



คอนเวอร์เตอร์โดยใช้หลักการควบคุมแรงดันไฟฟ้าต่อความถี่
VOLTAGE TO FREQUENCY CONVERTER

โดย

นาย พรเทพ สุรเลิศกุล

นาย สมชัย อัญญปกรณ์

นาย สมชาย เกษมวิสุทธิ

นาย อภิศักดิ์ เจริญภักษ์วรกุล

วัน เดือน ปี..... 31 ก.ค. 2540

เลขทะเบียน..... 037051

เลขเรียกหนังสือ..... T 3814 พ. 242 ค.

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2538

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้ง 037051

ปีการศึกษา 2538

คอนเวอร์เตอร์โดยใช้หลักการควบคุมแรงดันไฟฟ้าต่อความถี่
VOLTAGE TO FREQUENCY CONVERTER



ผศ. ประภาส ไพรสุวรรณ

อ. อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2538

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

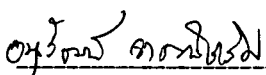
คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง คอนเวอร์เตอร์โดยใช้หลักการควบคุมแรงดันไฟฟ้าต่อความถี่

ผู้จัดทำ

1. นาย พรเทพ สุรเลิศกุล
2. นาย สมชัย อัญญูปกรณ์
3. นาย สมชาย เกษมวิสุทธิ
4. นาย อภิศักดิ์ เจริญภักษ์วรกุล


อาจารย์ที่ปรึกษา
(ผศ. ประภาส ไพรสุวรรณ)


อาจารย์ที่ปรึกษา
(อ. อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คอนเวอร์เตอร์โดยใช้หลักการควบคุมแรงดันไฟฟ้าต่อความถี่

นายพรเทพ สุรเลิศกุล

นายสมชัย อัญญปกรณ์

นายสมชาย เกษมวิสุทธิ

นายอภิศักดิ์ เจริญกันท้าวรกุล

ศส. ประภาส ไพธูวรรณา อาจารย์ที่ปรึกษา

อ. อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2538

บทคัดย่อ

โครงการนี้ได้กล่าวถึงคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงโดยอาศัยการควบคุมความถี่ สามารถนำไปใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้า หรือ ประยุกต์ใช้กับงานประเภทอื่นได้ สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้า จะใช้วิธีการควบคุมอัตราส่วนของแรงดันกับความถี่ที่ป้อนเข้าสู่มอเตอร์ โดยอาศัยการวัดซึ่งภายในวงจรของอินเวอร์เตอร์ที่รับแรงดันกระแสตรงมาจากส่วนของคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งในโครงการนี้จะทำเฉพาะส่วนของคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งประกอบไปด้วย วงจรเฟสคอนโทรลเรกติฟายเออร์ และวงจรที่ใช้ควบคุม ได้แก่ วงจรกำเนิดสัญญาณความถี่ วงจรเปลี่ยนสัญญาณความถี่เป็นโวลต์เตจ และวงจรจุดชนวนทริกเกอร์

VOLTAGE TO FREQUENCY CONVERTER

Pornthep Suralertkul

Somchai Unyapakorn

Somchai Kasemvisut

Apisak Charoenpanwarakul

Asst. Prof. Prapas Praisuwanna Advisor

Anuwat Jangwanitlert Advisor

1995

ABSTRACT

The purpose of this project has described converter that can control DC Output Voltage by using frequency control, can be used for motor drives or applied for other works. For motor drive, will use method of controlling the ratio of voltage and frequency that supplied to the motor, by using switching internal of inverter circuit that get DC Input Voltage from converter part. In this project, will do only converter part that consist phase control rectifier circuit and control such as Oscillator circuit, Frequency to Voltage circuit and Firing Trigger circuit

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
สารบัญรูป	III
สารบัญตาราง	IV
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	4
2.1 ทฤษฎีการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้า	4
2.1.1 ระบบการขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสสลับ	4
2.1.2 ระบบการขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสตรง	4
2.2 การควบคุมความเร็วมอเตอร์	5
2.2.1 การควบคุมแบบควบคุมเฟส	5
2.2.2 การควบคุมแบบเปลี่ยนโพล	5
2.2.3 การควบคุมแบบเปลี่ยนความถี่	6
2.3 อินเวอร์เตอร์เพื่อการขับเคลื่อนอินดักชันมอเตอร์	9
2.4 หลักการควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำ	10
2.4.1 การควบคุมโวลต์เตจของสเตเตอร์	11
2.4.2 การควบคุมสลิปของเพาเวอร์	12
2.4.3 การควบคุมแบบไซโครคอนเวอร์เตอร์	12
2.4.4 การควบคุมโดยการเปลี่ยนแปลงความถี่และควบคุมอัตราส่วนระหว่างโวลต์เตจต่อความถี่	12
2.4.4.1 การควบคุมความถี่	14
2.4.4.2 การควบคุมโวลต์เตจ	14
2.4.4.2.1 การควบคุมแรงดันกระแสสลับทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์	14
2.4.4.2.2 การควบคุมดีซีโวลต์เตจทางด้านอินพุตของอินเวอร์เตอร์	15
2.4.4.2.3 การควบคุมโดยใช้เทคนิคสวิตช์	16
ปิด-เปิด ภายในวงจรอินเวอร์เตอร์	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3 หลักการออกแบบวงจรและวงจรที่ใช้งาน	19
3.1 วงจรออสซิลเลเตอร์	19
3.2 วงจรแปลงความถี่เป็นโวลต์แดง	21
3.3 วงจรไฟร์ริงคอนโทรล	30
3.4 วงจรการแสดงผลความถี่	41
3.4.1 วงจรนับรหัสBCD	41
3.4.2 การแสดงตัวเลข	46
3.4.3 อุปกรณ์แสดงผล	49
3.5 วงจรเมนคอนโทรลเรคตีฟายเออร์	56
3.5.1 วงจรเรคตีฟายเออร์	56
3.5.2 การออกแบบอินดักเตนซ์เพื่อใช้เป็นฟิลเตอร์	61
ในวงจรกำลัง	
3.5.3 วงจรจำกัดกระแสเกิน	62
บทที่ 4 ผลการทดลองและรูปที่ได้จากการทดลอง	64
4.1 รูปถ่ายที่ได้จากการทดลองวงจรไอซี LM2907	64
4.2 รูปถ่ายที่ได้จากการทดลองวงจรไฟร์ริงคอนโทรล	66
4.3 รูปถ่ายที่ได้จากการวัดคิซีเอาต์พุตโวลต์แดง	69
บทที่ 5 สรุปผลและแนวทางการพัฒนา	71
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
เอกสารอ้างอิง	

สารบัญภาพ

	หน้า
รูป 1.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงส่วนของวงจรต่าง ๆ ที่มาประกอบเป็นวงจรควบคุมมอเตอร์โดยใช้อินเวอร์เตอร์	2
รูป 2.1 มอเตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบควบคุมเฟส หรือการควบคุมสลิป	6
รูป 2.2 มอเตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบเปลี่ยนโพลหรือขั้วแม่เหล็ก	6
รูป 2.3 มอเตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบเปลี่ยนความถี่	7
รูป 2.4 ดีซีมอเตอร์	7
รูป 2.5 ลักษณะสมบัติของแรงดันและแรงบิดที่เปลี่ยนแปลงของมอเตอร์	9
รูป 2.6 ความสัมพันธ์ระหว่าง ทอร์ก-ความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำและโหลด	11
รูป 2.7 B - H Curve	13
รูป 2.8 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิด - ความเร็ว กรณีรับโหลด / ความถี่คงที่	14
รูป 2.9 การควบคุมโวลต์เตจด้วยหม้อแปลงอโตชนิดเลื่อนจุดแตะ	15
รูป 2.10 เฟสบริดจ์เรกติฟายเออร์ชนิดควบคุมเฟส และการควบคุมดีซีลิงค์โวลต์เตจ	16
รูป 2.11 การควบคุมโวลต์เตจโดยการรวมโวลต์เตจจากอินเวอร์เตอร์ 2 ชุด	17
รูป 2.12 แสดงการมอดูเลชั่นโดยการนำสัญญาณ 2 สัญญาณรวมกัน	18
รูป 3.1 แสดงวงจรภายในของ IC เบอร์ TL494	19
รูป 3.2 แสดงค่าความถี่ในการออสซิลเลเตอร์กับค่าไทม์มิงรีซิสแตนซ์	20
รูป 3.3 แสดงวงจรสร้างความถี่ โดยใช้ TL494	20
รูป 3.4 แสดงวงจรที่นำมาต่อที่ขาเคดไทม์	21
รูป 3.5 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับความถี่ที่ต้องการ	21
รูป 3.6 การต่อวงจรของ IC LM331	22
รูป 3.7 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน และความถี่ของไอซีเบอร์ LM331 ที่ทดลองได้	22
รูป 3.8 ลักษณะภายในของไอซีเบอร์ 2907N-8	23
รูป 3.9 วงจรภายในของไอซีเบอร์ LM2907	24
รูป 3.10 รูปวงจรที่นำมาใช้งานจริง	26
รูป 3.11 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและความถี่ของไอซีเบอร์ LM2907 ที่ทดลองได้	27
รูป 3.12 แสดงการต่อวงจรที่นำมาลิงค์รวมกัน	27

