



โหลดไฟฟ้ากระแสตรง
(DC ELECTRONIC LOAD)



โดย
นายเกรียงศักดิ์ โยมา
นายพิทักษ์ บุญนุ่น
นายสุรเดช วุ่นตะขุตะ
นายอัครอรุณ อะลี

วัน เดือน ปี.....-4.ค.ค.2541
เลขทะเบียน.....038674
เลขเรียกหนังสือ.....T.400A(ค) ๒๕๔๑

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2540

ปีการศึกษา 2540

โหลดไฟฟ้ากระแสตรง
(DC ELECTRONIC LOAD)



อาจารย์ที่ปรึกษา

ศศ.ประภาส ไพรสวรรณา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โหลดไฟฟ้ากระแสตรง

นายเกรียงศักดิ์	โยมา
นายพิทักษ์	บุญนุ่น
นายสุรเดช	วุ่นสะสุคะ
นายอับดุลรอเซะ	อาลี
ศส.ประภาส	ไพรสสุวรรณ
ปีการศึกษา 2540	

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการทดสอบพิกัดความสามารถของแบตเตอรี่ หลักการของปริญญานิพนธ์นี้เป็นวงจรคิงกระแสตรงที่ พิกัด 200 โวลท์ 50 แอมป์ โดยสามารถเลือกย่านแรงดันของแบตเตอรี่ที่นำมาทดสอบ ขณะทำการทดสอบวงจรจะคิงกระแสตรงที่ตลอด ขณะที่ทำการทดสอบจะบันทึกค่ากระแส แรงดัน และเวลาไว้ การทดสอบจะสิ้นสุดลง จนกว่าแรงดันของแบตเตอรี่จะตกลง ค่ากระแสและเวลาขณะนั้นจะเป็นพิกัด แอมป์-ฮาว์ ของแบตเตอรี่ที่แท้จริง

ปริญญาโทปีการศึกษา 2540

ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง โหลดไฟฟ้ากระแสตรง

ผู้จัดทำ

- | | | |
|---------------------|------------|---------------|
| 1) นาย เกรียงศักดิ์ | โยมา | รหัส 38013094 |
| 2) นาย พิทักษ์ | บุญนุ่น | รหัส 38013113 |
| 3) นาย สุรเดช | วุ่นสะตุตะ | รหัส 38013170 |
| 4) นาย อับดุลรอเซะ | อาลี | รหัส 38013175 |

อาจารย์ที่ปรึกษา

(ผศ. ประภาส ไพรสุวรรณ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DC ELECTRONIC LOAD

Kreangsak Yoma

Pituk Burnoon

Suradet Wunsayukha

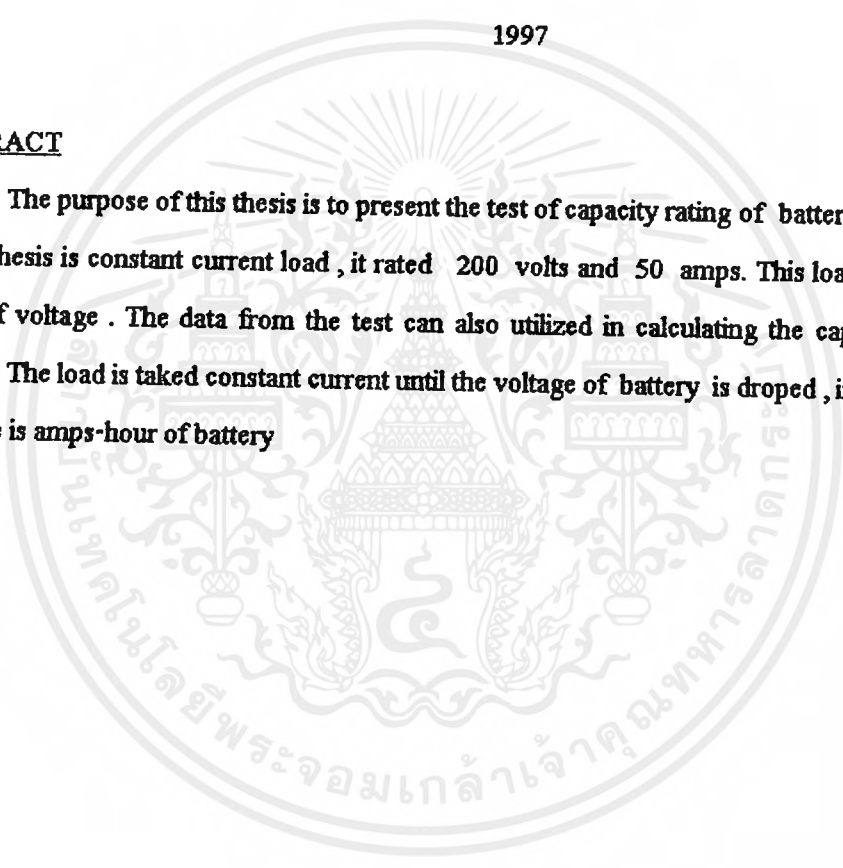
Abdulrosch Arlee

Asst.Prof. Prapas Prisuwanua Advisor

1997

ABSTRACT

The purpose of this thesis is to present the test of capacity rating of battery. The principle of this thesis is constant current load , it rated 200 volts and 50 amps. This load can choosen range of voltage . The data from the test can also utilized in calculating the capacity rating of battery . The load is taken constant current until the voltage of battery is dropped , instantly current and time is amps-hour of battery



สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
สารบัญรูป	V
สารบัญตาราง	VIII
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 การใช้ทรานซิสเตอร์เป็นสวิทช์	6
บทที่ 3 ทรานซิสเตอร์กำลัง	13
3.1 ทรานซิสเตอร์กำลังและการควบคุมวงจรไฟฟ้า	13
3.2 การควบคุมแรงดันไฟฟ้า คี.ซี.	20
3.2.1 วงจรขับ ไฟฟ้าลดค่าลง	21
3.2.2 วงจรขับ ไฟฟ้ายกค่าขึ้น	23
บทที่ 4 พัลส์วิตช์มีอคคูเลชัน	25
4.1 พัลส์วิตช์มีอคคูเลชัน	25
4.2 ลักษณะคลื่นพีคดับลิวเอ็ม	25
4.3 การสร้างรูปคลื่นพีคดับลิวเอ็ม	26
4.4 รูปคลื่นพีคดับลิวเอ็มที่ใช้ในการทดลองProject นี้	28
บทที่ 5 การแปลงผัน dc เป็น dc หรือ ขอบเปอร์ dc	29
5.1 การแปลงแรงดันให้ลดลง	29
5.2 ขอบเปอร์แปลงแรงดันให้ลดลง โดยมิ โหลด R-L	32
5.3 หลักการแปลงแรงดันให้สูงขึ้น	34
บทที่ 6 ไอซีที่ใช้สร้างสัญญาณสวิทช์จิ่ง	36
6.1 หลักการทำงานเบื้องต้นของการควบคุมใน โหมดควบคุม แรงดัน	36
6.2 ไอซีเบอร์ TL-494 สำหรับ โหมดควบคุมจากแรงดัน	37
6.3 การกำหนดคาบเวลาการทำงาน	38
6.4 การทำงานของ ไอซีในการคงค่าแรงดันของคอนเวอร์เตอร์	38
6.5 การกำหนดค่าเวลาเมื่อ(ID)	39
6.6 การเลือกใช้ Q1 และ Q2 ที่ เอาต์พุทของ ไอซี	40

บทที่ 7 วงจรการทำงานและผลการทดลอง	41
7.1 ชุกเลือกค่านของแรงคั้น	41
7.2 หลักการทำงานของวงจร Feed back	43
7.3 วงจรสร้างสัญญาณ PWM	45
7.4 วงจรสร้างสัญญาณ ไฟ คี.จี.	46
7.5 วงจรชุกเปรียบเทียบ	46
7.6 วงจรชุกขับเบส	47
7.7 วงจรชุกเมน	48
7.8 การทดลองและผลการทดลอง	54
7.9 ลักษณะ Wave From	64
7.10 ขั้นตอนการใช้งาน	67
บทที่ 8 สรุปผลและวิจารณ์	70
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
เอกสารอ้างอิง	

สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 2.1 กรณีที่สวิตช์ ON-OFF ของวงจรอิมิตเตอร์ร่วม	7
รูปที่ 2.2 กราฟลักษณะสมบัติของทรานซิสเตอร์	9
รูปที่ 2.3 ความสัมพันธ์ของสัญญาณอินพุต และเอาต์พุตในวงจรทรานซิสเตอร์สวิตซ์ซิ่ง	11
รูปที่ 2.4 แสดงความสัมพันธ์ของสัญญาณอินพุตและเอาต์พุต	12
รูปที่ 3.1 (ก) ทรานซิสเตอร์แบบเอ็นพีเอ็นและสัญลักษณ์	13
(ข) ทรานซิสเตอร์แบบพีเอ็นพีและสัญลักษณ์	15
รูปที่ 3.2 (ก) วงจรทรานซิสเตอร์เอ็นพีเอ็นค่อแบบอิมิตเตอร์ร่วม	15
(ข) เส้นโค้งลักษณะสมบัติระหว่างแรงดันและกระแส	15
รูปที่ 3.3 (ก) เส้นโค้งลักษณะสมบัติสำหรับการปฏิบัติงานปลอดภัยของทรานซิสเตอร์	19
(ก) เส้นลักษณะสมบัติฟังก์ชันในทรานซิสเตอร์	19
รูปที่ 3.4 วงจรป้องกันทรานซิสเตอร์	20
รูปที่ 3.5 รูปคลื่นแรงดันที่ได้จากการปิดเปิด ไฟฟ้าคิซีเป็นจังหวะหรือของวงจรสับ ไฟฟ้า	21
รูปที่ 3.6 (ก) วงจรสับ ไฟฟ้าลดค่าลง โดยใช้ทรานซิสเตอร์กำลังแบบ ไบ โพลาร์	22
(ข) วงจรสับ ไฟฟ้าลดค่าลง โดยใช้เฟ็ดกำลังชนิดวีมอส	22
(ค) รูปคลื่นแรงดันและกระแส	22
รูปที่ 3.7 (ก) วงจรสับ ไฟฟ้ายกค่าขึ้น โดยใช้ทรานซิสเตอร์กำลังชนิด ไบ โพลาร์	23
(ข) วงจรสับ ไฟฟ้ายกค่าขึ้น โดยใช้เฟ็ดกำลังชนิดวีมอส	23
(ค) รูปคลื่นกระแสและแรงดัน	23
รูปที่ 4.1 แสดงลักษณะรูปคลื่น PWM	25
รูปที่ 4.2 แสดงพัลด์แบบ PWM	26
รูปที่ 4.3 ตัวอย่างการสร้างรูปคลื่น PWM โดยการใช้วงจรเปรียบเทียบ	27
รูปที่ 4.4 การสร้างสัญญาณ PWM แบบ Equal P.W.M.	28
รูปที่ 5.1 วงจรชอปเปอร์พื้นฐานแปลงแรงดันให้ลดลง	30
รูปที่ 5.2 วงจรชอปเปอร์แปลงแรงดันให้มีค่าต่ำกว่าแรงดัน	32
รูปที่ 5.3 แสดงลักษณะ ON-OFF ของวงจร	33
รูปที่ 5.4 วงจรชอปเปอร์พื้นฐานในการแปลงแรงดันให้สูงขึ้น	34
รูปที่ 6.1 แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมใน โทมคควบคุมจากแรงดัน	36

รูปที่ 6.2 แสดงลักษณะความกว้าง เอาต์พุทพัลส์ของ PWM ซึ่งเป็นผลมาจากการมอดูเลต สัญญาณป้อนกลับ และฟันเลื่อยตามรูปที่ 6.1	36
รูปที่ 6.3 แสดงการจัด โครงสร้างภายในและการจัดขาของ ไอซี TL-494	37
รูปที่ 6.4 แสดงความสัมพันธ์ของค่า R_T , C_T ในการกำหนดความถี่	38
รูปที่ 6.5 แสดงรูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL-494	39
รูปที่ 6.6 แสดงลักษณะการเลือกใช้อาต์พุทของ TL-494	40
รูปที่ 7.1 แสดงวงจรชุดการเลือกย่านแรงดัน	42
รูปที่ 7.2 แสดงวงจรการปรับอัตราขยายของแรงดัน โดยใช้อปแอมป์	43
รูปที่ 7.3 แสดงวงจร Feed Back Control	44
รูปที่ 7.4 แสดงการสร้างสัญญาณ PWM ด้วยไอซีเบอร์ TL-494	45
รูปที่ 7.5 แสดงการสร้างสัญญาณ ไฟลิจิด้วย ไอซีเบอร์ CA3140	46
รูปที่ 7.6 แสดงวงจรเปรียบเทียบแรงดันด้วย ไอซีเบอร์ LM710	46
รูปที่ 7.7 แสดงวงจรชุดขับเบส	47
รูปที่ 7.8 วงจรชุด Control	49
รูปที่ 7.9 วงจร Feed Back	50
รูปที่ 7.10 แสดงวงจรเลือกย่านแรงดัน	51
รูปที่ 7.11 วงจรขับเบส	52
รูปที่ 7.12 วงจรชุดเมน	53
รูปที่ 7.13 กราฟแสดงช่วงเวลาการคั้งกระแสที่เบตเตอร์ขนาด 12 โวลท์ 24 แอมป์-ฮาว์	55
รูปที่ 7.14 กราฟแสดงช่วงเวลาการคั้งกระแสที่เบตเตอร์ขนาด 12 โวลท์ 2 ลูกต่ออนุกรมกัน (24 โวลท์) 24 แอมป์ - ฮาว์	57
รูปที่ 7.15 ช่วงการคั้งกระแสออกจากเบตเตอร์ขนาด 38 แอมป์-ฮาว์ 3 ลูก 12 โวลท์ อนุกรมกัน	59
รูปที่ 7.16 กราฟแสดงช่วงเวลาการคั้งกระแสออกจากเบตเตอร์ 38 แอมป์-ฮาว์ 12 โวลท์ 5 ลูกอนุกรมกัน	61
รูปที่ 7.17 กราฟแสดงช่วงเวลาการคั้งกระแสออกจากเบตเตอร์ 24 แอมป์-ฮาว์ 12 โวลท์ 3 ลูกอนุกรมกัน	63
รูปที่ 7.18 แสดงลักษณะ Wave from จากชุด Control	64
รูปที่ 7.19 แสดงลักษณะ Wave from ของกระแสที่ทรานซิสเตอร์(กระแสเบส)	64
รูปที่ 7.20 แสดงลักษณะ Wave from การคั้งซาร์จของกระแสเบตเตอร์	65
รูปที่ 7.21 แสดงลักษณะ Wave from จากชุด Control	65
รูปที่ 7.22 แสดงลักษณะ Wave from ของกระแสที่ทรานซิสเตอร์(กระแสเบส)	66

รูปที่ 7.23 แสดงลักษณะ Wave from การติสซารัชของแบคเตอร์



สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 7.8.1 แสดงผลการทดสอบแบบเคอร์รี่ ขนาด 12 โวลท์ 24 แอมป์-ฮาวร์	54
ตารางที่ 7.8.2 แสดงตารางผลการทดสอบแบบเคอร์รี่ ขนาด 12 โวลท์ 2 ลูกอนุกรมกัน 24 แอมป์-ฮาวร์	56
ตารางที่ 7.8.3 แสดงตารางการทดสอบแบบเคอร์รี่ขนาด 12 โวลท์ 3 ลูก อนุกรมกัน ขนาด 38 แอมป์- ฮาวร์	58
ตารางที่ 7.8.4 แสดงตารางการทดสอบแบบเคอร์รี่ขนาด 12 โวลท์ 5 ลูก อนุกรมกัน ขนาด 38 แอมป์- ฮาวร์	60
ตารางที่ 7.8.5 แสดงตารางการทดสอบแบบเคอร์รี่ขนาด 12 โวลท์ 3 ลูก อนุกรมกัน ขนาด 24 แอมป์-ฮาวร์	62

บทที่ 1

บทนำ

ความเป็นมา

เป็นที่ทราบกันคืออยู่ว่าแหล่งจ่ายไฟฟ้าคิซี(DC Source) มีความสำคัญมากในวงการอุตสาหกรรม ความสามารถหรือพิกัดของแหล่งจ่ายไฟฟ้าคิซีเป็นเรื่องสำคัญ โดยในปริญญานิพนธ์เล่มนี้จะเป็นการสร้างเครื่องทดสอบความสามารถของแหล่งจ่ายไฟฟ้าคิซีประเภทแบคเตอร์ โดยพิกัดของแบคเตอร์จะบอกมาในลักษณะ แอมป์-ฮาวร์ (Amp-hour) เพราะฉะนั้นนี่เป็นที่มาของปริญญานิพนธ์เล่มนี้ โดยจะทำการทดสอบว่าพิกัดของแบคเตอร์ที่กำหนดมาจากแผ่นป้าย(Name Plate) มีความถูกต้องตามที่กำหนดมาหรือไม่ หรือในกรณีที่ยัง ไม่ได้รู้พิกัดของแบคเตอร์เราก็สามารถที่จะทดสอบหาพิกัดความสามารถออกมาได้เช่นกัน

ภาระทางไฟฟ้ามีด้วยกันหลายลักษณะอาจจะเป็นตัวต้านทาน ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุแต่ภาระที่ใช้กับไฟฟ้าคิซี คือ ตัวต้านทาน เพราะฉะนั้นตัวต้านทานก็เป็นอุปกรณ์ชนิดหนึ่งที่สามารถนำมาทดสอบความสามารถของแบคเตอร์ได้แต่เนื่องจาก การทดสอบความสามารถของแบคเตอร์ จำเป็นต้องอาศัยเวลาค่อนข้างนานเป็นเหตุทำให้ตัวต้านทานที่นำมาทดสอบเกิดความร้อนทำให้ค่าความต้านทานมีการเปลี่ยนแปลงไปและเป็นผลทำให้กระแสที่จ่ายออกมาจากแบคเตอร์มีค่าไม่คงที่ ทำให้ผลที่ได้จากการทดสอบเป็นข้อมูลที่ไม่แท้จริง เพราะฉะนั้นปริญญานิพนธ์เล่มนี้ จะกล่าวถึงภาระทางไฟฟ้า ที่ไม่มีผลต่อความร้อน โดยกระแสที่จ่ายออกมาจากแบคเตอร์จะมีค่าคงที่ตลอดระยะเวลาทดสอบ ปัญหาอยู่ที่ว่าจะมีกรรมวิธีไหนที่จะทำให้กระแสที่จ่ายออกมาจากแบคเตอร์มีค่าคงที่ไม่เป็นแปลง หลักการนี้ต้องอาศัยวงจรอิเล็กทรอนิกส์เข้ามาช่วยเพื่อควบคุมให้กระแสมีค่าคงที่และนี่คือที่มาของปริญญานิพนธ์เล่มนี้

หลักการ

จากที่ผ่านมามีทำให้เกิดหลักการที่จะทำ ให้ กระแสมี ค่า คงที่ ซึ่งต้องอาศัยวงจรอิเล็กทรอนิกส์เข้ามาช่วย อุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์หลายประเภทที่อาศัยการควบคุมเพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านมีค่าคงที่ตามการควบคุมในลักษณะต่างๆ แต่สำหรับในปริญญานิพนธ์เล่มนี้จะอาศัยหลักการของทรานซิสเตอร์ที่สามารถควบคุมกระแสเวดเพื่อบังคับกระแสออกเลคเตอร์ได้

คำถามที่ตามมาคือ ไปถึงวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่สามารถควบคุมกระแสให้คงที่ได้ โดยไม่ขึ้นอยู่กับความร้อน คือ วงจรไหน ทำงานอย่างไร อาศัยหลักการใด ในปริญาานิพนธ์เล่มนี้จะอาศัยการป้อนกลับของกระแสที่ต้องการควบคุมให้คงที่กลับมาซึ่งส่วนควบคุมของกระแสเบสของทรานซิสเตอร์ โดยส่วนประกอบ ในการสร้างเครื่องทดสอบนี้

สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ส่วนใหญ่ๆคือ

1. ส่วนควบคุม
2. ส่วนกำลัง

ส่วนประกอบของวงจรทั้งสองส่วนนี้แต่ละส่วนประกอบด้วยวงจรต่างๆดังนี้
ส่วนประกอบของวงจรควบคุม

1. วงจรสร้างพัลส์ PWM
2. วงจรสร้างแรงดันคัตซี
3. วงจรขับเบสของทรานซิสเตอร์
4. วงจรเปรียบเทียบ
5. วงจรป้อนกลับ
6. วงจรชุดเลือกย่านแรงดัน
7. วงจรปรับอัตราขยายของแรงดัน

การทำงานของวงจะควบคุมจะใช้วงจรสร้างพัลส์ PWM ที่ เกิดจาก IC TL-494 มาคักกับไฟคัตซีที่สร้างขึ้นเพื่อป้อน ไปยังขาเบสของทรานซิสเตอร์ ส่วนวงจรเปรียบเทียบจะทำการเปรียบเทียบระหว่างค่าที่คั้งไว้ และพยายามรักษาระดับไว้ให้คงที่ตลอด โดยอาศัยวงจรป้อนกลับมายังขาเบสของทรานซิสเตอร์

ส่วนประกอบทางด้านกำลังประกอบด้วย

1. POWER TRANSISTOR
2. ชุด โหลดตัวค้ำทาน
3. คอนเทคเตอร์ทำหน้าที่เลือกย่านตัวค้ำทาน
4. อินคักเตอร์และคาปาซิเตอร์เพื่อช่วยให้กระแสและแรงดันมีความต่อเนื่อง

ในการสร้างเครื่องทดสอบความวามารถของแบคเตอร์ปัญหาที่พบในการดำเนินงานส่วนมากมักเกิดจากทางด้านวงจรกำลัง โดยเฉพาะโหลดตัวต้านทานที่ไม่สามารถเลือกย่านให้เหมาะสมกับพิกัดแรงดันของแบคเตอร์ที่จะนำมาทดสอบเพราะหากค่าความต้านทานมีค่าไม่เหมาะสม เช่น ถ้าค่าความต้านทานมีค่าต่ำเกินไปจะเป็นผลทำให้ตัว POWER TRANSISTOR ได้รับความเสียหาย หากค่าความต้านทานมีค่าสูงเกินไปจะทำให้ไม่สามารถควบคุมให้เครื่องทดสอบคิงกระแสได้เต็มที่ ในปริญญานิพนธ์นี้ โหลดที่นำมาใช้เป็นขดลวดความร้อนที่นำมาต่อขนานกันเพื่อให้ได้ย่านความต้านให้เหมาะสมกับแรงดันแบคเตอร์

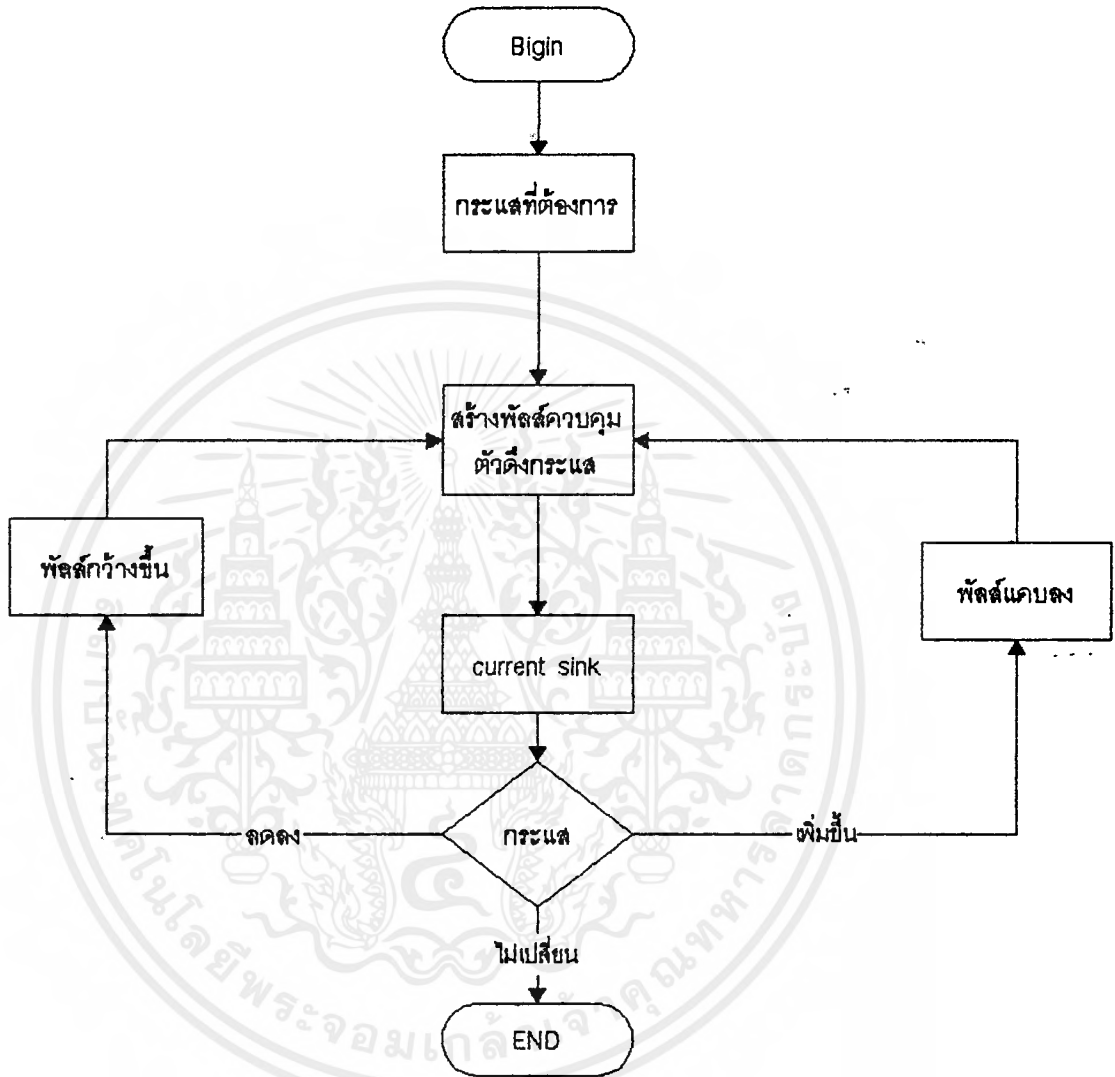
โดยทั้งสองส่วนนี้ถูกควบคุม โดยกันและกันโดยอาศัยการป้อนกลับ หลักการทดสอบคือจ่ายกระแสจากแบคเตอร์เข้าไปที่ส่วนกำลังของเครื่องทดสอบที่ถูกควบคุม โดยส่วนควบคุม ทำการอ่านกระแสและแรงดันขณะนั้นพร้อมกับจับเวลาไปด้วย ทำการทดสอบจนกระทั่งแรงดันที่ขั้วแบคเตอร์เริ่มตกลง เวลาและกระแสขณะนั้นจะเป็นพิกัด แอมป์-ฮาว์ ของแบคเตอร์

ขอบเขตของปริญญานิพนธ์

เครื่องทดสอบที่สร้างขึ้นมานี้จะมีพิกัดความสามารถอยู่ที่ 200 โวลต์ 50 แอมป์ โดยที่สามารถเลือกย่านของแรงดันเพื่อให้เหมาะสมกับค่าแรงดันของแบคเตอร์ที่จะนำมาทดสอบ การเพิ่มขีดความสามารถของเครื่องทดสอบสามารถทำได้ โดยการเพิ่มขนาดทางด้านวงจรกำลังให้มีพิกัดใหญ่ขึ้น

ปัญหาที่สำคัญของเครื่องทดสอบคือ การเลือกค่าของความต้านทานทางด้านวงจรกำลังของเครื่องทดสอบให้เหมาะสมกับขนาดแรงดันของแบคเตอร์ที่จะนำมาทดสอบ หากเลือกย่านของความต้านทานที่เหมาะสมมีผลทำให้วงจรกำลังของเครื่องทดสอบเกิดความเสียหายได้

ลักษณะรูปแบบของ FLOW CHART

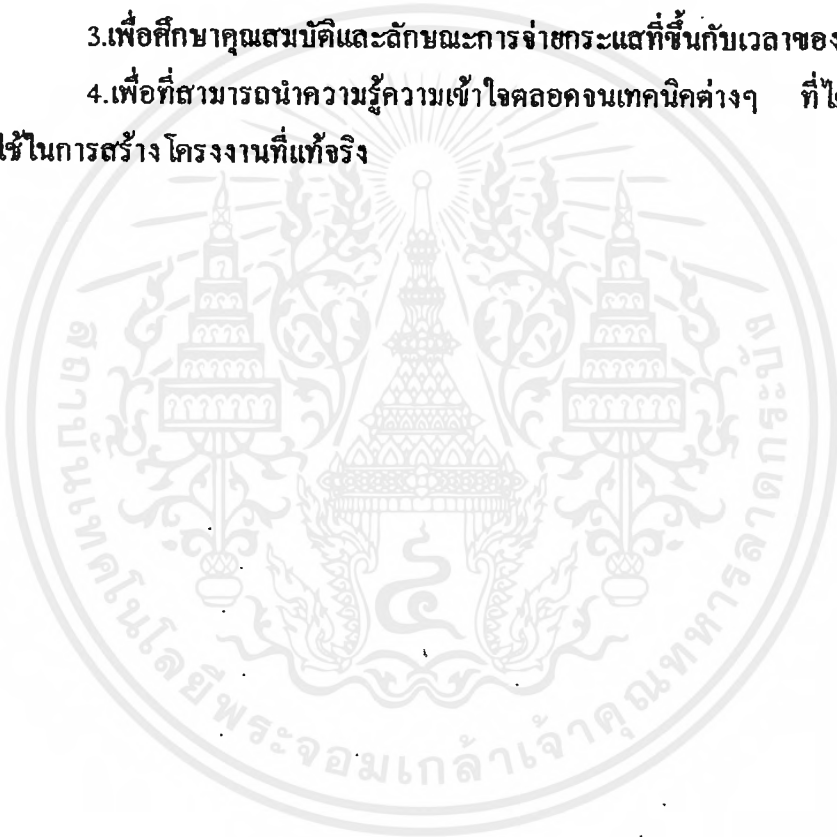


เราสามารถอธิบายการทำงานในลักษณะรูปแบบของ Block Diagram ก็ได้แต่ในกรณีนี้เราจะแนะนำในรูปแบบของ Flow Chart เพื่อให้เราสามารถมองเห็นการทำงานได้ลึกลงไปอีก ดังรูปด้านบน ซึ่งพอที่จะอธิบายการทำงานได้คือ จุดแรกคือจุดเริ่มต้น แล้วเราจะตั้งค่ากระแสที่ต้องการแล้ว ก็จะเริ่มปรับค่ากระแสให้ได้ตามที่ต้องการ (Stage ที่ 3) หลังจากนั้นใน Stage ที่ 4 ก็ทำการตั้งกระแสตามที่เรากำลังต้องการ ส่วน Stage ที่ 5 เป็นการตรวจสอบกระแสว่าเปลี่ยนหรือไม่ ถ้าเปลี่ยนไปจะตรวจสอบว่า เพิ่มขึ้นหรือ ลดลง โดยจะไปปรับความกว้าง ความแคบเนื้อพืด แล้วส่งสัญญาณไปที่ Stage ที่ 2 ให้ทำการปรับค่าพืดให้ได้กระแสที่คงที่ค่าที่ตั้งไว้ต่อไป

วัตถุประสงค์ของการวิจัย

วัตถุประสงค์หลักในการวิจัยและสร้างเครื่องทดสอบความสามารถของแบตเตอรี่มีดังต่อไปนี้

1. เพื่อสร้างเครื่องทดสอบความสามารถของแบตเตอรี่ที่สามารถใช้งานได้จริงในทางปฏิบัติ
2. เพื่อศึกษาแนวทางการประยุกต์ใช้ของเครื่องทดสอบกับอุปกรณ์ทดสอบประเภทอื่น
3. เพื่อศึกษาคุณสมบัติและลักษณะการจ่ายกระแสที่ขึ้นกับเวลาของแบตเตอรี่
4. เพื่อที่สามารถนำความรู้ความเข้าใจตลอดจนเทคนิคต่างๆ ที่ได้เรียนรู้มา มาประยุกต์ใช้ในการสร้าง โครงการที่แท้จริง



บทที่ 2

การใช้ทรานซิสเตอร์เป็นสวิทช์

บทนำ

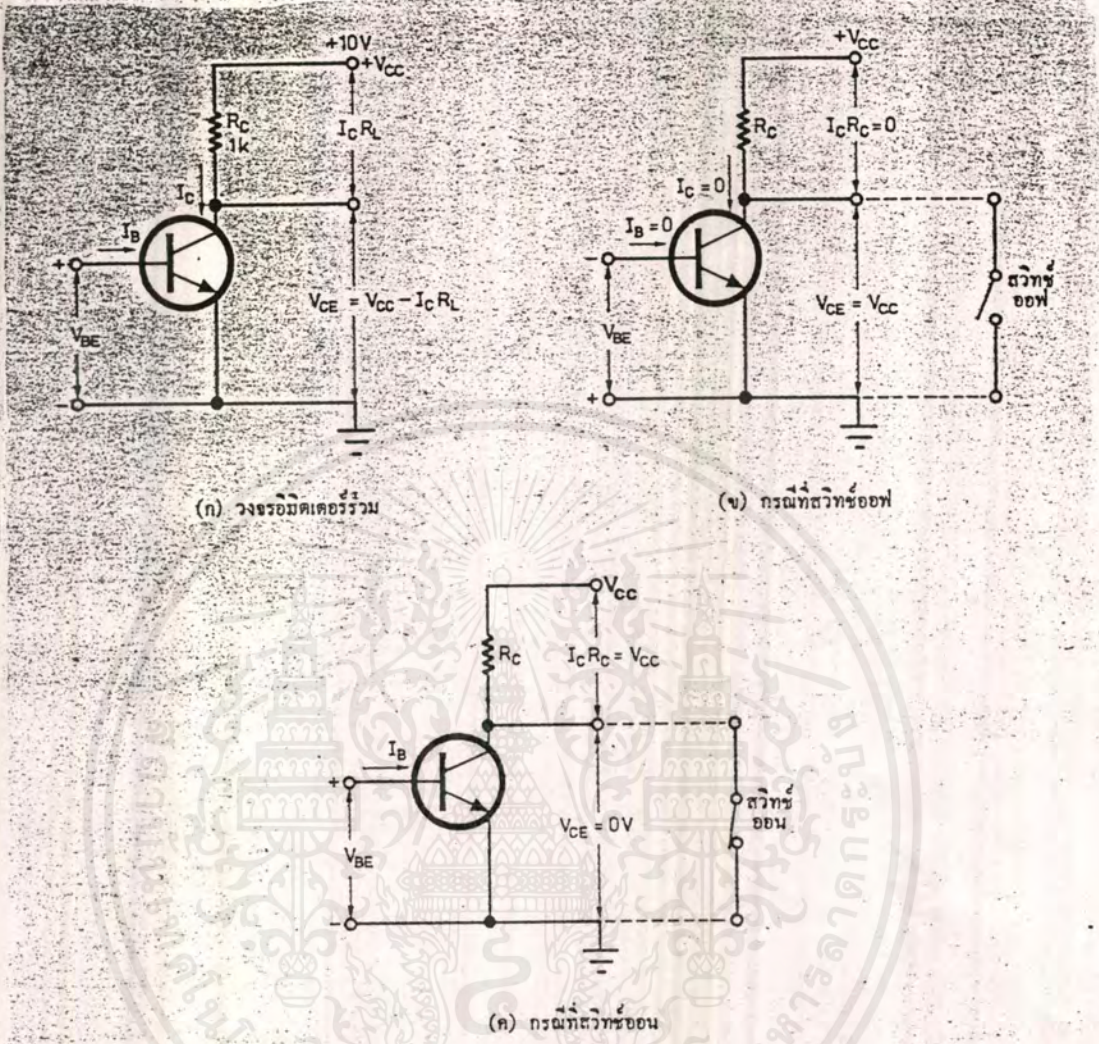
ทรานซิสเตอร์มีลักษณะสมบัติการทำงานได้สามสถานะคือ แอคทีฟ คัทออฟ และอิ่มตัว การใช้ งานทรานซิสเตอร์ในสถานะแอคทีฟเราได้กล่าวถึงมาแล้วในบทนี้เราจะให้ ทรานซิสเตอร์ทำงานอยู่ในสถานะคัทออฟและอิ่มตัว นั่นก็คือต้องการให้ทรานซิสเตอร์มีคุณสมบัติเป็นสวิทช์ในขณะ ที่ทรานซิสเตอร์คัทออฟจะมีกระแสไหล ได้เพียงเล็กน้อยจนเสมือนไม่มีกระแสไหล หรือเป็นสวิทช์ในสถานะเปิดวงจร (off) และเมื่อทรานซิสเตอร์อยู่ในสถานะอิ่มตัว จะมีกระแสไหลผ่านตัวทรานซิสเตอร์ได้มาก เหมือนกับว่าทรานซิสเตอร์อยู่ในสถานะออนปิด วงจร (on)

