยค่ากระแสเริ่มแรกที่สูงนั้นเพื่อช่วยให้ทรานซิสเตอร์สามารถทนได้ต่อค่ากระแสคอลเลคเตอร์ที่สูงที่เกิดจากไดโอดย้อนกลับ หรือเกิดจากการคายประจุของตัวเก็บประจุ ในการหยุดทำงานทรานซิสเตอร์ จำเป็นที่จะต้องให้แรงดันเป็นลบ ที่ขาเบส และเกิดการดึงกระแสออกที่ขาเบส หลังจากการหยุดการทำงานความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้าของทรานซิสเตอร์จะเพิ่มขึ้นถ้าหากมีแรงดันไฟฟ้าลบจำนวนน้อยๆ ที่ขาเบส ในช่วงขณะหยุดการทำงาน



รูปที่ 2.13 รูปคลื่นกระแสเบสในอุดมคติ

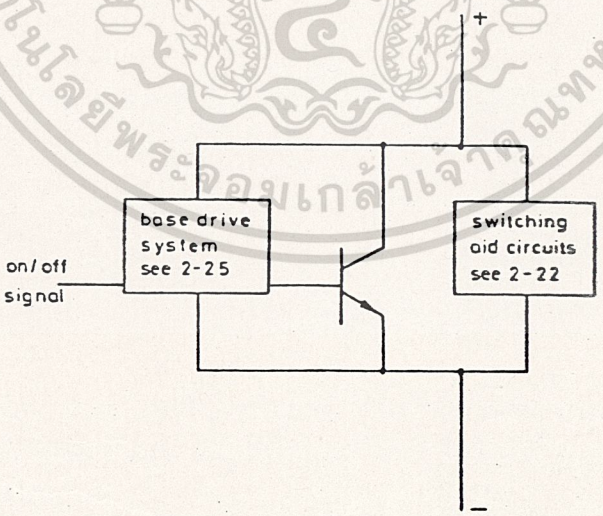
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.8 การใช้ทรานซิสเตอร์ในลักษณะขนาน

ถ้าหากต้องการกำลังไฟฟ้าสูงๆ การต่อแบบขนานจะช่วยเพิ่มกระแสในวงจร เนื่องจากปัญหาในการสวิทช์ซึ่งจึงไม่ควรต่อแบบอนุกรมเพื่อให้ได้ค่าแรงดันไฟฟ้าสูงๆ ดังนั้นจึงถูกจำกัดให้ใช้ในช่วง 600 - 800 Vdc ในการใช้งานแบบขนานนี้จะต้องแน่ใจว่ากระแสมีการแยกไหลอย่างถูกต้องในขณะทำงาน

2.2.9 การนำเอาทรานซิสเตอร์มาใช้เป็นตัวสวิทช์ซึ่ง

วงจรการสวิทช์ทรานซิสเตอร์ ที่ใช้ในวงจรขับมอเตอร์ จะประกอบด้วยส่วนต่างๆ ดังในรูป 2.14 ซึ่งประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ ซึ่งอาจจะเป็นแบบธรรมดาแบบขนาน หรือแบบดาร์ลิงตัน และวงจรช่วยในการสวิทช์ซึ่งเพื่อให้ทรานซิสเตอร์ทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ วงจรขับเบสแสดงให้เห็นถึงการต่อเข้ากับขาคอลเลคเตอร์ และอีมิตเตอร์เพื่อป้องกันกระแสสูงเกิน โดยถ้าทรานซิสเตอร์พยายามที่จะทำงานที่นอกสถานะอิ่มตัว วงจรขับเบสก็จะหยุดการทำงานเพื่อป้องกันความเสียหายต่อทรานซิสเตอร์ โดยตรวจจับจากการวัดค่า V_{CE} ในขณะทำงานอยู่



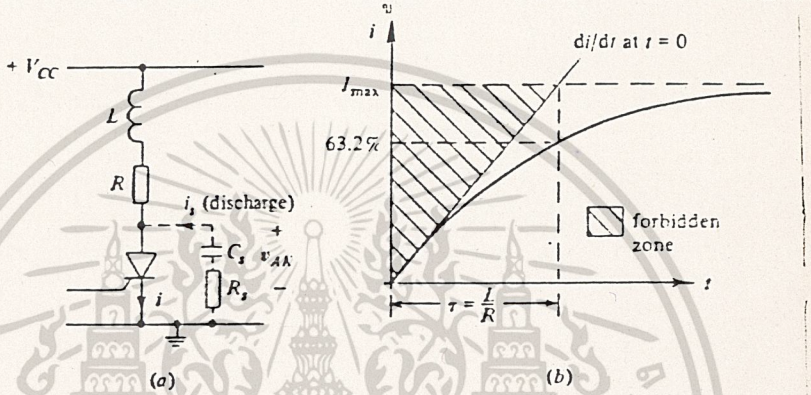
รูปที่ 2.14 ลักษณะการใช้ทรานซิสเตอร์แบบสวิทช์ซึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกวรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 วงจรป้องกันทรานซิสเตอร์

2.3.1 วงจรป้องกันอัตราการเปลี่ยนแปลงกระแสมีค่าสูง

การป้องกันอัตราการเปลี่ยนแปลงกระแสมีค่าสูงเกินไปนั้น สามารถที่จะป้องกันได้โดยการต่ออินดัคแตนซ์ L อนุกรมกับภาระของวงจรดังรูปที่ 2.15 ซึ่งโดยทั่วไปแล้วโหลดจะมีลักษณะเป็น L อยู่แล้ว บางครั้งจึงไม่จำเป็นต้องต่อวงจรป้องกันอีก



รูปที่ 2.15 การต่อ L เพื่อจำกัดค่า di/dt

จากรูปที่ 2.15 กระแสจะเพิ่มแบบเอ็กซ์โพเนนเชียล (Exponential) โดยมีค่ากระแสสูงสุดหลังจากการเริ่มการทำงานแล้วมีค่าเท่ากับ $I_{max} = V_{cc}/R$ และเป็นไปตามสมการนี้

$$i = I_{max} (1 - e^{-Rt/L}) = V_{cc}/R (1 - e^{-Rt/L}) \qquad ---(2.1)$$

$$\frac{di}{dt} = I_{max} \frac{R}{L} e^{-Rt/L} \qquad ---(2.2)$$

เมื่อเวลา t=0,

$$\frac{di}{dt} = \left(\frac{di}{dt}\right)_{max} = \frac{R}{L} I_{max} = \frac{V_{cc}}{L} \qquad ---(2.3)$$

ดังนั้นค่า L ควรมีค่าดังนี้

$$L > \frac{V_{cc}}{(di/dt)_{max}} \qquad ---(2.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าหากมีการต่อวงจรป้องกันอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าด้วย (เส้นประในรูป 2.15a) จะมีผลต่อ di/dt ด้วย โดยเมื่อทรานซิสเตอร์หรือตัวสวิทช์ซึ่งไม่ทำงานเริ่มแรกจะมีค่าแรงดันไฟฟ้า V_{cc} คร่อมตัวมันและสนับเบอร์คาพาซิเตอร์ (Snubber capacitor) จะถูกชาร์ทจนเท่ากับ V_{cc} และเมื่อเริ่มทำงานตัว C จะดิสชาร์ทไปยังตัวทรานซิสเตอร์หรือตัวสวิทช์ซึ่งด้วยค่ากระแสเริ่มแรกสูงสุดเท่ากับ

$$I_{smax} = V_{cc} / R_s \qquad ---(2.5)$$

ผลรวมของกระแสตัวสวิทช์ซึ่งขณะเริ่มทำงานเท่ากับ

$$I_{t=0} = I_{smax} + I_{max}$$

$$= V_{cc}\left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R_s}\right) \qquad ---(2.6)$$

รวมสมการที่ (2.3) กับ (2.6) จะได้ค่า L ต่ำสุดที่ช่วยป้องกันความเสียหายที่เกิดจาก di/dt ดังนี้

$$L > \frac{V_{cc}\left(\frac{R + R_s}{R_s}\right)}{\left(\frac{di}{dt}\right)_{max}} \qquad ---(2.7)$$

จากการเปรียบเทียบสมการที่ (2.4) กับ (2.7) ถ้า $R_s >> R$ ทั้ง 2 สมการจะเหมือนกันดังนั้นผลของวงจรป้องกันอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าจะมีผลต่อค่า L น้อยมาก

2.3.2 <u>วงจรป้องกันอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าสูง</u> (Snubber circuit)

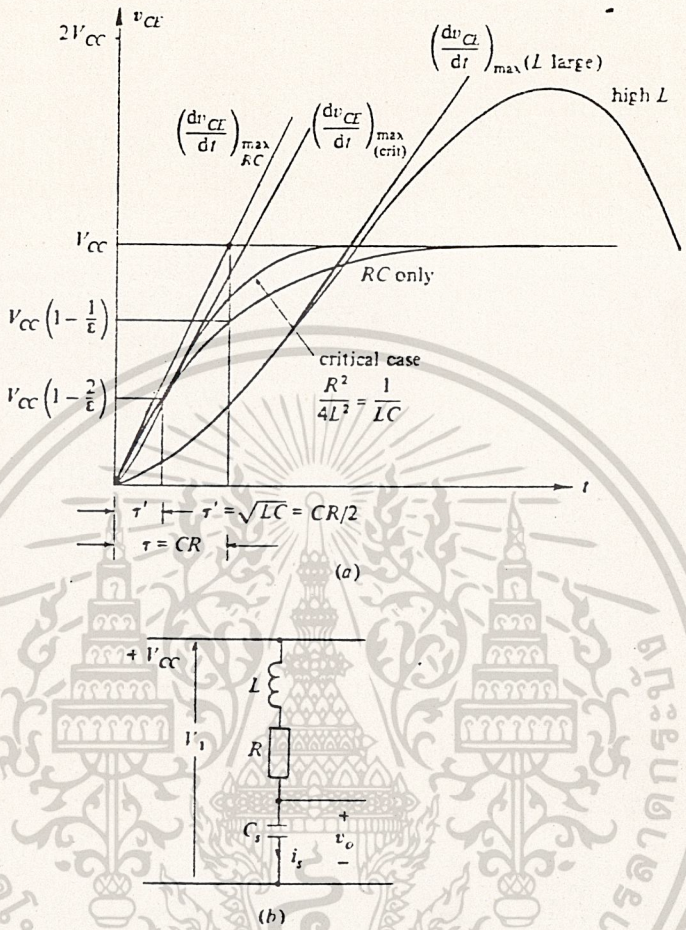
เพื่อเป็นการป้องกันจำกัดอัตราการเพิ่มของแรงดันไฟฟ้าให้น้อยกว่า $(dv/dt)_{max}$ สูงสุดที่ทนได้

2.3.2.1 กรณีเป็นรีซิสทีฟโหลด (Resistive load)

สมมุติตัวสวิทช์ซึ่งในรูปที่ 2.15a ขณะเริ่มแรกไม่ทำงาน หลังจากที่ให้แรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไฟฟ้าเท่ากับ V_1 โหลดของวงจรจะเป็น R-L-C ดังรูปที่ 2.16b



รูปที่ 2.16 ผลของการต่อวงจรสลับเบอร์

กระแส i_s จะมีค่าเริ่มแรกเป็น V_1/R และหลังจากนั้น (กรณี L มีค่าน้อยมาก) จะลดลงเป็นเอ็กซ์โพเนนเชียล

$$i_s = \frac{V_1}{R} e^{-t/C_s R} \qquad ---(2.8)$$

ค่าแรงดันไฟฟ้า v_o กลายเป็นค่าแรงดันชาร์ทเริ่มแรกของตัว C ซึ่งมีค่าเป็น

$$v_{AK} = \frac{1}{C_s}\int_0^t i_s\,dt = V_1(1-e^{-t/C_s R}) \qquad ---(2.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อัตราการชาร์ทเท่ากับ

$$\frac{dv_o}{dt} = \frac{V_1}{C_s R} e^{-t/C_s R} \qquad ---(2.10)$$

ซึ่งจะมีค่าสูงสุดเมื่อ t=0 ดังนั้นเพื่อป้องกัน $(dv_o/dt)_{max}$ มากเกินค่าที่กำหนด ตัวคาพาซิเตอร์ควรมีค่าดังนี้

$$C_s > \frac{V_1}{R(dv_{AK}/dt)_{max}} \qquad ---(2.11)$$

2.3.2.2 กรณีโหลดเป็นอินดัคแตนซ์อนุกรมกัน (Series inductance load)

กรณีโหลดเป็นอินดัคแตนซ์อนุกรมกันเมื่อ L มีค่า จะทำให้โหลดของวงจรเป็น R-L-Cดังแสดงในรูปที่ 2.16b โดยค่า R จะรวมค่าของโหลดและค่าความต้านทานของสนับเบอร์ โดยให้ค่า V_1 เป็นค่าเริ่มแรก v_o เป็นค่าแรงดันไฟฟ้าคร่อมตัวสวิทช์ซิ่ง ถ้าค่าความต้านทานของสนับเบอร์มีค่าน้อยเมื่อเปรียบเทียบกับผลของคาพาซิเตอร์อิมพีแดนซ์ ดังนั้นการแปลงลาปลาซ v_o กับสเตปอินพุท $V_1(s)$ เป็นดังนี้

$$\frac{V_o(S)}{V_1} = \frac{1}{S}\frac{1}{LC_s}\frac{1}{S^2 + \frac{R}{L}S + \frac{1}{LC_s}}$$

$$= \frac{1}{S} - \frac{S + \frac{R}{2L}}{S^2 + \frac{R}{L}S + \frac{1}{LC_s}} - \frac{\frac{R}{2L}}{S^2 + \frac{R}{L}S + \frac{1}{LC_s}} \qquad ---(2.12)$$