รูป 3.13 กราฟแสดงผลการต่อวงจรรวม	28
รูป 3.14 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับความถี่ที่เข้าวงจรควบคุมเฟส (TCA785) เพื่อให้ได้ซีโวลต์ของวงจรกำลังเป็นไปตามรูปที่ 3.5	29
รูป 3.15 วงจรซั่มมิงแอมป์	29
รูป 3.16 แสดงบล็อกไดอะแกรมของไอซี TCA 785	32
รูป 3.17 รูปเวฟฟอร์มของไอซี TCA 785	33
รูป 3.18 แสดงซอหุดฟลายแบคไทม์	34
รูป 3.19 แสดงแรงดันลิกเกจที่คาปาซิเตอร์ C10	35
รูป 3.20 แสดงวงจรภายในของไอซี TCA785 ในส่วนของเอาต์พุตสเตจ	36
รูป 3.21 แสดงพัลส์เวฟฟอร์มสำหรับไทรสเตอร์ทริกเกอร์ริง (thyristor triggering)	37
รูป 3.22 แสดงเฟสคอนโทรล กับ การควบคุมโดยตรงสำหรับไทรสเตอร์ BSTC 1040	38
รูป 3.23 แสดงไทรสเตอร์เฟสคอนโทรล กับไทรสเตอร์ทริกเกอร์พัลส์แอมพลิฟาย	40
รูป 3.24 วงจรนับรหัส BCD และไทม์ชาร์ต	43
รูป 3.25 แสดงขาและบล็อกไดอะแกรมของ SN7490N	44
รูป 3.26 วงจรสำหรับทดลองวงจรนับรหัส BCD	45
รูป 3.27 แสดงการใช้เนกเกตกลับสัญญาณที่เอาต์พุตเพื่อให้LEDติดสว่างเมื่อเอาต์พุตเป็น“1”	45
รูป 3.28 การใช้ SN7490N ค่อนับจำนวนพัลส์เป็นเลขสามหลัก	46
รูป 3.29 การแสดงตัวเลขด้วย LED 7 ซีด	47
รูป 3.30 ตัวอย่างไอซีถอดรหัสจากรหัส BCD เป็นรหัส 7 ซีดที่นิยมใช้กัน	47
รูป 3.31 วงจรนับขึ้นลงแสดงผลเป็นตัวเลข	48
รูป 3.32 การทดลอง LED 7 ซีด	49
รูป 3.33 ตัวอย่าง LED 7 ซีด	50
รูป 3.34 LED 7 ซีดแบบต่าง ๆ	50
รูป 3.35 การขับ LED 7 ซีด	51
รูป 3.36 การขับ LED ตัวเลข 3 หลักแบบสแตติก	53
รูป 3.37 โครงสร้างของวงจรแลตซ์ 4 บิต	54
รูป 3.38 การทดลองเกี่ยวกับวงจรแลตซ์	55
รูป 3.39 การประยุกต์แลตซ์ในวงจรของเครื่องวัดความถี่	56
รูป 3.40 แสดงวงจรการเรคตีฟายเออร์แบบต่าง ๆ	57
รูป 3.41 แสดงการต่อวงจรบริดจ์เรคตีฟายเออร์แบบใช้เอสซีอาร์ 2 ตัวและไดโอด 2 ตัว	59
รูป 3.42 แสดงแรงดันเอาต์พุตของฟูลเวฟเซ็นเตอร์แทปเฟสคอนโทรลไทรสเตอร์	60

รูป 3.43 แสดงวงจรจำกัดกระแส	63
รูป 3.44 แสดงวงจรไฟร์ริงคอนโทรลที่นำมาใช้งานจริง	63
รูป 4.1 แสดงกราฟของเอาต์พุตของไอซี LM2907 มีค่า 1.5 โวลต์เมื่อความถี่เท่ากับ 9.6 เฮิรตซ์	64
รูป 4.2 แสดงกราฟของเอาต์พุตของไอซี LM2907 มีค่า 3.5 โวลต์เมื่อความถี่เท่ากับ 21.6 เฮิรตซ์	64
รูป 4.3 แสดงกราฟของเอาต์พุตของไอซี LM2907 มีค่า 8 โวลต์เมื่อความถี่เท่ากับ 50 เฮิรตซ์	65
รูป 4.4 แสดงกราฟของมูมไฟร์ริงคอนโทรล เมื่อโวลต์เดจของ LM2907 เท่ากับ 1.5 โวลต์	66
รูป 4.5 แสดงกราฟของมูมไฟร์ริงคอนโทรล เมื่อโวลต์เดจของ LM2907 เท่ากับ 3.5 โวลต์	67
รูป 4.6 แสดงกราฟของมูมไฟร์ริงคอนโทรล เมื่อโวลต์เดจของ LM2907 เท่ากับ 8 โวลต์	68
รูป 4.7 แสดงค่าดีซีเอาต์พุตโวลต์เดจ ขณะไม่จ่ายโหลดมีค่าเท่ากับ 300 โวลต์	69
รูป 4.8 แสดงค่าดีซีเอาต์พุตโวลต์เดจ ขณะจ่ายโหลด 30 แอมป์และมีการเปลี่ยนแปลงความถี่ ที่ค่าต่าง ๆ	69
รูป 4.9 แสดงกระแสของโหลดเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความถี่ที่ค่าความถี่ต่าง ๆ	70
รูป 4.10 แสดงรีปเปิลโวลต์เดจ ขณะเปลี่ยนแปลงความถี่ที่ค่าความถี่ต่าง ๆ	70



สารบัญตาราง

	หน้า
ตาราง 3.1 แสดงถึงเอาต์พุตพัลส์วิดที่ขึ้นอยู่กับค่าคาปาซิเตอร์ Ci หรือ C12	39
ตาราง 3.2 แสดงเลขฐานสิบ เลขฐานสอง และรหัส BCD	42



บทที่ 1

บทนำ

ในการควบคุมความเร็วรอบของเอชเอ็มมอเตอร์ (AC Motor) นั้นทำได้ยาก และเนื่องจากในโรงงานอุตสาหกรรม หรือ การใช้งานทางวิศวกรรมทั่วไป จะใช้อินดักชันมอเตอร์ (Induction Motor) เป็นส่วนมาก ดังนั้นจึงควรมีความเข้าใจในวิธีการควบคุมความเร็วรอบของอินดักชันมอเตอร์ วัตถุประสงค์ของงานโปรเจก (Project) นี้ เพื่อให้เกิดความคิดสร้างสรรค์ และรู้จักการทำงานของอินเวอร์เตอร์ (Inverter) ที่ใช้ไฟ 1 เฟส และเนื่องจากอินเวอร์เตอร์ที่พบทั่วไป จะมีความเปราะและอ่อนบางทำให้แตกหักเสียหายง่าย จึงได้มีการทำโปรเจกเกี่ยวกับอินเวอร์เตอร์เป็นแบบอินเวอร์เตอร์ควบคุมโวลต์เตจโดยใช้ความถี่ (V/F Inverter) ที่มีความแข็งแรงทนทานมากขึ้น