การใช้ทรานซิสเตอร์เป็นสวิทช์ในอุดมคติ

รูปที่ 1(ก)เป็น วงจรทรานซิสเตอร์ ชนิด อิมิตเตอร์ ร่วมที่ทำหน้าที่เป็นสวิทช์ โดยตัว ทรานซิสเตอร์เสมือนเป็นสวิทช์ให้กับ โหลด R_L ที่ต่อระหว่าง V_{CC} กับขาคอลเลคเตอร์ของตัว ทรานซิสเตอร์ส่วนขาอิมิตเตอร์ต่อลงกราวด์ ทรานซิสเตอร์จะกระทำตัวคล้ายกับเป็นสวิทช์ ซึ่ง จะสวิทช์เปิด-ปิดระหว่างขาคอลเลคเตอร์กับอิมิตเตอร์ส่วนของแรงดันอินพุตที่ป้อนเข้าที่เบส ทำ ตัวเป็นส่วนควบคุมการทำงานของสวิทช์ ถ้าพิจารณาคามกฎของเคิซ โหฟเราจะพบว่าส่วนของ แรงดัน V_{CE} สามารถหาได้จาก

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_L \quad (2.1)$$

เมื่อแรงดันที่เบส - อิมิตเตอร์มีค่าเป็นศูนย์ หรือ ไบแอสกลับที่ขั้วเบสอิมิตเตอร์ ส่วนของ กระแส I_B จะมีค่าเป็นศูนย์ด้วย กระแสคอลเลคเตอร์จะพลอยมีค่าประมาณเท่ากับศูนย์ด้วยในภาวะ เช่นนี้ทรานซิสเตอร์อยู่ในสถานะคัทออฟ นั่นคือแรงดันที่ตกคร่อมโหลดจะมีค่าเป็นศูนย์ (เพราะ กระแส $I_C = 0$)



รูปที่ 2.1 กรณีที่สวิทช์ ON-OFF ของวงจรมีคเตอร์ร่วม

แรงดันตกคร่อม V_{CE} หาได้จาก

$$V_{CE} = V_{CC} - (0 R_L)$$

$$= V_{CC}$$

นั่นคือเมื่อทรานซิสเตอร์อยู่ในสภาวะคัทออฟ แรงดันที่คอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์จะมีค่าประมาณเท่ากับแรงดัน V_{CC} ครั้นเมื่อทำให้แรงดันที่เบสมีค่าเป็นบวก หรือป้อนกระแส I_B จนทำให้ทรานซิสเตอร์อิ่มตัว จะทำให้มีกระแสคอลเลคเตอร์ I_C ไหลได้เป็นจำนวนมากมาขังนั้นแรงดันตกคร่อม โหลดจะมีค่าเป็น $I_C R_L$ ซึ่งมีค่าประมาณได้เท่ากับ V_{CC} และจากสมการเคมเรา สามารถหา V_{CE} ได้เป็น

$$V_{CE} = V_{CC} - V_{CC}$$

$$\cong 0 \text{ โวลต์}$$

หรือกล่าวได้ว่าทรานซิสเตอร์อิ่มตัวหรือออนเป็นผลให้ V_{CE} มีค่าประมาณเท่ากับศูนย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการเรียนการสอนวิชาอิเล็กทรอนิกส์พื้นฐาน โดยไม่คิดค่าใช้จ่ายใด ๆ โปรดแจ้งให้ทราบล่วงหน้าหากมีข้อผิดพลาดประการใดขออภัยเป็นอย่างสูง

จากลักษณะสมบัติทางอุณหพลศาสตร์เองทำให้เราเห็นว่ากำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นกับทรานซิสเตอร์พลอยมีค่าเป็นศูนย์ด้วยทั้งนี้เพราะ

$$P_D = I_C \times V_{CE} \quad (2.2)$$

เมื่อคิดว่าทรานซิสเตอร์อยู่ในสภาวะคัทออฟ $I_C = 0$

$$P_D = 0 \times V_{CE} = 0$$

เมื่อคิดว่าทรานซิสเตอร์อยู่ในสภาวะอิ่มตัว $V_{CE} = 0$

$$P_D = I_C \times 0 = 0$$

การใช้ทรานซิสเตอร์เป็นสวิทช์ตามความเป็นจริง

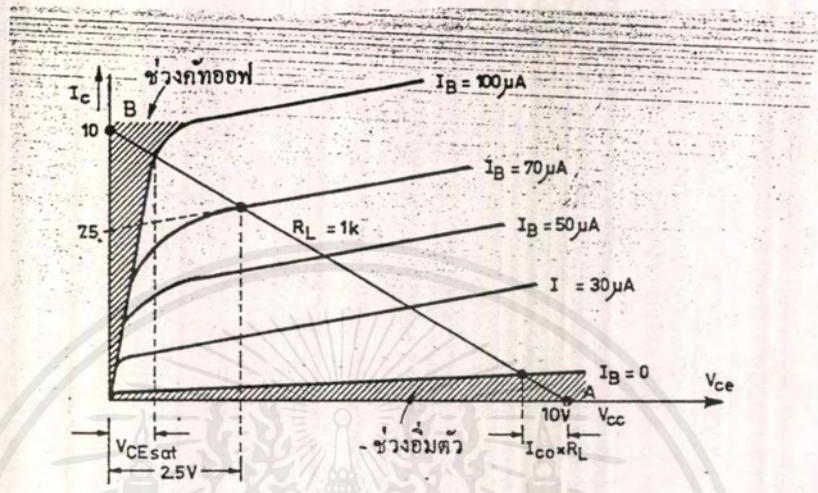
เพื่อให้เข้าใจลักษณะการใช้งานจริงๆของทรานซิสเตอร์ เราจะต้องมาพิจารณาว่าการทำงานของมันแตกต่างจากคุณสมบัติในทางอุณหพลศาสตร์เพียงไร และสิ่งที่เราจะทำให้เห็นได้ชัดคือกราฟลักษณะสมบัติของทรานซิสเตอร์ จากสมการเดิมเมื่อ $I_C = 0, V_{CE} = V_{CC} - 0$ ซึ่งค่า V_{CE} จะมีค่าเท่ากับ $V_{CC} = 10$ โวลต์ (ดูรูป 2.1) ร่องจุด A ลงบนกราฟลักษณะสมบัติที่ $I_C = 0$ และ $V_{CE} = 10$ โวลต์ แต่เมื่อ $V_{CE} = 10$ โวลต์ เราหาค่า I_C ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} 0 &= V_{CC} - I_C R_L \\ I_C &= \frac{V_{CC}}{R_L} \\ &= \frac{10V}{1k} = 10 \text{ mA} \end{aligned}$$

ร่องจุด B ลงบนกราฟลักษณะสมบัติที่ $V_{CE} = 0$ และ $I_C = 10 \text{ mA}$ ลากเส้นสมการ โหลดซึ่งเป็นเส้นเชื่อมต่อกับ A B (ดูรูปที่ 2.2) เส้นสมการ โหลดนี้จะเป็นตัวบอกค่าความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดัน นั่นคือที่จุดค่ากระแส I_C มีค่าต่าง ๆ แรงดัน V_{CE} ก็พลอยมีค่าเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย พื้นที่ของกราฟในส่วนบริเวณแฉงจะเป็นส่วนที่เรียกว่าอิ่มตัว และคัทออฟ

เมื่อทำให้ทรานซิสเตอร์คัทออฟหรือให้ค่ากระแส $I_B = 0$ ถ้าเราดูจากกราฟเราจะเห็นว่าค่าแรงดัน V_{CE} ที่ได้จะค่าน้อยกว่า V_{CC} นั่นคือจะต้องมีกระแสบางส่วนไหลผ่านทรานซิสเตอร์ได้บ้าง กระแสส่วนนี้เราเรียกว่ากระแสรั่วไหล (I_{CBO}) ดังนั้นค่าแรงดัน V_{CE} จริง ๆ สามารถคำนวณได้จาก

$$V_{CE} = V_{CC} - I_{CBO} R_L \quad (2.3)$$



รูปที่ 2.2 กราฟลักษณะสมบัติของทรานซิสเตอร์

เมื่อ $V_{cc} = 10$ โวลต์ $R_L = 1k$ และ $I_{CBO} = 1 A$

$$V_{ce} = 10V - (1A \times 1k)$$

$$= 9.999 \text{ โวลต์}$$

$$= V_{cc}$$

ครั้นเมื่อเราพิจารณาทางด้านอิมิตัวบ้าง เราจะเห็นว่าเมื่อทรานซิสเตอร์เข้าสู่สภาวะอิมิตัว แรงดัน V_{ce} ที่เกิดขึ้นยังไม่มีค่าเป็นศูนย์จะมีค่าประมาณเท่ากับ $V_{ce sat}$ (ประมาณ 0.2 โวลต์)

เงื่อนไขของการทำให้ทรานซิสเตอร์ร้อนหรืออิมิตัว เราอาจจะทำให้ทรานซิสเตอร์ อิมิตัว ได้ด้วย

เงื่อนไขดังนี้

1. ถ้าเราทำการออกแบบหรือคำนวณค่า I_B และ I_C ได้จากวงจร ค่าที่ปรากฏเมื่อ $I_B > I_C$ จะทำให้ทรานซิสเตอร์อิมิตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
 2. ทรานซิสเตอร์จะอิมิตัว เมื่อทำการไบแอสแรงดันระหว่างเบสอิมิตัวและคอลเลกเตอร์ไบแอส
 ไม่ว่าจะตรงๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เงื่อนไขของการทำให้ทรานซิสเตอร์ออฟหรือลัทออฟ ทรานซิสเตอร์จะอยู่ในสภาวะคัทออฟ เมื่อ

1. รอยต่อระหว่างเบสและอิมิตเตอร์จะอยู่ในลักษณะไบแอสกลับหรือแรงดัน V_{BE} มีค่าเป็นศูนย์
2. กระแสเบสมีค่าเท่ากับศูนย์

สิ่งหนึ่งที่ช่วยเราในการออกแบบการใช้ทรานซิสเตอร์เป็นสวิทช์คือการกำหนดค่า $h_{FE\min}$ หรือค่า h_{FE} ที่ต่ำที่สุดที่เป็นไปได้ ทรานซิสเตอร์จะอิ่มตัวเมื่อกำหนดอัตราส่วนของกระแสและ $I_C = h_{FE\min}$ คำนวณค่า $h_{FE\min}$ ดังตัวอย่างเช่น เมื่อต้องการออกแบบวงจรทรานซิสเตอร์ที่ใช้เป็นสวิทช์ โดยที่ $I_B = 0.2 \text{ mA}$ จงคำนวณหาค่า $h_{FE\min}$ โดยสมมติวงจรที่ใช้เป็นวงจรรูปที่ 1 กรณีอิ่มตัวค่า I_C หาได้จาก

$$I_C \cong \frac{V_{CC}}{R_L} = 10 \text{ mA}$$

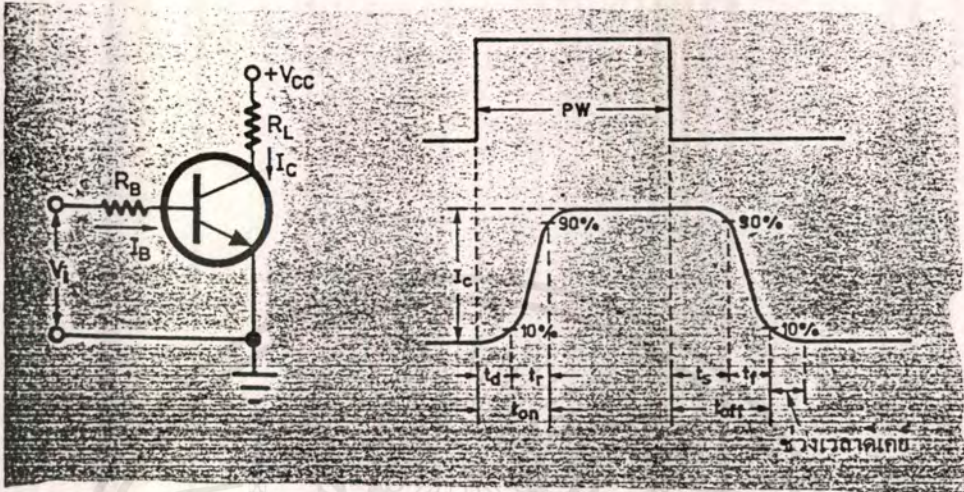
ดังนั้น $h_{FE\min}$ ของทรานซิสเตอร์คือ

$$h_{FE\min} = \frac{10 \text{ mA}}{0.2 \text{ mA}} = 50$$

นั่นหมายความว่าเราใช้ทรานซิสเตอร์อะไรก็ได้ที่มีอัตราขยาย $h_{FE} > 50$ จะทำให้มันอยู่ในสภาวะอิ่มตัวได้

ช่วงเวลาการสวิทช์

ช่วงเวลาการสวิทช์เป็นสิ่งที่สำคัญมากประการหนึ่งในการใช้งาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งที่ความถี่ที่สูง ถ้าพิจารณาการสวิทช์ของทรานซิสเตอร์ตามรูปที่ 1 ซึ่งให้ความสัมพันธ์ของกระแสเบสกับกระแสคอลเลคเตอร์เมื่อป้อนกระแสเบสในทันทีทันใด ทรานซิสเตอร์ไม่สามารถมาอยู่ในสภาวะอิ่มตัวได้ทันที ช่วงเวลาความแตกต่างระหว่างกระแสคอลเลคเตอร์กับกระแสเบสในขณะที่เริ่มสวิทช์นี้เราเรียกว่า ช่วงเวลาหน่วง (delay time) t_d ช่วงเวลานี้เรานิยามได้โดย เป็นระยะเวลาห่างจากจุดเริ่มต้นของการสวิทช์ จนถึงกระแสคอลเลคเตอร์เพิ่มขึ้นเป็น 10 % ของกระแสคอลเลคเตอร์อิ่มตัว นอกจากนี้ ช่วงเวลาขาขึ้น ยังปรากฏที่กระแสเอาต์พุตด้วย ช่วงเวลาหน่วงและช่วงเวลาขาขึ้นรวมเรียกว่า ช่วงเวลา ออน (on time)



รูปที่ 2.3 ความสัมพันธ์ของสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตในวงจรทรานซิสเตอร์สวิตซ์

ในทำนองเดียวกัน ทรานซิสเตอร์ก็ไม่สามารถที่จะคัทออฟได้ทันทีทันใดช่วงเวลาการคัทออฟประกอบด้วย ช่วงเวลาสะสม (storage time) t_s และช่วงเวลาขาลง (fall time) t_f ช่วงเวลาสะสมเป็นผลมาจากการสะสมประจุ เมื่อทรานซิสเตอร์อยู่ในสภาวะอิ่มตัวส่วนของประจุสะสมที่บริเวณรอยต่อ ครั้นเมื่อทำให้ทรานซิสเตอร์คัทออฟประจุส่วนนี้ยังหลงเหลืออีกเล็กน้อย ช่วงเวลาสะสมนี้ เป็นช่วงเวลาที่นับตั้งแต่การเริ่มทำให้ทรานซิสเตอร์คัทออฟจนถึงเวลาที่กระแสคอลเลคเตอร์ลดลงเหลือ 90 % ของค่ากระแสอิ่มตัว ส่วนช่วงเวลาขาลงนั้นจะนับต่อมาจนกระทั่งกระแสคอลเลคเตอร์ลดลงมาเหลือเพียง 10 % ของค่ากระแสอิ่มตัว โดยปกติตามคู่มือผู้ผลิตจะบอกมาเป็นช่วงเวลาออนและช่วงเวลาออฟ แต่ทรานซิสเตอร์บางตัวผู้ผลิตจะให้ข้อมูลทั้งหมดคือ t_r, t_s, t_f, t_{off} ซึ่งสรุปช่วงเวลาออนและออฟได้ดังนี้

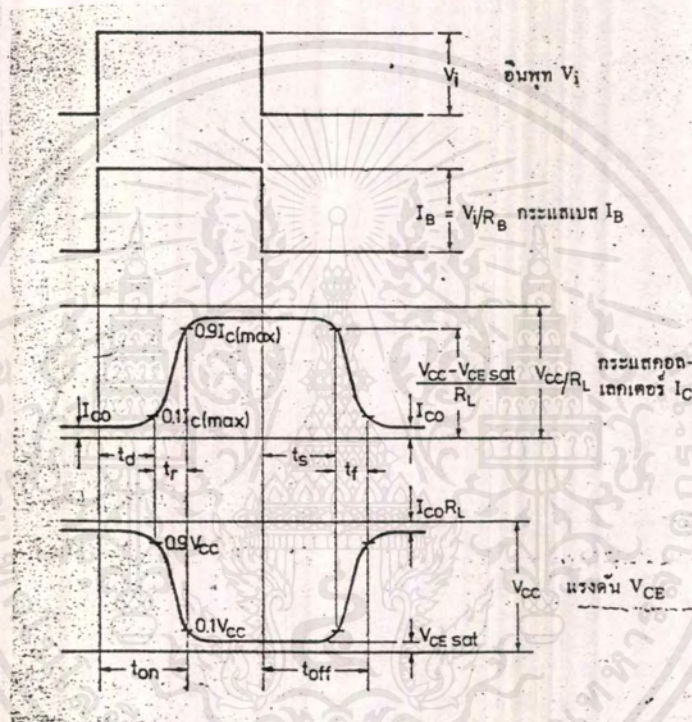
$$\text{ช่วงเวลาออน} = t_r + t_s$$

$$\text{ช่วงเวลาออฟ} = t_s + t_f$$

รูปที่ 2.4 เป็นรูปที่แสดงความสัมพันธ์ของแรงดัน V_i กระแสเบส I_B กระแสคอลเลคเตอร์และแรง คั้นคอลเลคเตอร์ - อิมิตเตอร์ ค่าทั้งหมดนี้เป็นการแสดงภาพตามความเป็นจริง คือในขณะที่ทรานซิสเตอร์ อิ่มตัวเราจะนำเอาค่า $V_{CE, sat}$ มาคิดด้วย นั่นคือกระแสคอลเลคเตอร์ขณะอิ่มตัว

จะมีค่าเป็น $(V_{CC} - V_{CE, sat}) / R_L$ และในทำนองเดียวกันเมื่อทรานซิสเตอร์อยู่ในสภาวะคัทออฟ ก็จะมีกระแสรั่วไหล I_{CBO} เกิดขึ้น ค่ากระแสส่วนนี้จะยังทำให้แรงคั้นคอลเลคเตอร์อิมิตเตอร์ไม่

เท่ากับ V_{CC} แต่จะมีค่าเป็น $V_{CC} - I_{CBO}R_L$ โดยปกติค่า I_{CBO} มีค่าน้อยมากจนบางครั้งในการออกแบบวงจรเราละเลยส่วนของกระแสนี้ได้



รูปที่ 2.4 แสดงความสัมพันธ์ของสัญญาณอินพุตและเอาต์พุต

การเพิ่มความเร็วในการสวิตช์

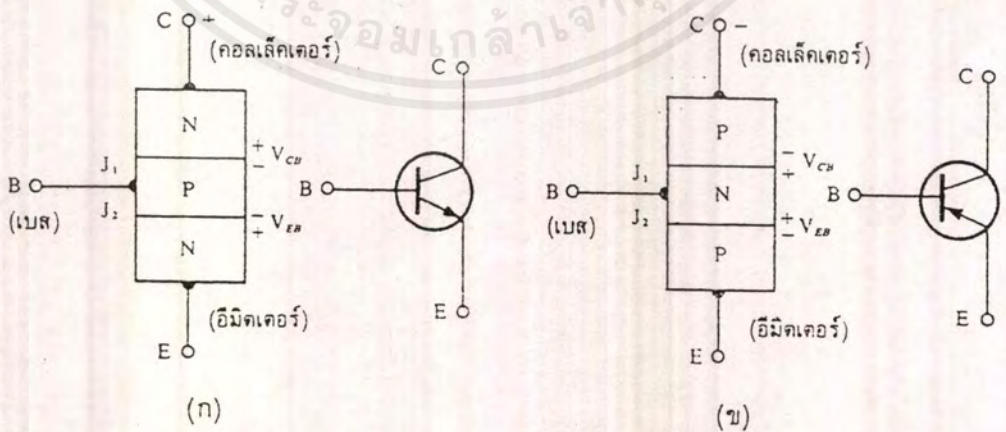
การสวิตช์จะยิ่งช้าลงถ้าหากว่าแรงดันที่เบสอิมีคเตอร์อยู่ในสภาวะไบแอสกลับก่อนการสวิตช์ ทั้งนี้เป็นเพราะว่าตัวเก็บประจุที่บริเวณรอยต่อได้รับการไบแอสกลับมีประจุเก็บไว้ก่อน ครั้นเมื่อต้องการสวิตช์ ประจุเหล่านี้จะต้องคายออกเพื่อให้แรงดัน V_{BE} เป็นบวก ดังนั้นถ้าเราต้องการให้ช่วงเวลาการสวิตช์เร็วขึ้น แรงดัน V_{BE} ควรจะมีค่าเป็นศูนย์หรือไบแอสกลับให้น้อยที่สุด และในการลดช่วงเวลาขาขึ้นกระแส I_B ควรจะป้อนให้มีค่ามากกว่าปกติที่พอเพียงทำให้ทรานซิสเตอร์อิ่มตัวกระแสทำคั้งกล่าวจะเป็นการลดช่วงเวลาอนได้

บทที่ 3

ทรานซิสเตอร์กำลัง

3.1 ทรานซิสเตอร์กำลังและการควบคุมวงจรไฟฟ้า

ทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์ เป็นทรานซิสเตอร์แบบรอยต่อไบโพลาร์ (bipolar junction transistor) ธรรมชาติที่ทำงานบนหลักการของกระแสไหลผ่านรอยต่อพีเอ็น (PN) สองรอยต่อ และมีขั้วสามขั้ว คือ อิมิตเตอร์ (emitter) เบส (base) และ คอลเล็กเตอร์ (collector) ซึ่งแบ่งออกเป็นทรานซิสเตอร์แบบเอ็นพีเอ็น (NPN) และแบบพีเอ็นพี (PNP) ดังแสดงในรูปที่ 3.1 (ก) และ (ข) ตามลำดับ ในการออกแบบสร้างทรานซิสเตอร์ได้ใช้สารกึ่งตัวนำมีพื้นที่หน้าตัดใหญ่ขึ้นจึงทำให้กระแสสามารถไหลผ่านทรานซิสเตอร์ได้มากขึ้นและมีกำลังใหญ่มากขึ้นด้วยจึงทำให้เราได้ทรานซิสเตอร์กำลัง (power transistor) ที่สามารถทำงานเป็นสวิตช์แบบที่ 3 โดยสามารถที่สู่สภาวะเปิดกระแสได้ด้วยการป้อนสัญญาณควบคุมต่อเนื่องเข้าที่เบส และสามารถกลับคืนเข้าสู่สภาวะปิดกระแสได้ง่ายด้วยการปลดเอาสัญญาณควบคุมนี้ออกและไม่ต้องการวงจรพิเศษเพิ่มเติม เราจะสังเกตเห็นว่า ทรานซิสเตอร์เข้าสู่สภาวะเปิดกระแสได้โดยไม่ต้องมีคุณสมบัติ “เข้าสั๊กกลอน” (stch) เหมือนกับในไครซิสเตอร์ ทรานซิสเตอร์สามารถทำงานในย่านความถี่สูงประมาณ 10 kHz ซึ่งสูงกว่าย่านความถี่ในการทำงานของ ไครซิสเตอร์มาก แต่ในปัจจุบันทรานซิสเตอร์กำลังมีกำลังใหญ่ไม่เกิน 10 kVA ซึ่งมีขนาดกำลังน้อยกว่าไครซิสเตอร์มาก ดังนั้นในการประยุกต์ที่ความถี่กำลังจึงมีความนิยมใช้ทรานซิสเตอร์กำลังไม่มากเท่าไครซิสเตอร์



รูปที่ 3.1 (ก) ทรานซิสเตอร์แบบเอ็นพีเอ็นและสัญลักษณ์

(ข) ทรานซิสเตอร์แบบพีเอ็นพีและสัญลักษณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทรานซิสเตอร์แบบเอ็นพีเอ็นและแบบพีเอ็นพีมีคุณสมบัติคล้ายคลึงกัน ยกเว้นแต่เพียง ความต้านทานภายในที่ลดลงและขนาดของศักย์ของแรงดันเฉลี่ยวงจรและของสัญญาณป้อนเข้าเบส คัจฉนั้น เพื่อความสะดวกในที่นี้จะขอกล่าวแต่เพียงทรานซิสเตอร์แบบเอ็นพีเอ็น

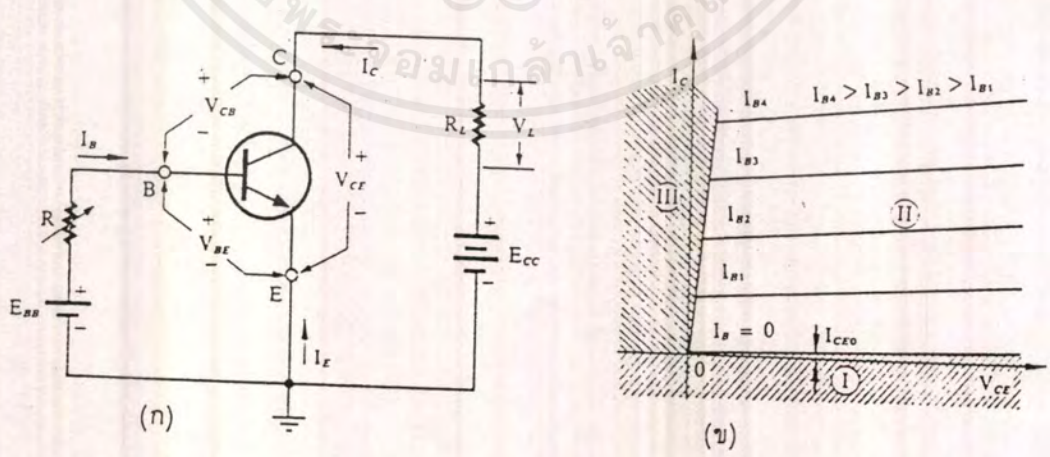
โดยรูปที่ 3.1 (ก) ซึ่งเป็นรูปโครงสร้างทรานซิสเตอร์แบบเอ็นพีเอ็น ขณะที่ไม่มีแรงดันไบแอสภายนอกป้อนเข้าทรานซิสเตอร์ พาหะข้างมากจะแพร่กระจายไปทั่วภายในตัว ทรานซิสเตอร์ภายใต้สภาวะสมดุลของความร้อนทำให้เกิดมีประจุไฟฟ้าบวกและประจุไฟฟ้าลบ เกิดขึ้นที่รอยต่อ ทำให้มีแรงดันมีค่าสูงพอเพียงต่อต้านไม่ให้พาหะแพร่กระจายข้ามรอยต่ออีก ทำให้เกิดเป็นรอยต่อพีเอ็นขึ้นสองรอยต่อ (J1 และ J2)

เมื่อเกิดเป็นรอยต่อพีเอ็นขึ้นแล้ว อิเล็กตรอนอิสระบางตัวจากสารแบบเอ็นมีพลังงานสูงพอจะแพร่กระจายเข้าใกล้ขอบเขตของรอยต่อแล้วจะถูกเร่งด้วยสนามไฟฟ้าของรอยต่อให้แพร่กระจายเข้าสู่สารพีซึ่งเป็นอาณาบริเวณของเบสซึ่งอิเล็กตรอนนี้จะเป็นพาหะข้างมากของสารเอ็น ทั้งสองข้างเมื่อข้ามเข้ามาอยู่ในสารพี จะกลับกลายเป็นพาหะข้างน้อยซึ่งจะเข้าร่วมกับโฮล (ซึ่งเป็นพาหะข้างมากของสารพี) บางตัวกลับเป็นกลาง โดยที่อุณหภูมิของห้องตามปกติ อิเล็กตรอนบอนด์ (electron bond) บางอันจะขาดออกเป็นเหตุให้มีอิเล็กตรอนอิสระและโฮลอิสระเกิดขึ้นในสารเอ็นและสารพีทั้งสามชั้น ซึ่งในคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์จะมีโฮลอิสระเป็นพาหะข้างน้อย โดยจะมีโฮลบางตัวเคลื่อนเข้าสู่ขอบเขตรอยต่อพีเอ็นแล้วถูกเร่งด้วยสนามไฟฟ้าของรอยต่อเข้าสู่อาณาบริเวณของเบส โฮลที่เข้าเคลื่อนเข้าสู่อาณาบริเวณของเบสนี้จะเป็นกระแสเชิงความร้อนของพาหะข้างน้อย ส่วนอิเล็กตรอนที่เป็นพาหะข้างมากที่แพร่กระจายมารวมกับโฮลในอาณาบริเวณของเบสแล้วกลายเป็นกลางจะเป็นกระแสแห่งการรวมตัวกลับคืน (recombination current) โดยกระแสทั้งสองนี้จะมีขนาดเท่ากันแต่มีทิศตรงข้าม คัจฉนั้น ผลบวกของกระแสทั้งสองที่แต่ละรอยต่อมีค่าเท่ากับศูนย์

ถ้าเราเอาไฟฟ้าเฉลี่ยวงจรขั้วบวกเข้าต่อกับคอลเล็กเตอร์และเอาขั้วลบเข้าต่อกับอิมิตเตอร์ ทำให้รอยต่อระหว่างอิมิตเตอร์กับเบสถูกฟอร์เวิร์คไบแอสและรอยต่อระหว่างคอลเล็กเตอร์กับเบสถูกไบแอสกลับ ถ้าเราทำให้เบสมีศักย์บวกเทียบกับอิมิตเตอร์ซึ่งจะไปลดศักย์ขวางกั้นที่เกิดขึ้นที่รอยต่อ การลดศักย์ขวางกั้นเป็นผลให้พาหะข้างมาก (คืออิเล็กตรอน) จากอิมิตเตอร์สามารถข้ามรอยต่อเข้าสู่อาณาบริเวณเบสได้ค้ำยจำนวนมากขึ้นรอยต่อที่ถูกฟอร์เวิร์คไบแอสแรงดันที่เข้ามาไบแอสจะไปลดขนาดแรงต้านต่อการเคลื่อนที่ของพาหะข้างมาก (คือโฮล) ในอาณาบริเวณให้ลดลง ถึงกระนั้นก็ตามมีโฮลจำนวนน้อยสามารถข้ามรอยต่อเข้าสู่อิมิตเตอร์ได้ ทั้งนี้เบสมีความต้านทานสูงกว่าอิมิตเตอร์กับเบสแพร่กระจายไปทั่วอาณาบริเวณเบส อิเล็กตรอนที่ทราบว่า

ค่า α อยู่ที่รอยต่อด้านคอลเลคเตอร์จึงคุณให้เข้าไปหาและถูกแรงให้มีพลังงานสามารถข้ามรอยต่อเข้าสู่อาณาบริเวณคอลเล็คเตอร์และไหลออกไปสู่วงจรภายนอกในทรานซิสเตอร์อุณหภูมิต่ำ อิเล็กตรอนทั้งหมดที่ค้างอยู่ที่รอยต่อด้านคอลเล็คเตอร์จึงคุณให้เข้าไปหาและถูกแรงให้มีพลังงานสามารถข้ามรอยต่อถูกฉีกเข้าสู่เบสจะแพร่กระจายไปถึงรอยต่อคอลเล็คเตอร์ทั้งหมด อย่างไรก็ตามในทรานซิสเตอร์จริง ๆ ในปฏิบัติ อิเล็กตรอนบางตัวที่ถูกฉีกเข้าไปในเบสจะรวมตัวกลับคืนกับโฮลในอาณาบริเวณเบส อัตราส่วนของกระแสคอลเลคเตอร์ต่อกระแสที่ถูกฉีกจากอิมิตเตอร์เรียกว่า "กระแสแกน α " ในทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ทั้งหมด α มีค่าน้อยกว่าหนึ่ง แต่ตามปกติมีค่าใหญ่กว่า 0.9 เสมอ การเพิ่มกระแสแกนให้มากขึ้นจะทำให้ด้วยการลดจำนวนการรวมตัวกลับคืนในอาณาบริเวณเบสให้น้อยลงซึ่งทางบริษัทผู้ผลิตจะประคิษฐ์ให้อาณาบริเวณเบสเป็นแผ่นที่บางมากเพื่อที่จะทำให้อิเล็กตรอนที่ถูกฉีกเข้ามาส่วนใหญ่อสามารถแพร่กระจายไปจนถึงคอลเล็คเตอร์ได้

รูปที่ 3.2(ก) แสดงวงจรทรานซิสเตอร์ เอ็นพีเอ็น คอแบบอิมิตเตอร์ร่วมซึ่งจะให้เส้นโค้งลักษณะสมบัติระหว่างแรงดันกับกระแสดังแสดงในรูปที่ 3.2 (ข) ซึ่งเราจะเห็นเป็นอาณาบริเวณแห่งการปฏิบัติงานแบ่งแยกออกจากกันเด่นชัดเป็นสามอาณาบริเวณ คือ อาณาบริเวณ I เรียกว่า "อาณาบริเวณตัดขาด" (cut-off) ซึ่งเขียนแรงเงาไว้ด้วยเส้นเฉียงขวา อาณาบริเวณ II เรียกว่า "อาณาบริเวณกัมมันต์" หรือ "อาณาบริเวณปกติ" อาณาบริเวณ III เรียกว่า "อาณาบริเวณอิ่มตัว" ซึ่งเขียนแรงเงาไว้ด้วยเส้นเฉียงซ้าย



รูปที่ 3.2 (ก) วงจรทรานซิสเตอร์ เอ็นพีเอ็น คอแบบอิมิตเตอร์ร่วม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 (ข) เส้นโค้งลักษณะสมบัติระหว่างแรงดันกับกระแสของ (ก) นำไปใช้

(1) อาณาบริเวณ I : “อาณาบริเวณตัดขาด” ซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อ เราต่อวงจรให้รอยต่อระหว่างอิมิตเตอร์กับเบส และรอยต่อระหว่างคอลเล็กเตอร์กับเบสทั้งคู่ถูกไบแอสกลับทำให้กระแสไหลจากคอลเล็กเตอร์เข้าสู่อิมิตเตอร์ได้น้อยมากทั้งนี้เราสามารถพิสูจน์ได้โดยเขียนสมการได้ดังนี้

$$\alpha = \beta / (1 + \beta) \quad (3.1)$$

และเขียนสมการตามทิศของกระแสที่สมมติไว้ในรูปที่ 3.2 (ก) ได้ดังนี้

$$I_c = -\alpha I_b + I_{cbo} \quad (3.2)$$

และใช้ความสัมพันธ์

$$I_b = -(I_c + I_e) \quad (3.3)$$

ทำให้เราสามารถพิสูจน์ได้ว่า

$$I_c = \beta I_b + (1 + \beta) I_{cbo} \quad (3.4)$$

เมื่อจัดให้ $I_b = 0$ จากสมการที่ (3.4) เราสามารถพิสูจน์หากระแสรั่วในคอลเล็กเตอร์เมื่อต่อวงจรแบบอิมิตเตอร์ร่วม I_{cbo} ดังนี้

$$I_{cbo} = (1 + \beta) I_{cbo} \cong \beta I_{cbo} \quad (3.5)$$

ซึ่งเกิดขึ้นเมื่อเราตัดเอากระแสเบสออก ($I_b = 0$) และรอยต่อระหว่างคอลเล็กเตอร์กับเบสจะถูกไบแอสกลับทำให้เกิดมีกระแสรั่วไหลกลับอิมิตตัว I_{cbo} กระแสมีค่าน้อยมากแต่ยังมีขนาดใหญ่มากกว่า I_{cbo} แสดงเป็นเส้นโค้งลักษณะสมบัติได้โดยเป็นเส้นโค้งล่างสุดของรูปที่ 3.2 (จ) และเป็นเส้นแบ่งอาณาเขตระหว่างอาณาบริเวณ I กับอาณาบริเวณ II เพื่อที่เราจะเข้าไปอยู่ในอาณาบริเวณ I อย่างสมบูรณ์ เราต้องกลับทิศของกระแสเบส จึงเราทำได้ด้วยการจัดให้ $I_b = 0$ ทำให้เรา

$$I_b = -I_{cbo} \quad (3.6)$$

จึงเราจะเห็นว่าถ้าเราต้องการทำให้กระแสคอลเล็กเตอร์ลดลงอีก เราจะได้ โดยต่อไฟฟ้าให้รอยต่ออิมิตเตอร์และรอยต่อคอลเล็กเตอร์ถูกไบแอสกลับทางทั้งคู่