อินเวอส์ลาปลาซ เป็น

$$\frac{v_o(t)}{V_1} = 1 - e^{-Rt/2L}\left(\cos\theta t + \frac{R}{2\theta L}\sin\theta t\right) \qquad ---(2.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดย

$$\theta = \sqrt{\frac{1}{LC_s} - \frac{R^2}{4L^2}} \qquad ---(2.14)$$

ทำการดิฟเฟอเรนชิเอท (2.13) จะได้

$$\frac{d(v_o/V_i)}{dt} = \frac{R}{2L} e^{-2Rt/2L}\left(\cos\theta t + \frac{R}{2\theta L}\sin\theta t\right) - e^{-Rt/2L}\left(-\theta\sin\theta t + \frac{R}{2L}\cos\theta t\right)$$

$$= e^{-Rt/2L}\left(\frac{R^2/4L^2 + \theta^2}{\theta}\right)\sin\theta t$$

$$= \frac{e^{-Rt/2L}\sin\theta t}{\theta LC_s}$$

หรือ $$\frac{dv_o}{dt} = \frac{V_i e^{-Rt/2L}\sin\theta t}{\theta LC_s} \qquad ---(2.15)$$

หาค่าสูงสุดของเส้นความชันนี้

$$\frac{d^2(v_o/V_i)}{dt^2} = \frac{1}{\theta LC_s}\left(\theta e^{-Rt/2L}\cos\theta t - \frac{R}{2L}e^{-Rt/2L}\sin\theta t\right)$$

$$= \frac{e^{-Rt/2L}}{\theta L^2 C_s}\left(\theta L\cos\theta t - \frac{R}{2}\sin\theta t\right)$$

$$= 0 \quad \text{เมื่อ}$$

$$\tan\theta t = \frac{2\theta L}{R} \quad \text{และ} \qquad ---(2.16)$$

$$\sin\theta t = \frac{\theta L}{|Z|} = \frac{\theta L}{\sqrt{((R/2)^2 + \theta^2 L^2)}} \qquad ---(2.17)$$

รวมสมการ(2.14),(2.13) และ (2.16) จะได้ค่าสูงสุดของเส้นความชันของแรงดันเอาท์พุท

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{v_o}{V_i}\right)_{max} = \frac{e^{-Rt/2L}}{\sqrt{LC_s}} \qquad ---(2.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าเวลาขณะที่เส้นความชันมีค่าสูงสุดหาได้จากสมการที่ (2.16) ดังนี้

$$t_{max} = \frac{1}{\theta} TAN^{-1} (2\theta L/R) \qquad ---(2.19)$$

รวมสมการที่ (2.18) และ (2.19)

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{v_o}{V_1}\right)_{max} = \frac{e^{-(R/2\theta L)ARCTAN(2\theta L/R)}}{\sqrt{LC_s}} \qquad ---(2.20)$$

- กรณี L มีค่าน้อยๆ

จะเหมือนกับกรณีโหลดเป็นรีซิสทีฟ (Resistive)

- กรณีเป็นค่าที่วิกฤติของตัวเหนี่ยวนำ (Critical damping value of L)

เป็นกรณีที่ตัวเหนี่ยวนำมีค่าน้อยที่สุดที่ทำให้ค่า θ มีค่าเข้าใกล้ศูนย์จากสมการที่ (2.14) จะได้ค่าตัวเหนี่ยวนำ เท่ากับ

$$L = \frac{R^2 C_s}{4} \qquad ---(2.21)$$

ค่าของเวลาที่ให้ค่าสูงสุดของ $d(v_o/V_1)/dt$ จากสมการที่ (2.16) เมื่อ $\tan\theta t$ เข้าสู่ θt

$$t_{max} = \frac{2L}{R} = \frac{RC_s}{2} \qquad ---(2.22)$$

รวมสมการที่ (2.18) กับ (2.22) จะได้

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{v_o}{V_1}\right)_{max} = \frac{0.37}{\sqrt{LC_s}} \qquad ---(2.23)$$

แทนค่าสมการที่ (2.21) ลงในสมการที่ (2.23) จะได้

$$C_{s1\ crit} = \frac{0.74V_1}{R(dv_o/dt)_{max}} \qquad ---(2.24)$$

จะเห็นได้ว่าค่าสนับเบอร์ คาพาซิแตนซ์ มีค่าลดลงเมื่อเทียบกับ กรณี โหลดเป็นตัวต้านทาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- กรณีค่าตัวเหนี่ยวนำมีค่ามากๆ

ในกรณีที่จะทำให้ R/L มีค่าเข้าใกล้ศูนย์และค่าโหลดจะกลายเป็นเรโซแนนซ์ (resonan t) ความถี่ธรรมชาติ(natural frequency) ของการออสซิเลส (oscillate) จะมีค่าเท่ากับ

$$\theta = \frac{1}{\sqrt{LC_s}} \qquad ---(2.25)$$

เมื่อค่าตัวเหนี่ยวนำมีค่ามาก ๆ สมการที่ (2.13) จะกลายเป็น

$$v_o = V_1(1 - \cos\theta t) \qquad ---(2.26)$$

เหมือนอย่างที่แสดงดังรูป 2.16a ค่าเวลาที่เส้นความชัน dv_o/dt มีค่าสูงสุดหาได้จากสมการ (2.16),(2.25)

$$\tan\theta t_{max} = \frac{2\sqrt{L/C_s}}{R} \qquad ---(2.27)$$

เมื่อค่าตัวเหนี่ยวนำมากๆ $\tan\theta t_{max}$ จะมีค่ามากตามและจะทำให้ θt_{max} มีค่าเข้าใกล้ $\pi/2$ ดังนั้นจะได้

$$t_{max} = \frac{\pi\sqrt{LC_s}}{2} \qquad ---(2.28)$$

จากสมการที่ (2.26) ทำการดิฟเฟอเรนชิเอท จะได้

$$\frac{dv_o}{dt} = \theta V_1 \sin\theta t = \frac{V_1}{\sqrt{LC_s}} \sin\theta t \qquad ---(2.29)$$

ซึ่งจะมีค่าสูงสุดเมื่อ $\theta t = \pi/2$ หรือ $t = (\pi/2)\sqrt{LC_s}$ ดังนั้นจะได้

$$C_{s1} = \frac{V_1^2}{L\,(dv_o/dt)^2_{max}} \qquad ---(2.30)$$

จะสังเกตุเห็นว่าค่า C_{s1} จะมีค่าน้อยเมื่อค่า L มีค่ามาก

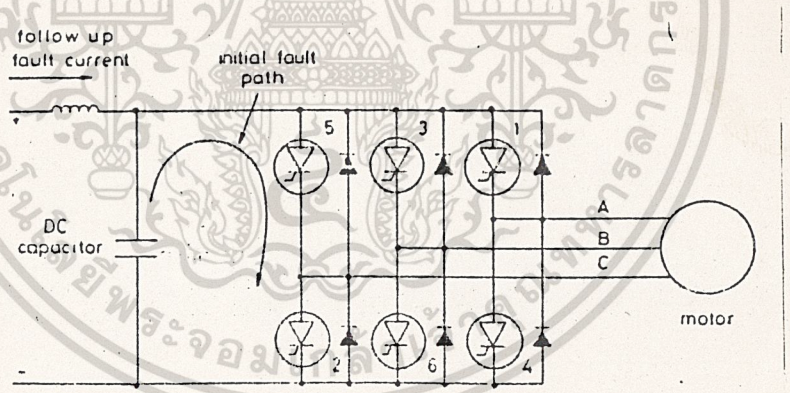
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 การป้องกันความเสียหายแก่อินเวอร์เตอร์ Fault Protection

การป้องกันความเสียหายที่อาจจะเกิดขึ้นขณะปฏิบัติงาน ซึ่งจะป้องกันอินเวอร์เตอร์ก่อนที่จะเกิดความเสียหาย วงจรป้องกันความเสียหายต่าง ๆ มีดังนี้

- วงจรป้องกันกระแสเกิน
- วงจรป้องกันแรงดันสูงเกิน
- วงจรป้องกันแรงดันต่ำเกิน

ขณะที่อินเวอร์เตอร์ทำงานปกตินั้นค่ากระแสที่ไหลในวงจรกำลัง จะถูกจำกัดโดยค่าแรงดันกลับที่เกิดจากตัวมอเตอร์ แต่ถ้าอินเวอร์เตอร์เกิดทำงานผิดปกติขึ้น อันเกิดจากที่ทรานซิสเตอร์คู่หนึ่งในเฟสใดๆ ทำงานพร้อมกัน ตัวดีซี-ลิงค์-คาพาซิเตอร์ ซึ่งเป็นแหล่งสะสมพลังงานขนาดใหญ่ จะจ่ายค่ากระแสลัดวงจรจำนวนมากซึ่งทำความเสียหายกับตัวทรานซิสเตอร์ จึงจำเป็นต้องมีวงจรป้องกันกระแสเกิน และทำการต่อฟิวส์ที่วงจรกำลังด้วย ดังแสดงในรูปที่ 2.17



รูปที่ 2.17 ขณะวงจรเกิดกระแสลัดวงจร

ในขณะที่มอเตอร์เกิดการรีเจเนอเรชั่น จะทำให้กระแสไหลย้อนกลับผ่านตัวไดโอดย้อนกลับ (Feedback diode) ชาร์ทเข้าตัว ดีซี-ลิงค์-คาพาซิเตอร์ ทำให้เกิดแรงดันเกินขึ้น จึงจำเป็นต้องมี วงจรป้องกันแรงดันไฟฟ้าสูงเกินขึ้น

ในขณะที่ค่าแรงดันไฟฟ้าต่ำเกิน จะเป็นผลทำให้ค่าทอร์คของมอเตอร์มีค่าลดลงในขณะที่โหลดยังมีค่าเท่าเดิม ทำให้เกิดการดึงกระแสเพิ่มขึ้นซึ่งมีผลทำให้มอเตอร์เสียหายได้ จึงจำเป็นต้องมีวงจรป้องกันแรงดันไฟฟ้าต่ำเกิน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3
การคำนวณและการสร้าง

3.1 วงจรกำลังของพัลซ์วิดท์มอดดูเลชั่น

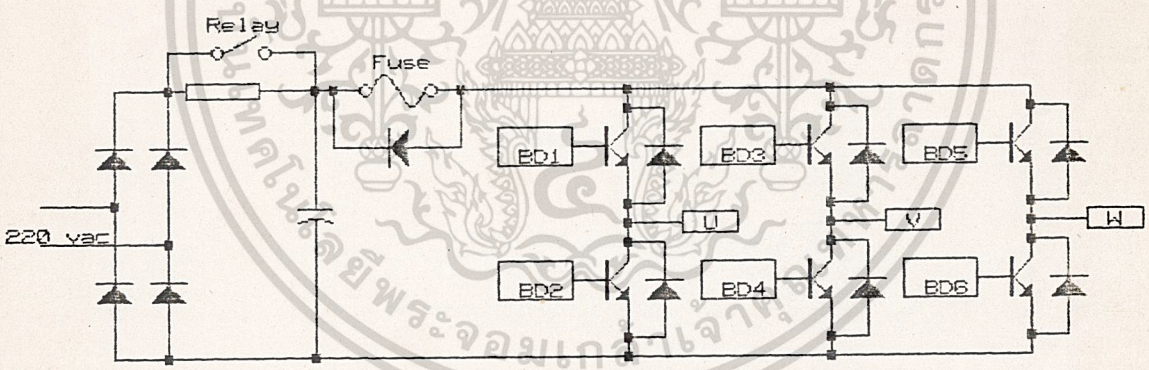
วงจรกำลังประกอบด้วยวงจรต่างๆดังนี้

-วงจรกำลังหลัก

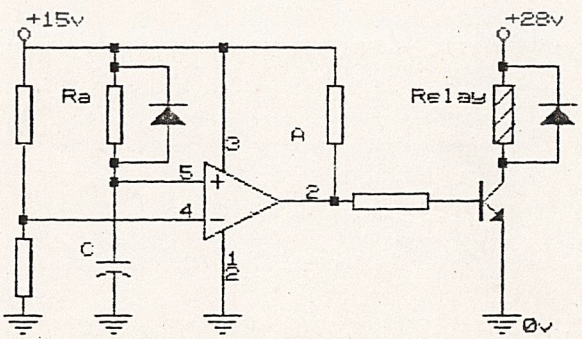
-วงจรอินเวอร์เตอร์

-วงจรจ่ายแรงดันไฟฟ้าต่ำและหม้อแปลง

ส่วนของวงจรกำลังหลักประกอบด้วยวงจรเรคติไฟเออร์ ทำหน้าที่แปลงไฟสลับเป็นไฟตรง จากนั้นผ่านวงจรกรองแรงดันไฟฟ้าและจ่ายให้กับวงจรทรานซิสเตอร์อินเวอร์เตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 3.1 โดยก่อนที่จะผ่านวงจรกรองแรงดันไฟฟ้าเราจะให้ผ่านตัวต้านทานก่อนเพื่อลดกระแสสูงๆในขณะเริ่มทำงาน โดยใช้วงจรหน่วงเวลาการทำงานรีเลย์ไว้ดังแสดงในรูปที่ 3.2