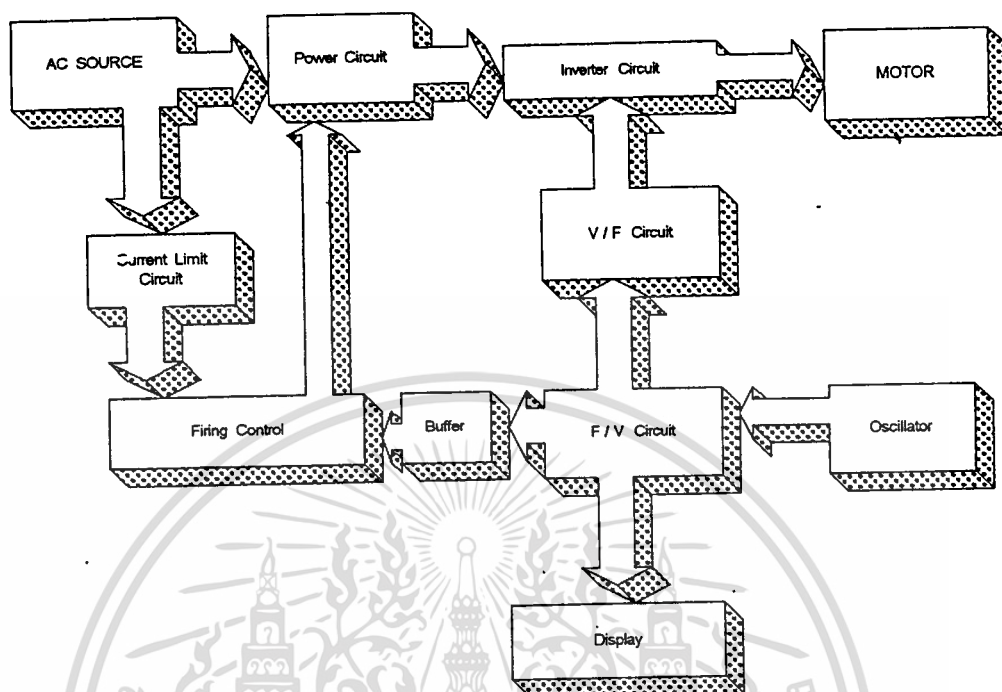
แต่เนื่องจากอินเวอร์เตอร์ควบคุมโวลต์เตจโดยใช้ความถี่นั้น ต้องใช้ระยะเวลาในการทำค่อนข้างมาก ฉะนั้นโปรเจกชิ้นนี้จึงทำถึงส่วนที่เป็น “คอนเวอร์เตอร์ควบคุมโวลต์เตจโดยใช้ความถี่ หรือ วิทูเอฟคอนเวอร์เตอร์ (V/F Converter) ” และในส่วนที่เหลือคือ อินเวอร์เตอร์ที่รับสัญญาณจากคอนเวอร์เตอร์นี้ จะเป็นของโปรเจกชิ้นหลังต่อไป

ขอบเขตการทำงานของโปรเจกนี้สามารถแสดงได้โดยบล็อกไดอะแกรมของวงจรต่าง ๆ ที่มาประกอบกัน ดังรูปที่ 1.1

จากรูปที่ 1.1 วงจรจะเริ่มจากวงจรออสซิลเลเตอร์ (Oscillator Circuit) ทำการสร้างสัญญาณความถี่ซึ่งเป็นสัญญาณอินพุตเข้าสู่วงจรเอฟทูวี (F/V Circuit) โดยวงจรนี้จะให้เอาท์พุทมาเป็นโวลต์เตจ ซึ่งขึ้นกับความถี่ของสัญญาณอินพุต เอาท์พุทโวลต์เตจที่ออกมาจะถูกขยายเป็นสองเท่าโดยวงจรแอมพลิฟาย (Amplifier Circuit) เพื่อให้สัญญาณมีกำลังมากพอที่จะขับเบสของวงจรไฟร์ริงคอนโทรล (Firing Control) ซึ่งเป็นวงจรที่จะไปจุดชนวนขาเกตของไทรสเตอร์ของวงจรกำลัง (Power Circuit) ที่ทำหน้าที่เรกติฟายและฟิลเตอร์ออกมาเป็นสัญญาณดีซีที่ควบคุมได้เข้าสู่วงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งส่วนนี้จะถูกควบคุมการจ่ายพลังงาน โดยวงจรวิทูเอฟ (V/F Circuit) ซึ่งเปลี่ยนสัญญาณโวลต์เตจจากวงจรเอฟทูวี มาเป็นความถี่ที่ควบคุมได้ ดังนั้นสัญญาณที่ออกจากอินเวอร์เตอร์จะเป็นเอซีโวลต์เตจที่ควบคุมได้ ซึ่งจะเป็นแหล่งจ่ายเข้าสู่มอเตอร์ที่เป็นอินดักชันมอเตอร์ 1 เฟส ดังนั้นจึงสามารถควบคุมการทำงานของมอเตอร์ได้

ประโยชน์ที่จะได้รับจากการทำโปรเจกนี้ ก็เพื่อเป็นการเตรียมตัวและทำความเข้าใจการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ว่าจะต้องประกอบไปด้วยอะไรบ้าง เนื่องจากว่าในการควบคุมอินดักชันมอเตอร์นั้นคงจะหนีอินเวอร์เตอร์ไปไม่พ้น ดังนั้นการได้เตรียมตัว และทำความเข้าใจวงจรของคอนเวอร์เตอร์ในตอนี้ ก็จะเป็นการเตรียมตัวที่ดีในการที่จะต้องไปพบการทำงานจริงของอินเวอร์เตอร์

ที่ใช้ในอุตสาหกรรม ทำให้การปรับตัวต่างๆ เป็นไปได้ดีขึ้น และง่ายขึ้น เพราะเนื่องจากหลักการการคำนวณว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 1.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงส่วนของวงจรต่าง ๆ ที่มาประกอบเป็นวงจรควบคุมมอเตอร์โดยใช้อินเวอร์เตอร์

ที่ใช้ในอุตสาหกรรม ทำให้การปรับต้วต่าง ๆ เป็นไปได้ดีขึ้น และง่ายขึ้น เพราะเนื่องจากหลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบต่าง ๆ จะมีหลักการกว้าง ๆ เหมือนกันแต่แตกต่างกันตรงรายละเอียดปลีกย่อยในการทำให้คุณภาพดีขึ้น โดยอินเวอร์เตอร์ที่มีคุณภาพดีในทางอุตสาหกรรม จะมีรายละเอียดปลีกย่อยมากมาย ซึ่งในโปรเจกต์นี้คงทำเช่นในโรงงานผลิตไม่ได้ แต่โปรเจกต์นี้สามารถช่วยในการเตรียมตัวทำงานจริงได้ และเข้าใจหลักการคร่าว ๆ ได้

นอกจากประโยชน์ที่กล่าวข้างต้นแล้ว คอนเวอร์เตอร์ที่ทำนี้สามารถใช้เป็นส่วนประกอบของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ไฟ 1 เฟส เราจึงสามารถเอาอินเวอร์เตอร์นี้ไปควบคุมมอเตอร์ที่ใช้ตามที่อยู่อาศัยทั่วไปที่จำเป็นต้องใช้มอเตอร์ 1 เฟสได้ ซึ่งเป็นการทำให้เกิดการใช้งานมอเตอร์อย่างกว้างขวาง โดยการควบคุมมอเตอร์ไม่จำเป็นต้องอยู่โรงงานอย่างเดียว สามารถอยู่ตามบ้านเรือนทั่วไปได้