ในการที่รอยต่อทั้งสองถูกไบแอสกลับ ความกว้างของชั้นเปลือยพหุของทั้งสองรอยต่อจะกว้างออกตักที่ที่สามารถเร่งให้พาหะข้างน้อยไหลเร็วขึ้นก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นพาหะข้างน้อยที่ข้ามรอยต่อจะได้รับพลังงานมากพอ ซึ่งเมื่อไปชนกับ โครงสร้างของผลึกก็จะกระแทกให้แตก ออกกลายเป็นพาหะข้างน้อยและพาหะข้างมากเพิ่มจำนวนมากขึ้นทำให้เกิดปรากฏการณ์ “พียงทลาย” ซึ่งเป็นค่าจำกัดแรงดันสูงสุดที่ป้อนให้คอลเลคเตอร์ ถ้าชั้นเปลือยพหุกว้างออกจนกระทั่งเข้าติดกันในอาณาบริเวณเบสและนำวงจรภายนอกได้ยอมให้กระแสคอลเลคเตอร์ไหลผ่านทรานซิสเตอร์มีค่าสูงก็จะทำให้ทรานซิสเตอร์ชำรุดเสียหาย

(2) อาณาบริเวณ II : “อาณาบริเวณกัมมันต์” ซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อเราต่อวงจรให้รอยต่อระหว่างอิมิตเตอร์กับเบสถูกฟอร์เวิร์คไบแอสและรอยต่อระหว่างคอลเลคเตอร์กับเบสถูกไบแอสกลับ โดยเราจะเขียนสมการได้ว่า

$$I_c = \alpha I_b / (1 - \alpha) + I_{cbo} / (1 - \alpha) \quad (3.7)$$

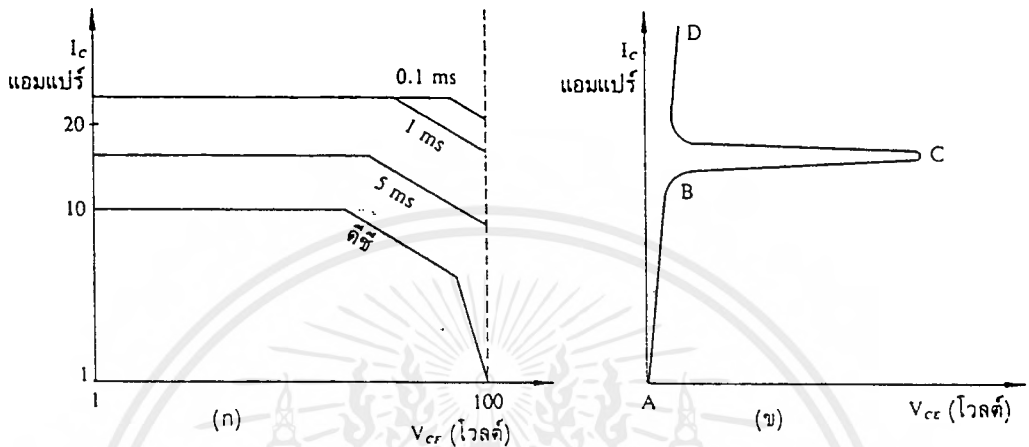
สมการนี้ได้คิดถึงผลของกระแสรั่ว I_{cbo} ในอาณาบริเวณ II ไว้ด้วย แต่กระแสรั่ว I_{cbo} มีค่าค่อนข้างน้อยมากถ้าเราทิ้งกระแสรั่ว I_{cbo} นี้ เราจะเห็นได้ว่า กระแสคอลเลคเตอร์เป็นสัดส่วนโดยตรงกับกระแสเบส เพราะฉะนั้นแรงดันภาระ $I_c R_L$ (ในรูปที่ 3.2 (ก)) มีค่าเป็นสัดส่วนโดยตรงกับกระแสเบสด้วย และเราอาจกล่าวได้อีกอย่างหนึ่งว่า กระแสคอลเลคเตอร์ (และแรงดันคร่อมภาระ) มีค่าเป็นสัดส่วนเชิงเส้นกับกระแสเบส โดยเหตุเช่นนี้เราจึงเรียกอาณาบริเวณ II ว่า “อาณาบริเวณเชิงเส้น” ได้อีกชื่อหนึ่ง

ในการปฏิบัติงานตามปกติ กระแสเบส I_b เป็นกระแสไบแอสคิซี ซึ่งมีกระแสสัญญาณซึ่งทับซ้อนกันมา ถ้ากระแสสัญญาณมีความถี่สูงถึงความถี่อันหนึ่ง กระแสคอลเลคเตอร์จะไม่สามารถแปรค่าตามกระแสสัญญาณเบสได้เนื่องจากอิเล็กตรอนที่ฉีดเข้าไปในเบสต้องการเวลาอันหนึ่งที่จะแพร่กระจายไปทั่วเบส เมื่ออิเล็กตรอนแพร่กระจายไม่ทันกระแสสัญญาณจึงทำให้กระแสคอลเลคเตอร์แปรตามไม่ทันไปด้วย ถ้าประคิษฐ์ให้เบสมีความกว้างแคบลงก็จะลดเวลาในการแพร่กระจายลงทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานได้เร็วขึ้น ความถี่ที่ซึ่งทำให้ค่า α ลดลงถึง 3 dB จากค่า α ที่ความถี่ต่ำเรียกว่า “ความถี่ตัดขาด α ” (α -cutoff frequency)

3) อาณาบริเวณ III : “อาณาบริเวณอิ่มตัว” ซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อเราต่อวงจรให้รอยต่อระหว่างอิมิตเตอร์กับเบส และรอยต่อระหว่างคอลเลคเตอร์กับเบสให้ถูกฟอร์เวิร์คไบแอสทำให้คอลเลคเตอร์ไม่สามารถจับพาหะที่ฉีดเข้ามาจากอิมิตเตอร์ได้ทั้งหมดเป็นผลให้การเปลี่ยนแปลงของกระแสเบสเล็กน้อยที่ แรงดันคอลเลคเตอร์มีค่าสูงไม่เป็นสาเหตุให้กระแสคอลเลคเตอร์

เปลี่ยนแปลงค่าความไปค้ำย โดยทั่วไป เราจะระบุคุณสมบัติของอาณาบริเวณนี้ค้ำยความต้านทาน อิมิตัวเจี ษนแทนค้ำยสัญญาณลักษณะ R_{CS} ซึ่งคำนวณหาค่าได้จากความชันของกระแสแรงค้งที่ สำหรับเจอเมเน็ชทรานซิสเตอร์ทั่ว ๆ ไป R_{CS} มีค่าน้อยกว่า 20 โอห์ม สำหรับซิลิคอน ทรานซิสเตอร์ R_{CS} มีค่าหลายร้อยโอห์ม

ทรานซิสเตอร์กำลังมีคุณสมบัติคล้าย ๆ ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ขยายสัญญาณทั่ว ๆ ไป เพียงแต่ ในปัจจุบันเขาประคิษฐ์ให้มีอัตราแรงค้งปกคิมิต่ำหลายร้อยโวลต์ (ถึงแม้ส่วนใหญ่มีอัตราแรงค้ง ปกคิมิต่ำน้อยกว่า 100 โวลต์) มีความถี่ค้คฆาประมาณ 30kHz ถึง 10kHz ค่าเกณฑ์ค้คฆามีค่าสูงเท่า ที่ จะทำ ได้ เนื่องจากเมื่อมีกระแสใหญ่ ไหลอยู่เบตค้คฆาการกำลังป้อนเข้าสูงซึ่งจะไปทำให้ ประสิทธิภาพของระบบค้คฆาแรงค้ง $V_{(BO)}$ ต้องมีค่าสูงพอเพียงที่จะสามารถทนทานต่อแรง ค้งสูงค้คฆาที่ค้คฆาว่าจะเกิดขึ้นได้ในวงจรซึ่งค้คฆารวมถึงผลของแรงค้งชั่วครู่ที่เกิดขึ้นจากการปิด เปิดสวิตช์ค้คฆา สำหรับทรานซิสเตอร์ที่ใช้เป็นสวิตช์ควรมีสวิตช์ค้คฆาที่น้อยที่สุดเท่าที่จะทำได้เนื่องจาก ที่เวลาสวิตช์ค้คฆาจะมีกำลังสัญญาณสูงค้คฆาเกิดขึ้นมาก พารามิเตอร์ที่ค้คฆาใช้ในการออกแบบวงจร ทรานซิสเตอร์กำลัง คือ พื้นที่ปฏิบัติงานปลอดภัย (SOA = Safe Operating Area) เป็นชค้คฆาของเส้น โค้งลักษณะสมบัติของทรานซิสเตอร์ในแผ่นข้อมูลที่บริษัทผู้ผลิตกำหนดค้คฆาไว้ค้คฆาแสดงในรูปที่ 3.3 (ก) ซึ่งเป็นเส้น โค้งลักษณะสมบัติค้คฆาของทรานซิสเตอร์ที่มีอัตราแรงค้ง 100 โวลต์ และ อัตรากระแส 10 แอมแปร์ โดยเราจะเห็นว่าทรานซิสเตอร์ตัวนี้ไม่สามารถควบคุมกระแส 10 แอมแปร์ที่ 100 โวลต์ได้ เนื่องจากที่แรงค้งนี้มีกำลังสัญญาณมาก เป็นผลทำให้ทรานซิสเตอร์ ตัวนี้ลดความสามารถในการแบกกระแสลงเหลือเพียง 1 แอมแปร์ ที่เส้น โค้งอื่นในรูปที่ 3.3 (ก) ที่ อยู่เหนือเส้น ค้คฆา เป็นเส้น โค้งลักษณะสมบัติสำหรับการทำงานเป็นท่วง ๆ (ในหน่วยมิลลิวัตต์) ซึ่งเราจะสังเกตเห็นว่า ทรานซิสเตอร์ทำงานค้คฆาวัฏจักรหน้าที่ที่ค้คฆาตั้งค้คฆาขึ้นเท่าใด ทรานซิสเตอร์ก็ ค้คฆาสามารถแบกกระแสได้มากค้คฆาขึ้นเท่านั้น ถ้ากำหนดให้กำลังสัญญาณมีค่าเท่ากันเส้นการะการ ปฏิบัติงานของทรานซิสเตอร์จะค้คฆาคค้คฆาอยู่ในพื้นที่ปฏิบัติงานปลอดภัย มีค้คฆานั้นจะมีการพัง ทลายเกิดขึ้นและทำให้ทรานซิสเตอร์ชำรุดเสียหายได้ เราสามารถอธิบายปรากฏการณ์การพัง ทลายได้ค้คฆาด้วยการพิจารณาให้มีกระแสค้คฆาที่ป้อนเข้าที่เบตของทรานซิสเตอร์และเพิ่มค่าแรงค้งค้คฆา วงจรให้สูงค้คฆาจะทำให้มีกระแสค้คฆาเพิ่มค่าสูงค้คฆาตามเส้น AB ในรูปที่ 3.3 (ข) ถ้าสมมติ ว่าทรานซิสเตอร์ได้เข้าสู่สภาวะอิมิตัวที่จุด B จะทำให้กระแสค้คฆาไม่เพิ่มค่าสูงค้คฆาอีกถึง แม้ว่าจะเพิ่มขนาดแรงค้งระหว่างค้คฆาคค้คฆาอิมิตัวกับอิมิตัว V_{CS} ให้สูงค้คฆา แต่ในปฏิบัติ ที่แรงค้ง สูง ๆ กระแสทรานซิสเตอร์จะเพิ่มค่าสูงค้คฆาอีกเล็กน้อย เนื่องจากมีกระแสค้คฆาแสดงในรูปที่ 3.3 (ข) ที่จุด C



รูปที่ 3.3 (ก) เส้นโค้งลักษณะสมบัติสำหรับการปฏิบัติงานปลอศกัษของทรานซิสเตอร์

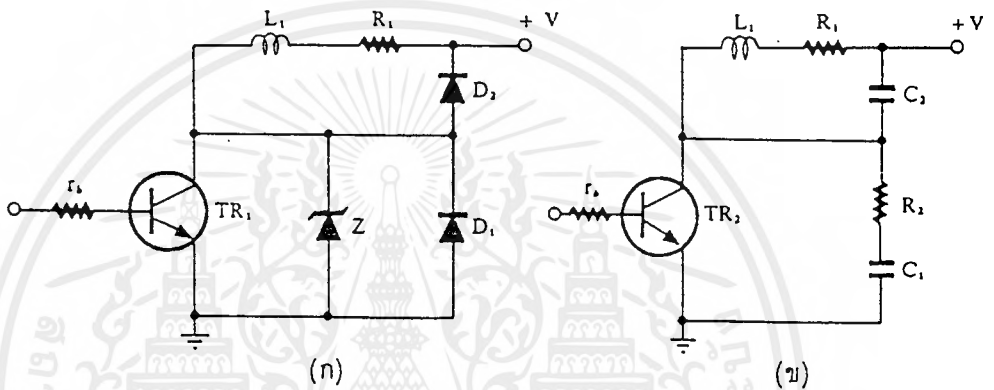
(ข) เส้นลักษณะสมบัติพังกะลู่ในทรานซิสเตอร์

ทรานซิสเตอร์ ได้ออกไปทำงานอยู่นอกพื้นที่ปฏิบัติงานปลอศกัษ โดยอิเล็กตรอนในทรานซิสเตอร์มีพลังงานมากพอที่จะทำให้เกิดการหักทลายขึ้นในสารกึ่งตัวนำแล้วเป็นผลให้แรงดันระหว่างคอลเล็กเตอร์กับอิมิตเตอร์ลดต่ำลงและในขณะที่เดียวกันกระแสคอลเล็กเตอร์จะเพิ่มขนาดขึ้นอย่างรวดเร็วซึ่งเป็นไปตามเส้นโค้ง CD ซึ่งเราอาจจำกัดกระแสที่เพิ่มค่าขึ้นนี้ได้ด้วยอิมพีแดนซ์ของวงจรภายนอกเท่านั้นและถ้าเราไม่สามารถรักษากระแสนี้ให้อยู่ในค่าที่ปลอศกัษ กระแสนี้จะพุ่งเข้าไปอยู่ในระดับความเข้มข้นสูงมากที่ส่วนใดส่วนหนึ่งของสารกึ่งตัวนำ เป็นสาเหตุทำให้เกิดความร้อนขึ้นเป็นหย่อม ๆ ซึ่งเป็นผลทำให้สารกึ่งตัวนำนั้นหลอมละลาย และจะเกิดการลัดวงจรขึ้นระหว่างคอลเล็กเตอร์กับอิมิตเตอร์

การระมัดระวังป้องกันทรานซิสเตอร์จะทำได้คล้ายกับการระมัดระวังป้องกันไทรซิสเตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 3.4(ก) และ(ข) ซึ่งใช้ไดโอด D_1 และ D_2 ทำหน้าที่ป้องกันแรงดันกลับทางและ D_2 ยังทำหน้าที่เป็นฟรีวิลดิ้งไดโอด เพื่อเป็นเส้นทางให้กระแสที่จ่ายออกค้างตัวเหนี่ยวนำ L_1 (เนื่องมาจากพลังงานแม่เหล็กในตัวเหนี่ยวนำ) ไหลผ่านไปโดยไม่ต้องผ่านเข้าไปในทรานซิสเตอร์ T_{np} แล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษารายงาน ไมออนดัดแปลงไปใช้ประโยชน์ด้านธุรกิจ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไหลวนผ่าน R_1 ทำให้พลังงานสูญเสียกระจายหายไป สำหรับ L_1 ยังทำหน้าที่จำกัดอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแส (di/dt) ให้มีค่าน้อยลง ซีเนอร์ไดโอด Z จะช่วยจำกัดแรงดันเปลี่ยนแปลงชั่วครู่ที่เกิดคร่อม TR_2 สำหรับวงจรสลับเบอร์ C_1, R_2 และ C_2 ในรูปที่ 3.4 (ข) จะทำหน้าที่ป้องกันแรงดันกระชอกเข้า TR_2 ซึ่งเป็นหลักการเช่นเดียวกับการป้องกันไธริสเตอร์



รูปที่ 3.4 วงจรป้องกันทรานซิสเตอร์

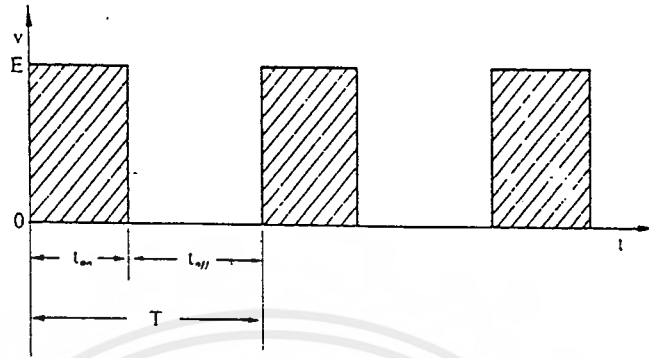
(ก) โดยใช้ฟริววลิ่ง ไดโอด

(ข) โดยใช้วงจรสับเบอร์

3.2. วงจรควบคุมแรงดันไฟฟ้าคิซี

เนื่องจากสวิตช์แบบที่ 3 สามารถทำการเปิดกระแสและทำการปิดกระแสได้ทั้งสองอย่าง จึงสามารถนำไปใช้ควบคุมแรงดันไฟฟ้าคิซีได้ด้วยการปิดเปิดสวิตช์ซ้ำ ๆ กันเป็นจังหวะที่เหมาะสม แรงเคลื่อนไฟฟ้าคิซีที่ส่งไปยังภาระจะขาดออกเป็นห้วง ๆ ดังแสดงในรูปที่ 3.5 ซึ่งเราสามารถควบคุมค่าเฉลี่ยของแรงดันเฉลี่ยวงจรให้สูงขึ้นหรือต่ำลงด้วยการควบคุมเวลาเปิด (t_{on}), เวลาปิด (t_{off}) หรือคาบของเวลาปิดเปิด ($T=t_{on}+t_{off}$) ให้แปรค่าต่างๆ เป็นจังหวะซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



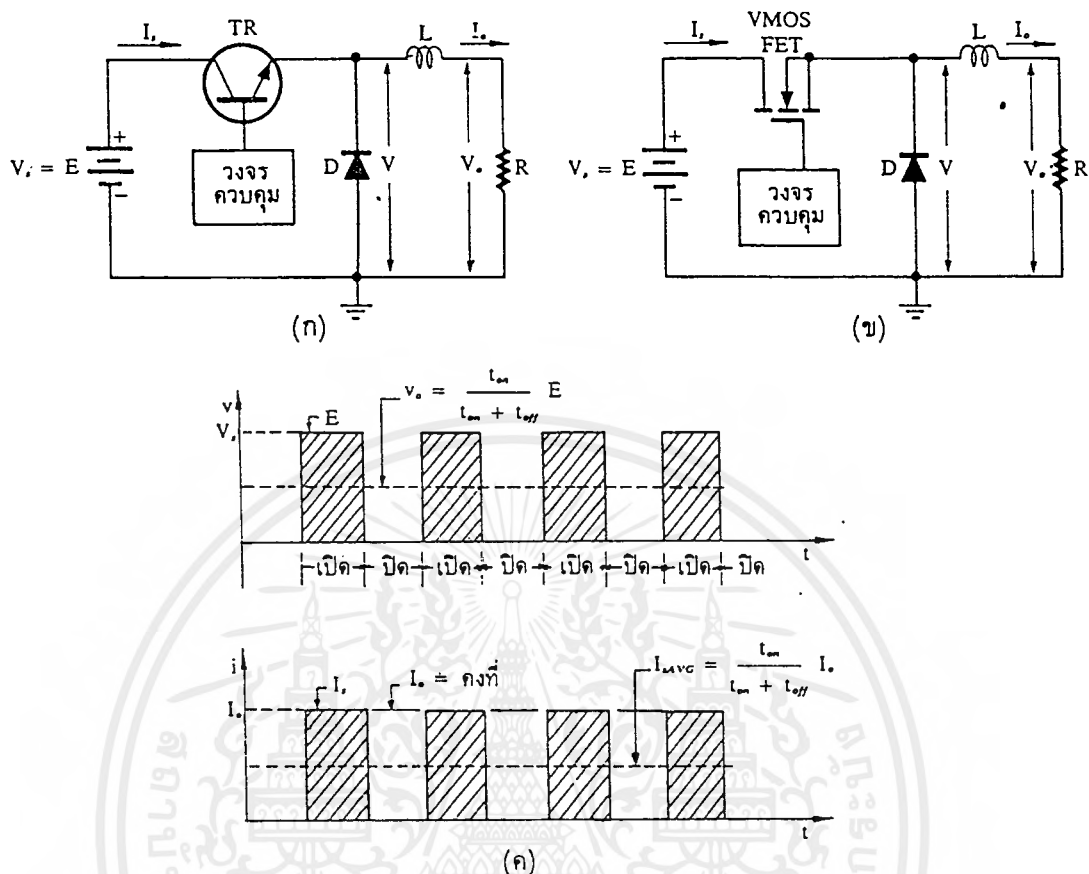
รูปที่ 3.5 รูปคลื่นแรงดันที่ได้จากการปัดเปิด ไฟฟ้าคิซีเป็นจังหวะหรือของวงจรดับ ไฟฟ้า

ซึ่งเราสามารถคำนวณหาค่าแรงดันเฉลี่ยได้ดังนี้

$$V_{avg} = t_{on}E / T = t_{on}E / (t_{on} + t_{off}) \quad (3.8)$$

วงจรที่จะสามารถให้แรงดันขาดคอนเป็นห้วง ๆ ที่สามารถเปลี่ยนค่าแรงดันเฉลี่ยได้ดังรูปคลื่นที่แสดงในรูปที่ 5.1 นี้ เป็นวงจรที่เรียกว่า “วงจรดับไฟฟ้า” (chopper) ซึ่งทำขึ้นได้หลายแบบ วงจรแบบที่นิยมใช้ในปัจจุบันเป็นวงจรที่ใช้ทรานซิสเตอร์เป็นส่วนประกอบสำคัญ แต่ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงวงจรแบบที่ใช้ทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์และเฟ็ดกำลังชนิดวีโมสเป็นส่วนประกอบสำคัญซึ่งสามารถสร้างขึ้นได้เป็นวงจรสองแบบ คือ วงจรดับไฟฟ้าลดค่าลง (step-down chopper) และวงจรดับไฟฟ้ายกค่าขึ้น (step-up chopper)

3.2.1 วงจรดับไฟฟ้าลดค่าลง โดยถารนำเอาทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์หรือเฟ็ดกำลังชนิดวีโมสเข้าค่อในวงจรเป็นอนุกรมคั่นกลางระหว่างแหล่งจ่ายไฟฟ้ากับภาระค้งกล่าวในรูปที่ 3.6 (ก) และ (ข) ตามลำดับ ซึ่งเมื่อทรานซิสเตอร์กำลังหรือเฟ็ดกำลังทำงานปัดเปิดกระแสจะทำให้ได้แรงดันและกระแสรูปคลื่นค้งแสดงในรูปที่ 3.6 (ค) การปรับเปลี่ยนแรงดันเฉลี่ยทำได้ด้วยการควบคุมวงจรเบสของทรานซิสเตอร์กำลังหรือวงจรจุกขนวนเกดของเฟ็ดกำลังให้ทำงานปัดเปิดวงจรเป็นจังหวะ โดยถารแปรเวลาปัด เวลาเปิด หรือทั้งคู่ แรงดันเฉลี่ยที่ได้รับจะมีค่าต่ำกว่าค่าแรงดันเฉลี่ยวงจรเสมอ จึงเรียกวงจรนี้ว่า “วงจรดับไฟฟ้าลดค่าลง”



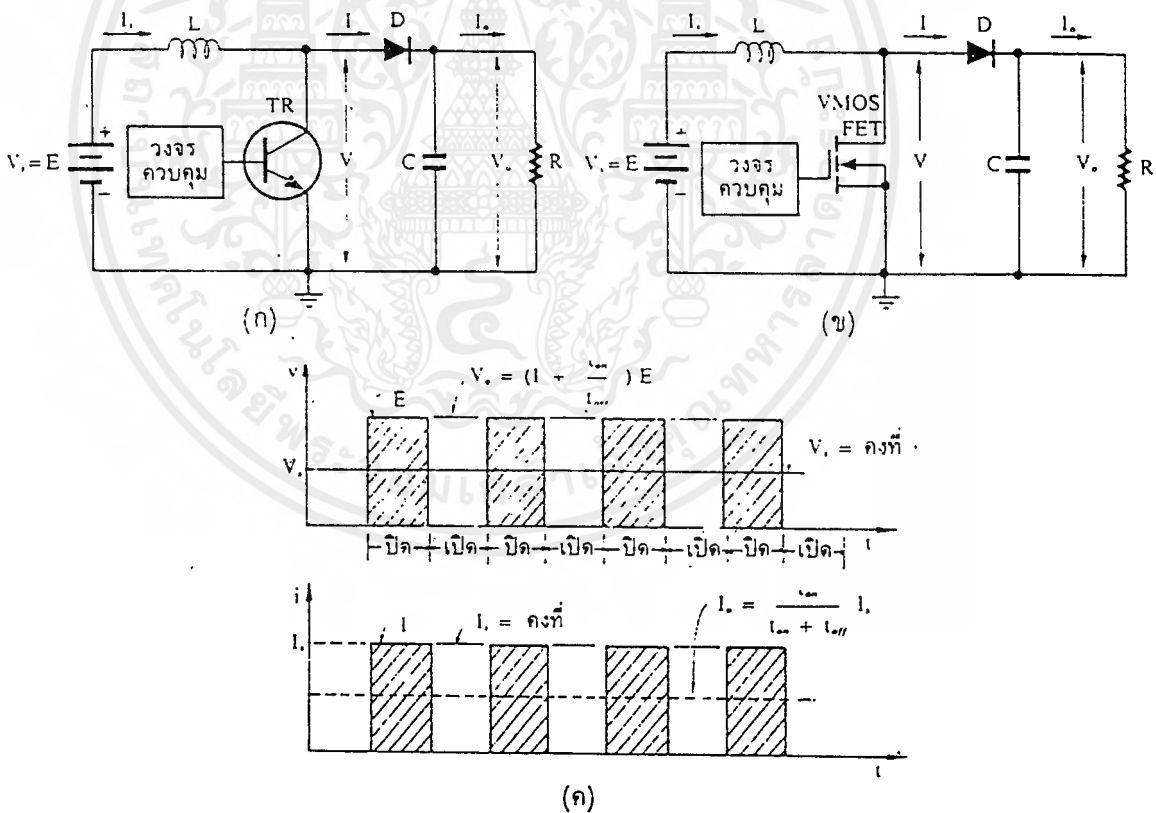
รูปที่ 3.6 (ก) วงจรสับไฟฟ้าลดค่าลง โดยใช้ทรานซิสเตอร์กำลังแบบ ไบ โพลาร์
 (ข) วงจรสับ ไฟฟ้าลดค่าลง โดยใช้เฟ็ดกำลังชนิดวีโมส
 (ค) รูปคลื่นแรงดันและกระแส

ในรูปที่ 3.6 (ก) และ (ข) ตัวเหนี่ยวนำ L ทำหน้าที่จกรูปคลื่นแรงเอาต์พุตให้ราบเรียบลง
 ฟรีวิลลิง ได โอค D ทำหน้าที่เป็นเส้นทางให้กระแสภาระไหลในระหว่างที่สวิตช์ที่ 3 นี้ปิดกระแส
 ถึงแม้ว่าวงจรนี้จะทำให้แรงดันเฉลี่ยลดค่าลงแต่แหล่งจ่ายไฟฟ้าจะจ่ายกระแส I_o ที่มีขาคสูงขาคมี
 ค่าเท่ากับกระแสภาระ I_o ดังนั้นกระแสเฉลี่ยจากแหล่งจ่ายไฟฟ้า I_{SAVG} จะมีค่าน้อยกว่ากระแส
 ภาระซึ่งมีความสัมพันธ์ดังสมการที่ (3.9)

$$I_{SAVG} = \frac{t_{on} I_o}{t_{on} + t_{off}} \tag{3.9}$$

โดยที่กระแสภาระ I_o มีค่าคงที่ เมื่อเราแปรเวลาเปิด เวลาปิด หรือทั้งคู่ ทำให้เราสามารถปรับค่ากระแสเฉลี่ยให้สูงขึ้นขณะที่แรงดันเฉลี่ยลดต่ำลง

3.2.2 วงจรขับไฟฟ้ายกค่าขึ้น โดยการเปลี่ยนแปลงวงจรในรูปที่ 3.6 (ก) และ (ข) ด้วยการนำเอาตัวเหนี่ยวนำ L มาต่อติดกับแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบอนุกรม และนำเอาทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์หรือเฟตต์กำลังชนิดวิมอสซึ่งทำหน้าที่เป็นสวิตช์แบบที่ 3 มาต่อลงในวงจรแบบขนานคังแสดงในรูปที่ 3.7 (ก) และ (ข) ตามลำดับ เมื่อสวิตช์แบบที่ 3 นี้ทำหน้าที่ปิดเปิดกระแสเป็นจังหวะ จะให้รูปคลื่นกระแสและแรงคันทังแสดงในรูปที่ 3.7 (ค) โดยขณะที่สวิตช์แบบที่ 3 เปิดกระแส ตัวเหนี่ยวนำ L จะกักเก็บพลังงานไว้ในรูปสนามแม่เหล็ก ครั้นเมื่อสวิตช์ที่ 3 ปิดกระแส ตัวเหนี่ยวนำ L จะปล่อยพลังงานที่กักเก็บไว้ ออกแล้วทำให้เกิดมีแรงคันทันขึ้นบวกเพิ่มเข้ากับแรงคันทันเฉลี่ยวงจรป้อนเข้าสู่ภาระผ่านไดโอด โดยที่กระแส I_o จากแหล่งจ่ายไฟฟ้ามีค่าคงที่ และพลังงานมีค่าคงที่ขณะที่สวิตช์แบบที่ 3 ปิดกระแส ดังนั้นเราสามารถเขียนสมการได้ดังข้างล่าง



รูปที่ 3.7 (ก) วงจรขับไฟฟ้ายกค่าขึ้น โดยใช้ทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์

(ข) วงจรขับไฟฟ้ายกค่าขึ้น โดยใช้เฟตต์กำลังชนิดวิมอส

(ค) รูปคลื่นกระแสและแรงคันทัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{t_{on}} = E(t_{on} + t_{off}) \quad (3.10)$$

เพราะฉะนั้นทำให้เราได้รับความสัมพันธ์

$$V_o = (1 + t_{on}/t_{off}) E \quad (3.11)$$

ซึ่งแสดงว่า เราอาจปรับค่าแรงดันเอาต์พุตเฉลี่ยให้สูงขึ้นได้ แต่กระแสภาระเฉลี่ยมีค่าลดลงตามสมการข้างล่างนี้

$$I_o = t_{on} I_s / (t_{on} + t_{off}) \quad (3.12)$$

ขอให้เราสังเกตว่า L ทำหน้าที่เฉลี่ยค่าแรงดัน ขณะที่ C ทำหน้าที่เฉลี่ยกระแส ถ้าหากว่า L และ C มีค่าใหญ่ทั้งคู่จะทำให้รูปคลื่นที่ได้รับมีลักษณะราบเรียบอย่างสมบูรณ์ เราอาจลดขนาดของ L และ C ให้เล็กลงได้โดยการเพิ่มความถี่ในการปฏิบัติของวงจรถับไฟฟ้าให้มีค่าสูงขึ้น แต่วิธีการนี้จะทำให้เกิดมีกำลังสูญเสียเพิ่มขึ้นในการปิดเปิดของสวิตช์แบบที่ 3 เพราะฉะนั้นเราต้องออกแบบวงจรให้ใช้ความถี่สูงพอประมาณที่ไม่ให้กำลังสูญเสียเพิ่มขึ้นมากเกินไป

โดยคำอธิบายข้างบนนี้ วงจรถับไฟฟ้าจะทำหน้าที่คล้าย ๆ กับเป็นหม้อแปลงไฟฟ้ากระแสตรงที่สามารถลดแรงดันลงหรือยกแรงดันให้สูงขึ้น ด้วยการปรับเปลี่ยน เวลาปิด เวลาเปิด หรือทั้งคู่ ซึ่งเป็นการปรับเปลี่ยนที่ง่ายกว่าการเปลี่ยนจำนวนรอบ (turn ratio) ของหม้อแปลงไฟฟ้าทั่ว ๆ ไป

เรานิยมใช้วงจรถับไฟฟ้านี้ในการควบคุมอัตราเร็วของมอเตอร์คิซีที่ใช้เป็นต้นกำลังในการขับเคลื่อนของยานพาหนะขนาดเล็ก เช่น รถยนต์ไฟฟ้า รถไฟฟ้าที่ใช้ในการเล่นกอล์ฟ รถยกของแบบอัตโนมัติ เป็นต้น

บทที่ 4

พัลส์วีกต์มอดูเลชัน

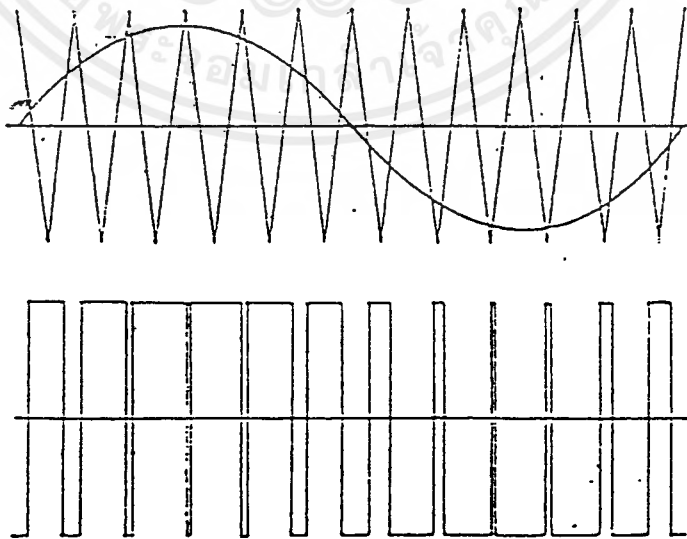
4.1 พัลส์วีกต์มอดูเลชัน (PULSE WIDTH MODULATION : PWM)