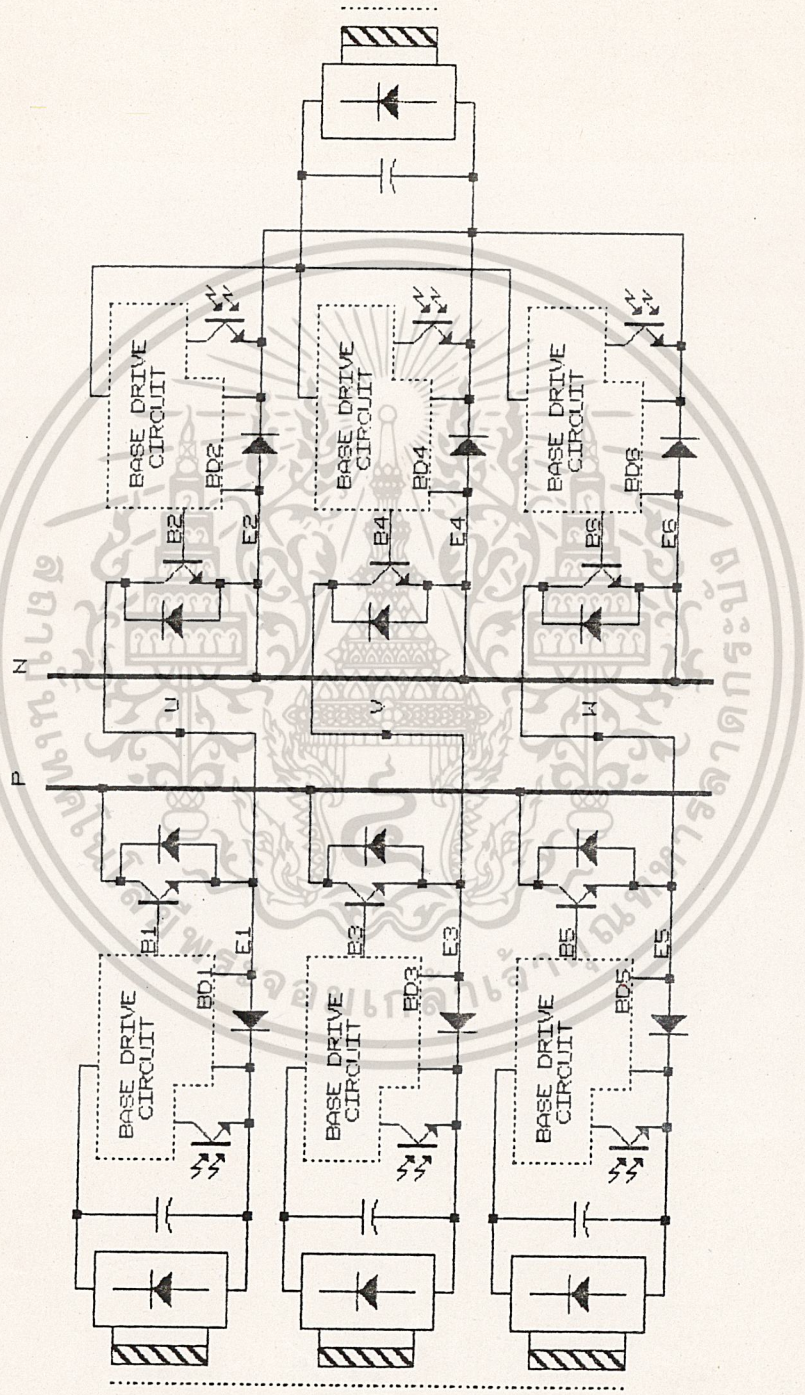
รูปที่ 3.1 วงจรกำลังหลัก



รูปที่ 3.2 วงจรหน่วงเวลาการทำงานของรีเลย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนวงจรอินเวอร์เตอร์ประกอบด้วย วงจรรวมระบบในภาคกำลังกับภาคขับเบสเข้าด้วยกัน ซึ่งแสดงให้เห็นภาพรวมของวงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์ดังรูปที่ 3.3

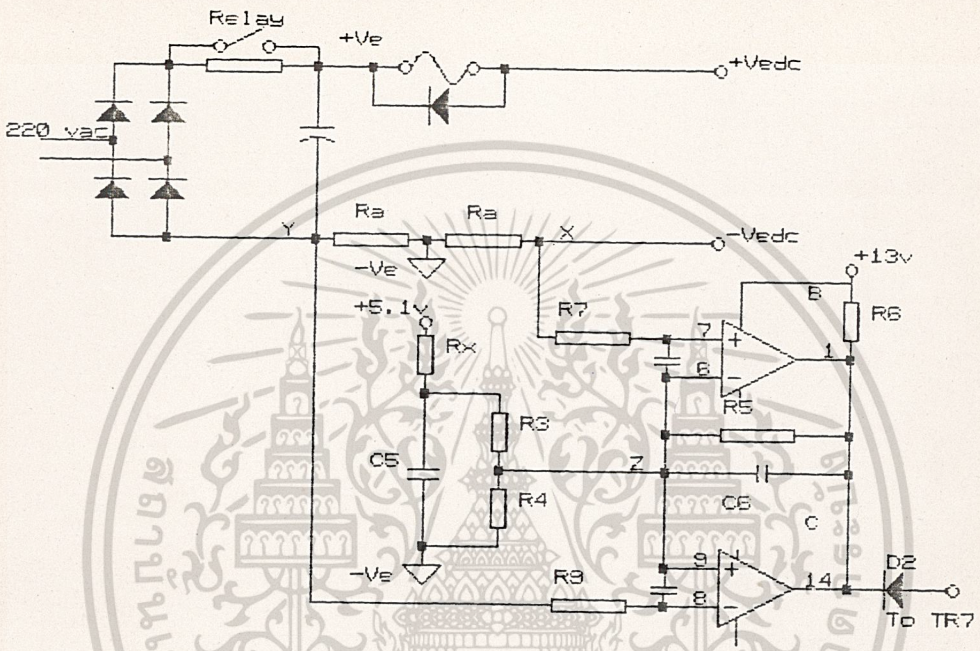


รูปที่ 3.3 วงจรทรานซิสเตอร์อินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 การออกแบบวงจรป้องกันกระแสสูงเกิน (Overcurrent protection)

ในส่วนของวงจรป้องกันกระแสสูงเกินนั้น จะทำการตรวจสอบกระแสเกินได้โดยการวัดค่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวต้านทานเทียบกับแรงดันอ้างอิง โดยการใช้ LM339 เป็นตัวเปรียบเทียบ (comparator) ดังแสดงในรูป 3.4



รูปที่ 3.4 แสดงวงจรกระแสสูงเกิน

ในขณะสภาวะปกติเมื่อกระแสในวงจรหลักมีค่าต่ำกว่าที่กำหนด ก็จะให้แรงดันไฟฟ้าที่จุด x และที่จุด y ในรูปมีค่าต่ำกว่าแรงดันไฟฟ้าที่จุด z ก็จะได้แรงดันไฟฟ้าที่เอาท์พุทของตัวเปรียบเทียบตัว A และตัว B เป็น $+V_{sat}$ ซึ่งประมาณ $+V_{cc}$ หรือ +13v และเมื่อกระแสในวงจรหลักมีค่าเกินกว่าที่กำหนดก็จะทำให้แรงดันไฟฟ้าที่จุด x มีค่ามากกว่าแรงดันไฟฟ้าที่จุด Z ทำให้ค่าแรงดันไฟฟ้าที่เอาท์พุทของตัวเปรียบเทียบตัว B มีค่าเปลี่ยนแปลง ซึ่งจะเป็นสัญญาณที่จะนำไปใช้ต่อไป

จากการกำหนดค่ากระแสในวงจรหลักมีค่าไม่เกิน 3 แอมป์ สามารถคำนวนหาค่าแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงที่จุด z ได้เท่ากับ $R_a * 3 = V_{ref}$ v ซึ่งสามารถคำณวนหาค่า R_x ได้จากกฎ KCL ดังนี้

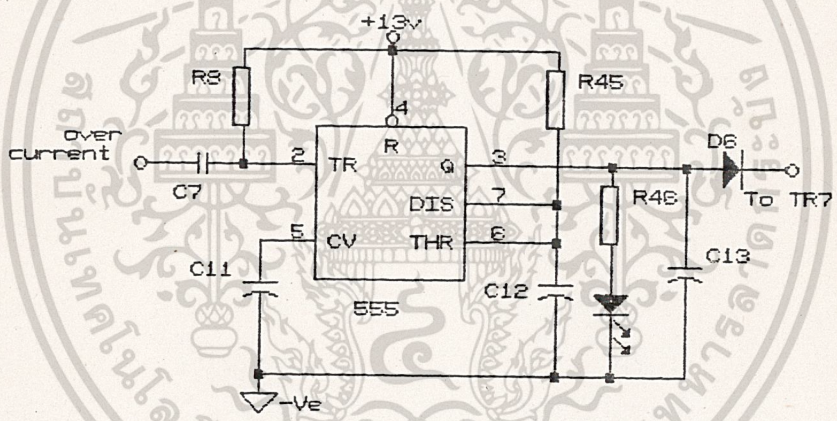
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{5.1-V_{ref}}{R_x+R_3} + \frac{+V_{sat}-V_{ref}}{R_5} = \frac{V_{ref}}{R_4}$$

ค่า R_x นี้เป็นตัวต้านทานที่สามารถปรับค่าได้ตามความต้องการที่จะให้กระแสในวงจรหลักมีค่าได้

สำหรับตัวเปรียบเทียบตัว C นั้นมีหลักการทำงานเหมือนตัว B เพียงแต่เพื่อต้องการป้องกันกระแสที่ไหลมาอีกทิศทางหนึ่งเท่านั้น

เมื่อเกิดกระแสไหลผ่านวงจรหลัก ก็จะทำให้แรงดันไฟฟ้าเอาท์พุทของตัวเปรียบเทียบเกิดการเปลี่ยนสถานะในขอบขาลง ซึ่งจะเป็นสัญญานอินพุทให้กับวงจรโมโนสเตเบิล (Monostable) วงจรโมโนสเตเบิลจะให้สัญญานเอาท์พุทออกมา 1 ลูกคลื่นซึ่งมีช่วงเวลาเท่ากับ $t = 1.1R_{45}C_{12}$ ดังรูปที่ 3.5 ซึ่งเพียงพอที่จะทำให้ไดโอดเรืองแสง (LED) แสดงผลออกมาได้

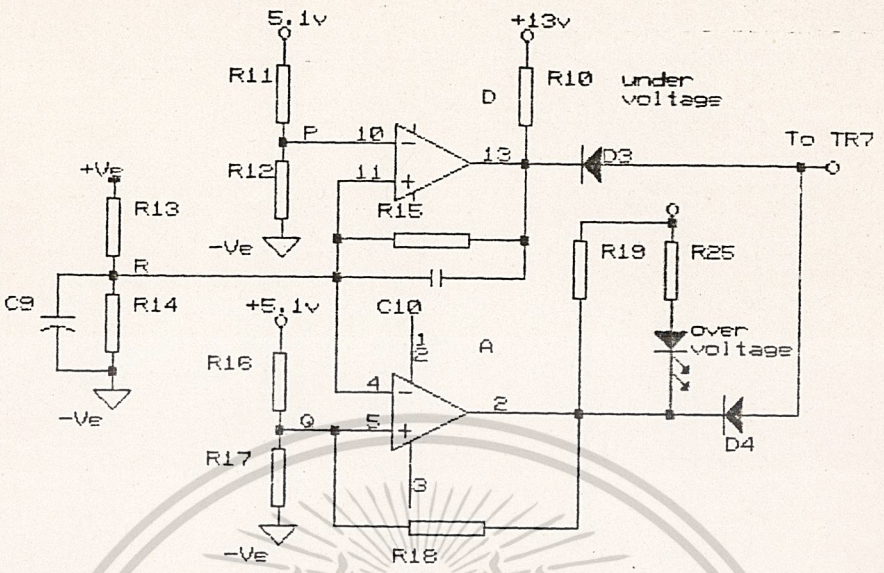


รูปที่ 3.5 วงจรโมโนสเตเบิล

3.3 การออกแบบวงจรป้องกันแรงดันไฟฟ้าสูงเกิน-แรงดันไฟฟ้าต่ำเกิน

วงจรป้องกันแรงดันไฟฟ้านั้น จะใช้ตัวคอมพาราเตอร์จำนวนสองตัวเป็นตัวเปรียบเทียบระหว่าง แรงดันไฟฟ้าอ้างอิงกับแรงดันไฟฟ้าที่วัดจากวงจรหลักดังแสดงในรูปที่ 3.6 ซึ่งเป็นลักษณะของวงจรเปรียบเทียบแบบวินโดว์(window circuit)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.6 วงจรป้องกันแรงดันไฟฟ้าสูงเกิน-ต่ำเกิน

ค่าแรงดันไฟฟ้าที่จุด Q ขณะตัวคอมพาราเตอร์ตัว A มีค่าเอาท์พุทเป็น $+V_{sat}$ หาได้จาก

$$(V_Q-5.1)/R_{16} + V_Q/R_{17} + (V_Q-(+V_{sat}))/R_{18} = 0$$

จากค่า V_Q ที่หาได้ทำการเทียบค่า $+V_{e1}$ ได้จากสมการดังนี้

$$[(V_Q/R_{14}) - (13-V_Q)/R_{15}]*R_{13} = +V_{e1} - V_Q$$

ค่าแรงดันไฟฟ้าที่จุด Q ขณะคอมพาราเตอร์ตัว A มีค่าเอาท์พุทเป็น 0v หาได้จาก

$$5.1*(R_{17}//R_{18})/(R_{17}//R_{18})+R_{16} = V_Q$$

ดังนั้นเทียบค่า $+V_{e2}$ ได้

$$[(V_Q/R_{14}) - (13-V_Q)/R_{15}]*R_{13} = +V_{e2} - V_Q$$

ดังนั้นสำหรับวงจรป้องกันแรงดันไฟฟ้าสูงเกิน เมื่อค่า $+V_e$ มีค่าเกิน $+V_{e1}$ จะทำให้คอมพาราเตอร์ตัว A ให้เอาท์พุทออกมาเป็น 0v ทำให้ไดโอดเปล่งแสงทำงาน แสดงผลของการเกิดแรงดันไฟฟ้าเกิน ไดโอดเปล่งแสงจะทำงานจนค่า $+V_{e1}$ มีค่าลดลงจนต่ำกว่า $+V_{e2}$ จะหยุดทำงาน ซึ่งจะมีฮิทเทอร์รีซิสอยู่ระหว่าง $+V_{e1}$ ถึง $+V_{e2}$ สัญญาณเอาท์พุทของคอมพาราเตอร์เมื่อเกิดแรงดันไฟฟ้าสูงเกินจะถูกส่งไปยังส่วนควบคุมการทำงานมอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าแรงดันไฟฟ้าที่เกินนี้คิดเป็นเปอร์เซนต์ได้ดังนี้ เมื่อคิดให้มอเตอร์ทำงานปกติที่ 220vac ดังนั้นค่าแรงดันไฟฟ้าที่เกินคิดเป็นเปอร์เซนต์ได้เท่ากับ