การพัฒนาของงานโปรเจกต์นี้ที่สามารถทำได้ในอนาคตนั่น คือ อาจจะนำอินเวอร์เตอร์ 1 เฟสไปควบคุมมอเตอร์ 3 เฟสก็ได้ โดยการดัดแปลงวงจรหรืออาจจะเอาวงจรอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ส่วนตัวสำหรับใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่หรือใช้ในการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มา 3 ตัวมาร่วมกัน แต่เวลาจ่ายไฟอาจจะให้มีการเชื่อมกันระหว่างแต่ละตัว ซึ่งการนำไปใช้ประโยชน์เช่นนี้จะมีประโยชน์อย่างมาก เพราะจากเดิมถ้าเราใช้ไฟ 3 เฟส กับมอเตอร์ 3 เฟส ถ้าเกิดเฟสใดเฟสหนึ่งหายไป อาจจะทำให้เฟสที่เหลือต้องรับภาระมากในการทำให้ได้กำลังเท่าเดิม ซึ่งอาจส่งผลให้มอเตอร์ไหม้ได้ แต่ถ้าเอาอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส 3 ตัวมาควบคุมมอเตอร์ 3 เฟส ถ้าไฟเกิดหายไปมอเตอร์ก็จะหยุดการทำงานทันที โดยจะไม่ทำให้มอเตอร์ไหม้ ซึ่งการพัฒนาลักษณะเช่นนี้เราจะต้องหาวงจรหน่วงเวลาให้แต่ละเฟสต่างกัน 120 องศาทางไฟฟ้า ซึ่งอาจจะสร้างความลำบากในการออกแบบแต่ก็เป็นเรื่องที่ต้องพัฒนาต่อไป



บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการ

2.1 ทฤษฎีการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้า

เหตุที่ต้องมีการควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสสลับ ก็เพื่อจุดประสงค์ในการใช้งาน ที่จำเป็นจะต้องเปลี่ยนแปลงความเร็วรอบ ในการควบคุมระบบต่าง ๆ ที่ต้องใช้มอเตอร์เป็นตัวขับเคลื่อนกำลัง ระบบขับเคลื่อนโดยมอเตอร์ จะต้องมีประสิทธิภาพ และประสิทธิภาพในการทำงานสูง ค่าใช้จ่ายในการทำงานต่ำ รวมทั้งราคาของระบบควบคุมต้องราคาถูก

โดยทั่วไประบบการเคลื่อนจะแบ่งออกเป็น 2 ลักษณะตามลักษณะของมอเตอร์ คือ ระบบการขับเคลื่อนกระแสสลับ และ ระบบการขับเคลื่อนกระแสตรง ซึ่งทั้ง 2 ระบบจะมีข้อดี และข้อเสียเปรียบเทียบกับกัน ดังรายละเอียดต่อไปนี้

2.1.1 ระบบการขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสสลับ

ข้อดี

- 1) ราคาของมอเตอร์กระแสสลับมีราคาไม่แพงมากนัก เมื่อเทียบกับมอเตอร์กระแสตรง
- 2) มีโครงสร้างที่ไม่ยุ่งยากแต่แข็งแรง
- 3) ค่าใช้จ่ายในการบำรุงรักษาต่ำ
- 4) มีขนาดและน้ำหนักเบากว่ามอเตอร์กระแสตรง เมื่อเทียบขนาดของมอเตอร์ที่มีกำลังม้าเท่ากัน

ข้อเสีย

- 1) ระบบควบคุมยุ่งยากซับซ้อนมาก หากต้องการการควบคุมความเร็วให้ได้ประสิทธิภาพที่ดี
- 2) ช่วงของการควบคุมความเร็วทำได้แคบ
- 3) ราคาของระบบควบคุมมีราคาสูงกว่าระบบมอเตอร์กระแสตรง
- 4) มีปัญหาเนื่องจากข้อจำกัดทางด้านอุปกรณ์โซลิดสเตต (Solid state) ในการควบคุมในย่านกำลังม้าสูง ๆ

2.1.2 ระบบการขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสตรง

ข้อดี

- 1) การควบคุมสามารถทำได้ง่าย ไม่สลับซับซ้อนมาก
- 2) ความแม่นยำ ตลอดจนประสิทธิภาพในการควบคุมความเร็วสูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารของกองทัพอากาศ 3) ช่วงของการควบคุมความเร็วทำได้กว้าง เช่นนั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 4) ราคาของระบบควบคุมมีราคาต่ำ เมื่อเทียบกับระบบควบคุมแบบใช้มอเตอร์กระแสสลับ
- 5) สามารถคืนพลังงานกลับเข้าระบบได้โดยตรงทำให้ลดการสูญเสีย
- 6) สามารถควบคุมได้ในย่านกำลังม้ามอเตอร์สูง ๆ ได้

ข้อเสีย

- 1) โครงสร้างยุ่งยากต้องมีคอมมิวเตเตอร์ (commutator) และแปรงถ่าน
- 2) ยุ่งยากในการบำรุงรักษา และค่าใช้จ่ายในการบำรุงรักษาสูง เนื่องจากมีคอมมิวเตเตอร์และแปรงถ่าน
- 3) มีขนาดใหญ่และน้ำหนักมากเมื่อเทียบกับเอชเอ็มมอเตอร์ (AC Motor)

2.2 การควบคุมความเร็วมอเตอร์

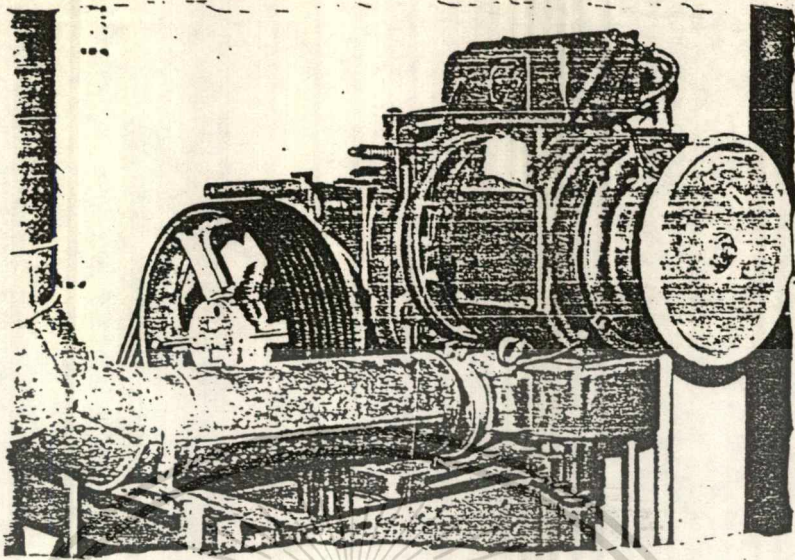
สำหรับเอชเอ็มมอเตอร์โดยทั่วไป โดยเฉพาะอินดักชันมอเตอร์ (Induction motor) การควบคุมการขับเคลื่อน หรือ ความเร็วรอบสามารถทำได้โดยวิธีการต่าง ๆ ดังนี้

2.2.1 การควบคุมแบบควบคุมเฟส (Phase Control) หรือการควบคุมสลลิป (Slip Control)

ทำได้โดยการแปรเปลี่ยนค่าความต้านทานในวงจรโรเตอร์ (Rotor) ของมอเตอร์ วิธีนี้จะทำให้ความเร็วมีความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้นกับประสิทธิภาพ ถ้าปรับความเร็วลงประสิทธิภาพจะลดลงหรือความสูญเสียมาก ดังนั้นมอเตอร์จะต้องมีการระบายความร้อนได้ดีเพราะความสูญเสียในรูปของความร้อนมีมาก จึงไม่นิยมใช้กับมอเตอร์ตัวใหญ่ และไม่สามารถปรับความเร็วให้เกินซิงโครนัสสปีด (Synchronous Speed) ได้ จึงเหมาะกับการปรับความเร็วในช่วงแคบ ๆ มอเตอร์ที่ใช้การควบคุมความเร็วแบบการควบคุมสลลิป มีลักษณะดังรูปที่ 2.1