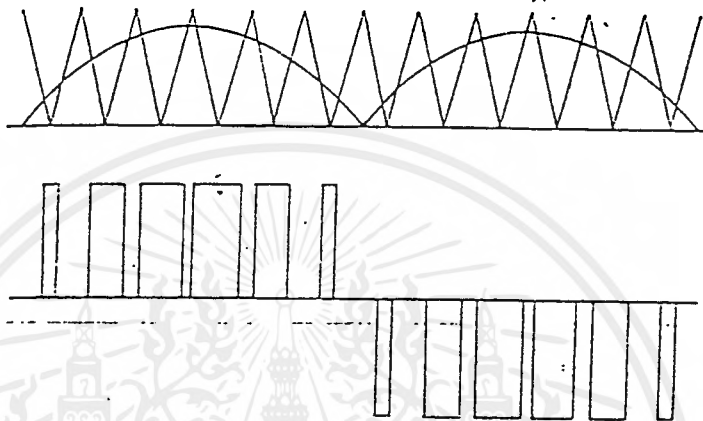
พัลส์วีกต์มอดูเลชันหรือการมอดูเลทความกว้างพัลส์เป็นการสร้างสัญญาณสวิทชิง (switching) เพื่อใช้ในการทริก (trig) ทรานซิสเตอร์ในวงจรมอเตอร์ โดยใช้เทคนิคการแบ่งคลื่นคาบออกเป็นพัลส์ ซึ่งแต่ละพัลส์อาจมีความกว้างของพัลส์ไม่เท่ากันก็ได้และรูปคลื่น P.W.M สามารถสร้างขึ้นได้ โดยใช้รูปแบบและเทคนิคการสร้างหลายวิธีเช่น equal pulse width modulation, sinusoidal pulse width modulation, inverted sine modulation, trapezoidal modulation, square wave modulation and delta modulation

4.2 ลักษณะรูปคลื่นพีคดับลิวเอ็ม (pwm)

รูปคลื่นพีคดับลิวเอ็มมีอยู่ 2 ลักษณะ ได้แก่

1. คลื่นพีคดับลิวเอ็มแบบ 2 ระดับ เป็นรูปคลื่นที่มีอยู่ สองระดับอ้างอิง 2 ระดับ คือ $+A$ และ $-A$ ดังรูปข้างล่าง
2. คลื่นพีคดับลิวเอ็ม 3 ระดับ เป็นคลื่นที่มีการสวิทช์ระหว่างระดับอ้างอิง 3 ระดับ คือ $+A$ และ $-A$, ดังในรูปข้างล่าง





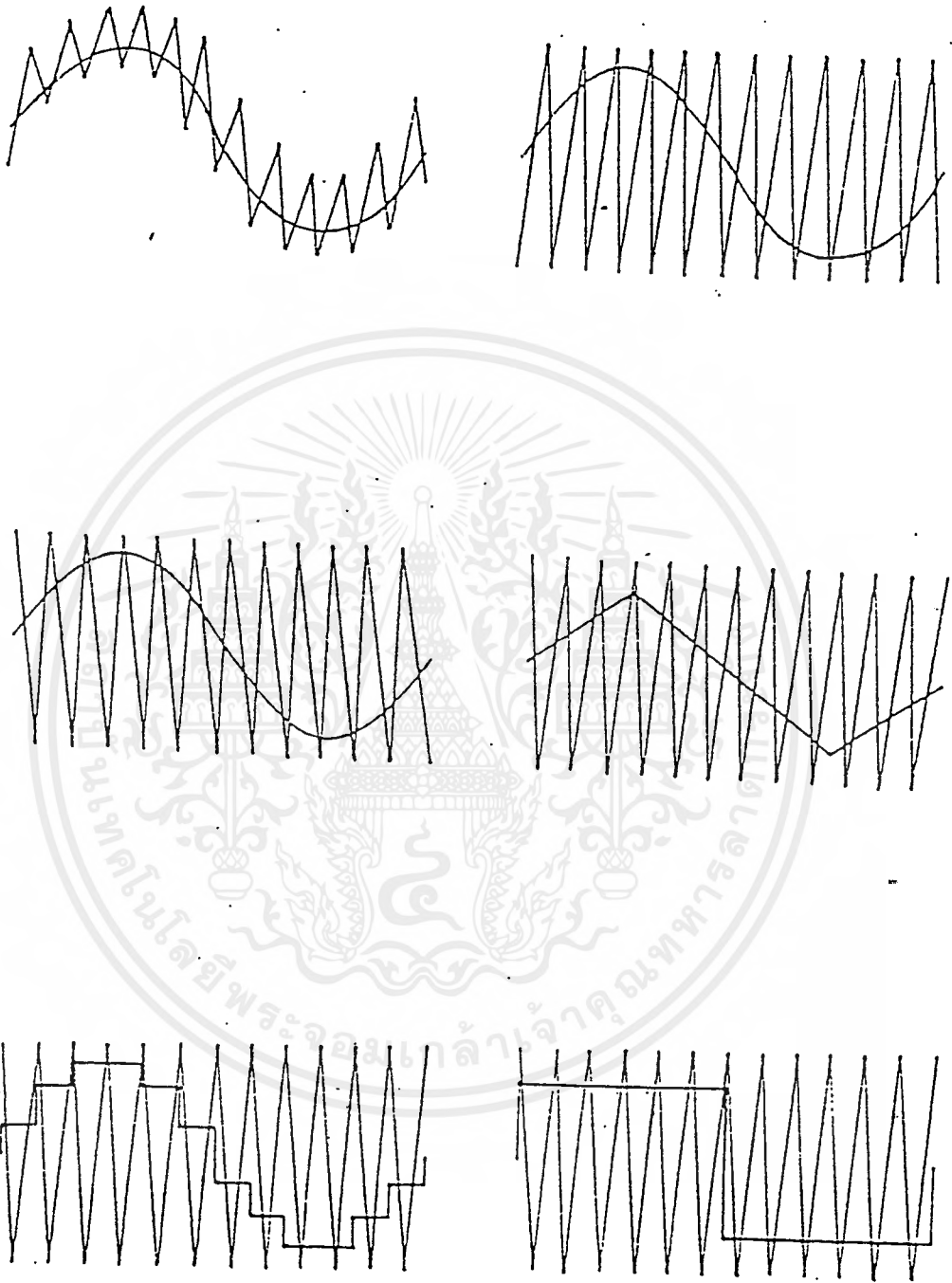
รูปที่ 4.2 แสดงพัลส์แบบ PWM

4.3 การสร้างรูปคลื่นพีดีบีเอ็ม (pwm)

การสร้างรูปคลื่น pwm สามารถสร้างขึ้นมา โดยวิธีต่างๆอันได้แก่

4.3.1 โดยการใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ (microprocessor) ซึ่งสามารถกระทำได้โดยการ โปรแกรมให้ไมโครโปรเซสเซอร์ ส่งสัญญาณซึ่งสอดคล้องกับมุมสวิทช์ผ่านทางเอาต์พุตพอร์ท (out put port) ซึ่งจะต้องมีการคำนวณค่ามุมสวิทช์ซึ่งต่างๆออกมาเสียก่อนแล้วจึงเก็บไว้ในหน่วยความจำ ไมโครโปรเซสเซอร์จะอาศัยข้อมูลจากหน่วยความจำเพื่อสร้างแพทเทิร์น (pattern) สัญญาณ pwm ขึ้นมาแล้วจึงส่งผ่านเอาต์พุตออกมา

4.3.2 โดยการใช้วงจรรีเลย์ทรอนิกส์ ซึ่งจะสะดวกมากเมื่อใช้วงจรเปรียบเทียบ (comparator) เช่น ไอซี LM 339 เป็นต้น โดยการทำงานจะทำการป้อนสัญญาณอินพุต (input) 2 สัญญาณเข้าสู่วงจรเปรียบเทียบคือสัญญาณอ้างอิง (reference) หรือสัญญาณมอดูเลตติ้ง (modulating signal) ซึ่งมีความถี่เท่ากับรูปคลื่น pwm ที่ต้องการกับสัญญาณแคเรียร์ที่มีความถี่สูงกว่ามุมสวิทช์ของรูปคลื่น pwm ก็คือจุดตัดของสัญญาณทั้งสองการสร้าง โดยอาศัยวงจรถ่ายเทียบนี้สามารถเลือกสัญญาณที่ใช้เปรียบเทียบได้หลายลักษณะดังในรูปที่ 4.3

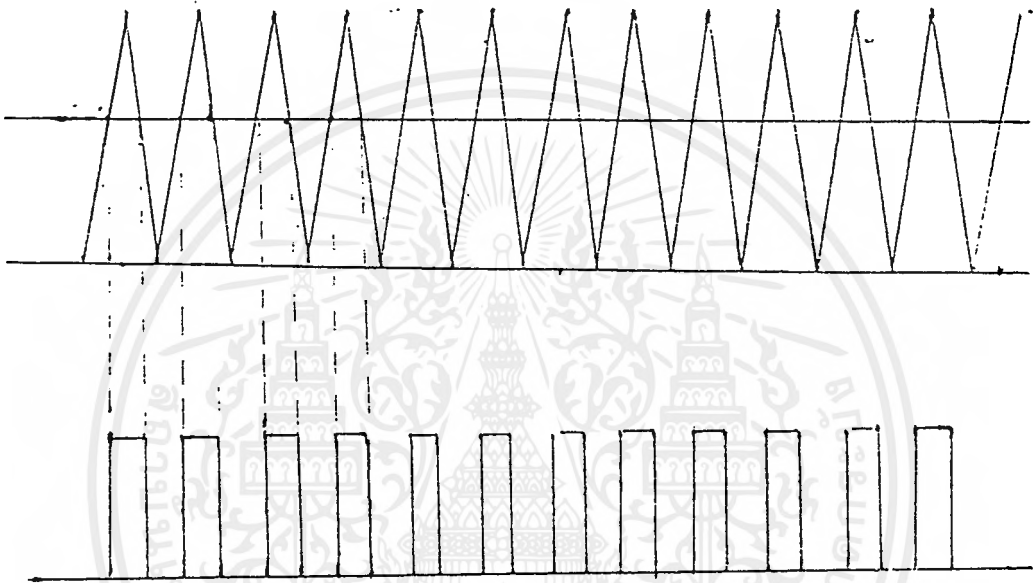


รูปที่ 4.3 ตัวอย่างการสร้างรูปคลื่น PWM โดยการใช่วงจรเปรียบเทียบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในเฉพาะที่ที่ขอใช้เท่านั้น ไม่สามารถนำ
ไปเผยแพร่ได้ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 รูปคลื่นของที่คัมบลิเวียมที่ใช้ในการทดลอง ของ project นี้

จะใช้หลักการของการสร้าง pwm แบบ equal pulse width modulation คือใช้เปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณคิซิกกับคลื่นสามเหลี่ยม โดยที่คลื่นสามเหลี่ยมเป็นสัญญาณความถี่แบบแคเรียร์ซึ่งยังไม่ได้คำนวณความถี่ที่แน่นอนแต่จะทดลองใช้กับที่ความถี่ 1.1 kHz



$$\text{MODULATION RATIO: } \gamma = V_{S(\text{max})} / V_{P(\text{max})}$$

รูปที่ 4.4 การสร้างสัญญาณพีคัมบลิเวียมแบบ equal p.w.m

จากรูปจะเห็นว่า เมื่อเปลี่ยนแปลงระดับสัญญาณคิซิก จุดตัดระหว่างคลื่นจะเปลี่ยนแปลงไปทำให้เกิดการเปรียบเทียบจากวงจรเปรียบเทียบ ได้ความกว้างพัลส์มีค่าใหม่ในลักษณะที่ถ้าความกว้างพัลส์มีค่าความกว้างมากทำให้ได้โวลเตจคกคร่อม โหลดมีค่ามากขึ้นด้วยและการปรับระดับขนาด โวลท์คิซิกให้สูงขึ้นหรือลดลงนี้เรียกได้ว่าเป็นการมีออคคูเลทความกว้างพัลส์เพื่อปรับระดับคิซิกเอาร์พูทโวลท์เดจ โดยจะให้ค่า γ เป็นตัวกำหนดขนาดของอัตราส่วนระหว่างแอมพลิจูดของสัญญาณคิซิกต่อสัญญาณสามเหลี่ยมซึ่งเรียกว่ามีออคคูเลชันเรโซ (modulation ratio) จึงจะมีค่าไม่เกิน 1

บทที่ 5

การแปลงผัน dc เป็น dc หรือชอปเปอร์ dc

(DC TO DC CONVERTERS OR DC CHOPPERS)

การแปลงผัน dc เป็น dc หรือชอปเปอร์ เป็นการเปลี่ยนแปลงแหล่งจ่าย dc ที่มีแรงดันไฟฟ้าค่าหนึ่ง ไปเป็นแรงดันไฟฟ้าอีกค่าหนึ่ง

ชอปเปอร์ ประกอบด้วย อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (เช่น BJT, SCR หรือ GTO เป็นต้น) ซึ่งทำหน้าที่เป็นสวิตช์ควบคุมควิตีไซเคิล (Duty Cycle ; k) ของรูปคลื่นเอาต์พุต เป็นผลให้สามารถควบคุมค่าเฉลี่ยของแรงดันเอาต์พุตได้

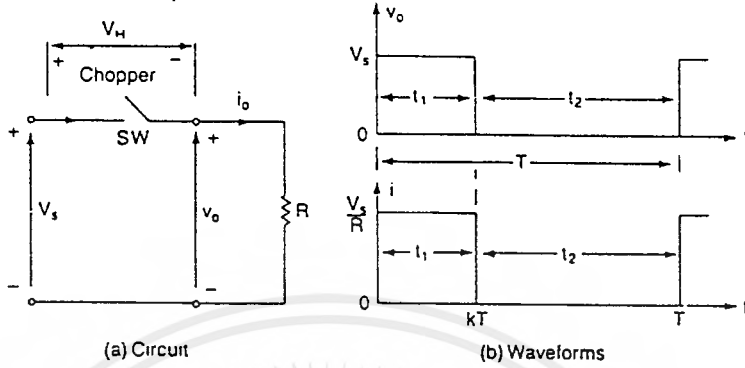
ชอปเปอร์ ช่วยให้การควบคุมอัตราเร่ง (มอเตอร์ dc) ได้ราบเรียบ, มีประสิทธิภาพสูง และมีการควบคุมการตอบสนองในการเคลื่อนไหวได้อย่างรวดเร็ว จากเหตุผลเหล่านี้จึงทำให้ชอปเปอร์เหมาะกับการใช้งานหลายประเภท เช่น การควบคุมมอเตอร์ลากจูง (Traction Motor) ในรถไฟฟ้าหรือรถยก, การเบรกของมอเตอร์ dc (เพื่อทำให้พลังงานกลับไปสู่แหล่งจ่ายทำให้ประหยัดพลังงาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งในระบบขนส่งที่มีการหยุดบ่อย ๆ) และตัวปรับแต่งแรงดัน dc เป็นต้น

เราอาจพิจารณาว่าชอปเปอร์เป็นหม้อแปลง dc ได้ นั่นคือ ชอปเปอร์อาจทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายที่แปลงแรงดัน dc ให้ลดลง หรืออาจทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายที่แปลงแรงดัน dc ให้สูงขึ้น (Step up) เช่นเดียวกับหม้อแปลงไฟฟ้าซึ่งทำหน้าที่แปลงแรงดัน

5.1 การแปลงแรงดันให้ลดลง

(Principle of Step down Operation)

รูป 5.1a เป็นวงจรชอปเปอร์พื้นฐานที่ใช้อธิบายหลักการทำงานแปลงแรงดันให้ลดลง กล่าวคือ เมื่อสวิตช์ (SW) เปิด (on) หรือคอสสะพานไฟ และปิด (off) หรือคัตสสะพานไฟด้วยควิตีไซเคิลค่าหนึ่งที่ควิตีไซเคิล $k = t_p/T$ ก็จะได้รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตที่มีลักษณะเป็นพัลส์ ดังแสดงในรูป 5.1b สังเกตว่า ค่าเฉลี่ยของแรงดันเอาต์พุต (V_o) มีค่าต่ำกว่าแรงดันอินพุต (V_s)



รูปที่ 5.1 วงจรชอปเปอร์พื้นฐานแปลงแรงดันให้ลดลง

เมื่อสวิตช์ (SW) เปิดเป็นเวลา t_1 จะมีแรงดันอินพุต (V_s) ตกคร่อม โหลด และถ้าปิดสวิตช์เป็นเวลา t_2 แรงดันตกคร่อม โหลดจะเป็นศูนย์ ดังรูป 5.1b

อุปกรณ์ที่ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ในชอปเปอร์ ประกอบด้วย

1. ทรานซิสเตอร์กำลัง

2. MOSFET กำลัง

3. GTO

4. ไทริสเตอร์ที่มีการหยุดกระแสแบบบีบบังคับ

อุปกรณ์เหล่านี้ทำหน้าที่เป็นสวิตช์กำลังซึ่งควบคุมควิตีไซเคิล และความถี่ในการทำงานได้. (ในทางปฏิบัติจะมีแรงดันตกคร่อมอุปกรณ์ดังกล่าวตั้งแต่ 0.5 ถึง 2 V)

จากรูป 5.1a ถ้าไม่คิดแรงดันตกคร่อมอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ ค่าเฉลี่ยของแรงดันเอาต์พุตในหนึ่งคาบเวลาจะหาได้จาก

$$V_a = t_1 V_s / T = \alpha V_s = k V_s \tag{5.1a}$$

$$\text{มีค่าเฉลี่ยของกระแสที่โหลด } I_a = V_a / R = k V_s / R \tag{5.2b}$$

เมื่อ T เป็นคาบเวลาชอปปีง (Chopping Period)

$k = t_1/T$ เป็นคิวิตีไซเคิลของชอปเปอร์

f เป็นความถี่

หาค่า rms ของแรงดันเอาต์พุตได้

$$V_o = k^{1/2} V_i \quad (5.2)$$

จากสมการ 2 คิวิตีไซเคิล (k) มีค่าได้ตั้งแต่ 0 ถึง 1 โดยปรับค่า t_1 , T หรือ f คังนั้น จึงปรับค่า V_o ได้ตั้งแต่ 0 ถึง V_i โดยการควบคุม k

สมมติชอปเปอร์ไม่มีกำลังสูญเสีย เราสามารถหาค่ากำลังอินพุตของชอปเปอร์ ซึ่งมีค่าเท่ากับกำลังเอาต์พุตได้จาก

$$P_i = kV_i^2/R \quad (5.3)$$

ความต้านทานอินพุตของชอปเปอร์เมื่อพิจารณาจากแหล่งจ่าย มีค่าเป็น

$$R_i = V_i/I_i = R/k \quad (5.4)$$

การควบคุมการไหลของกำลังไฟฟ้าในชอปเปอร์แบ่งออกเป็น 2 ลักษณะคือ การทำงานที่ความถี่คงที่และการทำงานที่ความถี่แปรค่าได้

1. การทำงานที่ความถี่คงที่

(Constant Frequency Operation)

การทำงานที่ความถี่ชอปปีง (f) หรือคาบเวลาชอปปีง (T) คงที่แต่เวลาในการเปิด (t_1) รวมทั้งความกว้างของพัลส์นั้นแปรค่าได้ การควบคุมประเภทนี้เรียกว่า การควบคุมมอดูเลชัน ตามความกว้างของพัลส์ (Pulse Width Modulation (PWM))

2. การทำงานที่ความถี่แปรค่าได้

(Variable Frequency Operation)

การทำงานที่ความถี่แปรค่าได้ มีความถี่ขอบปีงแปรค่าได้ แต่เวลาในการเปิด (t_1) หรือเวลาในการปิด (t_2) อย่างใดอย่างหนึ่งเป็นค่าคงที่ การควบคุมประเภทนี้ เรียกว่า มีอคคูลูชันความถี่ (Frequency Modulation) เนื่องจากการทำงานนี้มีการเปลี่ยนแปลงความถี่เป็นช่วงกว้างเพื่อให้ได้ช่วยแรงดันเอาต์พุตเต็มคลื่น การควบคุมประเภทนี้จึงสร้างฮาร์โมนิกจำนวนมาก ทำให้การออกแบบวงจรมีความยุ่งยากมากเนื่องจากต้องเพิ่มฟิลเตอร์เข้ามา ดังนั้นการชอปเปอร์ทั่วไปมักเป็นการทำงานที่ความถี่คงที่

จากรูป 5.1a ถ้าเราคิดค่าแรงดันตกคร่อมสวิทช์ (V_{Δ} ; ขณะสวิทช์เปิด) จะได้ค่ากำลังเอาต์พุต มีค่าเป็น

$$P_o = k(V_i - V_{\Delta})/R \quad (5.5)$$

กำลังอินพุตของชอปเปอร์ มีค่าเป็น

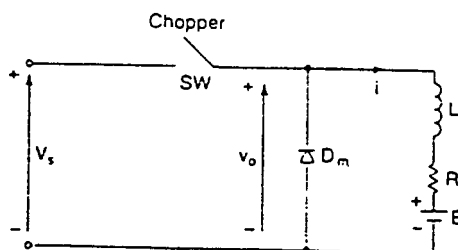
$$P_i = kV_i(V_i - V_{\Delta})/R \quad (5.6)$$

สังเกตว่า กรณีคิดค่า V_{Δ} ; ค่า $V_i = V_i - V_{\Delta}$

5.2 ชอปเปอร์แปลงแรงดันให้ลดลงโดยมีโหลด R-L

(Step down Chopper With R-L Load)

วงจรพื้นฐานของชอปเปอร์แปลงแรงดัน dc ให้ต่ำลง (แปลงแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าต่ำกว่าแรงดันอินพุต) โดยมี โหลด R-L มีลักษณะดังรูป 5.2



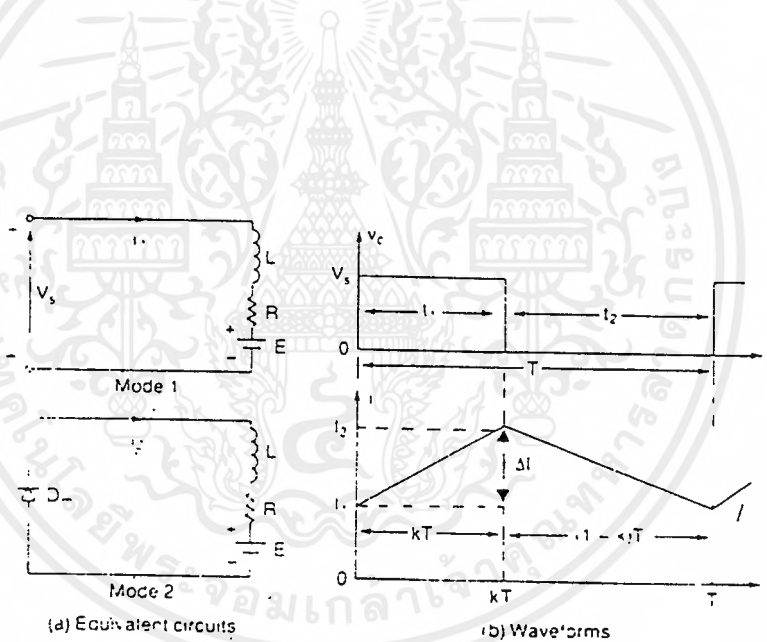
รูปที่ 5.2 วงจรชอปเปอร์แปลงแรงดันให้มีค่าต่ำกว่าแรงดันอินพุต

การทำงานของขอลปเปอร์ประเภทนี้แบ่งออกเป็น 2 โหมด

โหมดที่ 1 : ขณะสวิตช์เปิด (on) กระแสจะไหลจากแหล่งจ่ายไปยังโหลด

โหมดที่ 2 : ขณะสวิตช์ปิด (off) ค่า $V_s = 0$ และพรีวิลลิ่ง ไดโอด (D_{off}) ได้รับไบอัสตรง ดังนั้น กระแสที่ไหล (จากแบตเตอรี่ E) ยังคงไหลผ่าน D_{off} ไปยัง โหลดอย่างต่อเนื่องจนกระทั่งสวิตช์เปิด อีกครั้งหนึ่ง คำนึง จึงทำให้กระแสที่ไหลมีความต่อเนื่อง (กรณีนี้ถ้าอินดักแตนซ์ของ โหลด (L) มีปริมาณมาก ก็จะทำให้กระแสที่ไหลไหลอย่างต่อเนื่อง ได้เช่นกัน)

วงจรที่ ขบเคียงขณะทำงานที่ โหมดทั้งสองแสดงให้เห็นได้ดังรูป 5.3a ส่วนรูปคลื่น ของกระแสที่ โหลดและรูปคลื่นของแรงดันเอาต์พุต แสดงให้เห็น ได้ดังรูป 5.3b

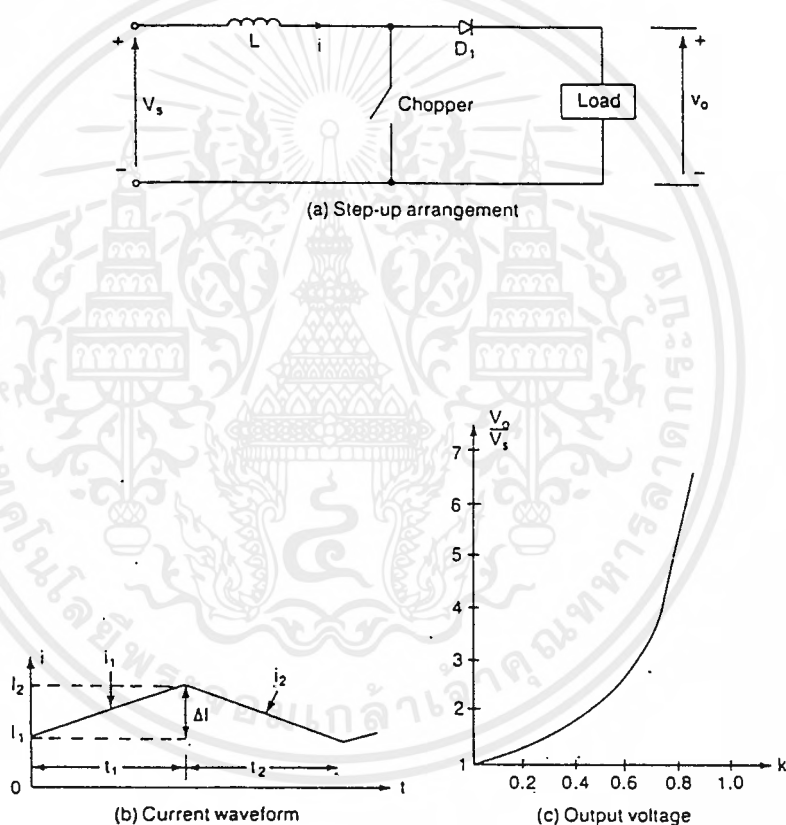


รูปที่ 5.3 แสดงลักษณะ ON-OFF ของวงจร

5.3 หลักการแปลงแรงดันให้สูงขึ้น

(Principle of Step up Operation)

วงจรชอปเปอร์พื้นฐานที่ใช้ในการแปลงแรงดัน dc ให้สูงขึ้น (แปลงแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าสูงกว่าแรงดันอินพุต) มีลักษณะดังรูป 5.4a



รูปที่ 5.4 วงจรชอปเปอร์พื้นฐานในการแปลงแรงดัน DC ให้สูงขึ้น

เมื่อสวิตช์ SW เปิดเป็นเวลา t_1 กระแสที่อินดักเตอร์จะเพิ่มขึ้นและเก็บพลังงานไว้ในตัวอินดักเตอร์ ถ้าสวิตช์ปิดเป็นเวลา t_2 พลังงานที่เก็บในอินดักเตอร์จะจ่ายโอนผ่านไดโอด D_1 ไปยังโหลด จากนั้นกระแสที่อินดักเตอร์จึงค่อย ๆ ลดลง ถ้ากระแสไหลอย่างต่อเนื่องรูปคลื่นของกระแสที่อินดักเตอร์จะเป็นดังรูป 5.4b

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อสวิทช์ของขอปเปอร์เปิด แรงดันตกคร่อมอินดักเตอร์ มีค่าเป็น

$$V_L = L di/dt$$

ค่าชั่วขณะของแรงดันเอาต์พุต มีค่าเป็น

$$V_o = V_s (1 + t_1/t_2) = V_s/(1-k) \quad (5.7)$$

จากสมการ 5.7 สังเกตว่า การแปลงแรงดันตกคร่อม โหลดให้มีค่าสูงขึ้น ทำได้โดยปรับควิตีไซเคิล (k) ผลก็คือ เมื่อ $k=0$ แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าต่ำสุด คือ V_s อย่างไรก็ตามเมื่อเราพิจารณา รูป 5.4c จะเห็นได้ว่าเราไม่สามารถทำให้ $k=1$ ได้ ทั้งนี้เพราะเมื่อ k มีค่าใกล้ 1 แรงดันเอาต์พุตเริ่มมีค่ามากและไวก่อการเปลี่ยนแปลงของค่า k ดังนั้น V_o จึงมีค่าสูงกว่า V_s เสมอ

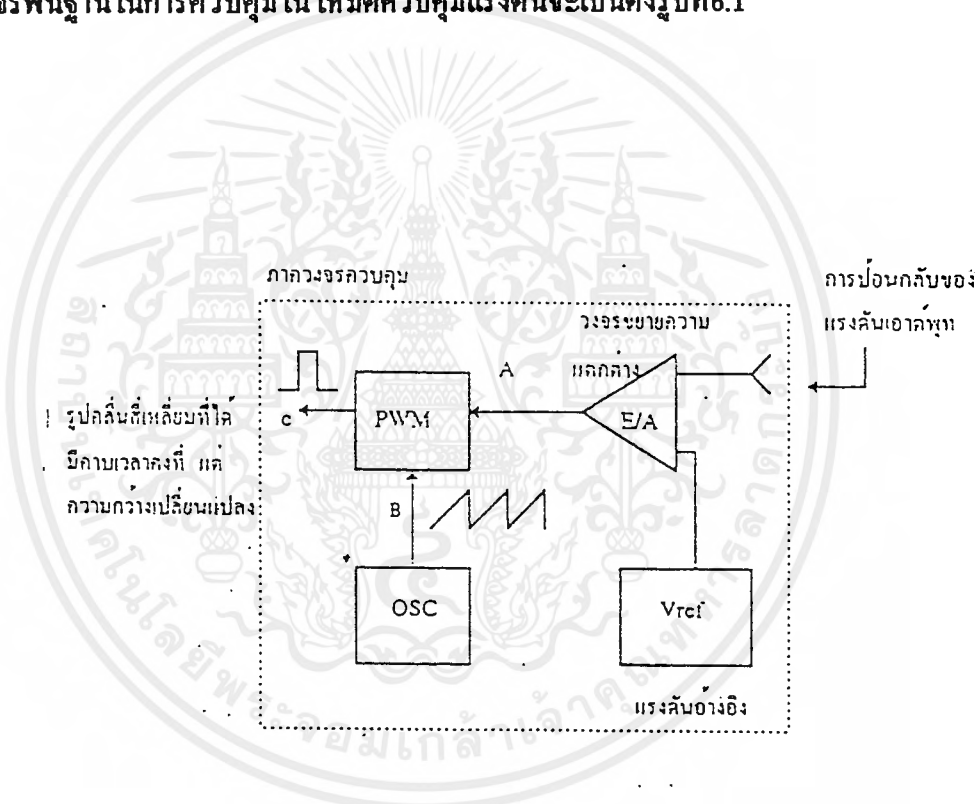
บทที่ 6

ไอซีที่ใช้สร้างสัญญาณสวิตชิ่ง

ไอซี เบอร์ TL-494

6.1 หลักการทำงานเบื้องต้นของการควบคุมในโหมดควบคุมแรงดัน

การทำงานของ การควบคุมในโหมดนี้ จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าของแรงดันที่เอาต์พุตมาควบคุมช่วงเวลาการกระทำของทรานซิสเตอร์กำลัง เพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุตเป็นหลัก วงจรพื้นฐานในการควบคุมใน โหมดควบคุมแรงดันจะเป็นดังรูปที่ 6.1

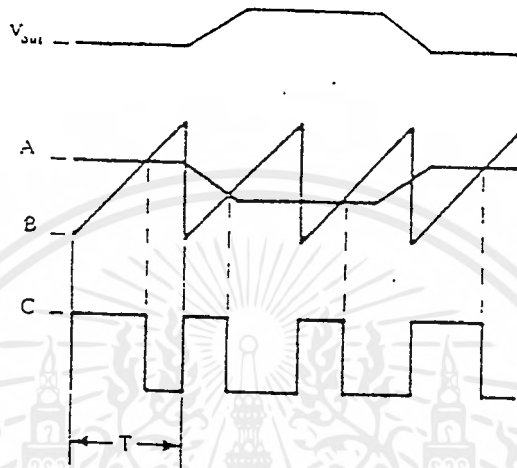


รูปที่ 6.1 แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมใน โหมดควบคุมจากแรงดัน

จากรูป 6.1 วงจรจะอาศัยการป้อนค่าแรงดันที่เอาต์พุต และเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง (Vref) ของวงจร เพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายความแตกต่าง ที่ตำแหน่ง A จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อยที่ตำแหน่ง B ของ PWM อีกครั้งหนึ่ง เอาต์พุตที่ได้จากวงจร PWM จะมีลักษณะเป็นพัลส์ซึ่งเปลี่ยน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

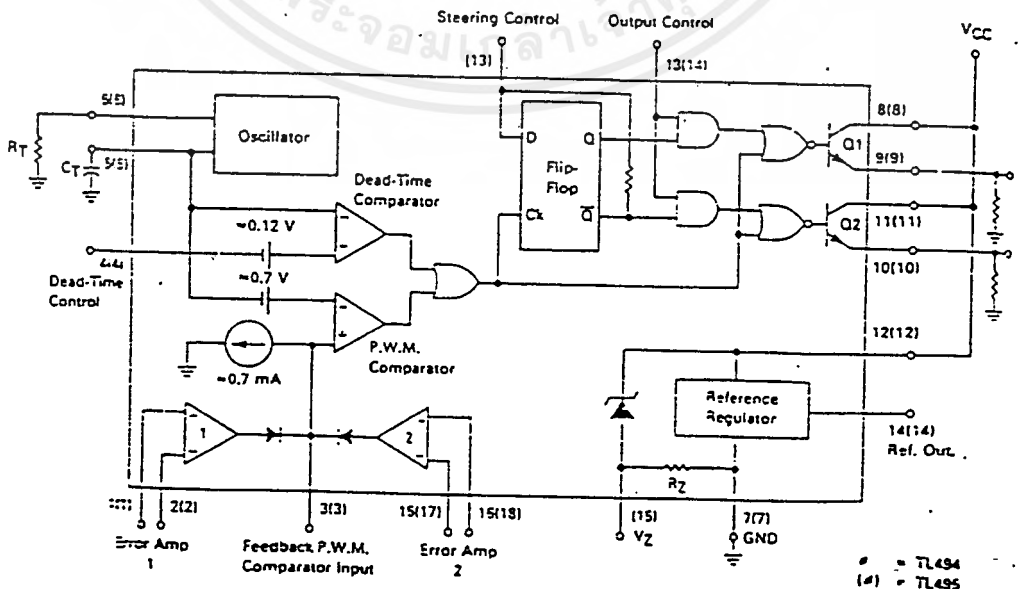
แปลงไปตามผลมอดคูลูเลชันของค่าแรงดันที่ตำแหน่ง A และ B ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองที่จะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลานำกระแสของทรานซิสเตอร์กำลังในคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 6.2 แสดงลักษณะความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของ PWM ซึ่งเป็นผลมาจากการมอดคูลูเลตสัญญาณป้อนกลับและฟันเลื่อยตามรูปที่ 6.1

6.2 ไอซีเบอร์ TL-494 สำหรับโหมควบคุมจากแรงดัน

ไอซีเบอร์ TL-494 เป็นไอซีที่ออกแบบมาเพื่อใช้ควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์

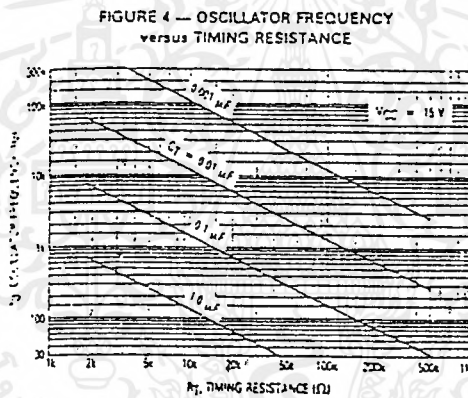


เอกสารนี้รูปที่ 6.3 แสดงการจึก โครงสร้างภายในและการจึกขาของไอซี TL-494 (ที่มา MOTOROLA) ไม่ว่าจะณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.3 การกำหนดคาบเวลาการทำงาน