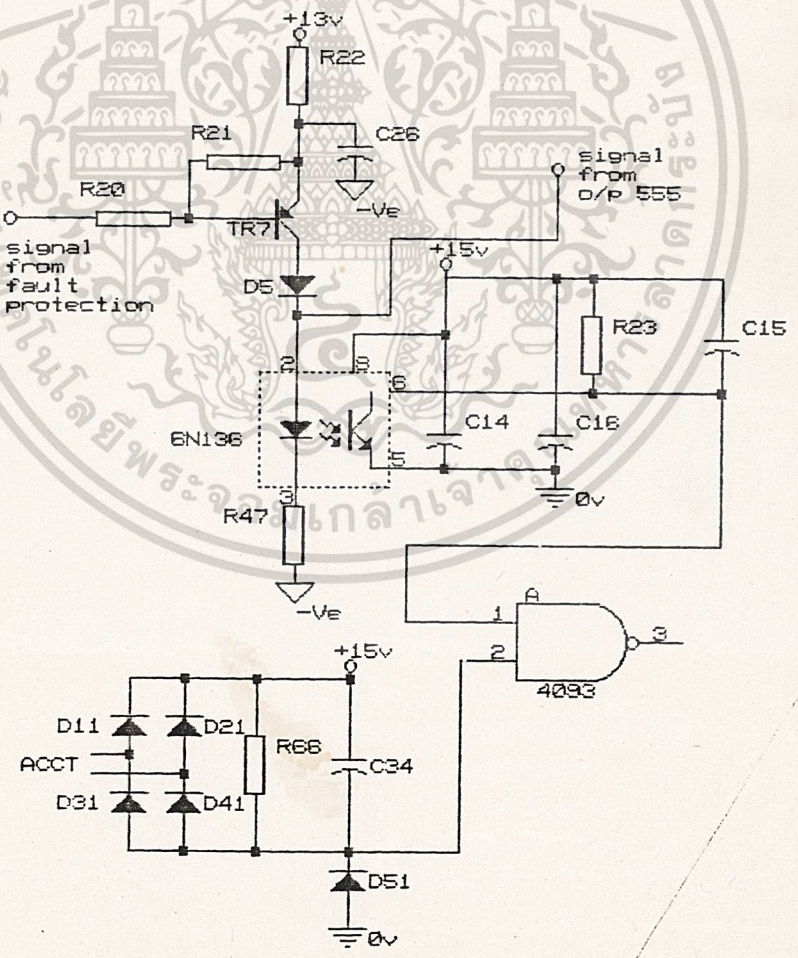
$(311-(+V_{e}))*100/311 = X\ \%$ นั้นคือเมื่อแรงดันไฟฟ้าเกินกว่า X % ของแรงดันไฟฟ้าปกติมอเตอร์เอาท์พุทของคอมพาราเตอร์จะเกิดการเปลี่ยนแปลง

สำหรับส่วนวงจรป้องกันแรงดันไฟฟ้าต่ำเกิน ค่าแรงดันไฟฟ้าที่จุด P มีค่าเท่ากับ $5.1*/(R_{12}+R_{11}) = V_{P}$ ซึ่งมีค่าเทียบเท่ากับ $+V_{e3}$ ดังนี้

$$[(V_{P}/R_{14} - (13-V_{P})/R_{15}]*R_{13} = +V_{e3} - V_{P}$$

ซึ่งหมายความว่า เมื่อค่าแรงดันไฟฟ้า +Ve มีค่าต่ำกว่า $+V_{e3}$ มอเตอร์จะหยุดการทำงานโดยคิดเป็นเปอร์เซนต์แรงดันไฟฟ้าตกลงจากปกติเท่ากับ

$(311-(+V_{e3})*100/311 = Y\ \%$



รูปที่ 3.7 วงจรแยกกราวด์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 ส่วนวงจรแยกกราวด์เพื่อความปลอดภัย

เอาท์พุทของคอมพาราเตอร์ที่ได้จากวงจรป้องกันกระแสเกิน วงจรป้องกันแรงดันไฟฟ้านี้จะนำมาขับทรานซิสเตอร์ เพื่อให้ออปโต คัปเปิลทำงานอีกที โดยทำหน้าที่แยกกราวด์ระหว่างวงจรตรวจจับความผิดปกติ ซึ่งมีกราวด์ร่วมกับวงจรกำลังและวงจรควบคุมการทำงานของมอเตอร์ซึ่งเป็นวงจรกำลังต่ำดังรูปที่ 3.7

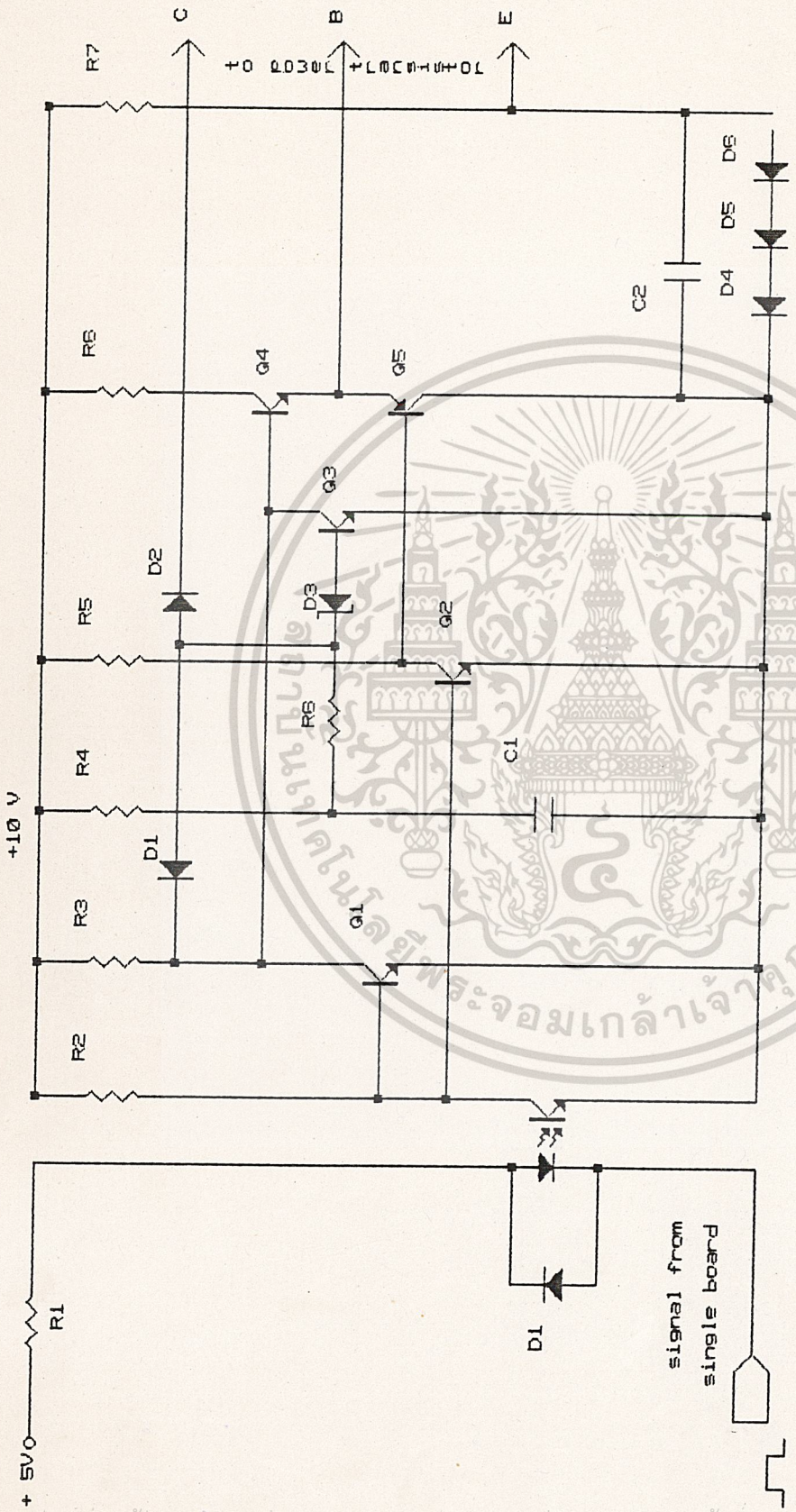
เมื่อเกิดความผิดปกติขึ้นขา 3 ของแนนเกทจะเป็น1ส่งไปยังส่วนรับค่าสัญญาณผิดปกติสำหรับขา2นั้นทำการต่อกับส่วนตรวจจับกระแสเกินที่มอเตอร์ซึ่งทำเผื่อไว้ โดยปกติขานี้มีค่าเป็น 1 และเมื่อเกิดความผิดปกติขึ้นที่กระแสในมอเตอร์จะทำให้ขา 2 เป็น 0

3.5 วงจรขับเบส

สิ่งที่ต้องพิจารณาถึงในการออกแบบวงจรขับเบสก็ คือ อัตราการขยาย (h_{fe}) ของทรานซิสเตอร์กำลัง แรงดันอิ่มตัวของทรานซิสเตอร์ (Vce sat) และความเร็วในการสวิทช์ ในการไปอัสทรานซิสเตอร์นั้น ถ้ากระแสดที่เราไปอัสน้อยเกินไปนั้น จะทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานในย่านแอคทีฟ ซึ่งอาจทำความเสียหายแก่ทรานซิสเตอร์กำลังได้ แต่ถ้ากระแสไปอัสของเรามากเกินไป นั้น ก็อาจจะมีผลทำให้ความสูญเสีย (loss) มากขึ้น (ช่วงเวลาการหยุดนำกระแสของทรานซิสเตอร์นานขึ้น) และอาจมีผลต่อความเร็วในการสวิทช์ด้วย ดังนั้นในกรณีการใช้งานที่ความถี่สูง เราจะต้องให้เวลาในการที่ทรานซิสเตอร์หยุดทำงานสั้นลง โดยการให้ไปอัสกลับ ซึ่งมีวิธีหลายวิธี แต่ในที่นี้จะใช้ ไดโอด 3 ตัวต่อเพื่อให้เกิดแรงดัน -2.1 V ที่รอยต่อ BE

ส่วนกรณีการป้องกันทรานซิสเตอร์ทำงานในย่านแอคทีฟ และการป้องกันกระแสเกินนั้น โดยใช้คุณสมบัติของทรานซิสเตอร์กำลัง เมื่อขณะทรานซิสเตอร์อยู่ในสภาวะ saturation จะมีค่า Vce(sat) ต่ำ โดยในที่นี้เราจะตั้งระดับเปรียบเทียบไว้ 4.2 V (โดยการเลือกใช้ ซีเนอร์ ไดโอด ขนาด 6.2 V) ถ้าแรงดัน Vce(sat) มีค่าสูงกว่า 4.2 V แสดงว่า วงจรกำลังทำงานผิดปกติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.8 แสดงวงจรสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งอาจเกิดมาจากปัญหา แรงดันเกิน กระแสเกิน หรือโหลดอยู่สภาวะผิดปกติ โดยเราจำเป็นต้องตัดกระแสเบสออกทันที เพื่อป้องกันความเสียหายที่จะเกิดขึ้น และระยะเวลาที่เริ่มตรวจสอบ Vce(sat) นั้น จะต้องมากกว่าระยะเวลาไต่ขึ้น (rise time)ของทรานซิสเตอร์กำลัง ดังนั้นหลังจากสั่งทรานซิสเตอร์กำลังให้นำกระแส จะต้องหน่วงเวลาไว้ระยะหนึ่งก่อนที่จะทำการตรวจสอบแรงดัน Vce(sat) โดยเราจะใช้วงจร RC โดยกำหนดค่าเวลาคงที่ (time constant) มีค่าเท่ากับ 1.0 ms ดังนั้น RC = 0.0001 เมื่อเลือก R = 1 K โอห์ม และ C = 0.1 μF

การเลือก DIODE (D_3) จะต้องสามารถทนต่อระดับไฟของไฟตรงที่ให้แก่ทรานซิสเตอร์ได้ ส่วนกระแสจะต้องสามารถทนได้ $I_m/(h_{Fe}h_{Fe(Q4)})$ และจะต้องเป็นชนิดที่สามารถกลับสภาพได้อย่างรวดเร็ว (fast recovery)

ค่า $R_7 = \dfrac{(V^+ - V_{ce(Q4)} - V_{be(Q5)})}{I_m/h_{Fe}}$

เมื่อ I_m = กระแสคอลเลคเตอร์มากสุดของทรานซิสเตอร์กำลังและ h_{Fe} คือค่าอัตราขยาย (GAIN) ของทรานซิสเตอร์กำลัง

ทรานซิสเตอร์ Q_4 และ Q_5 จะต้องใช้ที่เป็นคู่กัน (ในที่นี้ใช้ BD139 กับ BD140) โดยหลักการเลือกมีดังนี้

ก. มีค่าอัตราขยายสูง

ข. สามารถสวิทช์ได้เร็ว

ค. กระแสคอลเลคเตอร์สามารถทนได้มากกว่า I_m/h_{Fe}

ง. แรงดันไฟฟ้าค่อมขาคอลเลคเตอร์สามารถทนได้มากกว่าแรงดันไฟเลี้ยงของวงจรขับเบส

ค่าอัตราทนไฟของ R_7 จะได้

$$P_{R7} = d\,(V^+ - V_{ce(Q4)} - V_{be(Q5)})\,I_m/h_{Fe}$$

โดย d = ค่าดิวตี้ไซเคิล (duty cycle) ของทรานซิสเตอร์กำลัง

การคำนวนหาขนาดของ R_3 สามารถคำนวนได้จาก

$$I_{R3} = Im/h_{Fe}h_{Fe(Q4)} \quad A$$

$$R_3 = \frac{V^+ - V_{be(Q4)} - V_{be(Q5)}}{I_{R3}}$$

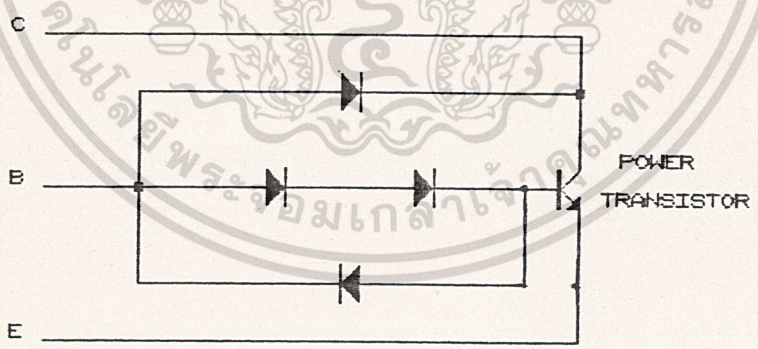
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนการเลือก diode D_5, D_6, D_7 นั้น เราจำเป็นจะต้องสามารถทนระดับแหล่งจ่ายไฟตรงได้