2.2.2 การควบคุมแบบเปลี่ยนโพล

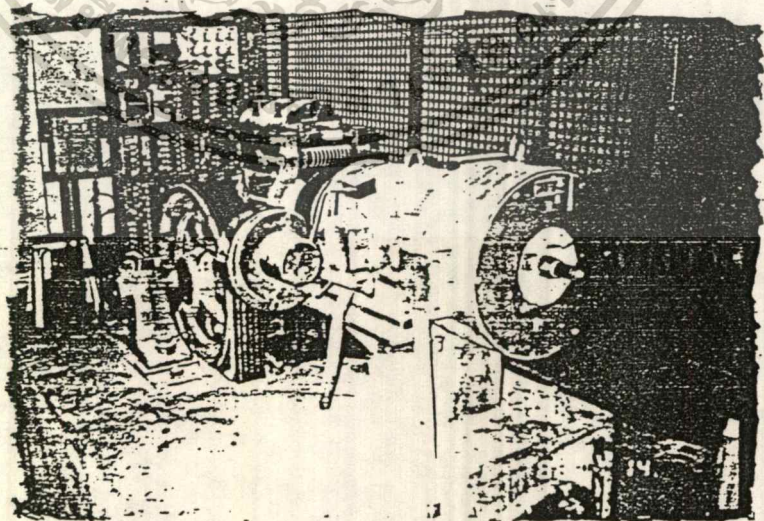
สำหรับอินดักชันมอเตอร์ การควบคุมจะทำได้เฉพาะกับมอเตอร์แบบกรงกระรอกเท่านั้น เพราะสามารถเปลี่ยนแปลงจำนวนขั้วแม่เหล็กบนตัวมันเองได้อัตโนมัติ การควบคุมความเร็ววิธีนี้ไม่สามารถปรับความเร็วให้ต่อเนื่องได้ โดยจะปรับความเร็วเป็นสเตปได้สูงสุดประมาณ 4 ค่าในตัวเดียวกัน ทำให้การควบคุมความเร็วทำได้ในช่วงแคบเท่านั้น และมอเตอร์มีขนาดใหญ่เนื่องจากต้องมีขดลวดสเตเตอร์ (Stator) ตามจำนวนของขั้วแม่เหล็กที่ต้องการจะเปลี่ยนความเร็ว มอเตอร์ที่ใช้การควบคุมความเร็วแบบเปลี่ยนโพล มีลักษณะดังรูปที่ 2.2



รูป 2.1 มอเตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบควบคุมเฟส หรือการควบคุมสลิป

2.2.3 การควบคุมแบบเปลี่ยนความถี่ (Frequency Control)

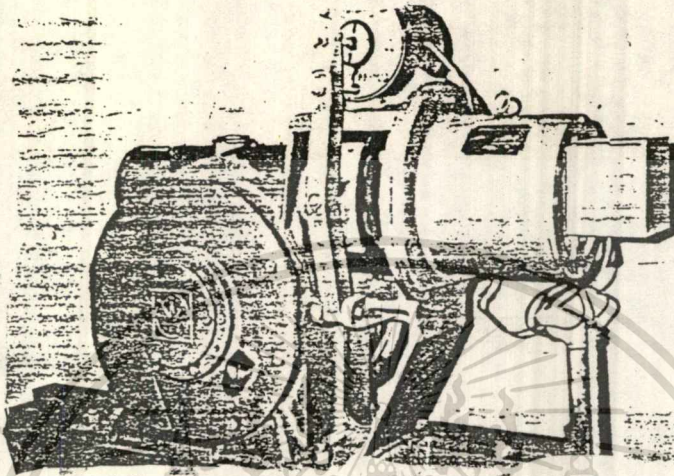
ทำได้โดย การปรับเปลี่ยนความถี่ที่ป้อนให้กับมอเตอร์ จะได้ลักษณะการควบคุมคล้ายกับการควบคุมแบบเปลี่ยนขั้วแม่เหล็ก แต่สามารถปรับความเร็วได้ต่อเนื่องกว่า ถ้าวัดอัตราส่วนของแรงดันต่อความถี่ที่ป้อนเข้าให้คงที่ จะสามารถลดขนาดของมอเตอร์ให้เล็กลงได้ และเนื่องจากเป็น



รูป 2.2 มอเตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบเปลี่ยนโพลหรือขั้วแม่เหล็ก

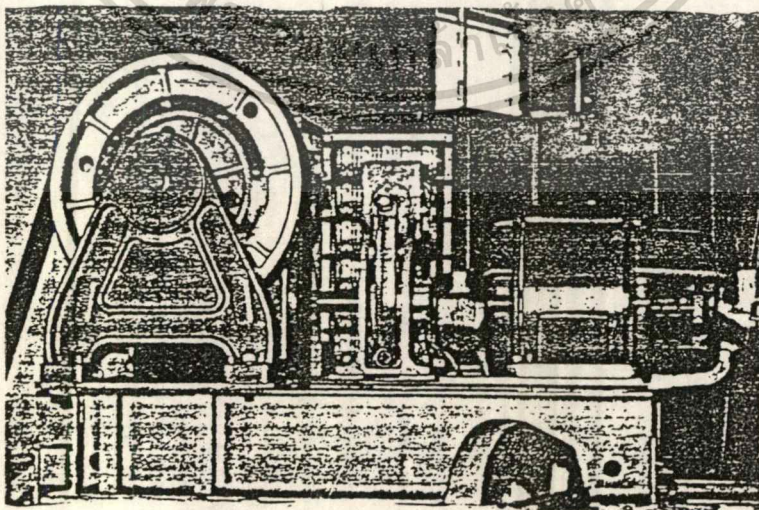
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ไปใช้เชิงการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การปรับความเร็วโดยตรง ทำให้มีการสูญเสียอย่างมากหรือประสิทธิภาพสูง มอเตอร์ที่ใช้ในการควบคุมความเร็วแบบเปลี่ยนความถี่ จะมีลักษณะดังรูปที่ 2.3



รูป 2.3 มอเตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบเปลี่ยนความถี่

การควบคุมในส่วนของดีซีมอเตอร์ (DC Motor) นั้น ทำได้ง่ายโดยการควบคุมที่ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กซึ่งจะไม่ขอก้าวถึงรายละเอียดเนื่องจากเป็นมอเตอร์ที่ใช้กันน้อยมาก ลักษณะของดีซีมอเตอร์เป็นไปดังรูปที่ 2.4



รูป 2.4 ดีซีมอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากข้อดีหลายจุดของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับ รวมทั้งมีการพัฒนาทั้งทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังและวงจรควบคุม ทำให้ราคาของระบบควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสสลับถูกลง และมีความเชื่อถือสูงขึ้น