วงจรของ TL-494 เป็นวงจร PWM ที่มีความถี่คงที่ คาบเวลาการทำงานของเอาต์พุทพัลส์ กำหนดโดยค่าของ R_T และ C_T จากภายนอกที่ขา 6 และที่ขา 5 ของไอซี ค่าคาบเวลาการทำงาน จะกำหนดได้จาก

$$T = R_T * C_T / 1.1$$



รูปที่ 6.4 แสดงความสัมพันธ์ของค่า R_T, C_T ในการกำหนดความถี่

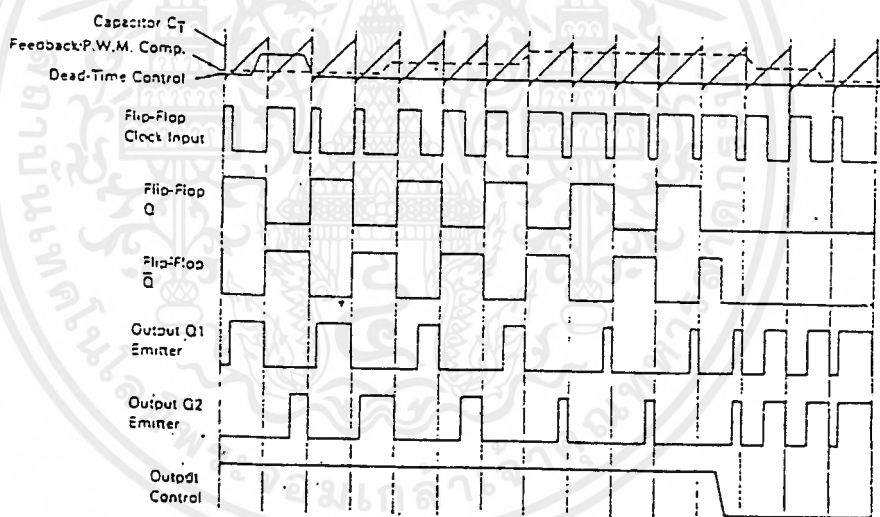
6.4 การทำงานของไอซีในการลดค่าแรงดันของคอนเวอร์เตอร์

ความกว้างเอาต์พุทพัลส์ของ ไอซี จะ ได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณฟันเลื่อยที่ขา S กับ แรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง(Error Amp)ทั้ง 2 ตัวที่ PWM Comparator ส่วน NOR เกทที่ควบคุมทรานซิสเตอร์เอาต์พุท Q1และQ2 จะทำงานก็ต่อเมื่อขา Ckของ FlipFlop อยู่ในสถานะ "low" ได้ก็ต่อเมื่อแรงดันของสัญญาณมีค่ามากกว่าแรงดันที่มาจากวงจรขยายความแตกต่าง ทั้ง 2 ตัวนั่นคือ แรงดันป้อนจากเอาต์พุทของคอนเวอร์เตอร์ หากมีค่าสูงขึ้น ความกว้างเอาต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พุดพัลส์ของไอจีจะลดลงในทางกลับกันแรงดันป้อนกลับหากมีค่าลดลง ความกว้างเอาต์พุดพัลส์ของไอจีจะเพิ่มขึ้น

ความกว้างเอาต์พุดพัลส์ของ ไอจี สามารถกำหนดให้มีค่ามากที่สุด หรือมีค่าเท่ากับศูนย์ ได้ด้วยการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขา 3 จาก 0.5 โวลต์ จนถึง 3.5 โวลต์ส่วนวงจรขยายความแตกต่าง ทั้งสองตัวจะมีช่วงขาของอินพุตคอมมอน โหมค ตั้งแต่ -0.3 ถึง $(V_{cc} - 2)$ โวลต์และสามารถใช้ ตรวจจับแรงดันหรือกระแสที่เอาต์พุดของคอนเวอร์เตอร์ได้ วงจรขยายความแตกต่างทั้งสองตัว จะให้เอาต์พุดในลักษณะให้สถานะ "High"(Active High) โดยต่อกันอยู่กันอยู่ในลักษณะ OR ที่ขา non-inverting ของ PWM Comparator การต่อกันในลักษณะนี้วงจขยายความแตกต่าง ตัวที่ทำให้ เกิดความกว้างเอาต์พุดพัลส์ต่ำสุดจะเป็นตัวควบคุมความกว้างของเอาต์พุดพัลส์ของ ไอจี



รูปที่ 6.5 แสดงรูปคลื่นลักษณะการทำงานของ IL-494

6.5 การกำหนดค่าเวลาเฉื่อย(TD)

IL-494 สามารถให้ผู้ใช้สามารถกำหนดค่าเฉื่อย (TD) ของวงจรได้เองด้วยการต่อแรงดัน ระหว่าง 0 ถึง 3.3 โวลต์ ที่ขา 4 ของไอจี อย่างไรก็ตามหากแรงดันที่ขา 4 มีค่าเท่ากับ 0 โวลต์ ค่า เวลาเฉื่อยต่ำสุดของไอจีจะไม่ต่ำกว่า 4 เปอร์เซ็นต์ของคาบเวลาการทำงาน เนื่องจากมีแรงดัน ออฟเซต 120 มิลลิโวลต์ค้อยู่ภายใน ดังนั้นในช่วงเวลา สูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ที่ได้จาก ไอจี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรนำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต หากต้องการข้อมูลเพิ่มเติม กรุณาติดต่อฝ่ายวิชาการของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี

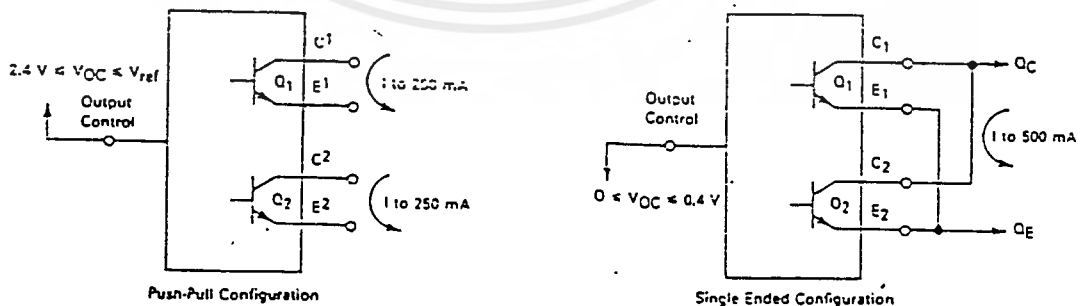
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเท่ากับ 48% ของคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 (Output Control) เข้ากับขา 14 (+5Vref) และมีค่าเท่ากับ 96% ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 ลงกราวด์

6.6 การเลือกใช้ Q1 และ Q2 ที่เฮิร์ตซของไอซี

เอาต์พุต Q1 และ Q2 ของไอซีสามารถทำงานได้ 2 โหมด คือ ทำงานพร้อมกันหรือสลับกันทำงาน ซึ่งสามารถเลือกการทำงานได้ที่ขา 13 (Output Control) โดยขณะที่ C_r คลาซประจุเอาต์พุตของ Dead-Time Comparator จะให้พัลส์ออกมา Ck มีสถานะเป็น "High" และการหยุดการทำงานของ Q1 และ Q2 ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น "High" โดยการต่อเข้ากับขา 14 (+5 Vref) Q1 และ Q2 จะสลับกันทำงานตามจังหวะของ Flip-Flop เพื่อใช้ขับคอนเวอร์เตอร์แบบพุช-พูล ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะเป็น 2 เท่าของค่าคาบเวลาสัญญาณพื้นฐานของไอซี แต่ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น "low" โดยการต่อลงกราวด์(ขงเล็ก Flip-Flop) Q1 และ Q2 จะทำงานพร้อมกันและสามารถขนาน Q1 และ Q2 เข้าด้วยกันได้ ถ้าต้องการให้กระแสได้มากขึ้น ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะมีค่าเท่ากับค่าคาบเวลาการทำงานของสัญญาณพื้นฐานของไอซี(ช่วงนำกระแสสูงสุดเท่ากับ 96% ของค่าคาบเวลา)แสดงดังในรูป ที่ 6.5 และ 6.6

TL-494 ต้องการไฟเลี้ยงในช่วง $7 \leq V_{CC} \leq 40$ มีแรงดันอ้างอิงภายใน $V_{ref} = 5V$ และสามารถจ่ายกระแสได้ถึง 10 มิลลิแอมป์ เพื่อใช้กับวงจรภายนอกโดยมีความถูกต้อง $\pm 1.5\%$ ความคลาดเคลื่อนทางอุณหภูมิมีค่าน้อยกว่า 50 มิลลิโวลต์ เมื่อทำงานในช่วง 0 ถึง 70 องศาเซลเซียส



บทที่ 7

วงจรการทำงานและผลการทดลอง

อธิบายวงจรการทำงาน

7.1 ชุดเลือกย่านของแรงดัน

พิกัดแรงดันของชุดโพลคไฟฟ้ากระแสตรง คือ 220 โวลต์ จึงจะใช้ตัวต้านทานที่มีความต้านทานสูงๆ มาต่ออนุกรมกันเพื่อใช้เป็น ตัวเซนเซอร์ (Sensor) แรงดัน โดยจะทำการลดแรงดัน จาก 220 โวลต์ เป็น 5 โวลต์ เพื่อใช้เป็นอินพุทให้กับวงจรชุดการเลือกผ่านของแรงดัน และสามารถกำหนดแรงดันสูงสุด ในแต่ละย่าน ได้ดังนี้

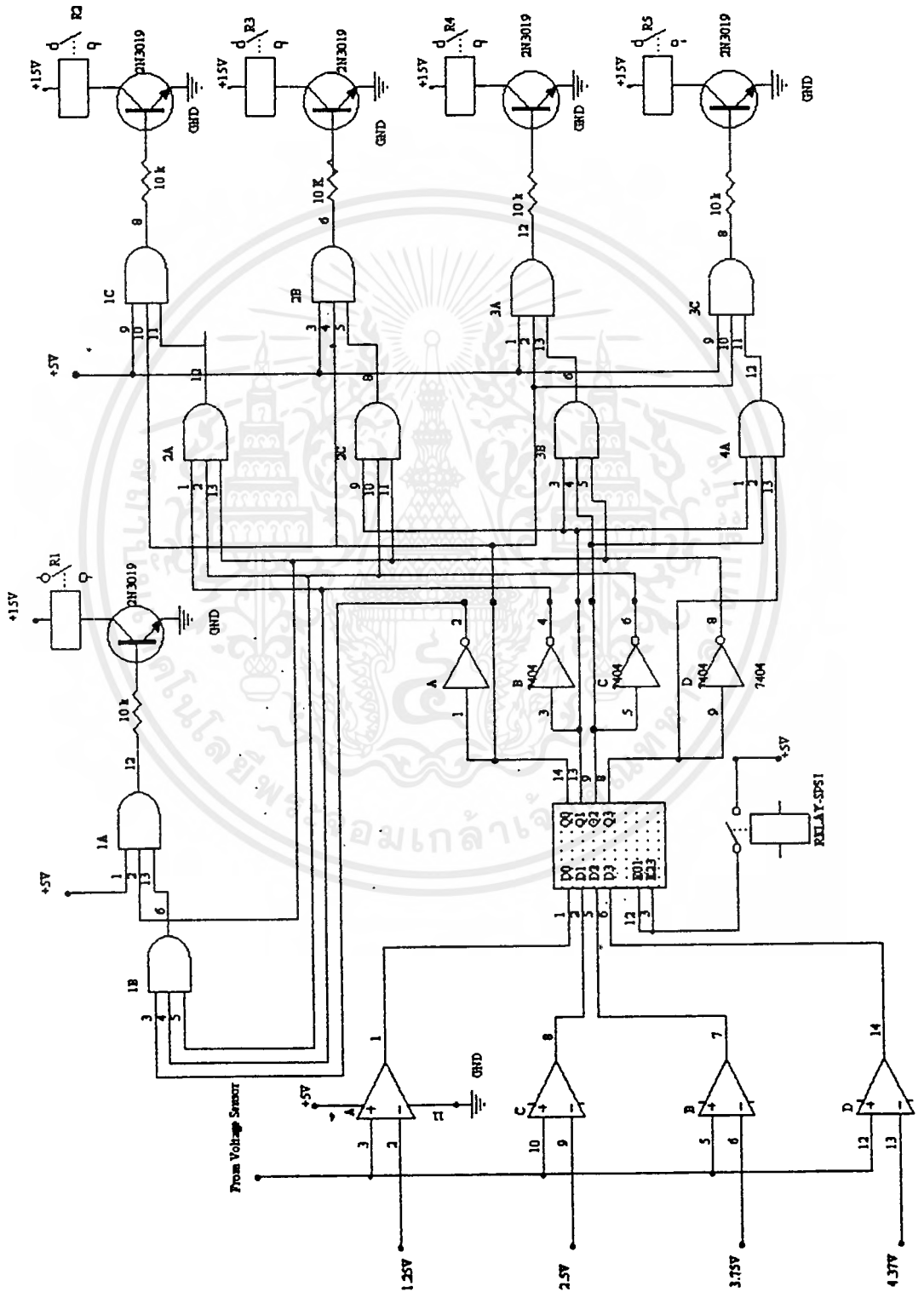
ย่านที่ 1	ระดับแรงดัน 0-50	โวลต์	แรงดันเซนเซอร์ที่ใช้	1.25	โวลต์
ย่านที่ 2	ระดับแรงดัน 51-100	โวลต์	แรงดันเซนเซอร์ที่ใช้	2.5	โวลต์
ย่านที่ 3	ระดับแรงดัน 101-150	โวลต์	แรงดันเซนเซอร์ที่ใช้	3.75	โวลต์
ย่านที่ 4	ระดับแรงดัน 151-175	โวลต์	แรงดันเซนเซอร์ที่ใช้	4.375	โวลต์
ย่านที่ 5	ระดับแรงดัน 176-200	โวลต์	แรงดันเซนเซอร์ที่ใช้	5	โวลต์

หลักการการทำงานของวงจรคือ ไอซีเบอร์ LM 324 จะเป็นตัวเปรียบเทียบแรงดันระหว่างแรงดันที่ Sensor มาจาก Voltage Sensor กับแรงดันที่อ้างอิง โดยแรงดันที่ได้จากการ Sensor จะป้อนเข้ามา Noninverting input และแรงดันที่อ้างอิง จะป้อนเข้าที่ขา Inverting input โดยจะได้ผลดังนี้

-แรงดัน Sensor > แรงดันอ้างอิง ได้ Out put เป็น "High" (+5 v)

-แรงดัน Sensor < แรงดันอ้างอิง ได้ Out put เป็น "Low" (0 v)

แล้วสัญญาณ Out put ที่ได้จาก ไอซีเบอร์ LM 324 จะถูกส่งเป็น Input ให้กับ ไอซีเบอร์ 74LS77 ที่ทำหน้าที่เป็นตัว Latch เก็บข้อมูลจากสัญญาณจาก input เอาไว้ แล้วสัญญาณดังกล่าวก็จะถูกส่งผ่าน ไอซีที่ทำหน้าที่เป็นตัวกลับสัญญาณ(Inverter จาก High เป็น Low หรือจาก Low เป็น High) แล้วมาทำการ AND กันดังรูปที่ 7.1 โดยสัญญาณ Output ที่ออกจากตัว AND จะมีสภาพเป็น Low หรือ High แล้วแต่ input ที่ถูกป้อนเข้ามา และเมื่อสัญญาณ Output ของตัว AND จะเป็นตัวที่จะควบคุมการปิด-เปิด ของทรานซิสเตอร์ โดยถ้า Output ของ AND เป็น High Transistor จะ ON แต่ถ้าเป็น Low Transistor จะ Off ซึ่ง Transistor แต่ละตัวนี้จะควบคุม Relay อีกที ซึ่ง Relay แต่ละตัว จะไปควบคุมคอนแทกเตอร์ที่วงจรกำลัง เพื่อใช้กำหนดขนาดของความต้านทานที่เป็น Load ให้เหมาะสมกับขนาดแรงดันที่ใช้ทดลองด้วย



รูปที่ 7.1 แดควงจรชุดเลือกขานแรงคั้น

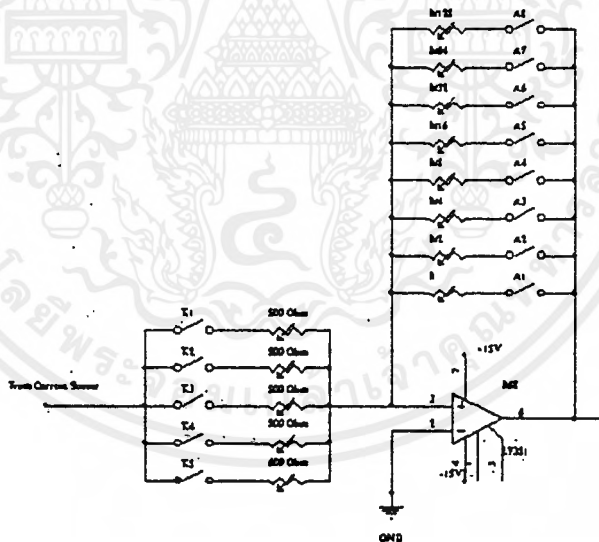
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่วาทกรรมใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.2 หลักการทำงานของวงจร Feed Back

ลักษณะการทำงานของวงจร Feed Back จากแรงดันอ้างอิงสามารถปรับค่า ได้ตั้งแต่ 6 โวลต์ ถึง 0 โวลต์ ดังนั้นวงจร Feed Back นี้จะต้องสร้างแรงดันได้ในช่วงประมาณ 6 ถึง 0 โวลต์ เช่นกันเพื่อจะได้นำไปเปรียบเทียบกับวงจรอ้างอิง และเนื่องจากแรงดันของแอมเพอเรจ ที่ใช้ทดสอบมีค่าไม่คงที่ คือมีค่าตั้งแต่ 0 ถึง 200 โวลต์ จึงจะทำให้ความสูงของพัลส์ที่ได้จากตัว Current Sensor มีความสูงของแต่ละแรงดันไม่เท่ากัน ดังนั้นจึงต้องหาวิธีที่จะต้องให้ความสูงของพัลส์ ที่ได้จากตัว Current Sensor มีค่าเท่ากันที่ทุกแรงดันของแอมเพอเรจที่ใช้ทดสอบ เพื่อให้สามารถควบคุมแรงดันที่ได้จากชุด Feed Back ให้มีค่าอยู่ระหว่างช่วง 6 ถึง 0 โวลต์ ซึ่งได้เลือกให้ชุด Feed Back ที่สามารถปรับอัตราขยายได้ กล่าวคือ

- ที่แรงดันแอมเพอเรจทดสอบต่ำ จะทำให้อัตราการขยายสูง
- ที่แรงดันแอมเพอเรจทดสอบสูง จะทำให้อัตราการขยายต่ำลงมา ตามลำดับ

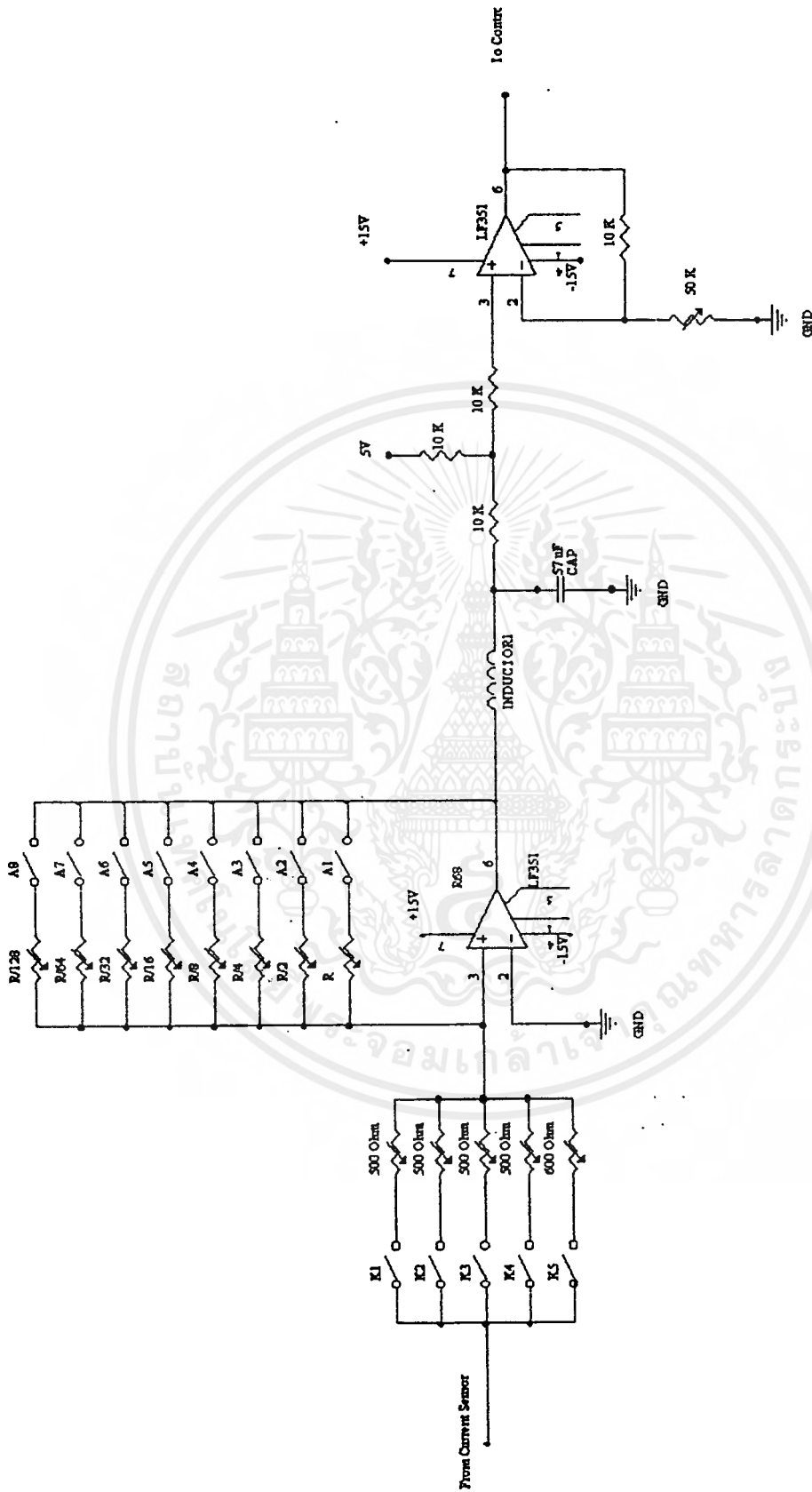
ซึ่งได้ใช้วงจรการปรับอัตราขยายดังรูป



รูปที่ 7.2 แสดงวงจรการปรับอัตราขยายของแรงดัน โดยใช้อปแอมป์

ซึ่งในการ Switch เลือกค่า R_f เพื่อปรับอัตราขยายนั้น เราจะใช้ Relay เป็นตัวคั่นค่า R_f ให้ได้ตามต้องการ โดยจะมีชุด วงจร A/D Converter เป็นตัวตรวจสอบแรงดันที่แอมเพอเรจ แล้วสร้างเป็นสัญญาณ Digital มาทำการ Trig ให้กับทรานซิสเตอร์เพื่อควบคุมการปิดเปิดของ Relay แต่ละตัวให้ทำงานอีกที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



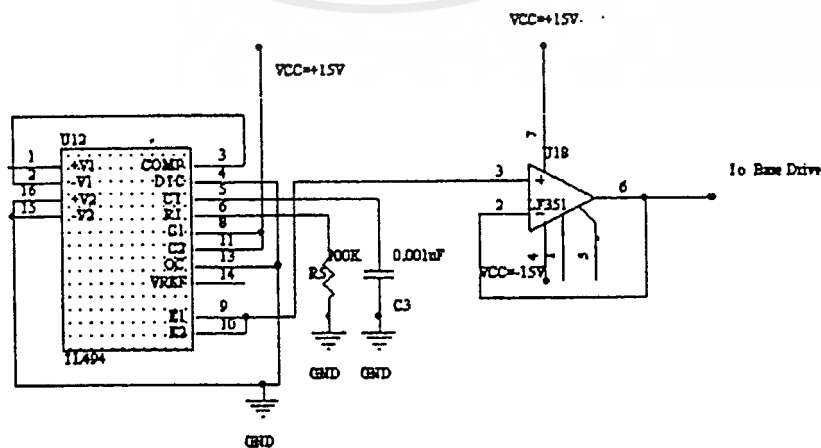
รูปที่ 7.3 แดควงจร Feed back control

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 7.3 เมื่อมีการต่อขั้วเบคเตอร์ที่ต้องการทดสอบเข้ากับชุดโหลดไฟฟ้า กระแสตรง แล้วทำการกด Switch " Set." จะทำให้ชุดวงจร A/D Converter ตรวจสอบแรงดันแล้วเปลี่ยนเป็นสัญญาณ Digital สัญญาณดังกล่าวจะถูก Latch ข้อมูลเอาไว้ในไอซีเบอร์ 74LS77 จะเป็นตัวทริกให้กับ Transistor (T1 ถึง T8) เพื่อให้ Relay แต่ละตัวทำงานตามสัญญาณที่ Transistor ได้รับ (Transistor On เมื่อได้รับสถานะเป็น High จาก Output ของ ไอซีเบอร์ 74LS77) นั่นก็คือจะทำให้ได้อัศราการขยายที่เหมาะสมกับแรงดันของเบคเตอร์ที่ใช้ทดสอบแล้ว และนี่คือส่วนของการปรับอัศราการขยายเท่านั้น

ต่อมาจะบอกกล่าวถึงการเกิดสัญญาณ Feed Back นั่นคือเมื่อมีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านชุด Current Sensor ทำให้เกิดสัญญาณแรงดัน ป้อนเข้ามาที่ขา 2 ของ ไอซีเบอร์ LF 351 (เป็นการต่อแบบ inverting) จะทำให้ได้สัญญาณ Output เป็นรูปพัลส์ ที่มีลักษณะเป็นพัลส์ลบ โดยจะมีความสูงของพัลส์ โดยประมาณ 4 โวลท์ และแรงดัน Output ที่ออกจากขา 6 ของไอซีตัวนี้จะถูกทำการกรองสัญญาณให้เรียบเป็นสัญญาณ ไฟลิจิ โดยใช้ LC-Filter สัญญาณ ไฟลิจิจะถูกป้อนไปหักล้างกับ สัญญาณไฟลิจิที่เป็นบวก 5 โวลท์ จะทำให้ได้ระดับแรงดันลดลงและเป็นบวก แรงดันส่วนนี้จะถูกนำไปขยายอีกทีด้วย ไอซีเบอร์ LF351 โดยมีลักษณะการต่อเป็นแบบ Noninverting ซึ่งจะให้สัญญาณ Output ออกมาเป็นบวก แล้วใช้สัญญาณนี้เป็นสัญญาณ Feed Back กลับ ไปเข้า ไอซีเบอร์ LM 710 ที่ทำหน้าที่เป็นตัว Comparator นั่นคือขณะกระแสเป็น 0 (ไม่มีการคิงกระแส) สัญญาณ Feed Back จะมีค่าประมาณ 5.9 โวลท์ และเมื่อมีกระแสไหลจะทำให้ระดับสัญญาณ Feed Back ลดลง และถ้ากระแสไหลเพิ่มมากขึ้นอีก ระดับสัญญาณ Feed Back ก็ จะลดลงเช่นกัน

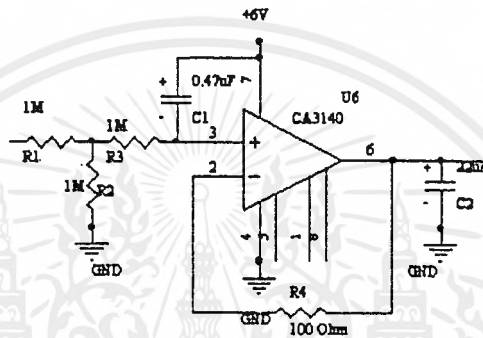
7.3 วงจรสร้างสัญญาณ PWM



รูปที่ 7.4 แสดงการสร้างสัญญาณ PWM ด้วย ไอซีเบอร์ TL-494

การสร้างสัญญาณ PWM เพื่อใช้เป็นสัญญาณในการ Switching จะไอซีเบอร์ TL-494 เป็นตัวกำเนิดสร้างสัญญาณ PWM โดยจะใช้สัญญาณไฟลิติจิที่ป้อนเข้าขาที่ 3 มาทำการเปรียบเทียบกับสัญญาณ แคร้เรีซ (สัญญาณฟันเลื่อย) ที่อยู่ภายในตัวไอซี ซึ่งจะทำได้สัญญาณ Output ที่ขา 9 และ 10 เป็นสัญญาณ PWM ที่มีควมถี่ 1 kHz

7.4 วงจรสร้างสัญญาณไฟลิติจิ



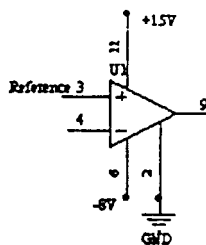
รูปที่ 7.5 แสดงการสร้างสัญญาณ ไฟลิติจิด้วยไอซีเบอร์ CA3140

ในการสร้างสัญญาณไฟลิติจิ จะใช้ไอซีเบอร์ CA3140 ที่สามารถควบคุมระดับของสัญญาณไฟลิติจิได้ ตั้งแต่ 0 ถึง 4 โวลท์ โดยสามารถควบคุมการเพิ่มหรือลดของระดับสัญญาณได้ ที่ขา 3 ของ ไอซีกล่าวคือ

- เมื่อขา 3 มีแรงดันเป็น 0 โวลท์ จะทำให้ Capacitor เกิดการ Discharge ทำให้สัญญาณคิจิที่ Output มีค่าลดลง

- เมื่อขา 3 มีแรงดันเป็น +15 โวลท์ จะทำให้ Capacitor เกิดการ Charge ทำให้สัญญาณคิจิที่ Output มีค่าเพิ่มขึ้น ซึ่งสัญญาณที่มากควบคุมขา 3 ของ ไอซีตัวนี้จะได้มาจากวงจรชุดเปรียบเทีย

7.5 วงจรชุดเปรียบเทียบ



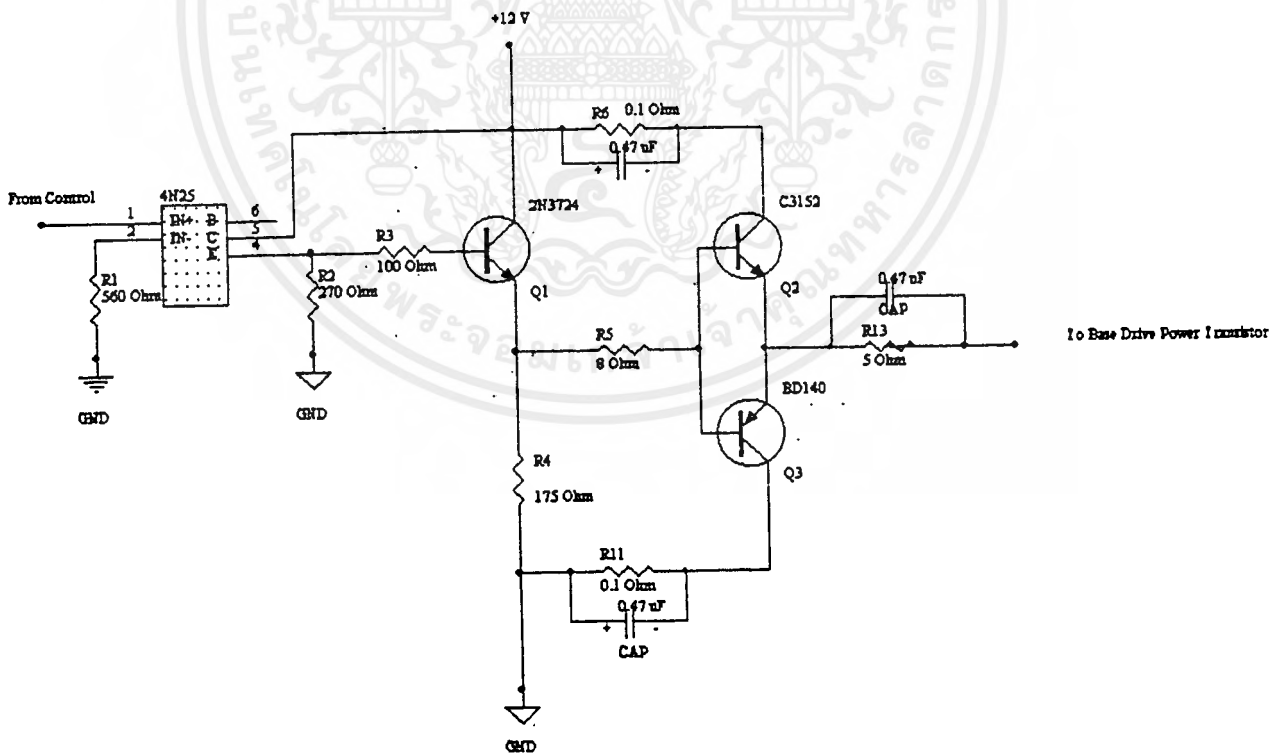
ในวงจรชุดนี้จะใช้ IC เบอร์ LM 710 มาเป็นตัว Comparator ระหว่างแรงดันอ้างอิงกับแรงดัน Feed Back โดยแรงดันอ้างอิงจะป้อนเข้าที่ขา 3 ของไอซี และแรงดัน Feed Back จะเข้าที่ขา 4 ของ ไอซีการเปรียบเทียบมีผลดังนี้

- ระดับแรงดันของสัญญาณอ้างอิง มีค่าสูงกว่าสัญญาณของ Feed Back จะทำให้ได้สัญญาณ Output ที่ขา 9 เป็น +15 โวลต์

- ระดับแรงดันของสัญญาณอ้างอิง มีค่าต่ำกว่าของสัญญาณ Feed Back จะทำให้ได้สัญญาณ Output ที่ขา 9 เป็น 0 โวลต์

ซึ่งสัญญาณที่ได้จากวงจรเปรียบเทียบนี้จะถูกส่งไปควบคุมวงจรสร้างสัญญาณคิซี โดยมีสัญญาณอินพุตเข้าทางขา 3 ไอซีเบอร์ CA3140