ในการส่งสัญญาณทริกที่มาจากวงจรควบคุม (จากซิงเกลบอร์ด) นั้น เราจำเป็นที่จะต้องแยกกราวน์ออกจากกัน โดยการใช้ ออพโต ทรานซิสเตอร์ ตามรูปวงจร โดยใช้ค่า R1 เป็นตัวจำกัดกระแสที่เข้าในตัว ออพโต ไอโซเลท

3.6 วงจรป้องกันทรานซิสเตอร์อิ่มตัว

เนื่องจากว่า ถ้าทรานซิสเตอร์ทำงานที่จุดอิ่มตัวมาก ก็จะมีผลทำให้เวลาสะสม (storage time) มากขึ้น ซึ่งจะเป็นปัญหาในวงจรบริดจ์ อินเวอร์เตอร์ โดยขณะที่ทรานซิสเตอร์ตัวบนยังคงนำกระแสอยู่ในช่วงเวลา สตอร์เรจ ไทม์ และทรานซิสเตอร์ตัวล่างเริ่มนำกระแส ซึ่งผลก็คือ แหล่งจ่ายไฟตรง ที่จ่ายให้แก่บริดจ์อินเวอร์เตอร์ ถูกลัดวงจร และทรานซิสเตอร์กำลังอาจเสียหายได้ ดังนั้น เพื่อป้องกันไม่ให้ทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงจุดอิ่มตัวมากเกินไป เราต้องควบคุมกระแสที่จ่ายให้แก่ขาเบสได้ โดยในที่นี้ จะใช้วิธีที่เรียกว่า เบเกอร์ แคลมป์ (Baker clamp) ดังรูป

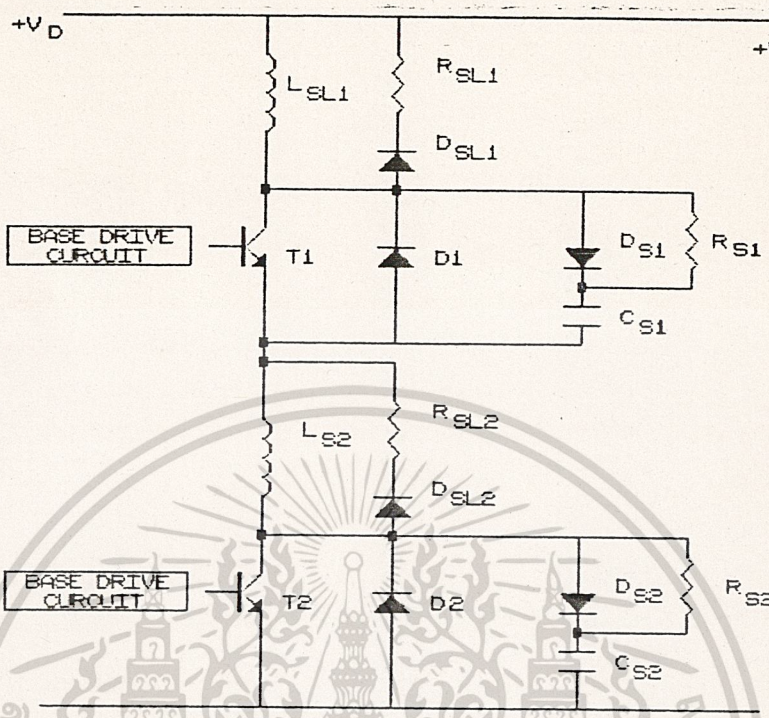


รูปที่ 3.9 แสดงวงจร เบเกอร์ แคลมป์

โดย D_2 , D_3 และ D_4 จะต้องทนกระแสเบสได้ และ D_1 นอกจากต้องทนกระแสเบสได้แล้ว ยังต้องทนแรงดันแหล่งจ่ายได้ด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.7 วงจรสนับเบอร์ (SNUBBER)



รูปที่ 3.10 แสดงวงจรสนับเบอร์ใน 1 เฟส

เพื่อเป็นการลดค่าความสูญเสียจากการสวิทชิ่ง (switching loss) ซึ่งอาจมีผลทำให้เกิดการพังทลายครั้งที่ 2 (secondary breakdown) ของทรานซิสเตอร์ได้ ดังนั้น จึงจำเป็นจะต้องมีวงจรสนับเบอร์

ในที่นี้จะกล่าวเฉพาะ สนับเบอร์ของ T_1 เท่านั้น ซึ่งของตัวอื่น ๆ ก็สามารถคำนวนด้วยสมการเดียวกัน จากรูป เราใส่ D_1 เพื่อที่จะเป็นการป้องกัน คักดากระตุก (spike voltage) ซึ่งอาจทำให้ทรานซิสเตอร์เสียหายได้ โดยการเลือก D_1 จำเป็นจะต้องทนได้มากกว่าระดับไฟตรงของวงจร

เพื่อเป็นการลดค่าความสูญเสียขณะทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส (TURN OFF) เราจำเป็นจะต้องป้องกันไม่ให้ V_{ce} มีค่าเป็น V_D ทันที ดังนั้น เราจึงต้องต่อ C_s คร่อม V_{ce} นอกจากนี้ เราจำเป็นจะต้องจำกัดกระแสจาก C_s ในการที่จะไหลกลับ (T_1 นำกระแสอีกครั้ง) สู่ T_1 โดยการใส่ R_s เข้าไป ส่วน D_s เราใส่เพื่อเป็นทางที่ให้ประจุจาก C_s ไหลผ่าน

ในการลดความสูญเสียขณะทรานซิสเตอร์นำกระแส (TURN ON) เราจำเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะต้องให้กระแส I_c ค่อยๆ เพิ่มขึ้น โดยการต่อ L_s เข้าไป และจะต้องต่อ D_{s11} และ R_{s11} เป็น ฟรีวิลลิ่ง พาร์ท (freewheeling part) และจำกัดกระแส

การคำนวนหาค่าต่างๆ สามารถทำได้ดังนี้

$$C_s \Rightarrow \frac{(I_L t_f)}{2V_{CD}} \qquad (3.1)$$

โดย I_L = กระแสของ load

t_f = ช่วงเวลาขณะ C_s มีค่าคักดาเป็น V_{cc}

V_{CD} = คักดาของ C_s (จะสังเกตว่าเมื่อเลยเวลา t_f ไปแล้ว C_s ก็ยังคงชาร์จประจุต่อไปจนกระทั่งมีค่าเท่ากับ V_D)

$$R_s > V_D/(I_M - I_L)$$

โดย I_M กระแสสูงสุดที่สามารถผ่านทรานซิสเตอร์ได้

แต่การคายประจุของ C_s จะต้องหมดก่อน ช่วงเวลาการนำกระแส ($T_{on}(min)$)

$$T_{on}(min) \Rightarrow 3R_s C_s \qquad (3.2)$$

$$R_s <= \frac{T_{on}}{3C_s}$$

นั่นคือ $$\frac{V_d}{(I_M - I_L)} <= R_s <= \frac{Ton(min)}{3C_s} \qquad (3.3)$$

และ

$$P_{RS} = 0.5\, C_s V_D^2 f \qquad (3.4)$$

โดย

f = ความถี่ในการสวิทชิ่ง

ค่า L_s สามารถคำนวนจาก

$$L_s = \frac{V_d t_r}{2I_M} \qquad (3.5)$$

โดย t_r = ช่วงเวลาไต่ขึ้น (rise time) ที่ทำให้ $V_{collector}$ เป็นศูนย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_{SL} \Rightarrow \frac{V_{RS}}{I_L} \qquad (3.6)$$

โดย V_{RS} คือ ค่าเวลท์เตจ Vcollector ที่สามารถทนได้

และจาก

$$\frac{3L_s}{R_{SL}} \Rightarrow Toff(min)$$

$$R_{SL} \Rightarrow \frac{3L_s}{Toff(min)} \qquad (3.7)$$

ดังนั้น $$\frac{3L_s}{Toff(min)} < R_{SL} < \frac{V_{RS}}{I_L} \qquad (3.8)$$

และ $$P_{RS1} = 0.5\, L_s L_L^2 f \qquad (3.9)$$

3.8 ส่วนเริ่มการทำงานของมอเตอร์

การออกแบบส่วนส่งสัญญาณการเริ่มทำงานของมอเตอร์นั้น เราจะพิจารณาว่าขณะที่มอเตอร์ทำงานตามปกติอยู่แล้วเกิดผิดปกติขึ้นมา เราจำเป็นจะต้องหยุดการทำงานลงทันที และภายหลังจากการที่เราแก้สิ่งผิดปกติแล้ว เรายังสามารถกลับไปดำเนินตามปกติต่อไป โดยกดปุ่มรีเซท แล้วมอเตอร์ก็จะสามารถทำงานปกติต่อไปได้ เพื่อความสะดวกในการเริ่มทำงานของมอเตอร์ เราจึงแบ่งวิธีการเริ่มต้นการทำงานออกเป็น 2 ชนิด ดังนี้

ก. แบบไม่ต้องมีการรีเซ็ทเครื่อง หรือ แบบ ออโต (auto start)

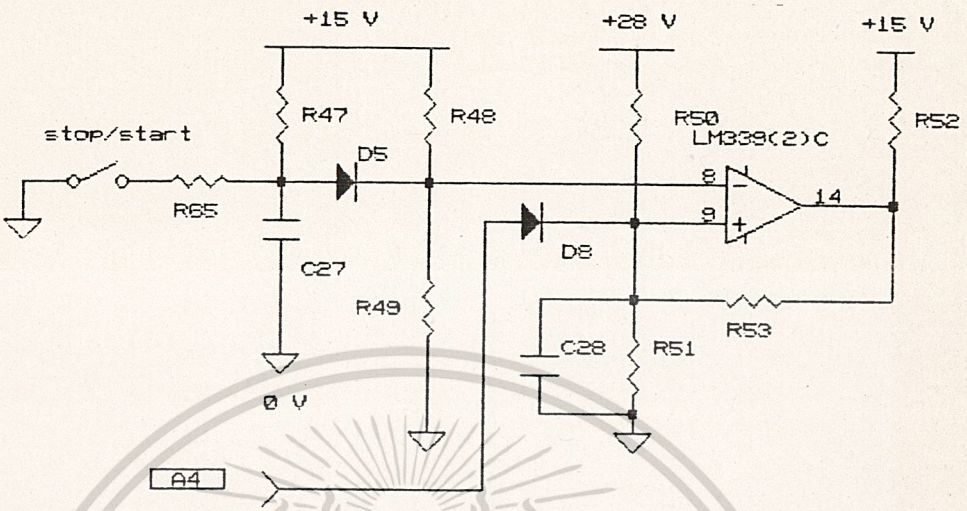
ข. แบบต้องมีการรีเซ็ทเครื่อง หรือ แบบ รีเซ็ท (reset start)

สำหรับวงจรจะแบ่งวงจรออกเป็น

- ส่วนเปรียบเทียนสัญญาณการเริ่มการทำงาน (start) และหยุดการทำงาน (stop)
- ส่วนการทำงานของสตาร์ท์กับรีเซ็ท (start/reset)
- ส่วนวงจรตรรกในการส่งสัญญาณไปเริ่มการทำงาน
- ส่วนรับค่าสัญญาณผิดปกติ (fault)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.8.1 ส่วนเปรียบเทียบสัญญานเริ่มการทำงาน และหยุดการทำงาน



รูปที่ 3.11 แสดงส่วนการทำงานของวงจร สตาร์ท / สต็อป

จากรูป เราจะใช้ LM339 เป็นตัวเปรียบเทียบศักดาไฟฟ้า (comparator) โดยเป็นแบบชมิกทริกเกอร์ (schmitt trigger) โดยขณะหยุดการทำงาน (stop)ศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อมขา 8 จะมากกว่าศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อมขา 9 ซึ่งค่าเอาท์พุท (ขา 14)ของ LM339 จะให้ค่าออกมาเป็นศูนย์โวลท์ ซึ่งเมื่อผ่านไปวงจรตรรกแล้วจะให้สัญญาณการหยุดการทำงานของเครื่อง