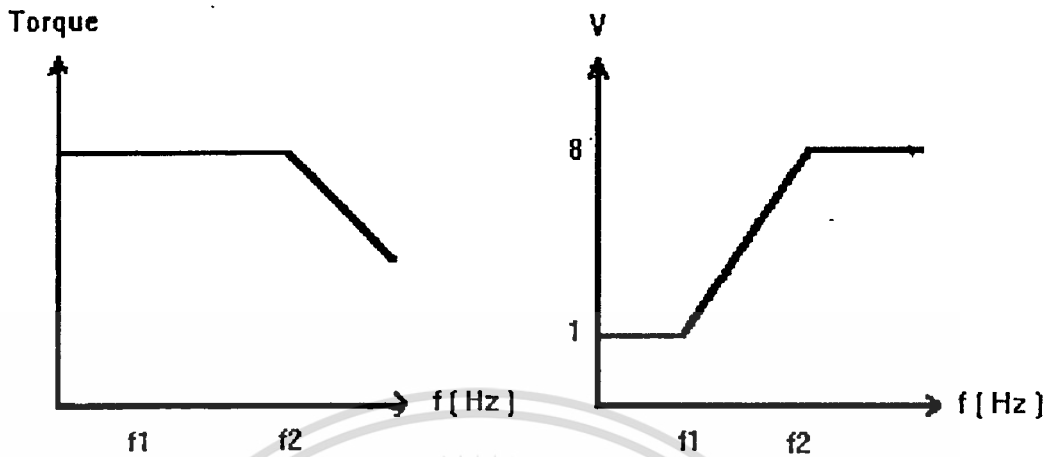
ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยไฟฟ้าแบ่งออกเป็น 2 ประเภทใหญ่ คือ ระบบขับเคลื่อนด้วยไฟฟ้ากระแสตรง และระบบขับเคลื่อนด้วยไฟฟ้ากระแสสลับ ดังที่ได้กล่าวมาแล้ว ระบบขับเคลื่อนด้วยไฟฟ้ากระแสตรงจะใช้กับดีซีมอเตอร์ ซึ่งมีข้อดีหลายประการ เช่น สามารถควบคุมความเร็วรอบได้ง่ายและแม่นยำ ระบบควบคุมไม่ยุ่งยากซับซ้อนเกินไป นอกจากนี้ยังให้แรงบิดที่สูงอีกด้วย แต่มีข้อเสียคือ ดีซีมอเตอร์มีคอมมิวเตเตอร์ที่สัมผัสกับแปรงถ่าน เพื่อให้เป็นทางผ่านของกระแสเข้าสู่อาร์เมเจอร์ ทำให้มีการสึกหรอของดีซีคอมมิวเตเตอร์และแปรงถ่าน จึงมีความต้องการบำรุงรักษาอยู่เสมอ ดังนั้นโดยทั่วไปจึงไม่ค่อยนิยมใช้งานกัน

มอเตอร์ที่ใช้งานกันทั่วไปอย่างกว้างขวาง คือ อินดักชันมอเตอร์ เนื่องจากมีข้อดีที่เหนือกว่าดีซีมอเตอร์ คือ ต้องการการบำรุงรักษาน้อยกว่า นอกจากนี้แล้วยังมีขนาดที่เล็กกว่าเมื่อคิดที่กำลังงานเอาต์พุตเท่ากัน แต่ข้อเสียของอินดักชันมอเตอร์ก็คือ ไม่สามารถควบคุมความเร็วได้อย่างดีซีมอเตอร์ ดังนั้นจึงต้องมีระบบขับเคลื่อนด้วยไฟฟ้ากระแสสลับมาใช้ในการควบคุมความเร็ว ซึ่งโดยส่วนใหญ่จะประกอบด้วยวงจรที่เป็นอินเวอร์เตอร์ในระบบขับเคลื่อน

ปัจจุบันได้มีการพัฒนาอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ เช่น ทรานซิสเตอร์ มอสเฟต และจีทีโอ เป็นต้น ให้มีอัตราการทนกระแสได้สูงขึ้น และมีความเร็วในการสวิตช์ที่สูง จึงสามารถนำมาใช้พัฒนาอินเวอร์เตอร์เพื่อนำไปใช้ขับเคลื่อนอินดักชันมอเตอร์ได้

การที่จะเปลี่ยนความเร็วเชิงโคโรนาสนี้ได้สามารถทำได้โดยการแปรเปลี่ยนความถี่ของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งลักษณะการควบคุมความถี่จะคล้ายกับการควบคุมดีซีมอเตอร์ กล่าวคือ เมื่อต้องการเพิ่มความเร็วของอินดักชันมอเตอร์ ทำได้โดยการเพิ่มความถี่ของแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์ แต่การเพิ่มความถี่อย่างเดียวนี้อาจทำให้ฟลักซ์ที่แอร์แกปของมอเตอร์ลดลงเนื่องจากการลดลงของกระแสแมกนีไทซิง (Magnetizing Current) อันเป็นผลเนื่องมาจาก การเพิ่มของแมกนีไทซิงรีแอคแตนซ์ (Magnetizing reactance) ซึ่งเมื่อฟลักซ์ที่แอร์แกปลดลง จะทำให้ทอร์คสูงสุดของมอเตอร์ลดลง เพื่อที่จะรักษาฟลักซ์ในแอร์แกป การทำทอร์คสูงสุดให้คงที่ จำเป็นต้องเพิ่มแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์ตามความถี่ คือรักษาอัตราส่วนของแรงดัน (V) ต่อความถี่ (f) หรือ V/f ให้คงที่ เพื่อที่จะทำให้ทอร์คคงที่ ดังรูปที่ 2.5

ในย่านความถี่ต่ำ ๆ การรักษาให้ V/f คงที่นั้น จะไม่เป็นการเพียงพอที่จะทำให้แรงบิดสูงสุดมีค่าคงที่ ทั้งนี้เพราะที่ความถี่ต่ำๆ กระแสแมกนีไทซิงไม่ได้ขึ้นอยู่กับแมกนีไทซิงรีแอคแตนซ์เพียงอย่างเดียว เนื่องจากความต้านทานของสเตเตอร์มีค่าใกล้เคียงกับแมกนีไทซิงรีแอคแตนซ์ ดังนั้นจะต้องเพิ่มแรงดันที่จ่ายให้ หรือสเตเตอร์โวลต์เตจของอินดักชันมอเตอร์ เพื่อชดเชยแรงดันที่



รูป 2.5 ลักษณะสมบัติของแรงดันและแรงบิดที่เปลี่ยนแปลงของมอเตอร์

ดกคร่อมความต้านทานของสเตเตอร์

ส่วนในย่านความถี่สูงกว่าความถี่ที่พิกัด จะไม่สามารถรักษาแรงบิดให้คงที่ได้ เนื่องจากจะทำให้มอเตอร์โอเวอร์โหลด (Overload) ซึ่งจะทำให้มอเตอร์เสียหายได้ ดังนั้นจึงรักษาแรงดันให้คงที่ที่กำหนด ซึ่งจะทำให้แรงบิดสูงสุดลดลง เนื่องจากการลดลงของฟลักซ์ในแอร์แกปของอินดักชันมอเตอร์ สำหรับการควบคุมความเร็วในย่านนี้จะทำให้กำลังออกสูงสุดมีค่าคงที่ด้วยการลดความเข้มของสนามแม่เหล็ก เรียกว่า เป็นการทำงานช่วงคอนสแตนท์เพาเวอร์ (Constant power region) หรือ ช่วงสนามแม่เหล็กอ่อนกำลัง (Field weakening region)

2.3 อินเวอร์เตอร์เพื่อการขับเคลื่อนอินดักชันมอเตอร์

อินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในงานการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ ต้องสามารถเปลี่ยนแปลงแรงดันและความถี่ได้ ซึ่งจะทำหน้าที่เชื่อมโยงระหว่างระบบจ่ายไฟ (Utility Power System) และมอเตอร์ ดังนั้นอินเวอร์เตอร์ที่ดีต้องมีคุณสมบัติพื้นฐานที่สอดคล้องกับความต้องการของมอเตอร์ ดังต่อไปนี้

- 1) สามารถที่จะปรับความถี่ได้เป็นสัดส่วนกับความเร็วรอบที่ต้องการ
- 2) สามารถปรับแรงดันเอาต์พุตเพื่อรักษาอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ (V/f) ให้คงที่ตลอดช่วงแรงบิดคงที่ตามต้องการ
- 3) สามารถจ่ายกระแสได้เต็มพิกัดที่ความถี่ใด ๆ ซึ่งอยู่ในช่วงแรงบิดคงที่ที่ต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การปรับเปลี่ยนค่าแรงดันสามารถทำได้ 3 วิธี ซึ่งเป็นวิธีที่นิยมใช้กันในทางปฏิบัติคือ

- 1) วิธีปรับเปลี่ยนค่าแรงดันเอซีเอาต์พุต ที่ออกจากอินเวอร์เตอร์
- 2) วิธีปรับเปลี่ยนค่าแรงดันดีซีอินพุต ที่ป้อนเข้าอินเวอร์เตอร์
- 3) วิธีปรับเปลี่ยนค่าแรงดันเอซี โดยการใช้สวิตชิงเทคนิคภายในวงจรอินเวอร์เตอร์