7.6 วงจรชุดขับเบส



รูปที่ 7.7 แดควงจรชุดขับเบส

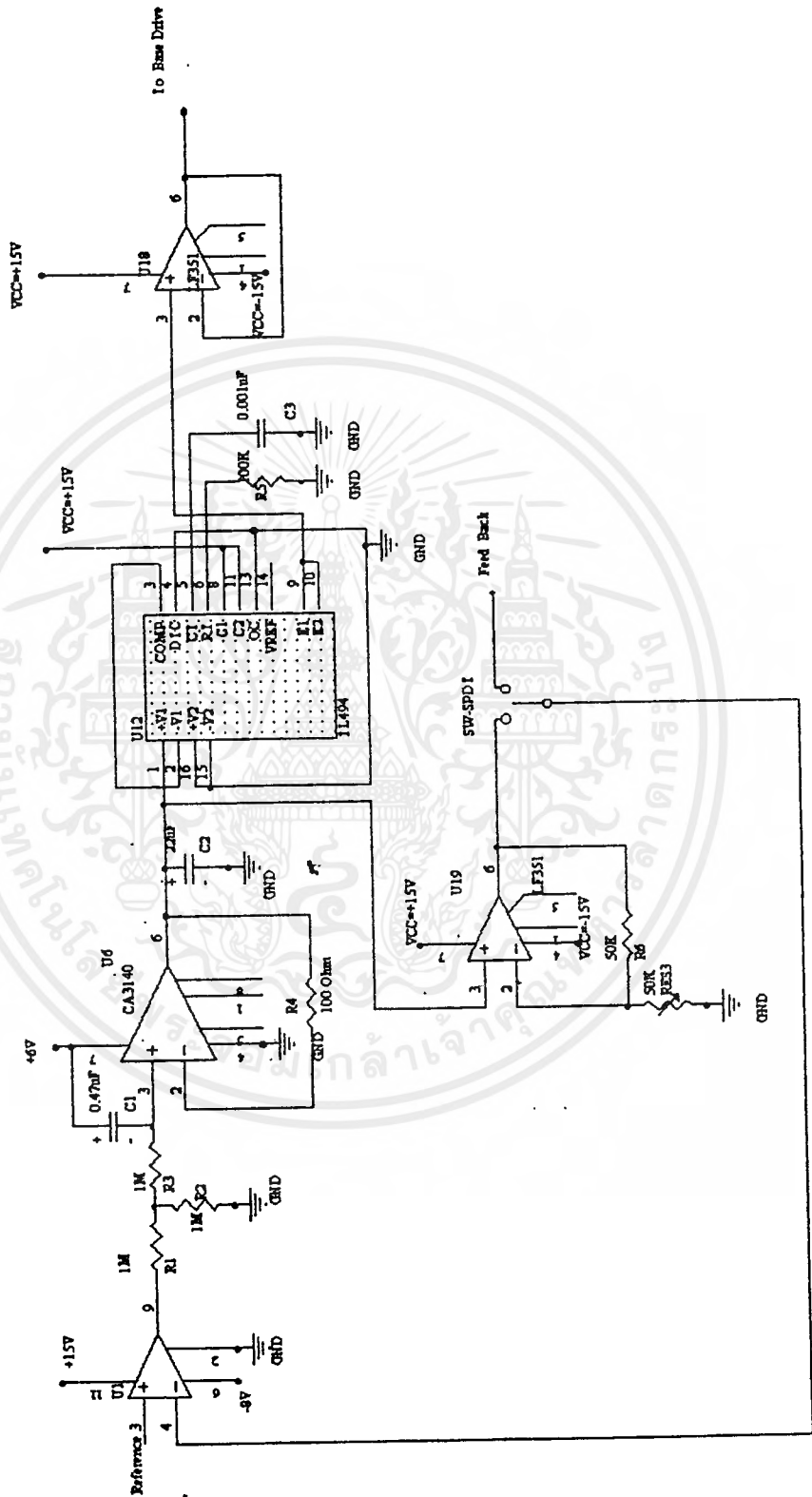
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 7.7 เมื่อสัญญาณ PWM จากชุด Control ถูกป้อนเข้าทางขา 1 ของไอซีเบอร์ 4N25 ซึ่งเป็นตัวทำหน้าที่ออสซิลเลต ซึ่งจะให้ สัญญาณออกมาทางขา 4 สัญญาณเอาต์พุตนี้จะเป็น ตัวไบอัสให้กับทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N3724 ซึ่งทำหน้าที่เพิ่มอัตราขยายกระแสทำให้กระแสที่จ่าย มาจากไอซีเบอร์ 4N25 มีค่าน้อยลงซึ่งจะเห็นได้ว่าจะมีทรานซิสเตอร์เบอร์ C3152 เป็นตัว จ่ายกระแสเบสให้กับ POWER TRANSISTOR ที่ค่ออยู่ในวงจรชุด Main ส่วนทรานซิสเตอร์เบอร์ BD140 จะกำจัคประจุคั้งในช่วง OFF ที่เกิดขึ้นบริเวณรอยต่อ

7.7 วงจรชุดเมน

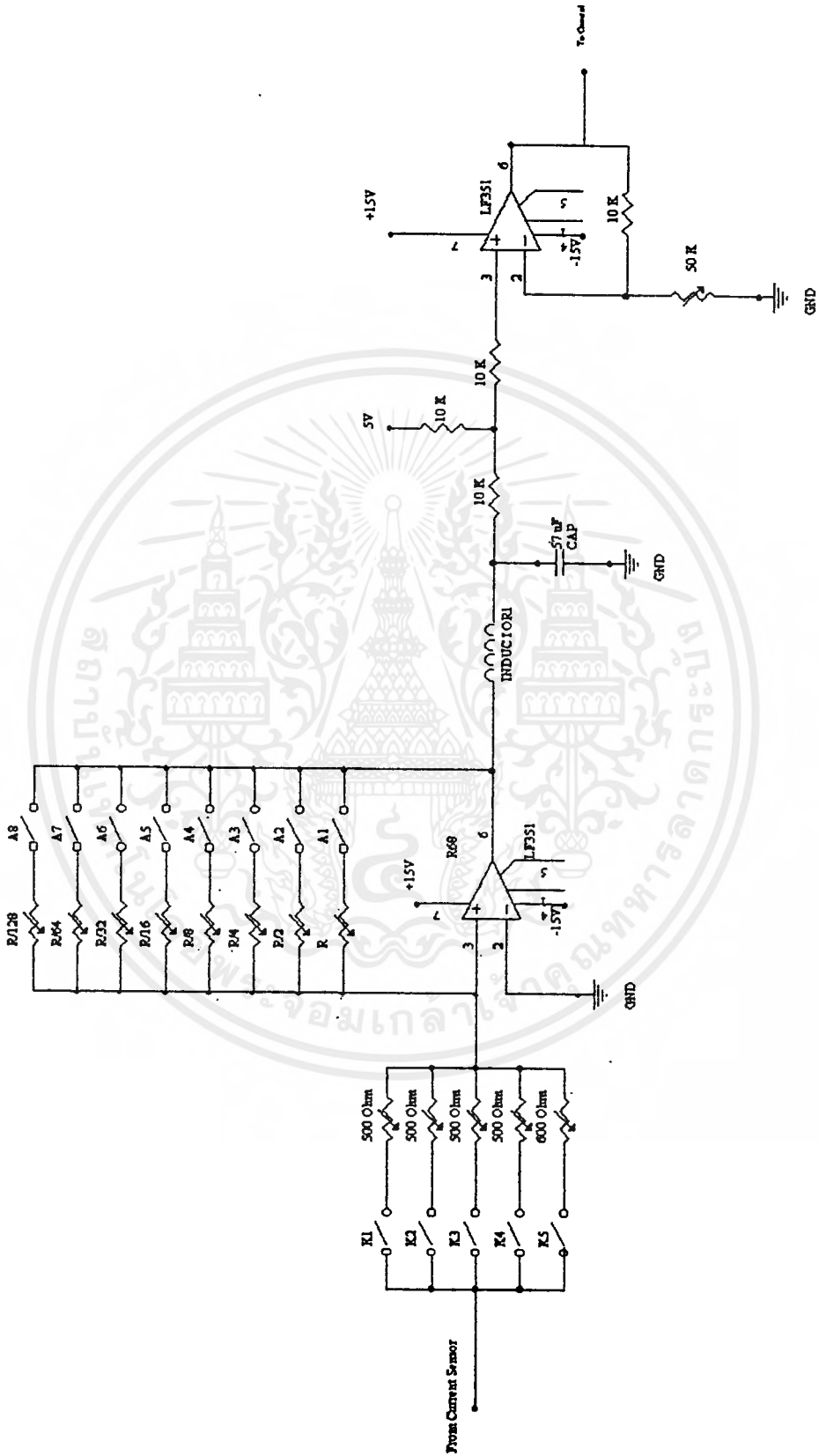
ประกอบด้วย

- อินคักเตอร์และคาปาซิเตอร์เพื่อช่วยให้กระแสและแรงคั้นมีความต่อเนื่อง
- โหลดความค้ำทาน
- ทรานซิสเตอร์ชนิด โมคูลทำหน้าที่เป็นสวิคซ์คั้ง ON-OFF
- คอนเทคเตอร์ทำหน้าที่ปรับเปลี่ยนค่าความค้ำทานของ โหลดที่ใช้ทดสอบ

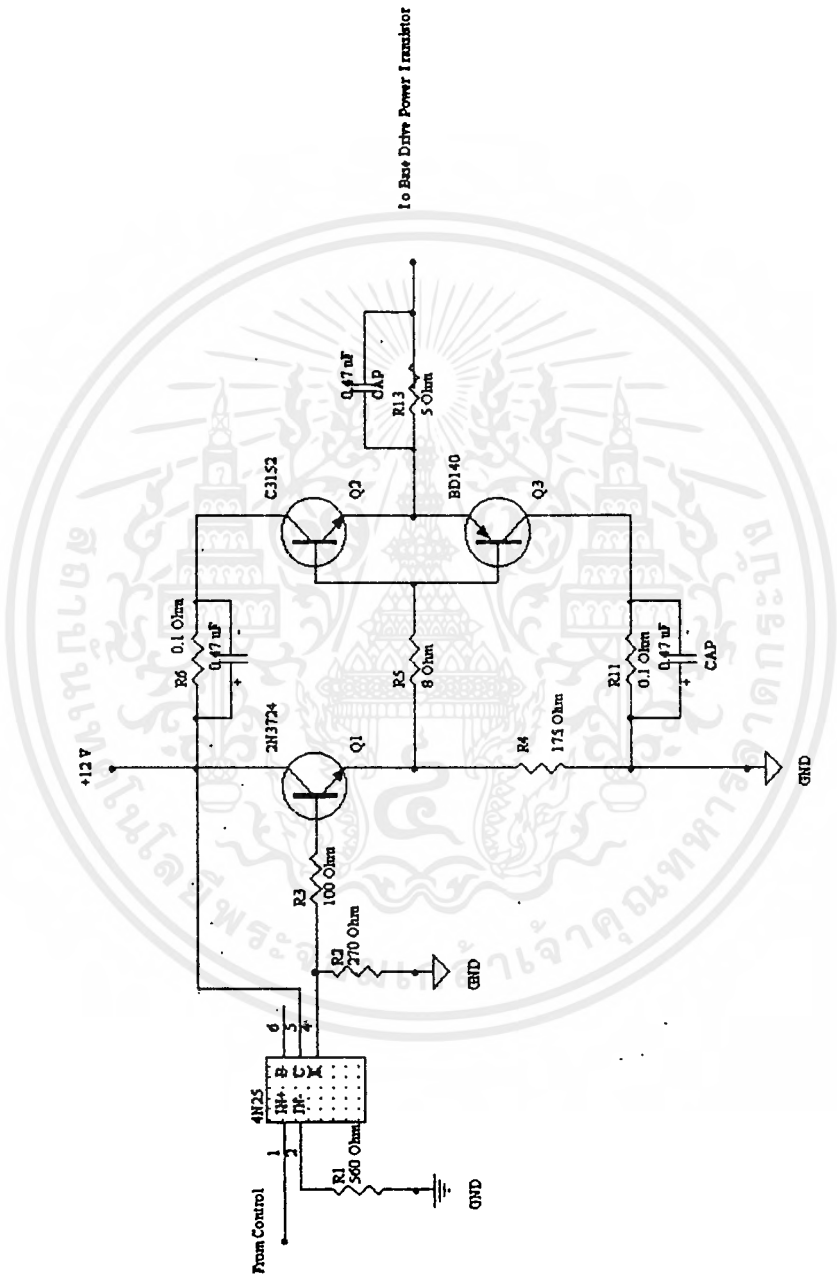


รูปที่ 7.8 วงจรชุด Control

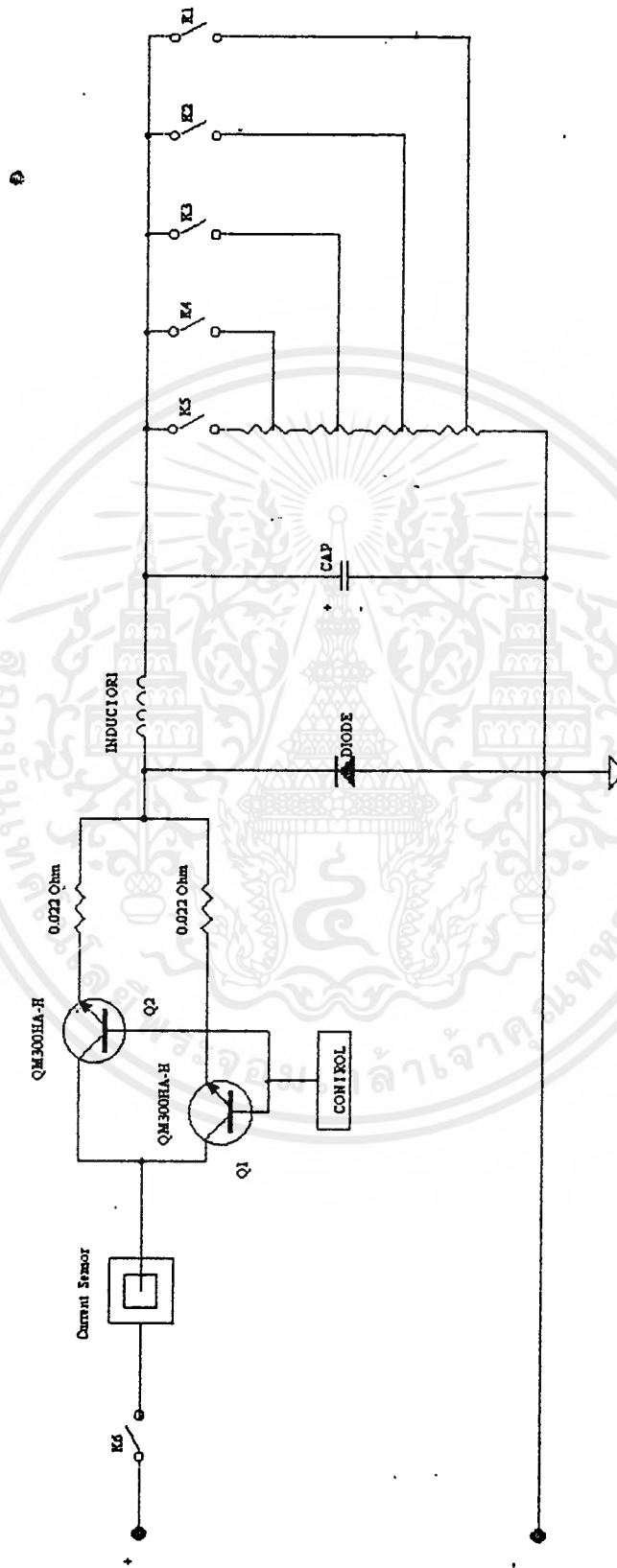
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 79 วงจร Feed Back
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 7.11 วงจรขับเคลื่อน
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม้ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

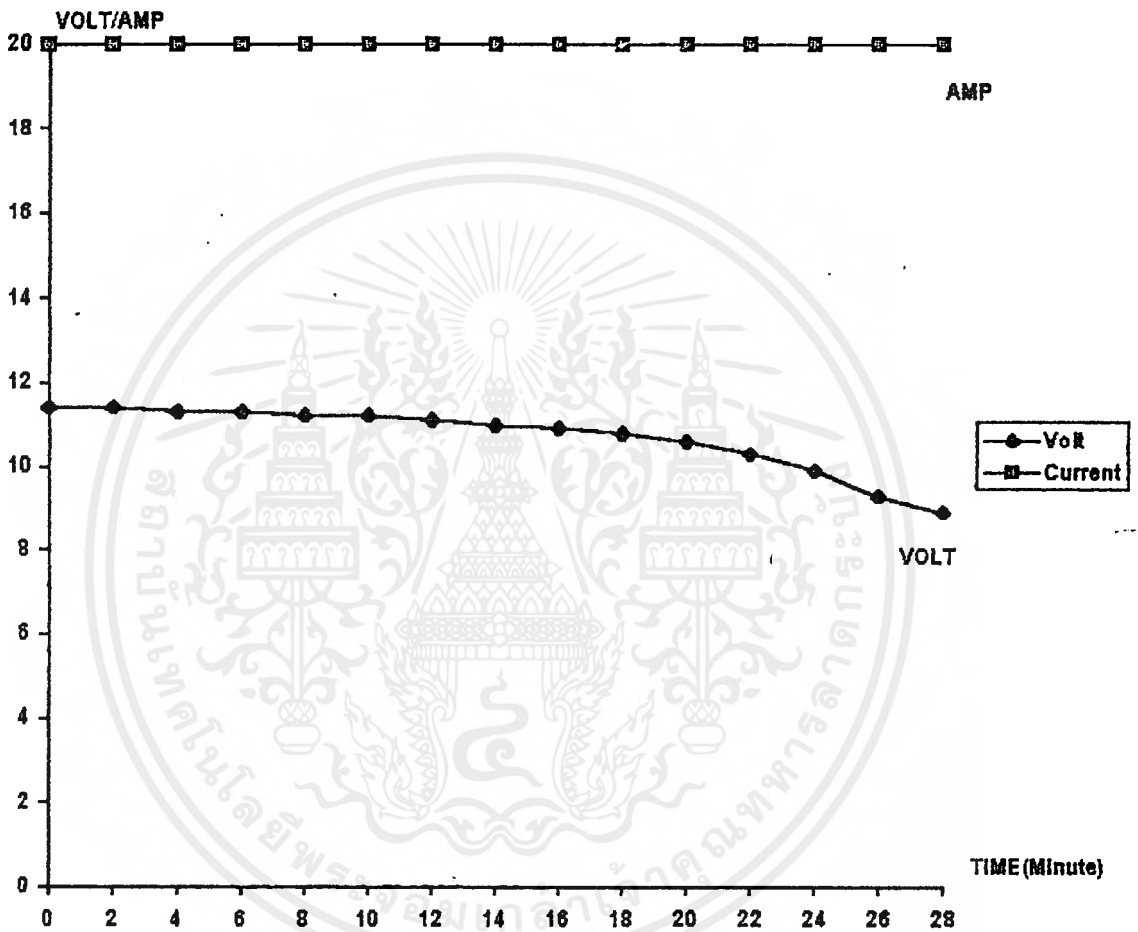
รูปที่ 7.12 วงจรชุดเม่น

7.8 การทดลองและผลการทดลอง

ตารางการทดลอง 7.8.1 เป็นการทดลองจากแบบเครื่อง 1 ลูก 12 โวลต์ ขนาด 24 แอมป์-ฮาวร์

Step	โวลต์เตจ	กระแส(A)	เวลา(นาที)
1	11.4	20	0
2	11.4	20	2
3	11.3	20	4
4	11.3	20	6
5	11.2	20	8
6	11.2	20	10
7	11.1	20	12
8	11.0	20	14
9	10.9	20	16
10	10.8	20	18
11	10.6	20	20
12	10.3	20	22
13	9.9	20	24
14	9.3	20	26
15	8.9	20	28

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

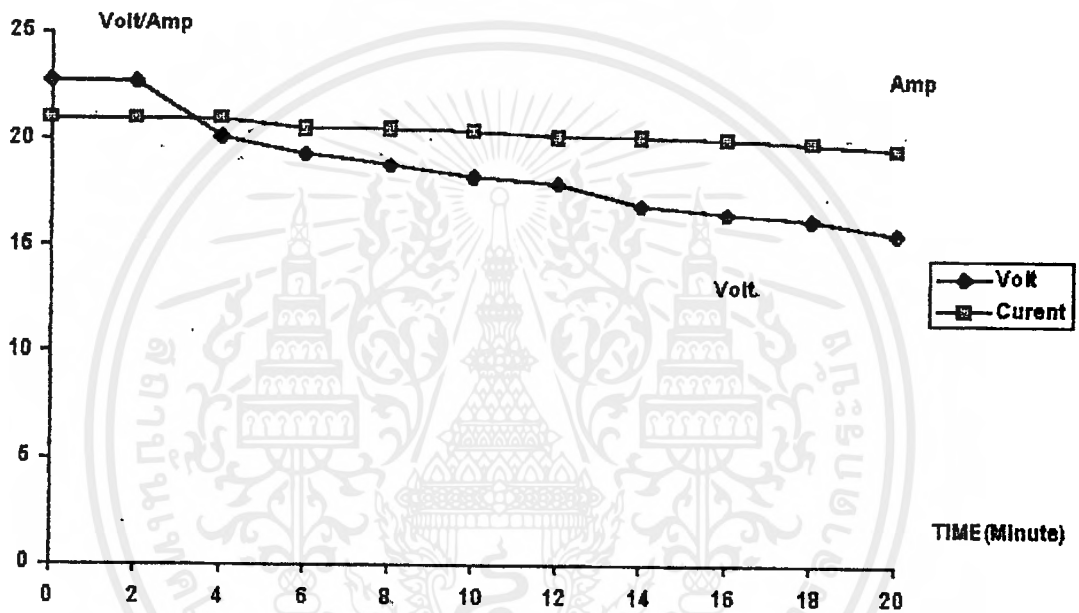


รูปที่ 7.13 กราฟแสดงช่วงเวลาการคั้งกระแสที่แบตเตอรี่ขนาด 12 โวลท์ 24 แอมป์-ชั่วโมง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 7.8.2 แสดงการทดสอบแบตเตอรี่ที่ขนาด 12 โวลต์ 2 ลูก อนุกรมกัน ขนาดลูกละ 24 แอมป์-ฮาวร์

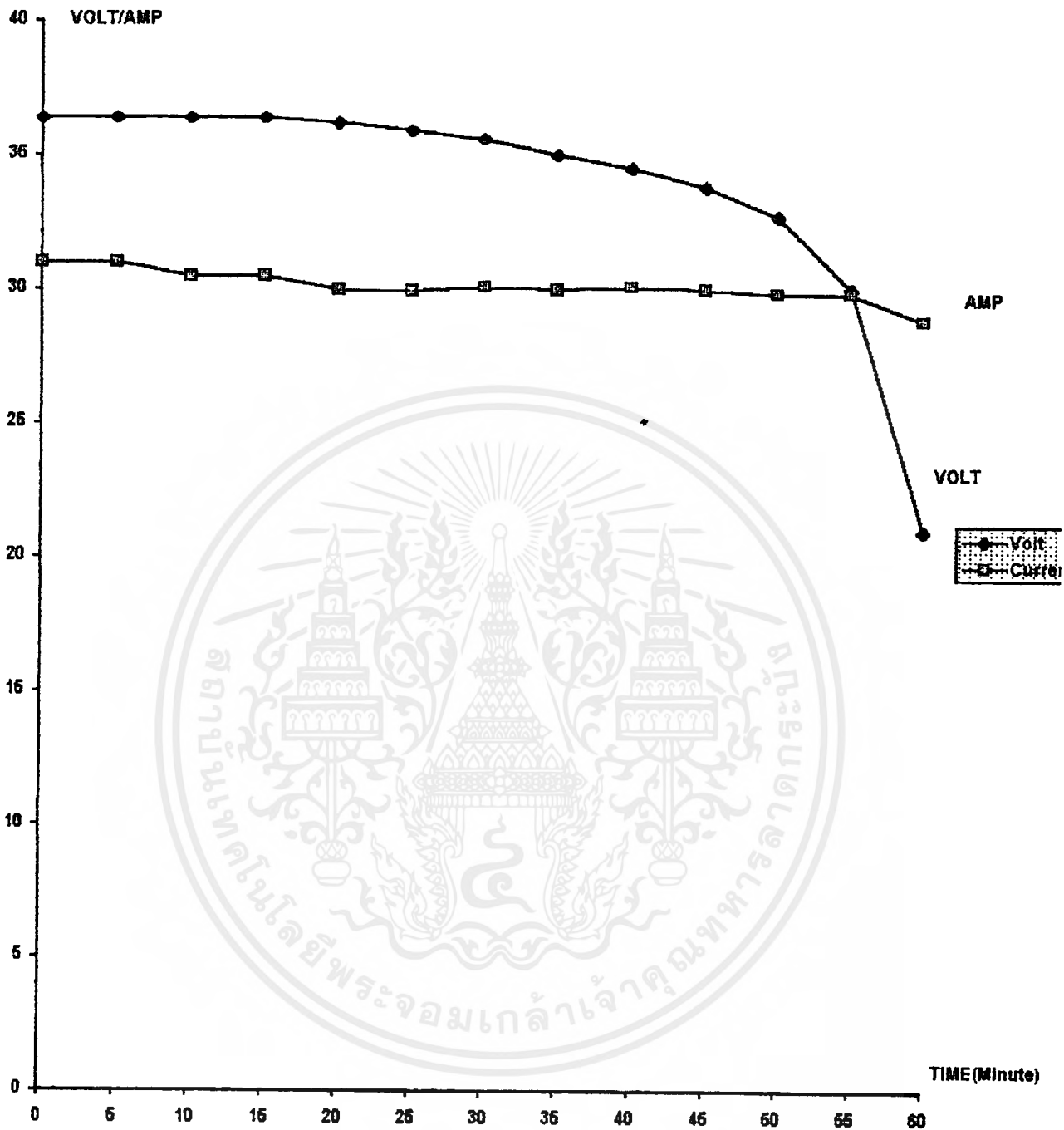
Step	โวลต์เตจ	แอมป์(Amp)	เวลา(นาที)
1	22.8	21	0
2	22.7	21	2
3	20.1	21	4
4	19.3	20.5	6
5	18.8	20.5	8
6	18.2	20.4	10
7	17.9	20.1	12
8	16.9	20.1	14
9	16.5	20.0	16
10	16.2	19.8	18
11	15.6	19.5	20



รูปที่ 7.14 กราฟแสดงช่วงเวลาการตั้งกระแสที่แบตเตอรี่ขนาด 12 โวลต์ 2 ลูก ต่ออนุกรมกัน (24 โวลต์) 24 แอมป์-ฮาวร์

ตารางที่ 7.8.3 แสดงการทดสอบแบบเคอร์รี่ขนาด 12 โวลต์ 3 ลูก อนุกรมกันขนาด 38 แอมป์-
ฮาวร์

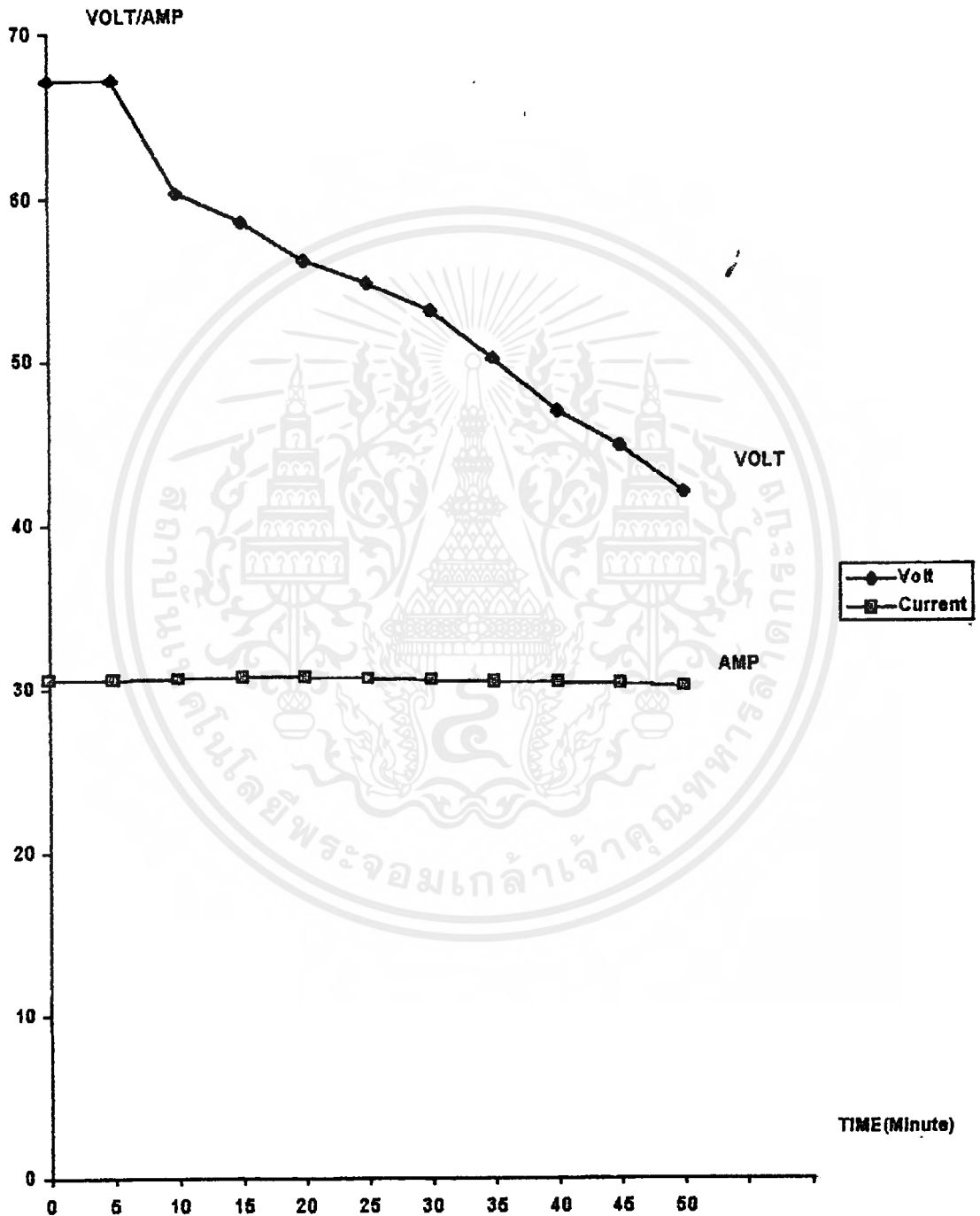
Step	โวลต์เตจ	กระแส(A)	เวลา(นาที)
1	34.6	31	0
2	36.4	31	5
3	36.4	30.5	10
4	36.4	30.5	15
5	32.2	30	20
6	35.9	29.9	25
7	35.6	30.1	30
8	35	30	35
9	34.5	30.1	40
10	33.8	30	45
11	32.7	29.8	50
12	30.8	29.8	55
13	21.6	28.8	60



รูปที่ 7.15 กราฟแสดงช่วงเวลาการคั้งกระแสออกจากแบตเตอรี่ขนาด 38 แอมป์-ฮาวร์ 12 โวลท์ 3 ลูกอนุกรมกัน

ตารางที่ 7.8.4 แสดงการทดสอบแบตเตอรี่ขนาด 12 โวลต์ 5 ลูก อนุกรมกันขนาดลูกละ 38 แอมป์-
ฮาวร์

Step	โวลต์เดจ	กระแส(A)	เวลา(นาที)
1	67.2	30.6	0
2	67.2	30.6	5
3	60.3	30.7	10
4	58.6	30.8	15
5	56.2	30.8	20
6	54.8	30.7	25
7	53.2	30.6	30
8	50.2	30.5	35
9	47	30.4	40
10	44.9	30.3	45
11	42	30.2	50



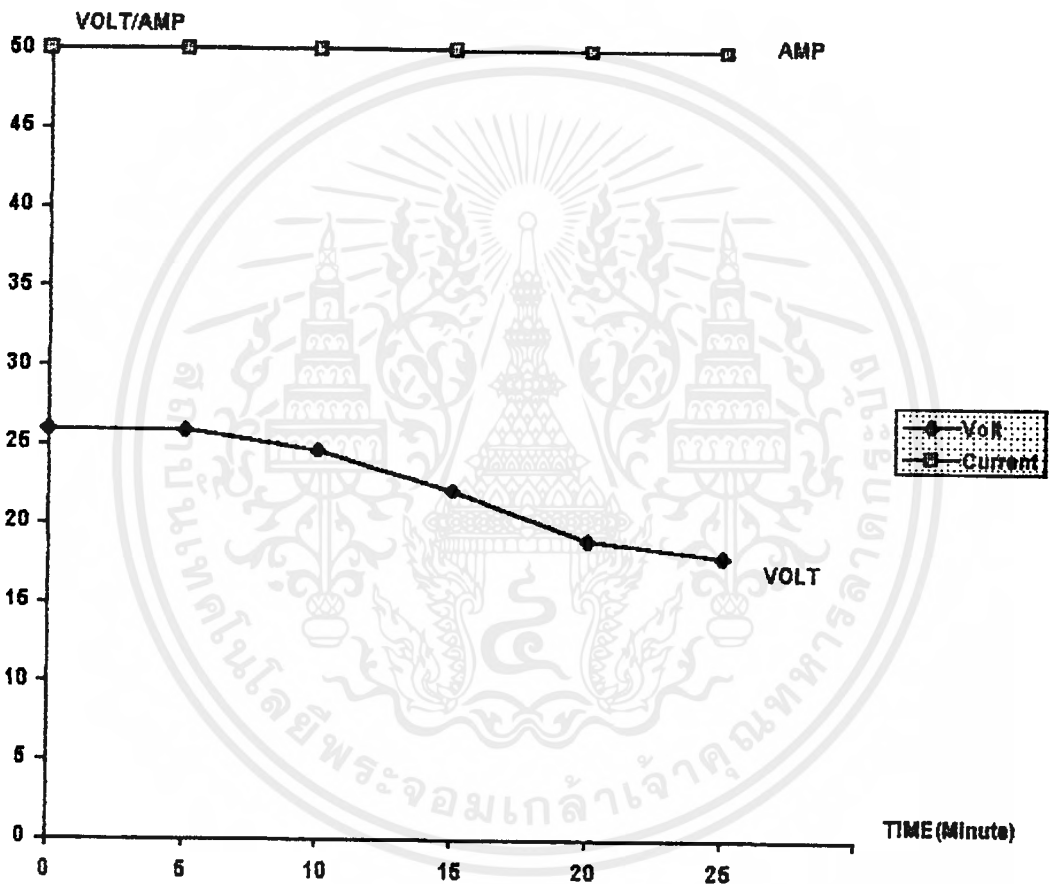
รูปที่ 7.16 กราฟแสดงช่วงเวลาการดึงกระแสของออกจากแบตเตอรี่ขนาด 38 แอม-ฮัวร์ 12 โวลท์ 5 ลูกอนุกรมกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 7.8.5 แสดงการทดสอบแบตเตอรี่ที่ 36 โวลต์ โดยใช้แบตเตอรี่ขนาด 12 โวลต์ 3 ลูก 24 แอมป์-ฮาวร์

Step	โวลต์เตจ	กระแส(A)	เวลา(นาที)
1	26	50	0
2	25.9	50	5
3	24.7	50	10
4	22.1	50	15
5	19	49.9	20
6	18	49.9	25

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.17 กราฟแสดงช่วงเวลาการคิงกระแสที่แบตเตอรี่ขนาด 12 โวลท์ 3 ลูก 24 แอมป์-ฮาวร์

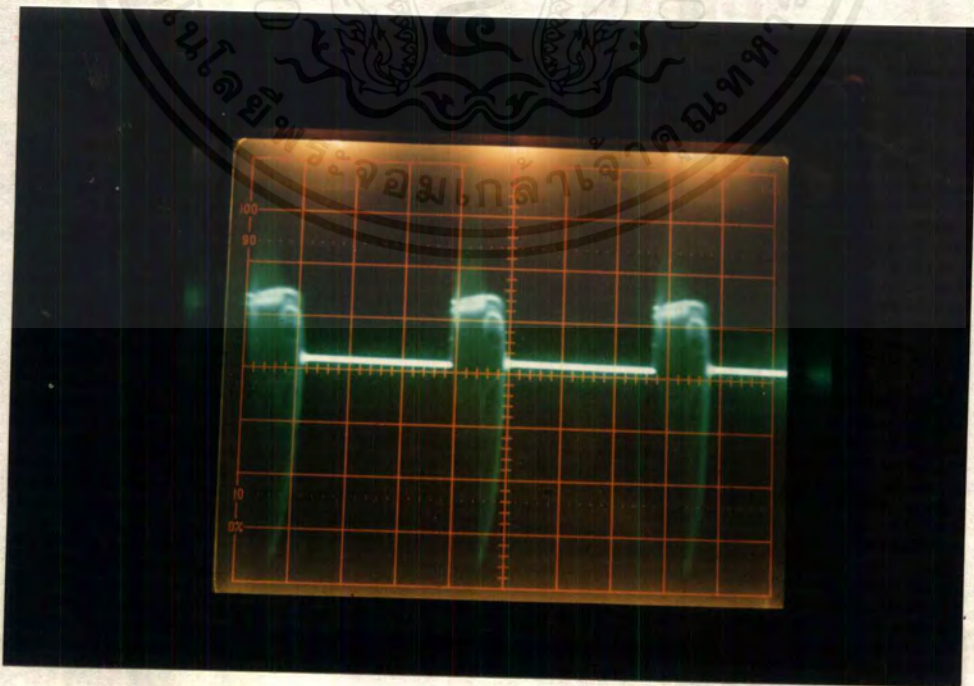
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.9 ลักษณะของ Wave from