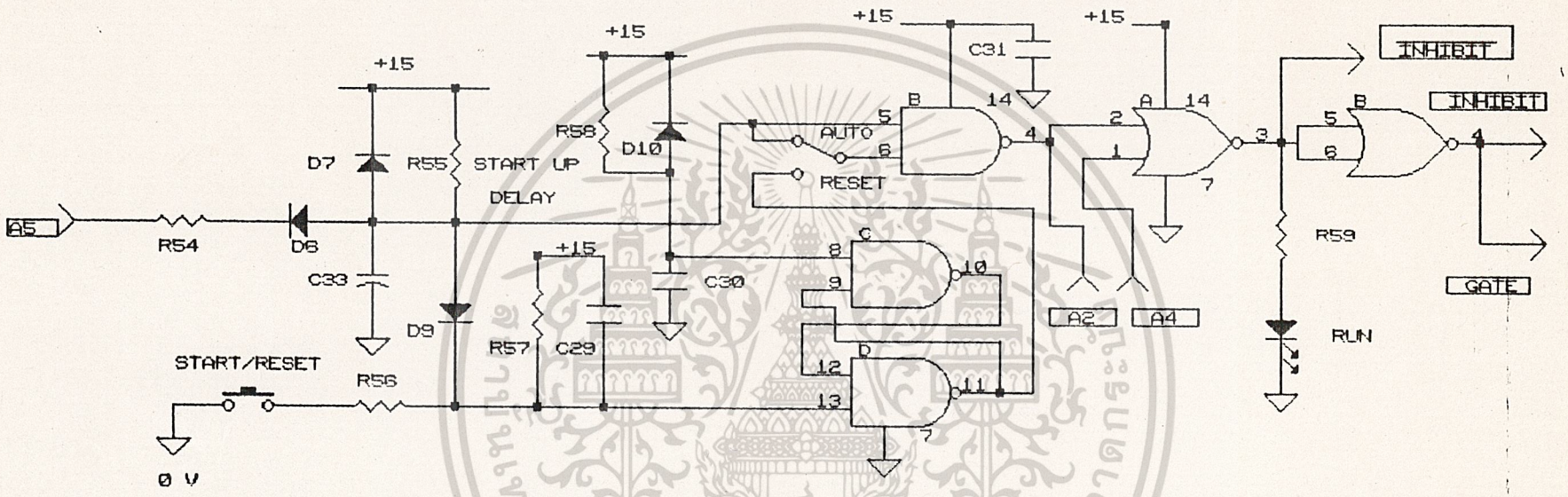
ในขณะเริ่มการทำงาน (start) นั้น ค่าศักดาไฟฟ้าที่ ขา 18 จะน้อยกว่าขา 9 นั่นคือค่าเอาท์พุท ของตัวเปรียบเทียบ (comparator) จะเป็น 14 โวลท์ ส่งผลทำให้ c_{33} สามารถทำการประจุศักดาขึ้นมาจากระดับสถานะ 0 ถึง 1 ซึ่งเราต่อสัญญานนี้เข้ากับขา 5 ของ แนนเกจ (nand gate)ในภาควงจรตรรกต่อไป

ในส่วนของการคำนวนค่านั้น เราสามารถหาศักดาเปรียบเทียบที่ขา 9 ได้ดังนี้ โดยใช้หลักการของสมการโนด (noda eguation) ที่ขา 9 จะได้ ศักดาเทียบระดับสูง V_{ut} (upper threshold voltage) และศักดาเทียบระดับต่ำ V_{lt} (lower threshold voltage)

ขณะเอาท์พุทจะเป็น 1 จะได้

$$V_{ut} = \frac{28 \times R_{51}R_{53} + R_{51}R_{50}\ (+ Vsat)}{R_{50}R_{51} + R_{51}R_{53} + R_{50}R_{53}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.12 แสดงวงจรส่วนการทำงานของวงจร สตาร์ท/รีเซ็ท

โดยการเลือกใช้ R_{50} = 82K ; R_{51} = 47K , R_{53} = 220K และ +Vsat = 14Vและ -Vsat = 0

จะได้ V_{ut} = 10.65V

และ $V_{lt} = \dfrac{28\ R_{51}R_{53} + R_{51}R_{50}\ (-Vsat)}{R_{50}R_{51} + R_{51}R_{53} + R_{50}R_{53}}$

V_{lt} = 8.98 V

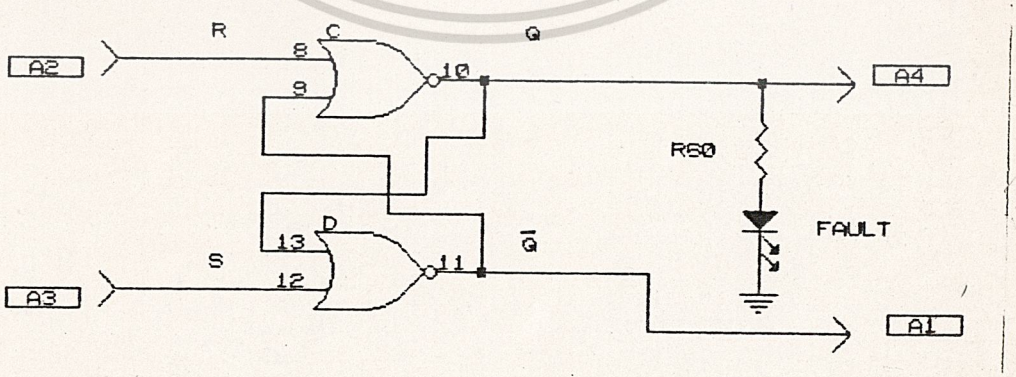
3.8.2 ส่วนการทำงานของ สตาร์ท และ รีเซ็ท

ในส่วนนี้เราจะใช้แนนเกท ในการสร้างเป็น อาร์ เอส ฟลิบ ฟลอป (R S Flip Flop) โดยมีการหน่วงเวลาเพื่อกำหนดสภาพเริ่มต้นการทำงาน

จากรูป 3.12 ขณะในการหน่วงเวลานั้นจะเห็นว่าขณะเริ่มทำงานขา 8 จะมีสถานะเป็น 0 และขา 13 จะเป็น 1 นั่นคือสถานะเริ่มต้น $\overline{Q}$ หรือ ขา 11 จะมีสถานะเป็น 0 และเมื่อ c_{30} ประจุศักดาไฟฟ้าจนมีสถานะเป็น 1 นั้นค่า $\overline{Q}$ จะมีสถานะเดิม (ขา 8 และขา 13 มีสถานะเป็น 1) ดังนั้นถ้าเรากดริเซ็ท (สถานะของขา 13 มีค่า 0) ก็จะทำให้ขา 11 เป็น 1 และคงสถานะ 1 ตลอดไป

3.8.3 ส่วนรับค่าสัญญานผิดปกติ

ในส่วนนี้เราจะใช้ นอร์เกท (Nor Gate) เป็น อาร์ เอส ฟลิป ฟลอป เพื่อที่จะคงสถานะความผิดปกติ (fault latch)



รูป 3.13 แสดงวงจรส่วนรับค่าผิดปกติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการทำงานนั้นจากรูป 3.13 เมื่อเกิดผิดปกติขึ้นขา 12 จะได้รับสัญญาณสถานะ เป็น 1 และในสภาพธรรมดา ขา 12 จะมีสถานะเป็น 0 เนื่องจากส่วนสตาร์ท้อัพติเลย์ นั้นมีผลให้ ขา 8 เริ่มต้นมีสถานะเป็น 1 นั่นคือจะให้สถานะขา 10 และ 11 เป็น 0 และ 1 ตามลำดับ ในกรณีขณะเดินเครื่องอยู่นั้น ขา 8 จะมีสถานะเป็น 0 เมื่อเกิดสัญญาณผิดปกติขึ้น ขา 12 จะมีสถานะเป็น 1 นั่นคือทำให้ขา 10 และ 11 เป็น 1 และ 0 ตามลำดับ ในวงจรส่วนนี้จะมีการแสดงสัญญาณไฟ (LED) เพื่อบอกว่ามีการผิดปกติเกิดขึ้น และเมื่อสัญญาณไฟ (LED) แสดงผิดปกติขึ้นก็จะส่งผลไปตัดการทำงานของมอเตอร์และไฟที่เลี้ยงคอยล์ (coil) ของรีเลย์ด้วย เมื่อเราแก้ความผิดปกติแล้วแต่ขา 10 ยังคงสถานะ 1 ตลอดเวลา (Latch of fault)ตราบจนมีการกดรีเซ็ทถึงจะทำให้ขา 10 เป็นสถานะ 0 อย่างเดิม

3.8.4 <u>ส่วนของวงจรตรรกในการส่งสัญญานเริ่มการทำงาน</u>

ในส่วนนี้เราจะใช้ แนนและนอร์เกจต่อดังรูป 3.12 โดยสภาวะการทำงานสามารถเขียนได้ดังตาราง 1.1

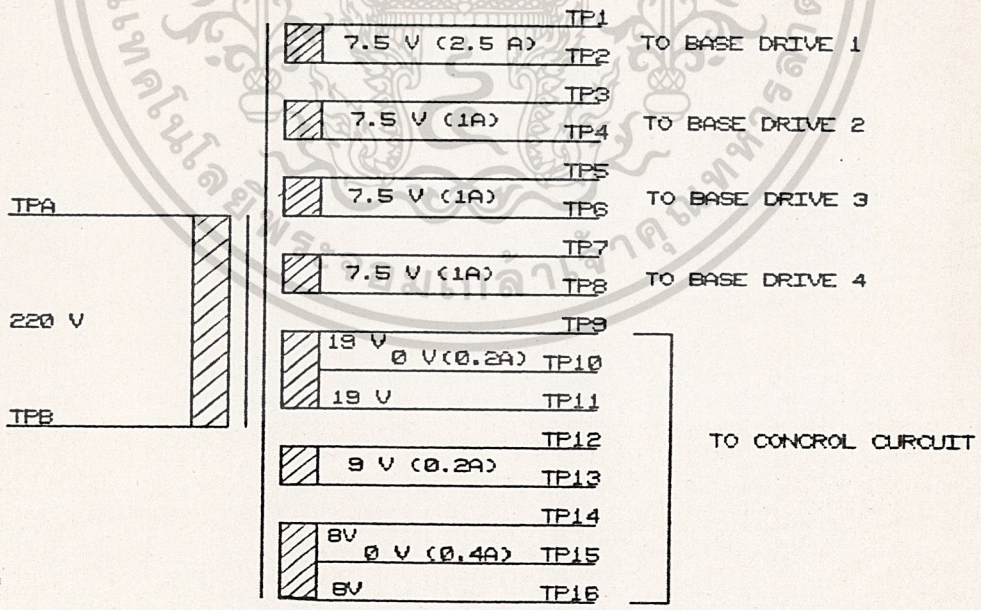
<u>ตาราง 1.1</u>

	แนน เกจ		นอร์ เกจ		
	ขา 5	ขา 6	ขา 2	ขา 1	ขา 3
<u>แบบออโต สตาร์ท</u>					
- ขณะหยุดนิ่ง (stop)	0	0	1	0	0
- ขณะเริ่มการทำงาน (start)	1	1	0	0	1
- ขณะสตาร์ท์มีผิดปกติ	1	1	0	1	0
- ขณะสตาร์ท์แก้สิ่งผิดปกติแล้ว	1	1	0	1	0
กดรีเซ็ท	0	0	1	0	0
ปล่อยรีเซ็ท	1	1	0	0	1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	แนน เกจ		นอร์ เกจ		
	ขา 5	ขา 6	ขา 2	ขา 1	ขา 3
แบบ รีเซ็ท สตาร์ท					
- ขณะหยุดการทำงาน (stop)	0	0	1	0	0
- ขณะเริ่มการทำงาน (start)	1	0	1	0	0
ขณะกดรีเซ็ท	0	1	1	0	0
ขณะปล่อยรีเซ็ท	1	1	0	0	1
ขณะเกิดความผิดปกติ	1	1	0	1	0
ขณะแก้ความผิดปกติแล้ว	1	1	0	1	0
ขณะกดรีเซ็ท	0	1	1	0	0
ขณะปล่อยรีเซ็ท	1	1	0	0	1

3.9 วงจรจ่ายแรงดันต่ำและหม้อแปลง

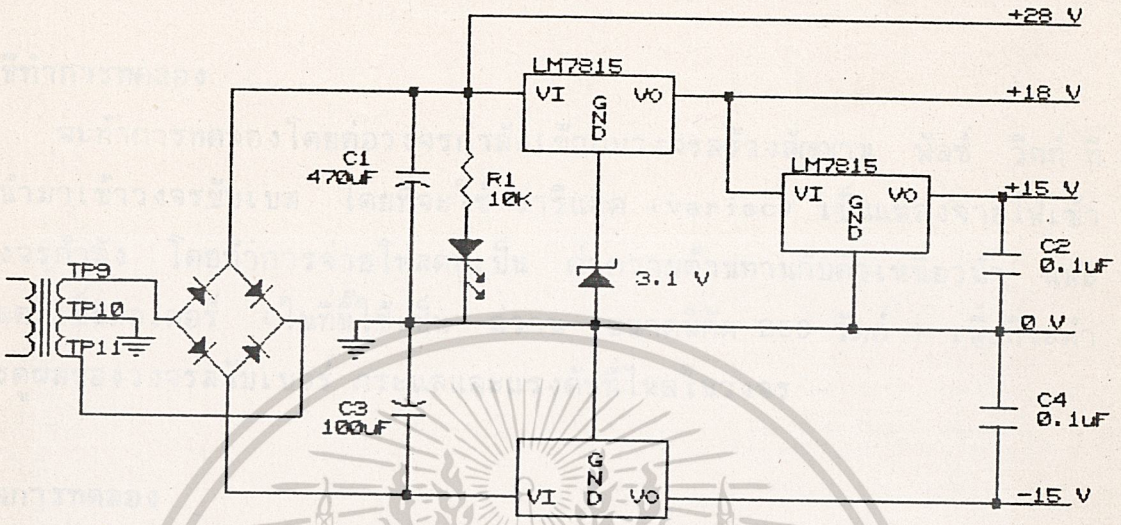


รูปที่ 3.14 แสดงวงจรหม้อแปลง

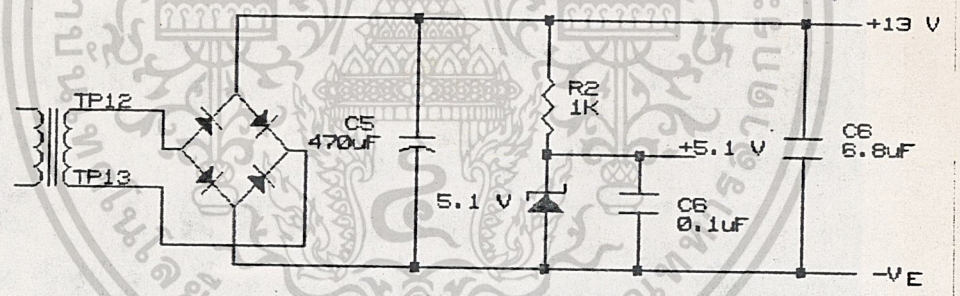
ในส่วนของวงจรควบคุมเราต้องสร้างแหล่งจ่ายไฟระดับตรงที่มีระดับต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