สำหรับการปรับเปลี่ยนความถี่เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ จะสามารถทำได้ด้วยการปรับความถี่สัญญาณพัลส์จูนวอนของไทรสเตอร์ ซึ่งสัญญาณพัลส์เหล่านี้สามารถสร้างขึ้นมาจากวงจรออสซิลเลเตอร์ หรือ ไมโครโปรเซสเซอร์ (Microprocessor) ก็ได้ โดยถ้าการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ ที่มีเสถียรภาพสูงแล้ว จะให้ความถี่ที่ถูกต้องแม่นยำสูงเข้าจูนวอนไทรสเตอร์ของอินเวอร์เตอร์ เป็นผลให้มอเตอร์หมุนด้วยอัตราเร็วที่แม่นยำ และมีเสถียรภาพสูง ซึ่งทำให้เกิดเป็นข้อดีในการที่ใช้อินเวอร์เตอร์แบบอิเล็กทรอนิกส์

อินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการควบคุมอินดักชันมอเตอร์สามารถแบ่งออกเป็น 2 ชนิด คือ อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันและแบบแหล่งจ่ายกระแส อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสจะมีขนาดใหญ่ และมีน้ำหนักมาก เนื่องจากใช้ตัวเหนี่ยวนำเป็นตัวกรองกระแสในส่วนดีซีลิงก์ (DC link) ซึ่งมีข้อดีคือ อุปกรณ์สวิตช์จะไม่เสียหายในกรณีเอาต์พุตเกิดการลัดวงจร ทั้งนี้เนื่องจากตัวเหนี่ยวนำ เป็นตัวจำกัดอัตราการเพิ่มของกระแสไว้ อย่างไรก็ตาม อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส เหมาะสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำขนาดใหญ่ ส่วนมอเตอร์ขนาดเล็กถึงปานกลาง มักนิยมใช้อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน เป็นตัวขับ เนื่องจากมีน้ำหนักที่เบาและสามารถขนานมอเตอร์หลาย ๆ ตัว ให้ทำงานพร้อมกันได้

2.4 หลักการควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำ

มอเตอร์เหนี่ยวนำโดยทั่วไป จะประกอบด้วยส่วนสำคัญ 2 ส่วนคือ ส่วนที่อยู่กับที่ (stator) และส่วนที่หมุน (rotor) การทำงานจะเกิดขึ้นเมื่อจ่ายกระแสไฟฟ้าให้กับสเตเตอร์ ขดลวดสเตเตอร์จะสร้างสนามแม่เหล็กหมุนขึ้นมาค่าหนึ่ง ในช่องแอร์แก๊ปซึ่งอยู่ระหว่างสเตเตอร์ และโรเตอร์ และสนามแม่เหล็กหมุนจะหมุนด้วยความเร็ว ดังสมการ

$$N_s = 120f / p$$

โดยที่ N_s = ความเร็วซิงโครนัส

f = ความถี่ที่ขดสเตเตอร์ได้รับ

p = จำนวนขั้วแม่เหล็กของสเตเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลของการเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นในเออร์เก็ป ทำให้เกิดกระแสไหลในโรเตอร์ซึ่งมีความถี่เดียวกันกับแหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้า ขณะที่โรเตอร์มีความเร็วรอบ N_r ใดๆ ที่มีความแตกต่างจากความเร็ว N_s ทำให้เกิดสลลิปและแรงบิดขึ้นโดยเป็นไปตามความสัมพันธ์ดังสมการ

$$S = (N_s - N_r) / N_s$$

เมื่อ $S = \text{slip}$

และจะได้สมการความเร็วรอบของมอเตอร์ว่า

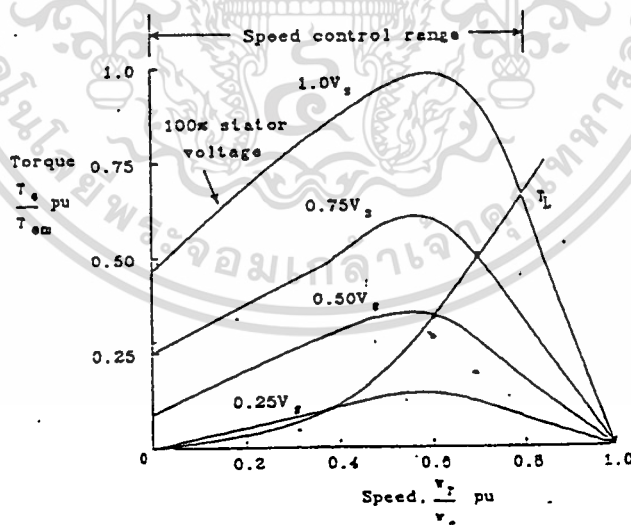
$$N_r = (1 - s) N_s$$

$$\text{หรือ} \quad = (1 - s) (120 f / p) \text{ r.p.m.}$$

จะเห็นได้ว่า การควบคุมความเร็วของมอเตอร์ทำได้โดยการควบคุมความถี่ของแหล่งจ่ายไฟ หรือเปลี่ยนแปลงจำนวนขั้วแม่เหล็กของสเตเตอร์และควบคุมสลลิปของโรเตอร์ ซึ่งสามารถแบ่งการควบคุมได้ดังนี้

2.4.1 การควบคุมโวลต์เตจของสเตเตอร์ (stator voltage control)

โดยการควบคุมการจ่ายโวลต์เตจให้กับสเตเตอร์ การควบคุม จะทำได้ในช่วงแคบไม่เหมาะกับงานที่ต้องการแรงบิดเริ่มต้นสูง ๆ ดังรูปที่ 2.6



รูป 2.6 ความสัมพันธ์ระหว่าง ทอร์ก-ความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำและโหลด

จากรูปที่ 2.6 เราสามารถปรับความเร็วของมอเตอร์ได้โดยการปรับโวลต์เตจที่ป้อนเข้ามอเตอร์ เพื่อให้จุดตัดระหว่างเส้นกราฟแรงบิดกับความเร็วของมอเตอร์ กับเส้นกราฟแรงบิด

เอกสารกับความเร็วของโหลด เปลี่ยนไปยังความเร็วหรือสลลิปที่ต้องการอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การควบคุมโดยวิธีนี้ทำได้ง่ายและราคาถูกแต่ประสิทธิภาพต่ำ เนื่องจากการสูญเสียในโรเตอร์จะเพิ่มขึ้นตามค่าสลิปโดยเฉพาะที่ความเร็วรอบต่ำๆ ดังนั้นมอเตอร์ต้องทำงานที่ค่าสลิปสูงๆ อีกทั้งยังทำให้เกิดฮาร์โมนิก และเพาเวอร์แฟกเตอร์ลดลงตามความเร็วของมอเตอร์ จึงเป็นวิธีที่ไม่ค่อยนิยมใช้มากนัก ไม่เหมือนดีซีมอเตอร์ซึ่งความเร็วขึ้นกับค่าโวลต์เตจโดยตรง

2.4.2 การควบคุมสลิปของเพาเวอร์

วิธีการนี้ สามารถควบคุมได้จากโวลต์เตจของแหล่งจ่ายไฟ หรือควบคุมกำลังสูญเสียในโรเตอร์ ซึ่งความสัมพันธ์ระหว่างกำลังเอาต์พุต (P_{mech}) กำลังสูญเสียในโรเตอร์ (P_c) กับกำลังที่ส่งผ่านจากสเตเตอร์ไปยังโรเตอร์ (Air Gap Power, P_g) ซึ่งแสดงได้ดังนี้

$$\begin{aligned} P_{mech} &= (1-s) P_g \\ P_c &= s P_g \\ P_c / P_{mech} &= s / (1-s) \end{aligned}$$