- การทดสอบคั้งกระแสจากแบตเตอรี่ 25 A จากแบตเตอรี่ 12 โวลท์ 2 ลูก อนุกรม

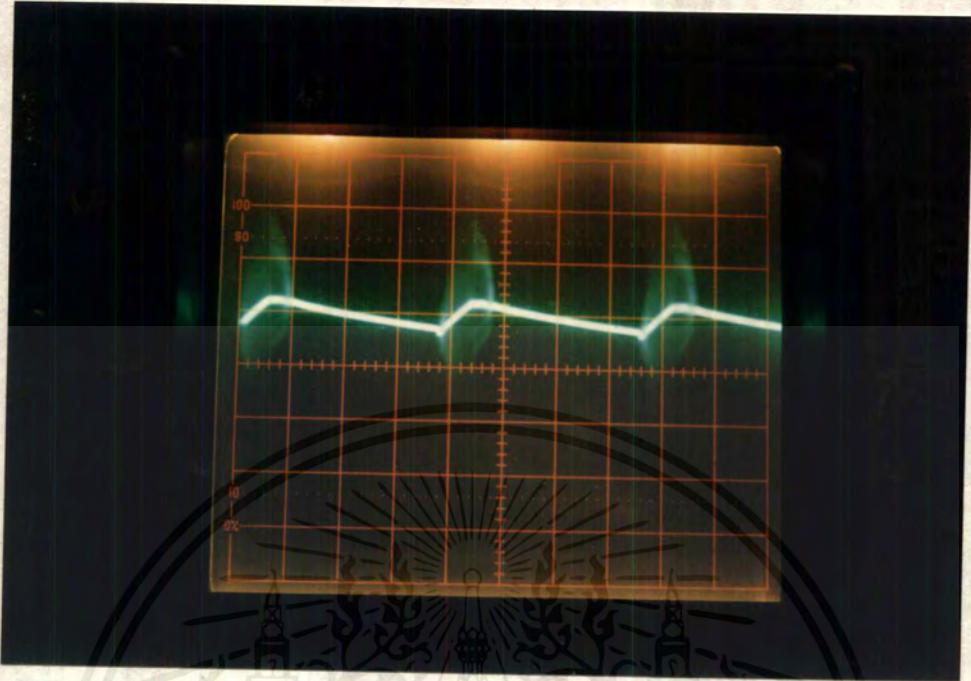


รูปที่ 7.18 แสดงลักษณะของ Wave from จากชุดวงจร Control

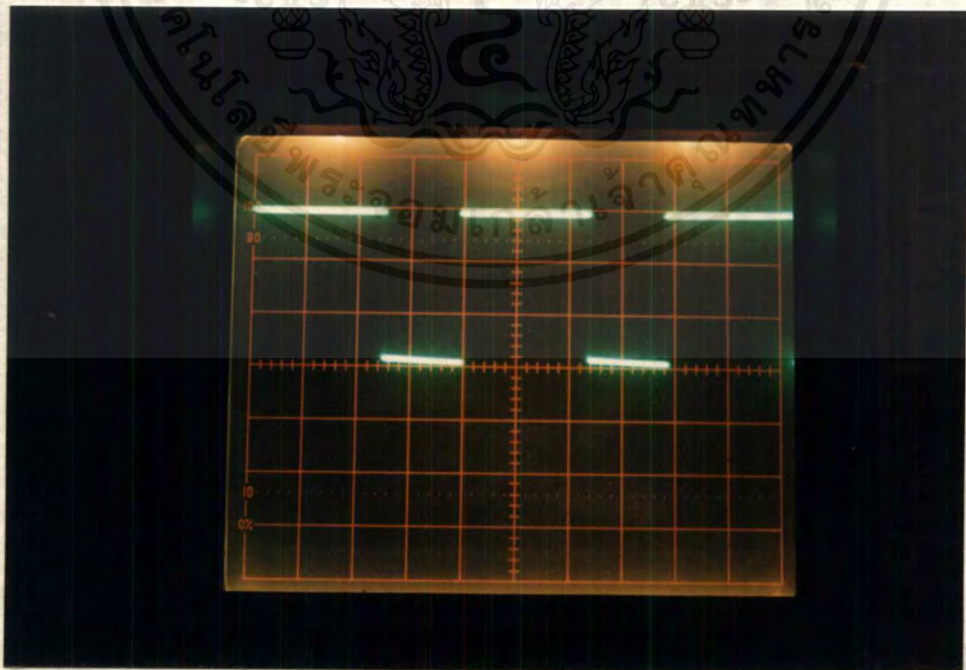


รูปที่ 7.19 แสดงลักษณะ Wave from ของกระแสทรานซิสเตอร์ (กระแสเบต)

เอกสารนี้เป็นเอกสารทสงวนเวลาสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้เขียนได้ดำเนินการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

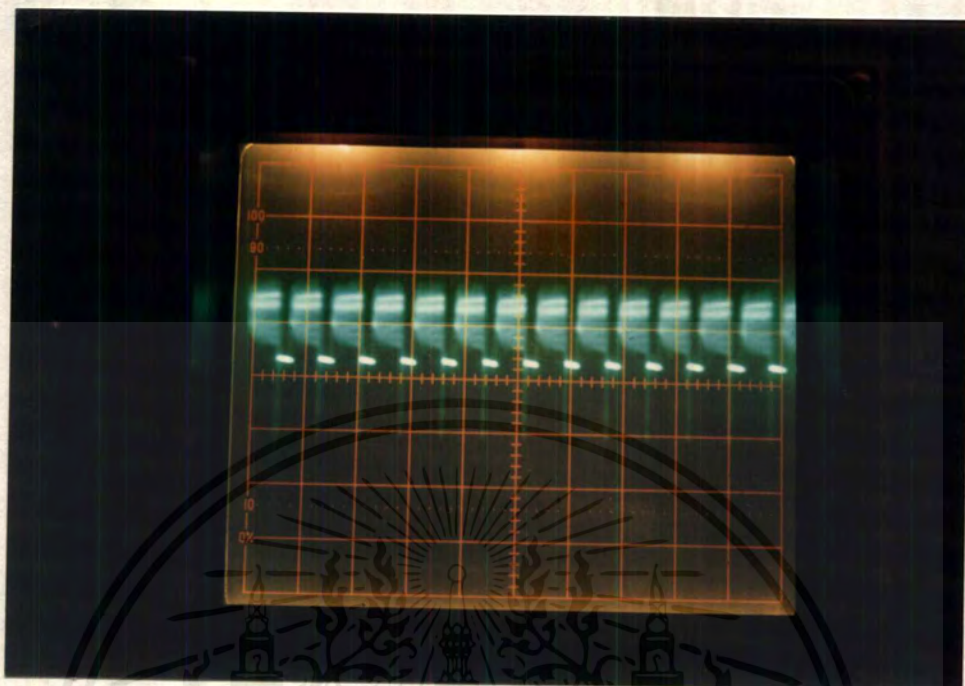


รูปที่ 7.20 แสดงลักษณะ Wave from การคิซหาร์จของแบคเตอร์รี
 ■ การทดสอบคั้งกระแสจากแบคเตอร์รี 45 A จากแบคเตอร์รี 12 โวลท์ 2 ลูก อนุกรม

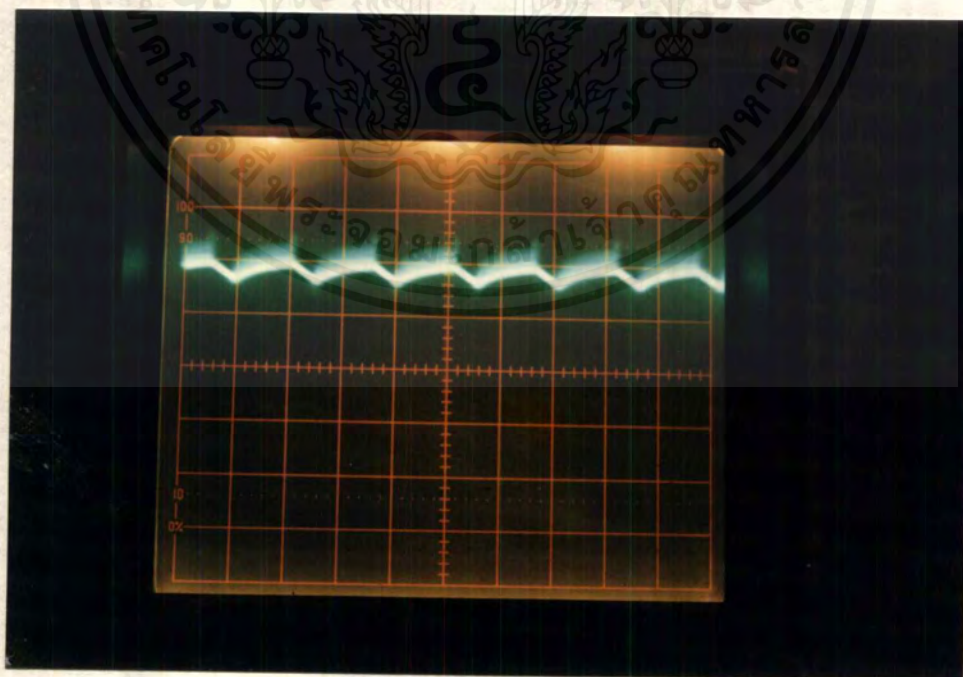


รูปที่ 7.21 แสดงลักษณะ Wave from จากวงจรรูค Control

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาด้านงาน เมื่อผู้ญาติเห็นว่าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.22 แสดงลักษณะ Wave from ของกระแส ทริกทรานซิสเตอร์(กระแส)

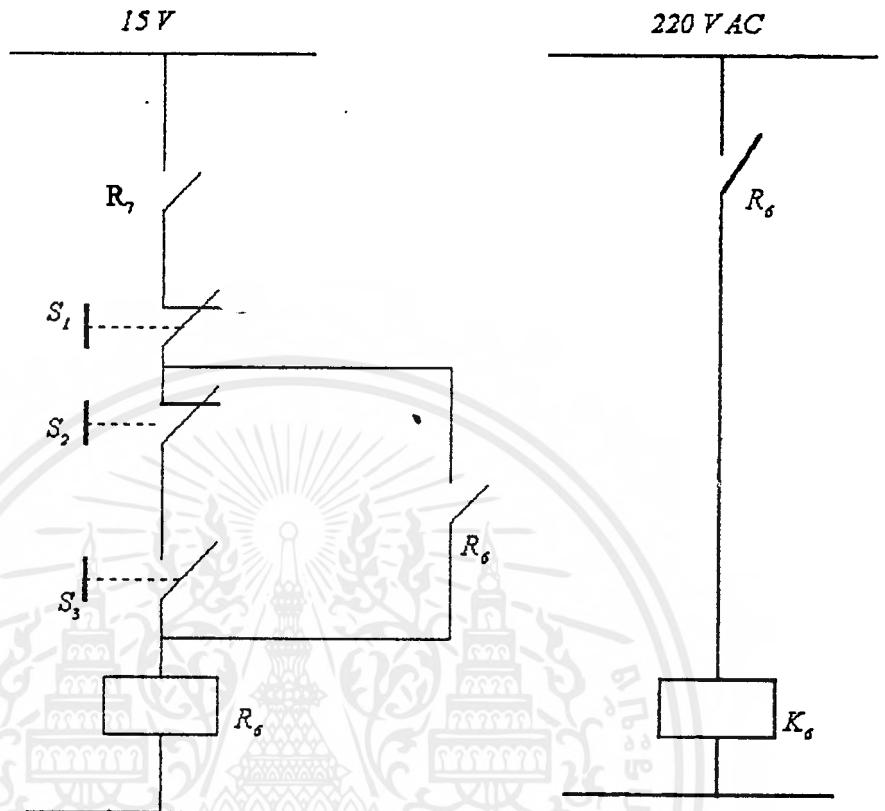


รูปที่ 7.23 แสดงลักษณะ Wave from การคิซาร์จกระแสของแบตเตอรี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.10 ขั้นตอนการใช้งาน

วงจรการควบคุมการใช้งาน



Switch R, เป็น Relay ที่อยู่ในส่วนของวงจรตรวจสอบว่ามี Source ที่ต้องการทดสอบต่ออยู่หรือไม่ โดยจะมีสถานะดังนี้

- มี Source ที่ต้องการทดสอบต่ออยู่ จะเกิดสถานะ Close
- ไม่มี Source ที่ต้องการทดสอบต่ออยู่ หรือ Source มีแรงดันเป็นศูนย์จะแสดงสถานะเป็น Open จากวงจร
- Switch R, เป็น Relay ตรวจสอบ Source ที่ต้องการตรวจสอบ
- Switch S₁ เป็น Switch ทำหน้าที่ Set (Switch สีแดง)
- Switch S₂ เป็น Switch ที่อยู่ใน Switch ปรับค่ากระแส
- Switch S₃ เป็น Switch ทำหน้าที่ Load (Switch สีฟ้า)
- Switch R, เป็น Switch ในหน้าคอนเทคของ Relay R,

ในวงจร On-Off รีเลย์จะใช้แรงดัน 15 โวลต์ จ่ายให้แก่ Relay โดยมี Switch เป็นตัวตัดต่อ

ในวงจร On-Off คอนเทคเตอร์จะใช้แรงดัน 220 โวลต์ จ่ายให้แก่คอนเทคเตอร์ โดยมีรีเลย์ R, เป็นตัวตัดต่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลำดับขั้นในการ ON

- 1) ต้องต่อ Source ที่ต้องการสอบเข้ากับวงจร
- 2) กดสวิทช์ Power (สีเขียว) ให้สวิทช์อยู่ในตำแหน่ง ON จะสังเกตเห็นหลอดไฟสีเขียวสว่าง
- 3) หมุนสวิทช์ปรับค่าให้อยู่ในตำแหน่ง OFF
- 4) กดสวิทช์ Set (สีแดง) แล้วปล่อย จะสังเกตเห็นหลอดไฟสีแดงสว่าง(หลอดสีเขียวจะดับ)เพื่อทำการ Set ค่าต่าง ๆ ในวงจร
- 5) กดสวิทช์ Load (สีเทา) แล้วปล่อยจะสังเกตเห็นหลอดไฟสีเขียวสว่าง(หลอดสีแดงจะดับ)เพื่อทำให้คอนแทกเตอร์ K₁ ทำงานพร้อมที่จะตั้งกระแสได้
- 6) หมุนสวิทช์ปรับค่าให้อยู่ในตำแหน่ง ON แล้วปรับค่าไปเรื่อยๆ จนได้ค่ากระแสที่ต้องการ

หมายเหตุ ในการกดสวิทช์หลอดแล้วปรากฏว่าหลอดไฟสีเขียวไม่สว่างหรือคอนแทกเตอร์ K₁ ไม่ทำงาน จะมีสาเหตุดังนี้

- 1) ไม่ได้ต่อ Source ที่ต้องการทดสอบเข้ากับวงจร หรือ Source ที่ต่ออยู่อาจมีแรงดันต่ำเกินไปประมาณ 0-3 V แก้ไขโดยต่อ Source เข้ากับวงจรหรือตรวจสอบแรงดันของ Source ใหม่โดยสังเกตจาก โวลต์มิเตอร์ที่หน้าปัดของตัวเครื่องถ้า โวลต์มิเตอร์มีค่าขึ้นมา Source ทดสอบมีการต่อถูกต้องแล้ว
- 2) สวิทช์ปรับค่า ไม่ได้อยู่ในตำแหน่ง OFF แก้ไขโดยหมุนสวิทช์ปรับให้มาอยู่ในตำแหน่ง OFF

ลำดับขั้นในการที่ต้องการ Set ค่าใหม่

ขณะมีการตั้งกระแสแล้วต้องการ Set ค่าของระบบใหม่ให้ปฏิบัติดังนี้

1. หมุนสวิทช์ปรับค่ามาอยู่ในตำแหน่ง OFF
2. กดสวิทช์ Set (สีแดง) แล้วปล่อย สังเกต เห็นหลอดไฟสีแดงจะสว่าง(หลอดสีเขียวจะดับ)
3. กดสวิทช์ Load (สีเทา) แล้วปล่อย สังเกตเห็นหลอดไฟสีเขียวจะสว่าง(หลอดสีแดงจะดับ)
4. หมุนสวิทช์ปรับค่า เพื่อปรับค่ากระแสได้ตามต้องการ

ในกรณีที่ต้องการตั้งกระแสแบบไม่คงที่ขึ้นอยู่กับแรงดัน(ไม่มีการ Feed Back)

1. เลื่อน Switch มายังตำแหน่ง Unfeed
2. แล้วปฏิบัติตามขั้นตอนข้างต้น(เหมือนกับการ ON)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีต้องการดึงกระแสให้ทันที (มีการ Feed Back)

1. เลื่อน Switch มายังตำแหน่ง feed
2. แล้วปฏิบัติตามขั้นตอนข้างต้น(เหมือนกับการ ON)

ขั้นตอนในการ OFF

1. หมุนสวิตช์ปรับค่ามายังตำแหน่ง OFF
2. กดสวิตช์ Power (สีเขียว) ให้อยู่ในตำแหน่ง OFF หลอดไฟสีส้มจะไม่สว่าง
3. ถอด Source ออกจากวงจร

จะสังเกตเห็นว่าในการที่จะสามารถดึงกระแสได้นั้น คอนแทกเตอร์ K₁ จะต้องทำงานทุกครั้งเสมอ ดังนั้น ในการพร้อมที่จะดึงกระแสจะต้องทำให้หลอดไฟสีเขียวสว่างทุกครั้ง . จึงจะสามารถดึงกระแสได้



บทที่ 8 รูปผลและวิธาน

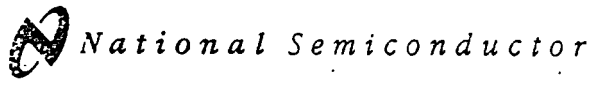
จากผลของการทดสอบแบบเคอร์รี่ สามารถสรุปได้ว่า โหลดไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้สร้าง ขึ้นมีประสิทธิภาพ หรือความสามารถในการทดสอบแบบเคอร์รี่อยู่ในระดับหนึ่งที่พอจะน่าเชื่อถือ ได้ สังเกตได้จากผลการทดสอบจากบทที่ผ่านมา ค่าที่ได้จะใกล้เคียงค่าที่บอกมาที่พิกัดแผ่นป้ายที่ ตัวแบบเคอร์รี่ ส่วนปัญหาที่เจอในการดำเนินงานที่ผ่านมาส่วนมากจะเจอปัญหาคอนข้างเฮอะคังที่ จะเห็นได้จากผลการทดสอบมีไม่มากซึ่งเป็นเพราะจำนวนแบบเคอร์รี่ที่ใช้ในการทดสอบมีน้อยและ บางตัวความสามารถในการชาร์จให้เต็มค่าหรือเรียกได้ว่าเริ่มเสื่อมสภาพทำให้บางครั้งผลการ ทดสอบผิดพลาดไปบ้างแต่ไม่มากนัก ปัญหาอีกอย่างคืออุปกรณ์บางตัวไม่สามารถเลือกใช้ได้ ความต้องการได้ อันเนื่องมาจากใช้ไม่ได้หรือแพงเกินไป





ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



LM710 Voltage Comparator

General Description

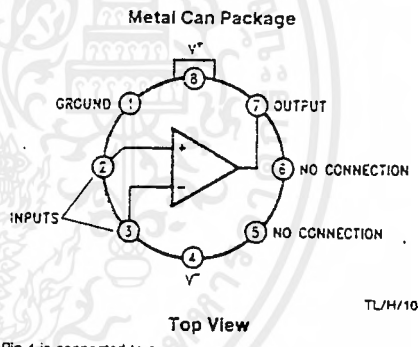
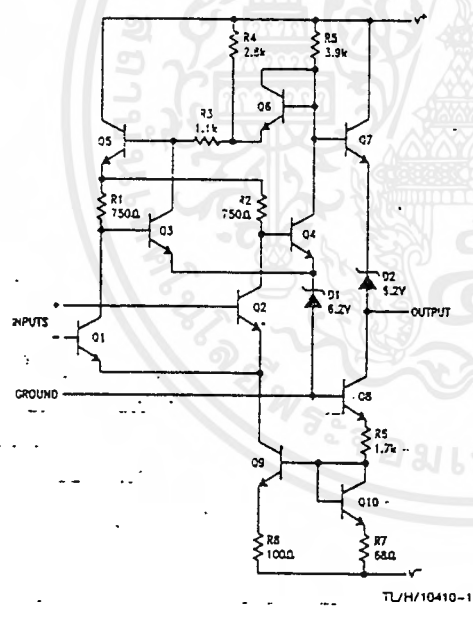
The LM710 series are high-speed voltage comparators intended for use as an accurate, low-level digital level sensor or as a replacement for operational amplifiers in comparator applications where speed is of prime importance. The circuit has a differential input and a single-ended output, with saturated output levels compatible with practically all types of integrated logic.

The device is built on a single silicon chip which insures low offset and thermal drift. The use of a minimum number of stages along with minority-carrier lifetime control (gold doping) makes the circuit much faster than operational amplifiers in saturating comparator applications. In fact, the low

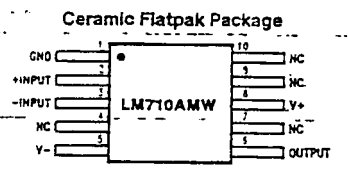
stray and wiring capacitances that can be realized with monolithic construction make the device difficult to duplicate with discrete components operating at equivalent power levels.

The LM710 series are useful as pulse height discriminators, voltage comparators in high-speed A/D converters or go, no-go detectors in automatic test equipment. They also have applications in digital systems as an adjustable-threshold line receiver or an interface between logic types. In addition, the low cost of the units suggests them for applications replacing relatively simple discrete component circuitry.

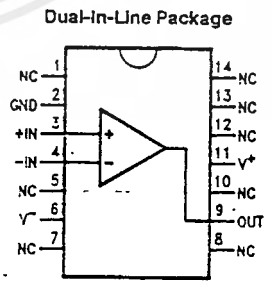
Schematic and Connection Diagrams



Order Number LM710AMH/883*, LM710H,
- LM710H/883 or LM710CH
See NS Package Number H08C



Order Number LM710AMW/883*
See NS Package Number W10A



Order Number
LM710AMJ/883* or LM710CN
See NS Package Number N14A or J14A

*Also available per JM38510/10301

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings

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

Positive Supply Voltage	+14V
Negative Supply Voltage	-7V
Peak Output Current	10 mA
Output Short Circuit Duration	10 seconds
Differential Input Voltage	±5V
Input Voltage	±7V

Power Dissipation

TO-99 (Note 1)

Plastic Dual-In-Line Package (Note 2)

700 mW

950 mW

Operating Temperature Range

LM710

LM710C

-55°C to +125°C

0°C to +70°C

Storage Temperature Range

-65°C to +150°C

Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)

260°C

Electrical Characteristics (Note 3)

Parameter	Conditions	LM710			LM710C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	$R_S \leq 200\Omega$, $V_{CM} = 0V$, $T_A = 25^\circ C$		0.6	2.0		1.6	5.0	mV
Input Offset Current	$V_{OUT} = 1.4V$, $T_A = 25^\circ C$		0.75	3.0		1.8	5.0	μA
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ C$		13	20		16	25	μA
Voltage Gain	$T_A = 25^\circ C$	1250	1700		1000	1500		
Output Resistance	$T_A = 25^\circ C$		200			200		Ω
Output Sink Current	$V_{OUT} = 0$, $T_A = 25^\circ C$ $\Delta V_{IN} \geq 5 mV$ $\Delta V_{IN} \geq 10 mV$	2.0	2.5		1.6	2.5		mA mA
Response Time	$T_A = 25^\circ C$ (Note 4)		40			40		ns
Input Offset Voltage	$R_S \leq 200\Omega$, $V_{CM} = 0V$			3.0			6.5	mV
Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$ $R_S \leq 50\Omega$		3.0	10		5.0	20	$\mu V/^\circ C$
Input Offset Current	$T_A = T_{A MAX}$ $T_A = T_{A MIN}$		0.25 1.8	3.0 7.0			7.5 7.5	μA μA
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current	$25^\circ C \leq T_A \leq T_{MAX}$ $T_{MIN} \leq T_A \leq 25^\circ C$		5.0 15	25 75		15 24	50 100	nA/°C nA/°C
Input Bias Current	$T_A = T_{MIN}$		27	45		25	40	μA
Input Voltage Range	$V^- = -7V$	±5.0			±5.0			V
Common-Mode Rejection Ratio	$R_S \leq 200\Omega$	80	100		70	98		dB
Differential Input Voltage Range		±5.0			±5.0			V
Voltage Gain		1000			800			V/V
Positive Output Level	$-5 mA \leq I_{OUT} \leq 0$ $V_{IN} \geq 5 mV$ $V_{IN} \geq 10 mV$	2.5	3.2	4.0				V V
Negative Output Level	$V_{IN} \geq 5 mV$ $V_{IN} \geq 10 mV$	-1.0	-0.5	0	-1.0	-0.5	0	V V
Output Sink Current	$V_{IN} \geq 5 mV$, $V_{OUT} = 0$ $T_A = 125^\circ C$ $T_A = -55^\circ C$	0.5 1.0	1.7 2.3					mA mA
	$V_{IN} \geq 10 mV$, $V_{OUT} = 0$ $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$				0.5			mA

Electrical Characteristics (Note 3) (Continued)

Parameter	Conditions	LM710			LM710C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Positive Supply Current	$V_{IN} \geq 5 \text{ mV}$		5.2	9.0				mA
	$V_{IN} \geq 10 \text{ mV}$					5.2	9.0	mA
Negative Supply Current	$V_{IN} \geq 5 \text{ mV}$		4.6	7.0				mA
	$V_{IN} \geq 10 \text{ mV}$					4.6	7.0	mA
Power Consumption	$I_{OUT} = 0$							mW
	$V_{IN} \geq 5 \text{ mV}$		90	150				mW
	$V_{IN} \geq 10 \text{ mV}$						150	mW

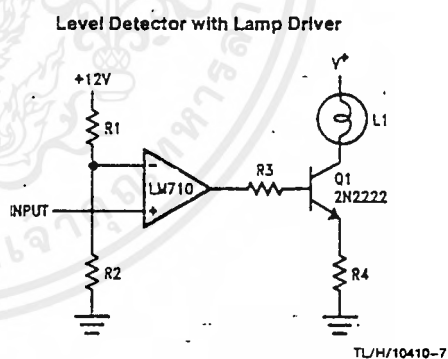
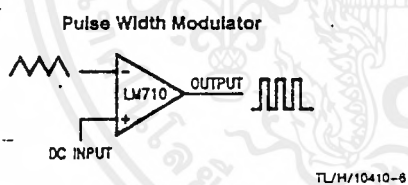
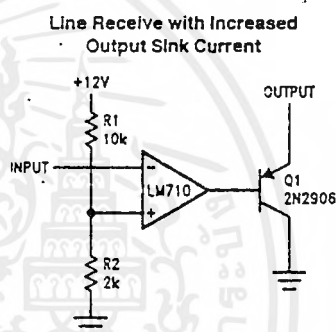
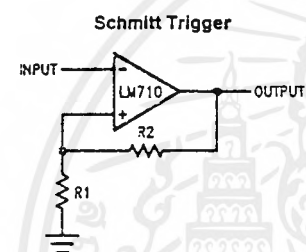
Note 1: Rating applies for ambient temperatures of 25°C; derate linearly at 5.6 mW/°C for ambient temperatures above 25°C.

Note 2: Derate linearly at 9.5 mW/°C for ambient temperatures above 25°C.

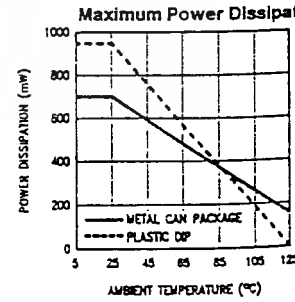
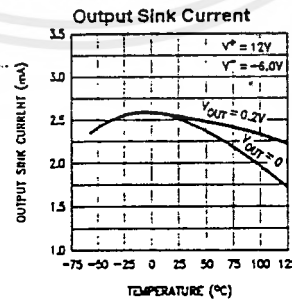
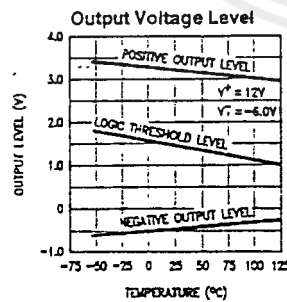
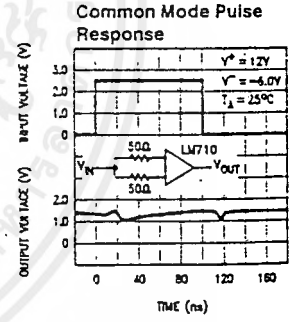
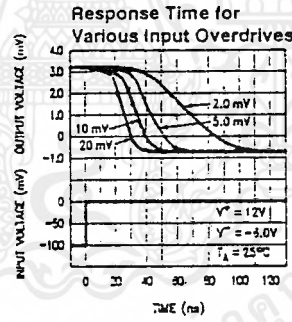
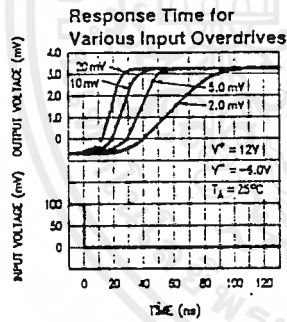
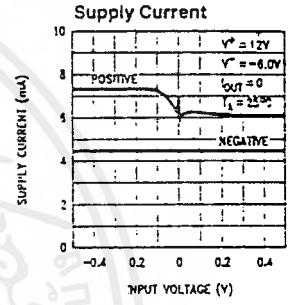
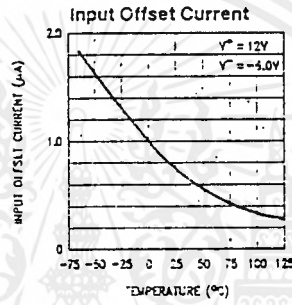
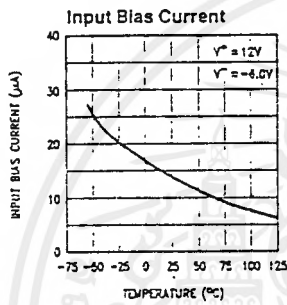
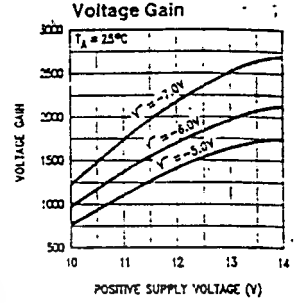
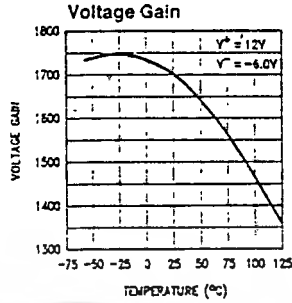
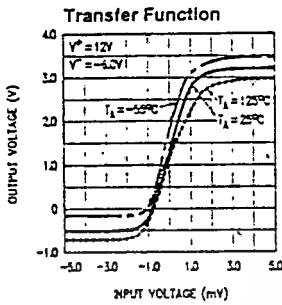
Note 3: These specifications apply for $V^+ = 12\text{V}$, $V^- = -6\text{V}$, $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq -125^\circ\text{C}$ for LM710 and $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq -70^\circ\text{C}$ for LM710C unless otherwise specified. The input offset voltage and input offset current (see definitions) are specified for a logic threshold voltage of 1.8V at -55°C , 1.4V at 25°C , and 1V at 125°C for LM710 and 1.5V at 0°C , 1.4V at 25°C , and 1.2V at 70°C for LM710C.

Note 4: The response time specified (see definitions) is for a 100 mV input step with 5 mV overdrive (LM710) or a 10 mV overdrive (LM710C).

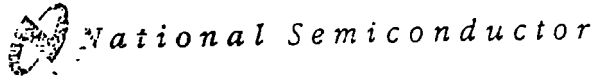
Typical Applications



Typical Performance Characteristics



TL/H/104



LM124/LM224/LM324/LM2902 Low Power Quad Operational Amplifiers

General Description

The LM124 series consists of four independent, high gain, internally frequency compensated operational amplifiers which were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.

Application areas include transducer amplifiers, DC gain blocks and all the conventional op amp circuits which now can be more easily implemented in single power supply systems. For example, the LM124 series can be directly operated off of the standard +5V power supply voltage which is used in digital systems and will easily provide the required interface electronics without requiring the additional $\pm 15V$ power supplies.