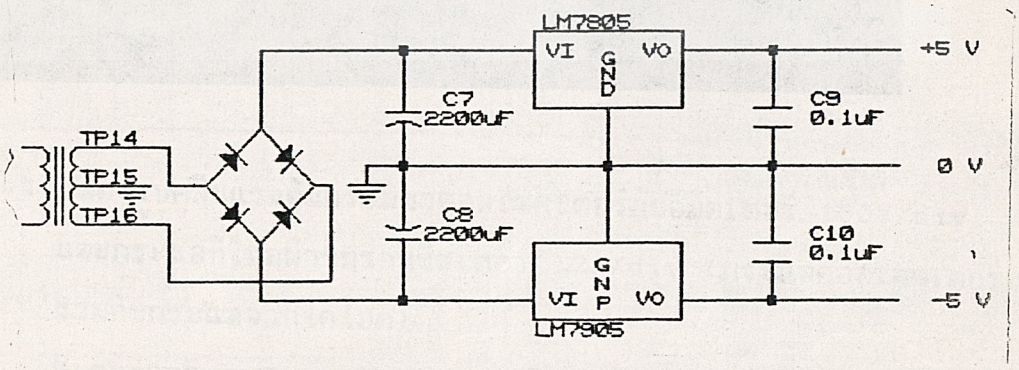
ดังนี้ คือ + $5v_1$, $-5v_1$, +15v, -15v, +28v, +18v, +13v, +5.1v
โดยมีวงจรต่างๆ ดังนี้



รูปที่ 3.15 แสดงวงจรไฟเลี้ยงแก่วงจรควบคุม



รูปที่ 3.16 แสดงวงจรไฟเลี้ยงแก่วงจรป้องกัน



รูปที่ 3.17 แสดงวงจรไฟเลี้ยงแก่ ซิงเกิล บอร์ด

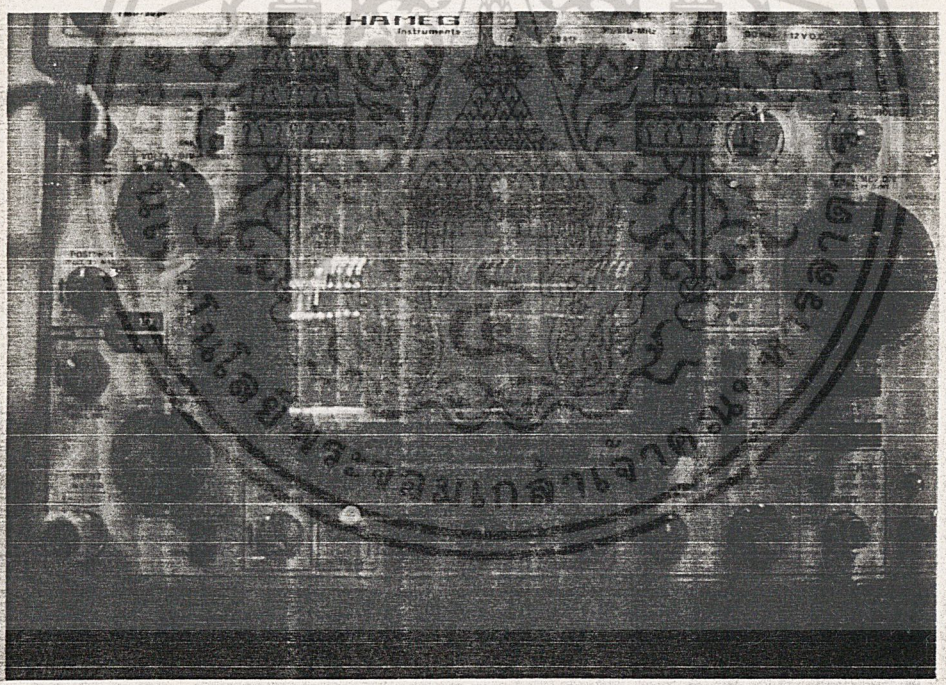
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4
ผลการทดลอง

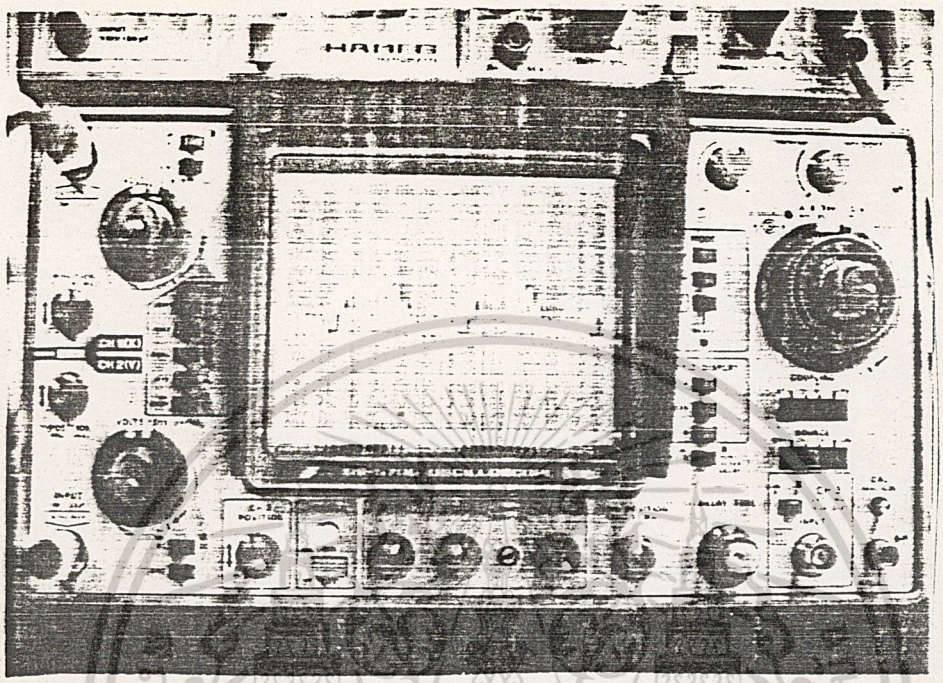
-วิธีทำการทดลอง

จะทำการทดลองโดยต่อวงจรกำลังเข้ากับวงจรสร้างสัญญาน พัลซ์ วิดท์ ที่จะนำมาเข้าวงจรขับเบส โดยที่จะใช้ วารีแอค (variac) เป็นแหล่งจ่ายไฟเข้าสู่วงจรกำลัง โดยทำการจ่ายโหลดที่เป็น ค่าความต้านทานกับตัวเหนี่ยวนำ และโหลดที่เป็นมอเตอร์ (ในที่นี้ใช้เป็น ส่วาน ขนาดพิกัด 250 วัตต์) เพื่อที่จะทำการดูผลของวงจรสนับเบอร์ กระแสและแรงดันที่ไหลในวงจร

-ผลการทดลอง

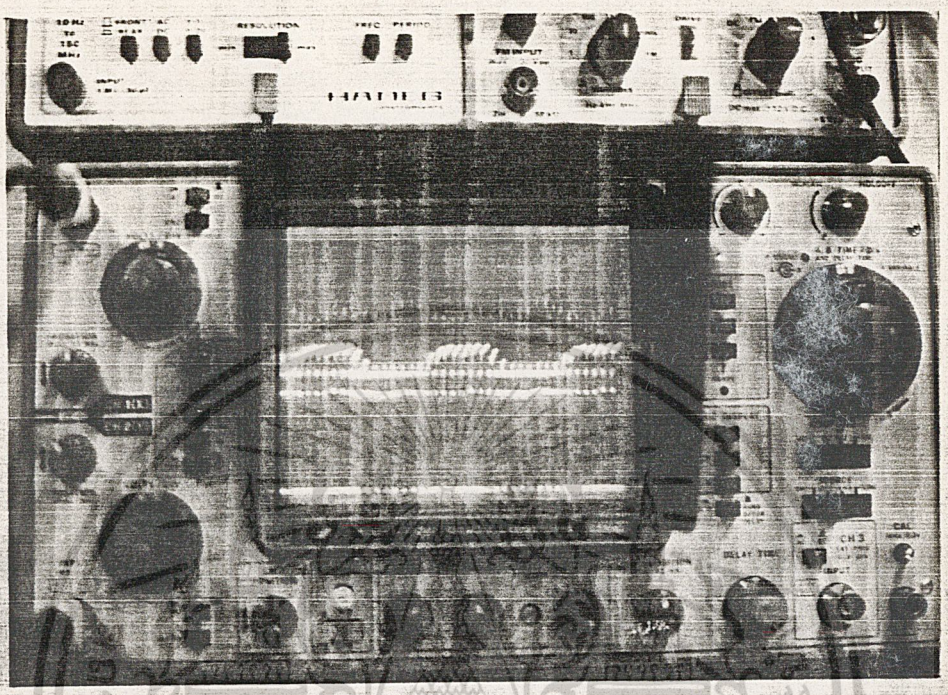


รูปที่ 4.1 แสดงรูปคลื่นแรงดันคร่อมขาคอลเลคเตอร์กับอีมิตเตอร์ 100V/div และกระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ 2A/div (กระแสคอลเลคเตอร์รวมกับกระแสจากไดโอด)
สเกลเวลา = 5ms/div
โหลด = ตัวความต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ

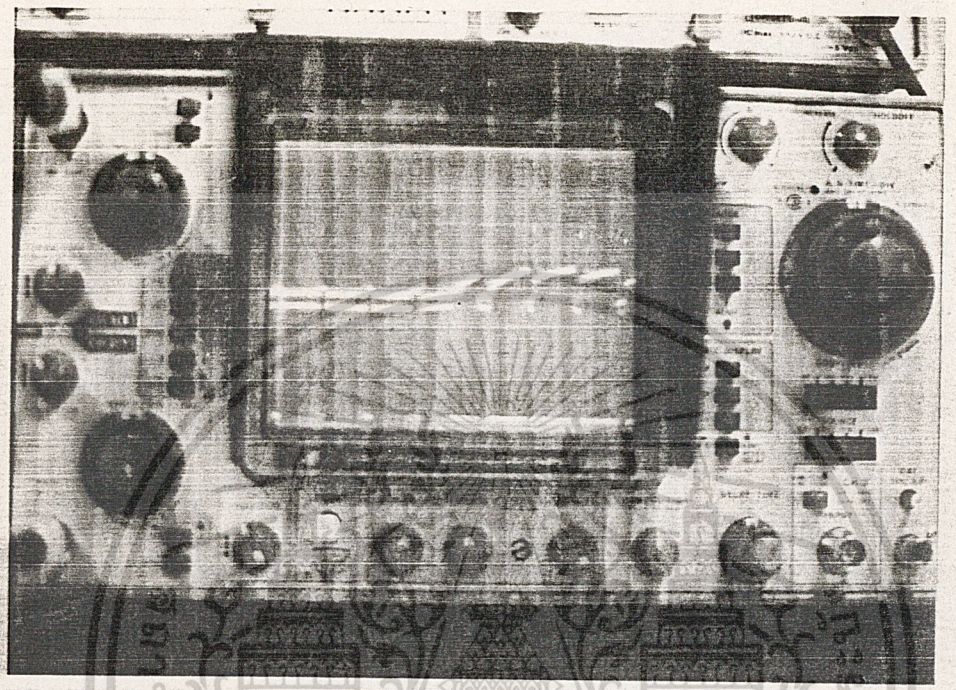


รูปที่ 4.2 แสดงรูปคลื่นแรงดันคร่อมขาคอลเลคเตอร์กับอีมิตเตอร์ 100V/div
กระแสไหลผ่านโหลด 2A/div
สเกลเวลา = 5ms/div
โหลด = ตัวความต้านทานกับตัวเหนี่ยวนำ

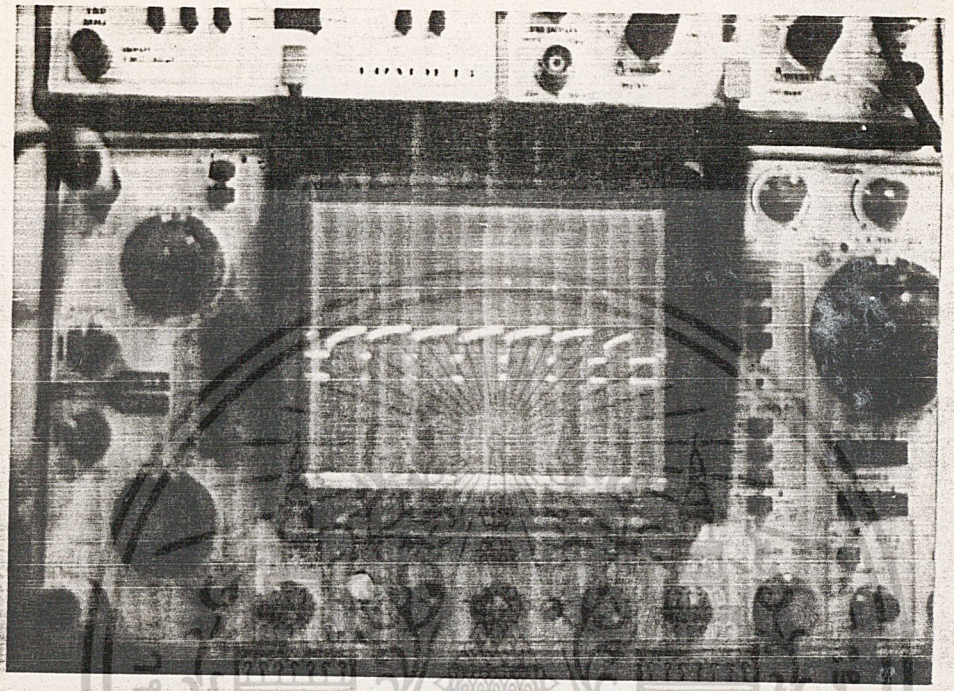
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.3 แสดงรูปคลื่นแรงดันคร่อมขาคอลเลคเตอร์กับอิมิตเตอร์ 100V/div
กระแสเบส 0.1A/div
สเกลเวลา = 5ms/div
โหลด = ตัวความต้านทานกับตัวเหนี่ยวนำ