Unique Characteristics

- In the linear mode the input common-mode voltage range includes ground and the output voltage can also swing to ground, even though operated from only a single power supply voltage
- The unity gain cross frequency is temperature compensated
- The input bias current is also temperature compensated

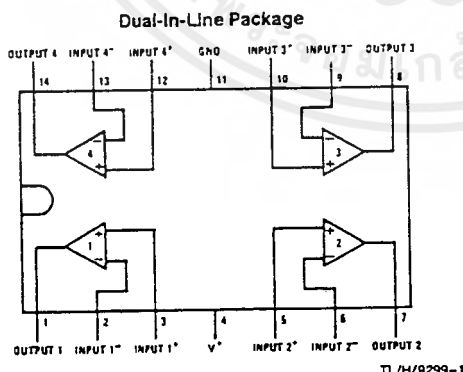
Advantages

- Eliminates need for dual supplies
- Four internally compensated op amps in a single package
- Allows directly sensing near GND and V_{OUT} also goes to GND
- Compatible with all forms of logic
- Power drain suitable for battery operation

Features

- Internally frequency compensated for unity gain
- Large DC voltage gain 100 dB
- Wide bandwidth (unity gain) 1 MHz
- Wide power supply range:
 - Single supply 3V to 32V
 - or dual supplies $\pm 1.5V$ to $\pm 16V$
- Very low supply current drain (700 μA)—essentially independent of supply voltage
- Low input biasing current 45 nA
- Low input offset voltage 2 mV
- and offset current 5 nA
- Input common-mode voltage range includes ground
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Large output voltage swing 0V to $V^+ - 1.5V$

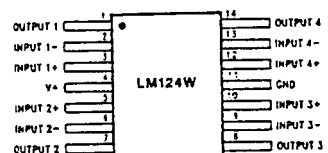
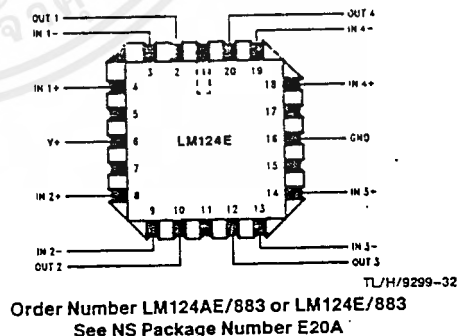
Connection Diagram



Top View

Order Number LM124J, LM124AJ, LM124J/883**, LM124AJ/883*, LM224J, LM224AJ, LM324J, LM324M, LM324AM, LM2902M, LM324N, LM324AN or LM2902N
See NS Package Number J14A, M14A or N14A

*LM124A available per JM38510/11006
**LM124 available per JM38510/11005



Absolute Maximum Ratings

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

	LM2902	LM124/LM224/LM324	LM2902	LM124/LM224/LM324
Supply Voltage, V^+	26V	26V	26V	26V
Differential Input Voltage	32V	32V	32V	32V
Input Voltage	-0.3V to +32V	-0.3V to +26V	-0.3V to +26V	-0.3V to +26V
Input Current	50 mA	50 mA	50 mA	50 mA
Power Dissipation (Note 1)	1130 mW	1130 mW	1130 mW	1130 mW
Molded DIP	1260 mW	1260 mW	1260 mW	1260 mW
Cavity DIP	800 mW	800 mW	800 mW	800 mW
Small Outline Package	Continuous	Continuous	Continuous	Continuous
Output Short-Circuit to GND (One Amplifier) (Note 2)	0°C to +70°C	0°C to +85°C	0°C to +85°C	0°C to +85°C
$V^+ \leq 15V$ and $T_A = 25^\circ C$	-25°C to +85°C	-25°C to +85°C	-25°C to +85°C	-25°C to +85°C
Operating Temperature Range	-55°C to +125°C	-55°C to +125°C	-55°C to +125°C	-55°C to +125°C
LM324/LM324A				
LM224/LM224A				
LM124/LM124A				

Electrical Characteristics $V^+ = +5.0V$, (Note 4), unless otherwise stated

Parameter	Conditions	LM124A		LM224A		LM324A		LM124/LM224		LM324		LM2902		Units
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max	
Input Offset Voltage	(Note 5) $T_A = 25^\circ C$	1	2	1	3	2	3	2	5	2	7	2	7	mV
Input Bias Current (Note 6)	$I_{IN(+)} \text{ or } I_{IN(-)}$, $V_{CM} = 0V$, $T_A = 25^\circ C$	20	50	40	80	45	100	45	150	45	250	45	250	nA
Input Offset Current	$I_{IN(+)} - I_{IN(-)}$, $V_{CM} = 0V$, $T_A = 25^\circ C$	2	10	2	15	5	30	3	30	5	50	5	50	nA
Input Common-Mode Voltage Range (Note 7)	$V^+ = 30V$, (LM2902, $V^+ = 26V$), $T_A = 25^\circ C$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	V
Supply Current	Over Full Temperature Range $R_L = \infty$ On All Op Amps $V^+ = 30V$ (LM2902 $V^+ = 26V$) $V^+ = 5V$	1.5	3	1.5	3	1.5	3	1.5	3	1.5	3	1.5	3	mA
Large Signal Voltage Gain	$V^+ = 15V$, $R_L \geq 2k\Omega$, ($V_O = 1V$ to $11V$), $T_A = 25^\circ C$	0.7	1.2	0.7	1.2	0.7	1.2	0.7	1.2	0.7	1.2	0.7	1.2	V/mV
Common-Mode Rejection Ratio	DC, $V_{CM} = 0V$ to $V^+ - 1.5V$, $T_A = 25^\circ C$	70	85	70	85	65	85	70	85	65	85	50	70	dB
Power Supply Rejection Ratio	$V^+ = 5V$ to $30V$ (LM2902, $V^+ = 5V$ to $26V$), $T_A = 25^\circ C$	65	100	65	100	65	100	65	100	65	100	50	100	dB

LM124/LM224/LM324/LM2902

Parameter	Conditions	LM124A		LM224A		LM324A		LM124/LM224/LM324		LM2902		Units	
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min		Typ
Amplifier-to-Amplifier Coupling (Note 8)	$f = 1 \text{ kHz to } 20 \text{ kHz, } T_A = 25^\circ\text{C}$ (Input Referred)	-120			-120			-120			-120	dB	
Output Current	Source $V_{IN}^+ = 1V, V_{IN}^- = 0V,$ $V^+ = 15V, V_O = 2V, T_A = 25^\circ\text{C}$	20	40		20	40		20	40		20	40	mA
	Sink $V_{IN}^- = 1V, V_{IN}^+ = 0V,$ $V^+ = 15V, V_O = 2V, T_A = 25^\circ\text{C}$	10	20		10	20		10	20		10	20	mA
	$V_{IN}^- = 1V, V_{IN}^+ = 0V,$ $V^+ = 15V, V_O = 200 \text{ mV}, T_A = 25^\circ\text{C}$	12	50		12	50		12	50		12	50	μA
Short Circuit to Ground	(Note 2) $V^+ = 15V, T_A = 25^\circ\text{C}$	40	60		40	60		40	60		40	60	mA
Input Offset Voltage	(Note 5)	4			4			4			4		mV
Input Offset Voltage Drift	$R_S = 0\Omega$	7	20		7	20		7	20		7	20	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Current	$I_{IN}(+) - I_{IN}(-), V_{CM} = 0V$	30			30			30			30		nA
Input Offset Current Drift	$R_S = 0\Omega$	10	200		10	200		10	200		10	200	pA/ $^\circ\text{C}$
Input Bias Current	$I_{IN}(+) \text{ or } I_{IN}(-)$	40	100		40	100		40	100		40	100	nA
Input Common-Mode Voltage Range (Note 7)	$V^+ = +30V$ (LM2902, $V^+ = 26V$)	0	$V^+ - 2$	0	$V^+ - 2$	0	$V^+ - 2$	0	$V^+ - 2$	0	$V^+ - 2$	$V^+ - 2$	V
Large Signal Voltage Gain	$V^+ = +15V$ (V_O Swing = 1V to 11V) $R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$	25			25			25			25		V/ml
	$V^+ = 30V$ (LM2902, $V^+ = 26V$) $R_L = 2 \text{ k}\Omega$	26			26			26			26		V
Output Voltage Swing	$R_L = 10 \text{ k}\Omega$	27	28		27	28		27	28		27	28	mV
	$V^+ = 5V, R_L = 10 \text{ k}\Omega$	5	20		5	20		5	20		5	20	mV

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่สามารถแก้ไขใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics $V^+ = +5.0V$ (Note 4) unless otherwise stated (Continued)

Parameter	Conditions	LM124A		LM224A		LM324A		LM124/LM224		LM324		LM2902		Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Current	Source	$V_{IN}^+ = +1V,$ $V_{IN}^- = 0V, V^+ = 15V$		10	20	10	20	10	20	10	20	10	20	mA
	Sink	$V_{IN}^- = +1V,$ $V_{IN}^+ = 0V, V^+ = 15V$		10	15	5	8	5	8	5	8	5	8	

Note 1: For operating at high temperatures, the LM324/LM224/LM2902 must be derated based on a +125°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 68°C/W which applies for the device soldered in a printed circuit board, operating in a still air ambient. The LM224/LM224A and LM124/LM124A can be derated based on a +150°C maximum junction temperature. The dissipation is the total of all four amplifiers—use external resistors, where possible, to allow the amplifier to saturate or to reduce the power which is dissipated in the integrated circuit.

Note 2: Short circuits from the output to V^+ can cause excessive heating and eventual destruction. When considering short circuits to ground, the maximum output current is approximately 40 mA independent of the magnitude of V^+ . At values of supply voltage in excess of +15V, continuous short-circuits can exceed the power dissipation ratings and cause eventual destruction. Destructive dissipation can result from simultaneous shorts on all amplifiers.

Note 3: This input current will only exist when the voltage at any of the input leads is driven negative. It is due to the collector-base junction of the input PNP transistors becoming forward biased and thereby acting as input diode clamps. In addition to this diode action, there is also lateral NPN parasitic transistor action on the IC chip. This transistor action can cause the output voltage of the op amps to go to the V^+ voltage level (or to ground for a large overdrive) for the time duration that an input is driven negative. This is not destructive and normal output stages will re-establish when the input voltage, which was negative, again returns to a value greater than -0.3V (at 25°C).

Note 4: These specifications are limited to -55°C ≤ T_A ≤ +125°C for the LM124/LM124A. With the LM224/LM224A, all temperature specifications are limited to -25°C ≤ T_A ≤ +85°C; the LM324/LM324A temperature specifications are limited to 0°C ≤ T_A ≤ +70°C, and the LM2902 specifications are limited to -40°C ≤ T_A ≤ +105°C.

Note 5: $V_{IO} = 1.4V, R_S = 0\Omega$ with V^+ from 5V to 30V; and over the full input common-mode range (0V to $V^+ - 1.5V$) for LM2002, V^+ from 5V to 20V.

Note 6: The direction of the input current is out of the IC due to the PNP input stage. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the input lines.

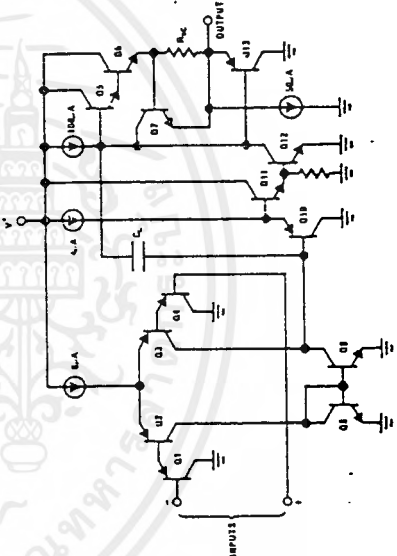
Note 7: The input common-mode voltage of either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3V (at 25°C). The upper end of the common-mode voltage range is $V^+ - 1.5V$ (at 25°C), but either or both inputs can go to +32V without damage (+28V for LM2902), independent of the magnitude of V^+ .

Note 8: Due to proximity of external components, insure that coupling is not originating via stray capacitance between these external parts. This typically can be detected as this type of capacitance increases at higher frequencies.

Note 9: Refer to RETS124AX for LM124A military specifications and refer to RETS124X for LM124 military specifications.

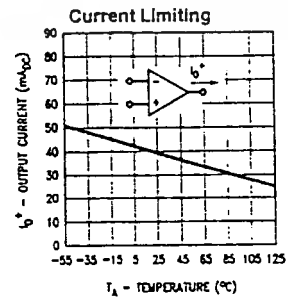
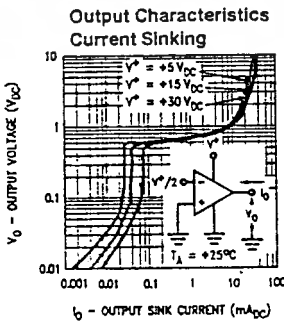
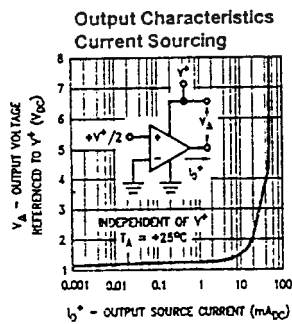
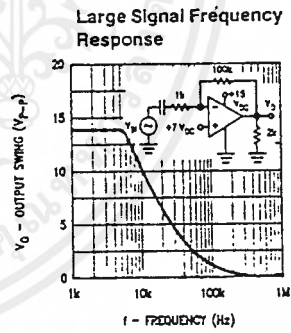
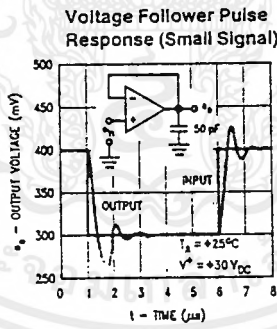
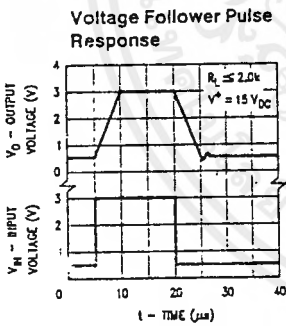
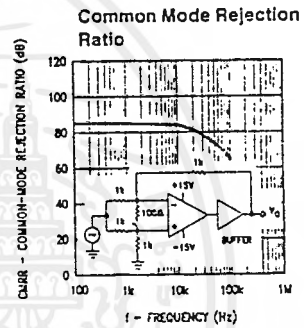
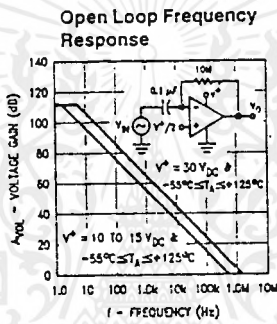
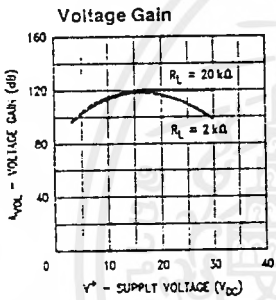
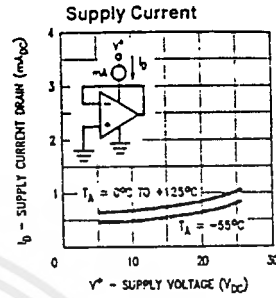
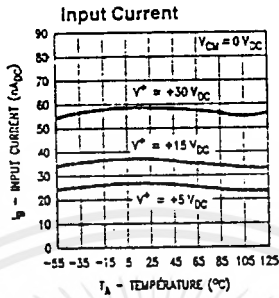
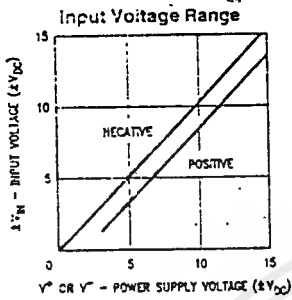
Note 10: Human body model, 1.5 kΩ in series with 100 pF.

Schematic Diagram (Each Amplifier)

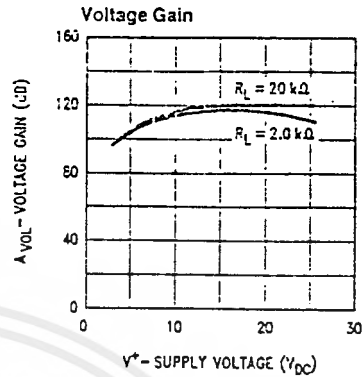
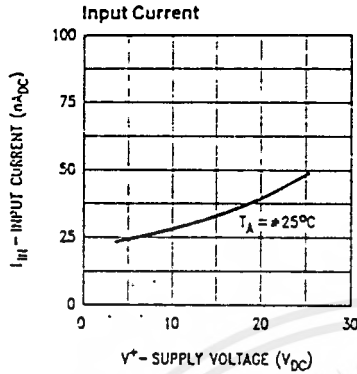


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics



Typical Performance Characteristics (LM2902 only)



TL/H/9239-4

Application Hints

The LM124 series are op amps which operate with only a single power supply voltage, have true-differential inputs, and remain in the linear mode with an input common-mode voltage of 0 V_{DC}. These amplifiers operate over a wide range of power supply voltage with little change in performance characteristics. At 25°C amplifier operation is possible down to a minimum supply voltage of 2.3 V_{DC}.

The pinouts of the package have been designed to simplify PC board layouts. Inverting inputs are adjacent to outputs for all of the amplifiers and the outputs have also been placed at the corners of the package (pins 1, 7, 8, and 14).

Precautions should be taken to insure that the power supply for the integrated circuit never becomes reversed in polarity or that the unit is not inadvertently installed backwards in a test socket as an unlimited current surge through the resulting forward diode within the IC could cause fusing of the internal conductors and result in a destroyed unit.

Large differential input voltages can be easily accommodated and, as input differential voltage protection diodes are not needed, no large input currents result from large differential input voltages. The differential input voltage may be larger than V⁺ without damaging the device. Protection should be provided to prevent the input voltages from going negative more than -0.3 V_{DC} (at 25°C). An input clamp diode with a resistor to the IC input terminal can be used.

To reduce the power supply drain, the amplifiers have a class A output stage for small signal levels which converts to class B in a large signal mode. This allows the amplifiers to both source and sink large output currents. Therefore both NPN and PNP external current boost transistors can be used to extend the power capability of the basic amplifiers. The output voltage needs to raise approximately 1 diode drop above ground to bias the on-chip vertical PNP transistor for output current sinking applications.

For ac applications, where the load is capacitively coupled to the output of the amplifier, a resistor should be used, from the output of the amplifier to ground to increase the class A bias current and prevent crossover distortion.

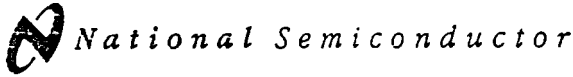
Where the load is directly coupled, as in dc applications, there is no crossover distortion.

Capacitive loads which are applied directly to the output of the amplifier reduce the loop stability margin. Values of 50 pF can be accommodated using the worst-case non-inverting unity gain connection. Large closed loop gains or resistive isolation should be used if larger load capacitance must be driven by the amplifier.

The bias network of the LM124 establishes a drain current which is independent of the magnitude of the power supply voltage over the range of from 3 V_{DC} to 30 V_{DC}.

Output short circuits either to ground or to the positive power supply should be of short time duration. Units can be destroyed, not as a result of the short circuit current causing metal fusing, but rather due to the large increase in IC chip dissipation which will cause eventual failure due to excessive junction temperatures. Putting direct short-circuits on more than one amplifier at a time will increase the total IC power dissipation to destructive levels, if not properly protected with external dissipation limiting resistors in series with the output leads of the amplifiers. The larger value of output source current which is available at 25°C provides a larger output current capability at elevated temperatures (see typical performance characteristics) than a standard IC op amp.

The circuits presented in the section on typical applications emphasize operation on only a single power supply voltage. If complementary power supplies are available, all of the standard op amp circuits can be used. In general, introducing a pseudo-ground (a bias voltage reference of V⁺/2) will allow operation above and below this value in single power supply systems. Many application circuits are shown which take advantage of the wide input common-mode voltage range which includes ground. In most cases, input biasing is not required and input voltages which range to ground can easily be accommodated.



LF351 Wide Bandwidth JFET Input Operational Amplifier

General Description

The LF351 is a low cost high speed JFET input operational amplifier with an internally trimmed input offset voltage (BI-FET II™ technology). The device requires a low supply current and yet maintains a large gain bandwidth product and a fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The LF351 is pin compatible with the standard LM741 and uses the same offset voltage adjustment circuitry. This feature allows designers to immediately upgrade the overall performance of existing LM741 designs.

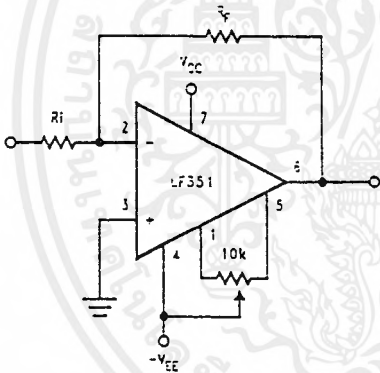
The LF351 may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample-and-hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The device has low noise and offset voltage drift, but for applications where these requirements are critical, the LF356 is recommended. If maximum supply

current is important, however, the LF351 is the better choice.

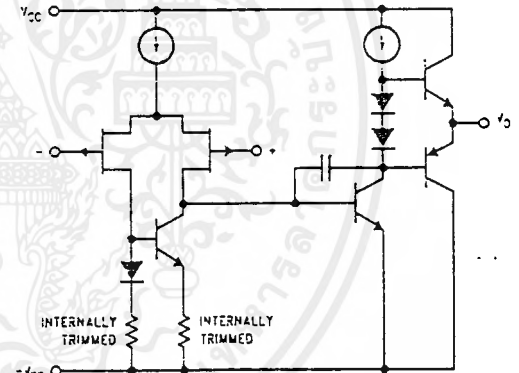
Features

- Internally trimmed offset voltage 10 mV
- Low input bias current 50 pA
- Low input noise voltage 25 nV/√Hz
- Low input noise current 0.01 pA/√Hz
- Wide gain bandwidth 4 MHz
- High slew rate 13 V/μs
- Low supply current 1.8 mA
- High input impedance 10¹²Ω
- Low total harmonic distortion $A_V = 10$, <0.02%
- $R_L = 10k, V_O = 20$ Vp-p, $3W = 20$ Hz–20 kHz
- Low 1/f noise corner 50 Hz
- Fast settling time to 0.01% 2 μs

Typical Connection

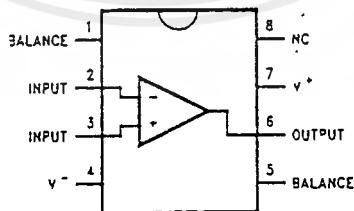


Simplified Schematic



Connection Diagrams

Dual-In-Line Package



Order Number LF351M or LF351N
See NS Package Number M08A or N08E

TL/H/5648-13

Absolute Maximum Ratings

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

Supply Voltage	$\pm 18V$
Power Dissipation (Notes 1 and 6)	670 mW
Operating Temperature Range	0°C to +70°C
$T_{ij}(MAX)$	-115°C
Differential Input Voltage	$\pm 30V$
Input Voltage Range (Note 2)	$\pm 15V$
Output Short Circuit Duration	Continuous
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temp. (Soldering, 10 sec.)	300°C
Metal Can	260°C
DIP	260°C

θ_{jA}	N Package	120°C/W
	M Package	TED
Soldering Information		
	Dual-In-Line Package	260°C
	Soldering (10 sec.)	
	Small Outline Package	
	Vapor Phase (60 sec.)	215°C
	Infrared (15 sec.)	220°C
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.		
ESD rating to be determined.		

DC Electrical Characteristics (Note 3)

Symbol	Parameter	Conditions	LF351			Units
			Min	Typ	Max	
V_{OS}	Input Offset Voltage	$R_S = 10\text{ k}\Omega, T_A = 25^\circ\text{C}$ Over Temperature		5	10 13	mV mV
$\Delta V_{OS}/\Delta T$	Average TC of Input Offset Voltage	$R_S = 10\text{ k}\Omega$		10		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
I_{OS}	Input Offset Current	$T_j = 25^\circ\text{C}$, (Notes 3, 4) $T_j \leq 70^\circ\text{C}$		25	100 4	μA nA
I_B	Input Bias Current	$T_j = 25^\circ\text{C}$, (Notes 3, 4) $T_j \leq 70^\circ\text{C}$		50	200 8	μA nA
R_{IN}	Input Resistance	$T_j = 25^\circ\text{C}$		10^{12}		Ω
A_{VOL}	Large Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 15V, T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_O = 10V, R_L = 2\text{ k}\Omega$ Over Temperature	25 15	100		V/mV V/mV
V_O	Output Voltage Swing	$V_S = \pm 15V, R_L = 10\text{ k}\Omega$	± 12	± 13.5		V
V_{CM}	Input Common-Mode Voltage Range	$V_S = \pm 15V$	± 11	+15 -12		V V
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$	70	100		dB
PSRR	Supply Voltage Rejection Ratio	(Note 5)	70	100		dB
I_S	Supply Current			1.8	3.4	mA

LF351

AC Electrical Characteristics (Note 3)

Symbol	Parameter	Conditions	LF351			Units
			Min	Typ	Max	
SR	Slew Rate	$V_S = \pm 15V, T_A = 25^\circ C$		13		V/ μs
GBW	Gain Bandwidth Product	$V_S = \pm 15V, T_A = 25^\circ C$		4		MHz
e_n	Equivalent Input Noise Voltage	$T_A = 25^\circ C, R_S = 100\Omega, f = 1000 \text{ Hz}$		25		nV/ \sqrt{Hz}
i_n	Equivalent Input Noise Current	$T_j = 25^\circ C, f = 1000 \text{ Hz}$		0.01		pA/ \sqrt{Hz}

Note 1: For operating at elevated temperature, the device must be derated based on the thermal resistance, θ_{JA} .

Note 2: Unless otherwise specified the absolute maximum negative input voltage is equal to the negative power supply voltage.

Note 3: These specifications apply for $V_S = \pm 15V$ and $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$. V_{OS} , I_B and I_{OS} are measured at $V_{CM} = 0$.

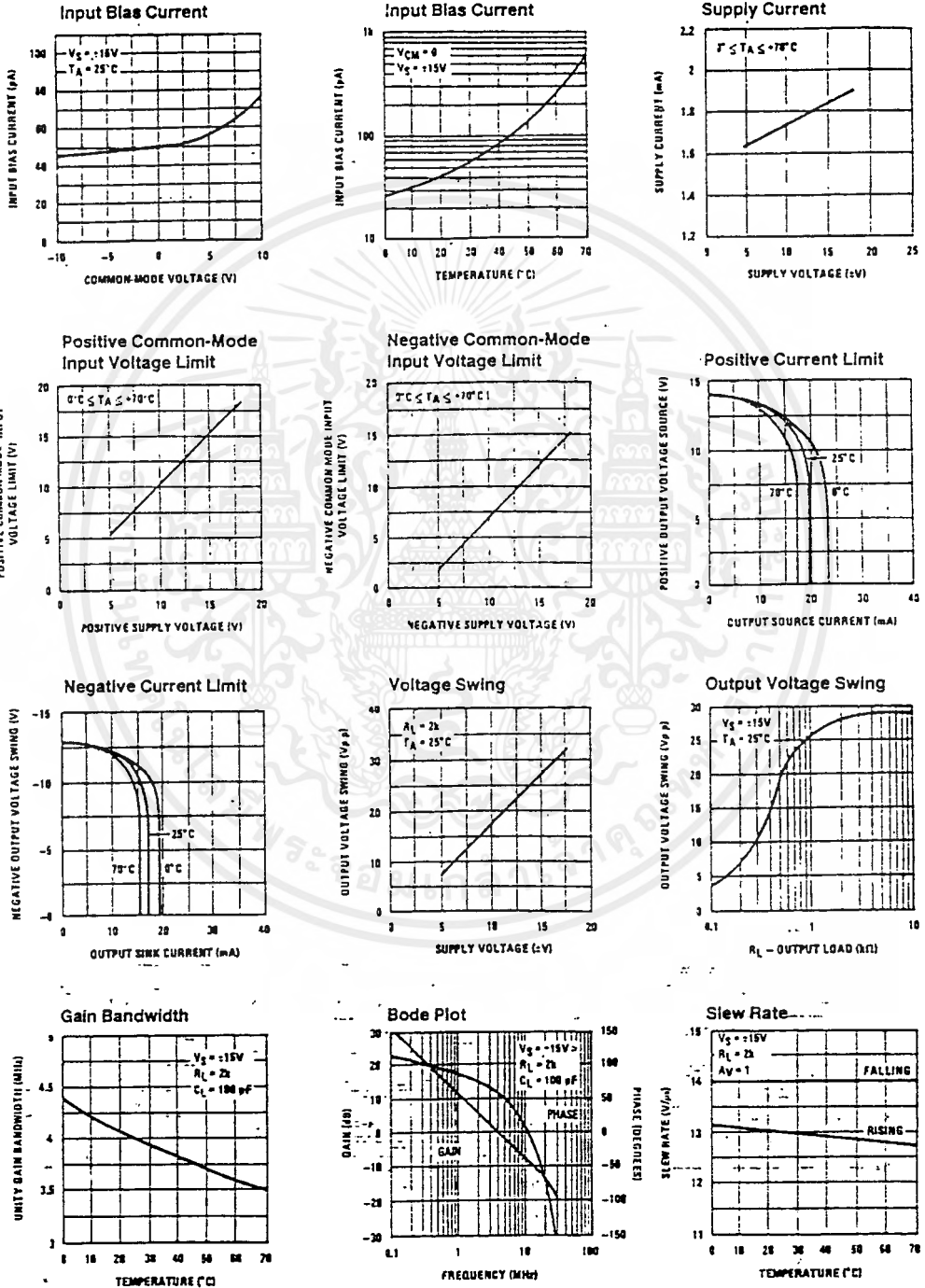
Note 4: The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every $10^\circ C$ increase in the junction temperature, T_j . Due to the limited production test time, the input bias currents measured are correlated to junction temperature. In normal operation the junction temperature rises above the ambient temperature as a result of internal power dissipation, P_D . $T_j = T_A + \theta_{JA} P_D$ where θ_{JA} is the thermal resistance from junction to ambient. Use of a heat sink is recommended if input bias current is to be kept to a minimum.

Note 5: Supply voltage rejection ratio is measured for both supply magnitudes increasing or decreasing simultaneously in accordance with common practice. From $\pm 15V$ to $\pm 5V$.

Note 6: Max. Power Dissipation is defined by the package characteristics. Operating the part near the Max. Power Dissipation may cause the part to operate outside guaranteed limits.

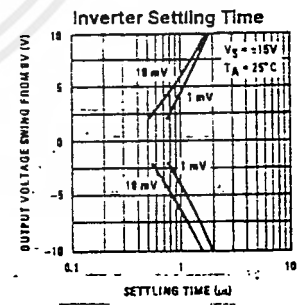
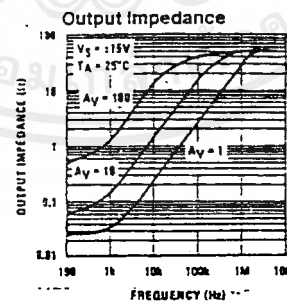
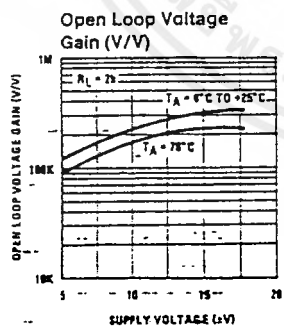
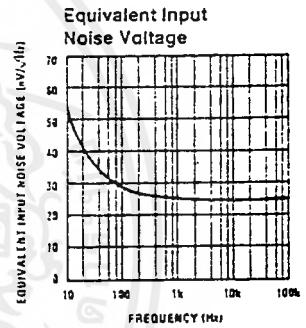
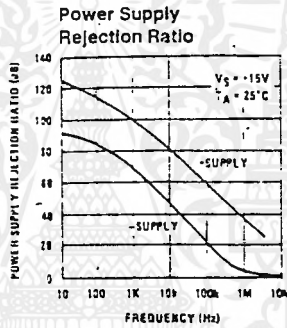
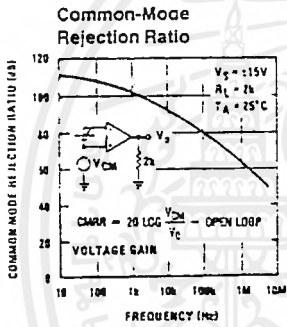
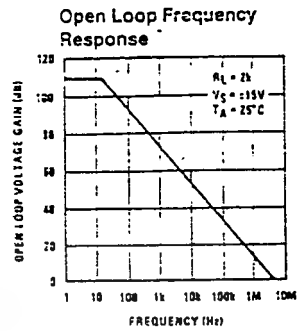
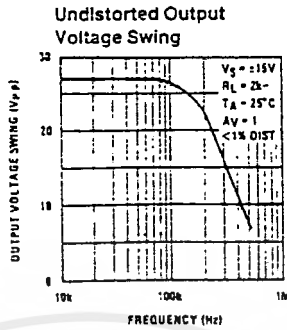
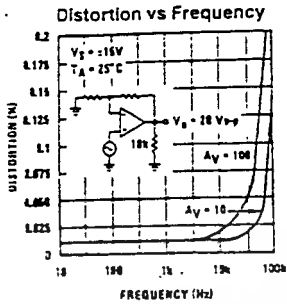
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics (Continued)



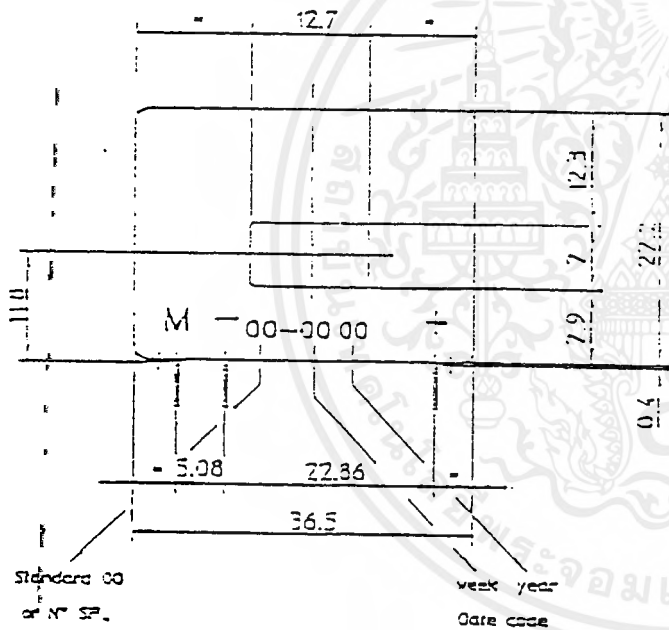
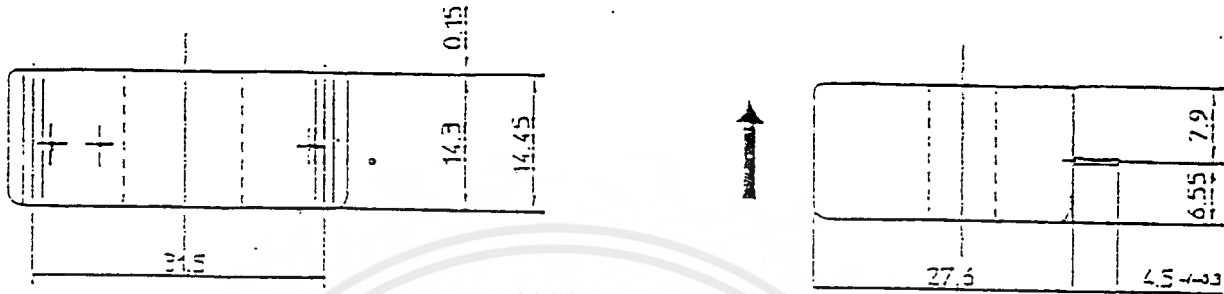
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Notes : The temperature of the primary conductor should not exceed 90°C.

- 1) The result of the coercive field of the magnetic circuit.
- 2) Dynamic performance (di/dt and response time) is best with a single bar completely filling the primary.
- 3) In order to achieve the best magnetic coupling, the primary windings have to pass over the top side of the device.

Dimensions LA 100-P

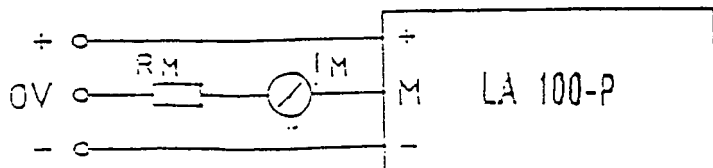
General tolerance = 0.2 mm
Recommended hole dia. 0.9 mm



Secondary terminals :

- Terminal + : supply voltage + 12 to 15 V
- Terminal M : measure
- Terminal - : supply voltage - 12 to 15 V

Connection :



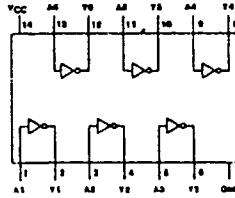
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

« This data sheet is a translation of the French version which is deemed authentic. »

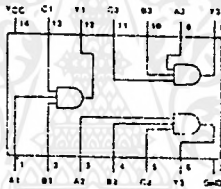
We reserve the right to carry out modifications on our transducers, in order to improve them, without previous notice.

34
Hex Inverter



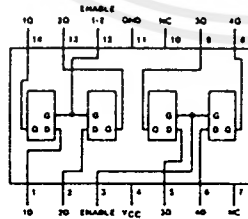
7404 74AS04 74HC04
74LS04 74ALS1004 74H04
74S04 74AS1004 74HCT04
74ALS04 40H004
74F04

11
Triple 3 Input AND



7411 74F11 74HC11
74LS11 74ALS1011 74HCT11
74S11 40H011
74ALS11
74AS11

77
4 Bit Bistable Latch (Flat Pack Only)



7477 74HC77
74LS77

FUNCTION TABLE
Each Latch)

Inputs		Outputs	
D	C	Q	Q̄
L	H	L	H
H	H	H	L
X	L	Q ₀	Q̄ ₀

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปัญญานิพนธ์ฉบับนี้คงไม่สามารถสำเร็จลงได้ หากไม่ได้รับความช่วยเหลือหรือได้รับคำแนะนำจากบุคคลดังต่อไปนี้

1. ศศ.ประภาพร ไพธสุวรรณ เป็นผู้ให้คำปรึกษา คำแนะนำในการทำโครงการ ตลอดเป็นผู้ให้ความเอื้อเฟื้ออุปกรณ์ต่างๆ มาโดยตลอด

2. ผู้เขียนหนังสือต่างๆ ที่ผู้ดำเนินงาน ได้ใช้เป็นอ้างอิง ค้นคว้าหาข้อมูลในการดำเนินงาน

3. เพื่อนๆ ทุกคนที่เอื้อเฟื้ออุปกรณ์ เครื่องมือต่างๆ

สุดท้ายนี้ทางกลุ่มผู้ดำเนินงานต้องขอขอบพระคุณทุกท่านอีกครั้ง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] ชื่น ภู่วรรณ , หนังสือทฤษฎีและการใช้งานอิเล็กทรอนิกส์ เล่ม 3 มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ พิมพ์ครั้งที่ 3 พิมพ์ที่ หจก. เอช - เอน การพิมพ์ หน้า 27 - 32
- [2] ปริชญานีพันธ์ นักศึกษาปริญญาตรี เรื่องเดาหลอมไฟฟ้า หน้า 12 - 15
- [3] ชาตรี จตุรภัทรอาภรณ์ , เกษิง ไกร ทองคี, อ โนชา โรจนอุคมพร , หนังสือ อิเล็กทรอนิกส์ 2 พิมพ์ครั้งที่ 2 พิมพ์ที่ ห้างหุ้นส่วนจำกัด วิ.พี. พรินต์ติ้ง หน้า 166 - 168
- [4] หนังสือ โครงการงาน เชมิคอนดักเตอร์ ฉบับที่ 106 เดือน พฤษภาคม 2534 หน้า 33
- [5] เทกทูล ภู่หลง, เรื่อง อิเล็กทรอนิกส์ไหลค ฉบับที่ 123,2534 หน้า 132-136
- [6] มงคล ทองสงคราม, "อิเล็กทรอนิกส์กำลัง", พิมพ์ครั้งที่ 3, 2540
- [7] กัมพล ทองเรือง, "ทฤษฎีและการออกแบบวงจรพัลส์", พิมพ์ครั้งที่ 1, 2539