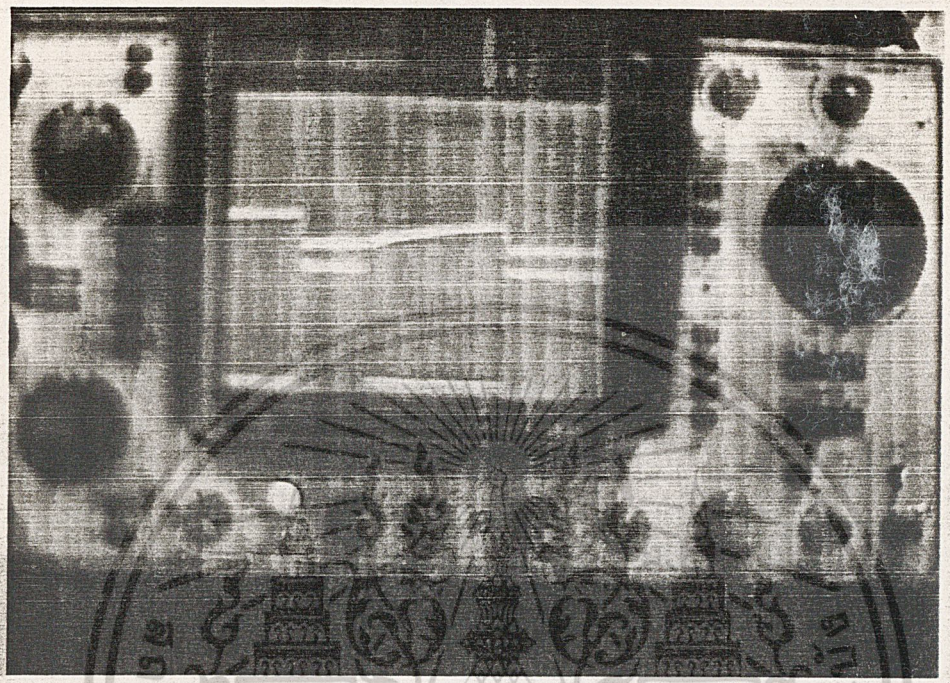


รูปที่ 4.4 แสดงรูปคลื่นแรงดันคร่อมขาคอลเลคเตอร์กับอิมิตเตอร์ 100V/div
กระแสเบส 0.1A/div
สเกลเวลา = 1ms/div
โหลด = ตัวความต้านทานกับตัวเหนี่ยวนำ

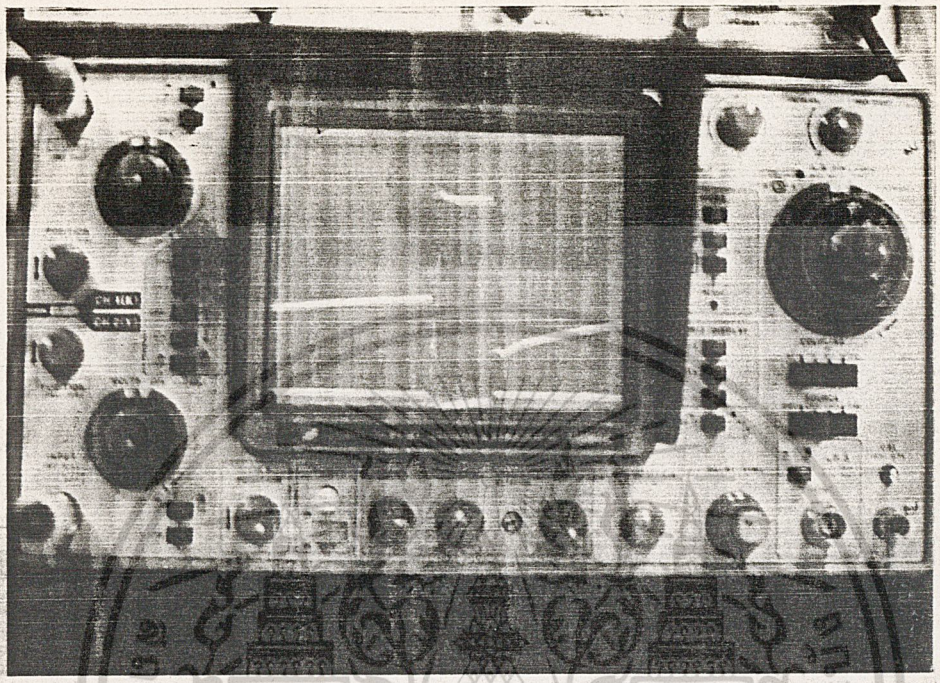


รูปที่ 4.5 แสดงรูปคลื่นแรงดันคร่อมขาคอลเลคเตอร์กับอิมิตเตอร์ 100V/div
กระแสเบส 0.1A/div
สเกลเวลา = 1ms/div
โหลด = ตัวความต้านทานกับตัวเหนี่ยวนำ

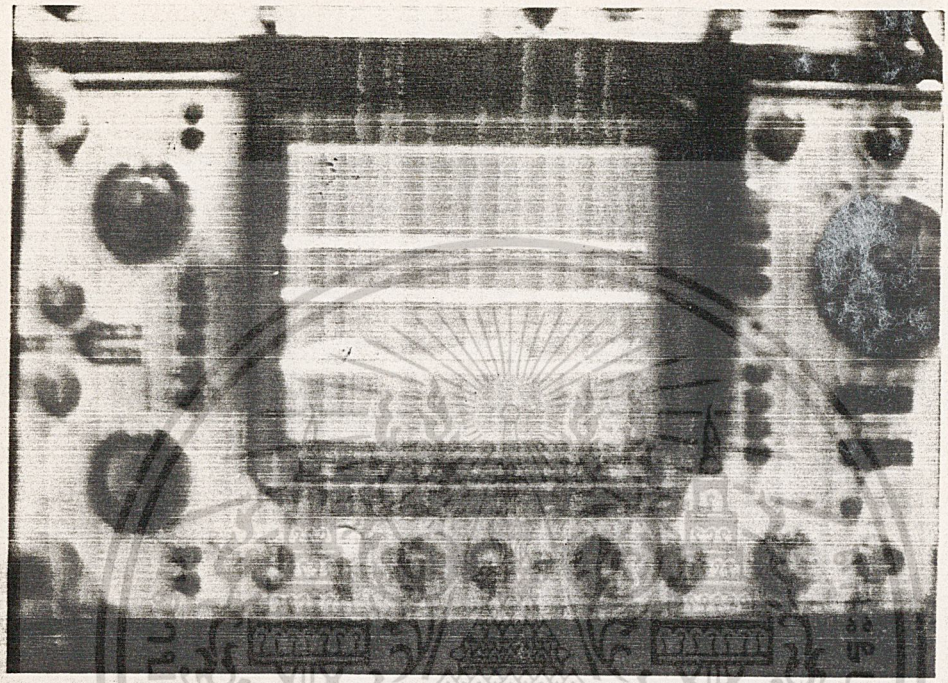
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



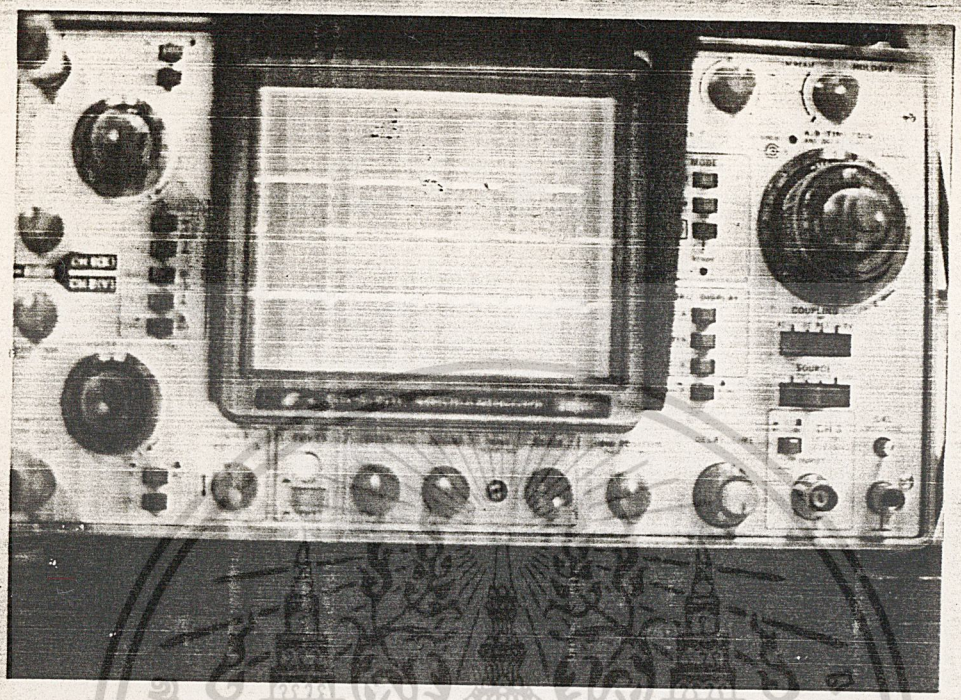
รูปที่ 4.6 แสดงรูปคลื่นแรงดันคร่อมขาคอลเลคเตอร์กับอีมิตเตอร์ 100V/div
กระแสคอลเลคเตอร์ 2A/div
สเกลเวลา = 1ms/div
โหลด = ตัวความต้านทานกับตัวเหนี่ยวนำ



รูปที่ 4.7 แสดงรูปคลื่นแรงดันคร่อมขาคอลเลคเตอร์กับอีมิตเตอร์ 50V/div
กระแสคอลเลคเตอร์ 0.5A/div
สเกลเวลา = 20μs/div
โหลด = ตัวความต้านทานกับตัวเหนี่ยวนำ



รูปที่ 4.8 แสดงรูปคลื่นแรงดันคร่อมขาคอลเลคเตอร์กับอีมิตเตอiN 200V/div
กระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ 1A/div
สเกลเวลา = 20µs/div
โหลด = มอเตอร์ขนาดพิกัด 250 วัตต์



รูปที่ 4.9 แสดงรูปคลื่นแรงดันคร่อมขาคอลเลคเตอร์กับอิมิตเตอร์ 200V/div
กระแสที่ไหลในวงจรสนับเบอร์ 5A/div
สเกลเวลา = 5ms/div
โหลด = มอเตอร์ขนาดพิกัด 250 วัตต์

บทที่ 5
บทสรุปและวิจารณ์

ในการสร้างวงจรพัลซ์วิดท์มอดดูเลชั่นอินเวอร์เตอร์นั้น ส่วนสำคัญจะอยู่ที่สัญญานที่จะนำไปขับเบสของทรานซิสเตอร์ ช่วงเวลาในการเริ่มทำงานและหยุดทำงานของทรานซิสเตอร์จะต้องเร็ว การลดค่า di/dt และ dv/dt ในขณะเริ่มทำงานและหยุดทำงาน ซึ่งขึ้นอยู่กับวงจรขับเบส และวงจรสนับเบอร์ ส่วนในการออกแบบวงจรสนับเบอร์นั้น เนื่องจากผลของค่าอินดักแตนซ์ (L) ที่เกิดจากสายไฟ และลายทองแดงในวงจรต่างๆ ซึ่งไม่สามารถทำการวัดค่าที่แน่นอนได้ จึงจำเป็นที่จะต้องทำการทดลองดูรูปสัญญานค่าแรงดันไฟฟ้าคร่อมขาคอลเลคเตอร์ และอิมิตเตอร์ กระแสเบส กระแสคอลเลคเตอร์ โดยทำการให้โหลดที่เป็นรีซิสทีฟโหลด และอินดักแตนซ์โหลดเพื่อดูรูปสัญญาน แล้วทำการเปลี่ยนค่า คาพาซิแตนซ์ และค่าตัวเหนี่ยวนำ ในวงจรสนับเบอร์ เพื่อปรับปรุงและป้องกันความเสียหายที่จะเกิดแก่ทรานซิสเตอร์ โดยการลดค่า di/dt และ dv/dt ที่สูงๆ ขณะเริ่มทำงานหรือหยุดทำงาน

ในการทดลองจะต้องเริ่มที่แรงดันไฟฟ้าต่ำๆ ก่อน เมื่อได้สัญญานที่ดีแล้วจึงทำการเพิ่มแรงดันไฟฟ้าขึ้นโดยต้องอาศัยความระมัดระวังมาก

ในส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ 3 เฟสนี้ สามารถที่จะนำไปใช้ในการขับมอเตอร์กระแสตรงได้ โดยนำทรานซิสเตอร์มาขับเพียงบางส่วนเท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

โครงการนี้สำเร็จลงได้ด้วยดี โดยต้องขอขอบคุณ อาจารย์วรศักดิ์ จิตรภักดิ์ ที่คอยแนะนำให้คำปรึกษา ตลอดจนให้ความช่วยเหลือในด้านต่าง ๆ ขอขอบคุณ อาจารย์เกียรติวรรณ ทรงสัตย์ ที่ให้ความช่วยเหลือด้านอุปกรณ์ในโครงการนี้ ขอขอบใจน้องจินตนา ควรทรงธรรมที่ให้ความช่วยเหลือในด้านความสะดวก และต้องขอขอบคุณพี่ๆ และเพื่อนทุกท่านที่ช่วยเหลือในด้านต่างๆรวมทั้งเป็นกำลังใจให้ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงได้ด้วยดี

พรชัย ลิเจริญ

อำนาจ เทียนชัยอนันต์

2533

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1. B.W. Williams , "Power Electronics Devices,Drives and Application" , Macmillian , 133-151p., 1987

2. David Finney , " Variable Frequency AC Motor Drive Systems", Peter Peregrinns Ltd, 73-79p and 119-124p.,1988

3. K.S. Rajashekara , Joseph Vithyathil , " Protection and Switching Aid Networks for Transisters Bridge Inverters" , IEEE Trans. Industrial Electronics ., vol. IE-33 , no.2 , 185-190p ., 1986

4. W. Shepherd and L.N. Hulley , " Power Electronics and Motor Control " , Cambridge University , 86-92p., 1987

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้