จะเห็นได้ว่าสามารถควบคุมอัตราส่วนระหว่างการสูญเสียในโรเตอร์กับกำลังเอาต์พุตของมอเตอร์ที่ได้จากการควบคุมสลิปของโรเตอร์ได้ เช่นในกรณีของวาวด์โรเตอร์อินดักชันมอเตอร์ การควบคุมสลิปสามารถทำได้โดย การปรับค่าความต้านทานที่ต่อเข้ากับโรเตอร์ การควบคุมวิธีนี้ทำได้ง่าย แต่จะมีข้อเสียในแง่ของประสิทธิภาพของระบบ โดยเฉพาะที่ความเร็วรอบต่ำ ๆ หรือที่ค่าสลิปสูง ๆ จะเห็นได้จากสมการ โรเตอร์เพาเวอร์เรโซ (rotor power ratio) คือ

$$\text{rotor power ratio} = P_{mech} / P_g = 1 - s$$

2.4.3 การควบคุมแบบไซโครคอนเวอร์เตอร์ (cycro-converter)

มีหลักการคือ ทำการเปลี่ยนความถี่ของแหล่งจ่ายกระแสสลับ จากความถี่หนึ่งไปยังอีกความถี่หนึ่งโดยการปรับความถี่โดยตรง ซึ่งโดยทั่วไปแล้วความถี่เอาต์พุตจะต่ำกว่าความถี่อินพุตอยู่ในย่าน 0-1/3 Hz ของความถี่อินพุต ซึ่งส่วนใหญ่จะใช้ในงานที่ต้องการความเร็วรอบต่ำ ๆ และกำลังงานสูง การควบคุมทำได้ในย่านความถี่ที่จำกัด อินพุตเพาเวอร์แฟกเตอร์มีค่าต่ำ และเอาต์พุตโวลต์เตจจะมีองค์ประกอบของฮาร์โมนิกปะปนอยู่มาก

2.4.4 การควบคุมโดยการเปลี่ยนแปลงความถี่และควบคุม

อัตราส่วนระหว่างโวลต์เตจต่อความถี่

การควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ โดยการเปลี่ยนความถี่ที่ป้อนให้กับมอเตอร์ แต่การเปลี่ยนแปลงความถี่อย่างเดียวจะทำให้สนามแม่เหล็กหรือฟลักซ์ (ϕ) ในช่องอากาศมีค่าเปลี่ยนแปลงไป

เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของกระแสแมกนีไทซิง อันเป็นผลเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แมกนีไทซ์รีแอกแตนซ์ซึ่งเป็นผลให้แรงบิดของมอเตอร์เปลี่ยนไป ดังนั้นจึงต้องทำการควบคุม ฟลักซ์แม่เหล็กให้คงที่เพื่อทำให้แรงบิดสูงสุดของมอเตอร์คงที่ ซึ่งสามารถทำได้โดยการควบคุม อัตราส่วนของแรงดันต่อความถี่ให้คงที่ตลอดช่วงการควบคุม ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ได้ดังสมการ

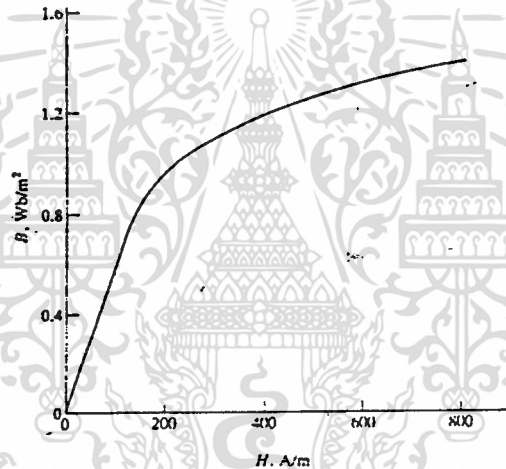
$$V = N (d\phi/dt) = Nd/dt (\phi_m \cos \omega t)$$

จะได้

$$V = 4.44 N \phi_m f$$

$$\phi_m = V / f * k_1 \quad \text{เมื่อ } k_1 = 1 / 4.44N$$

โดยปกติ จะออกแบบให้ฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าคงที่ อยู่ตรงส่วนเข้าโค้ง (Knee Point) ของ เส้นโค้งลักษณะสมบัติของการทำให้เป็นแม่เหล็ก (Magnetization Curve) ดังรูปที่ 2.7

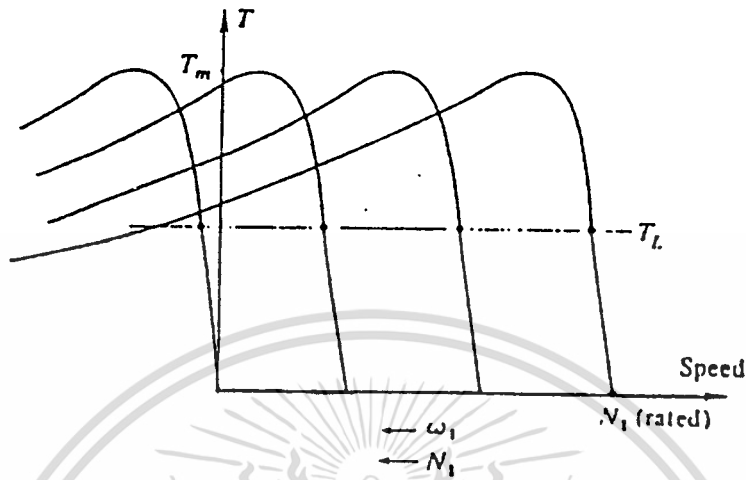


รูป 2.7 B - H Curve

ถ้ามีการลดความถี่ลง โดยไม่ได้ลดระดับแรงดันลงไปด้วย จะทำให้ฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าสูงขึ้น และเข้าสู่บริเวณย่านอิ่มตัว (Saturation region) ทำให้เกิดการสูญเสียในแกนเหล็ก (Iron loss) เพิ่มมากขึ้น ในทางตรงข้ามกันถ้าเพิ่มความถี่ที่ป้อนเข้ามอเตอร์ให้สูงขึ้นโดยไม่เพิ่มระดับแรงดันแล้ว จะทำให้ฟลักซ์แม่เหล็กลดลง มีผลทำให้แรงบิดมอเตอร์ลดลง ซึ่งสามารถพิจารณาได้จากสมการ

$$T = K \phi I_2 \cos \theta_2$$

ดังนั้น จึงต้องทำการเพิ่มระดับโวลต์เตจให้สูงขึ้นตามความถี่ที่เพิ่มขึ้นเพื่อที่จะรักษาฟลักซ์ และแรงบิดให้คงที่ สำหรับความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดกับความเร็วกรณีปรับโวลต์เตจต่อความถี่ให้คงที่ เป็นไปดังรูปที่ 2.8



รูป 2.8 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิด - ความเร็ว กรณีปรับโวลท์ / ความถี่คงที่

2.4.4.1 การควบคุมความถี่

ความถี่เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ จะขึ้นอยู่กับอัตราจำนวนครั้งที่ใช้ในการทริกไทรสเตอร์ ให้นำกระแส โดยการกำหนดอัตราจำนวนพัลส์ที่ทริกจากออสซิลเลเตอร์ ซึ่งมีหน้าที่สร้างชุดไทม์ บิงพัลส์ โดยพัลส์เหล่านี้จะถูกควบคุมโดยวงจรลอจิกหรือวงจรคอนสแตนต์ออสซิลเลเตอร์ เพื่อส่งต่อไปยังวงจรจับเวลาเพื่อทริกไทรสเตอร์แต่ละตัว

2.4.4.2 การควบคุมโวลต์เตจ

การปรับโวลต์เตจเพื่อให้อัตราส่วนของ v / f คงที่นั้น สามารถทำได้โดยอาศัยวิธีการใดวิธีการหนึ่งดังที่ได้กล่าวมาแล้วจากหลักการต่อไปนี้

- 1) ปรับเอชโวลต์เตจทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์
- 2) ปรับแรงดันกระแสตรงทางด้านอินพุตของอินเวอร์เตอร์
- 3) อาศัยเทคนิคให้การสวิตช์ปิด - เปิดภายในวงจรอินเวอร์เตอร์

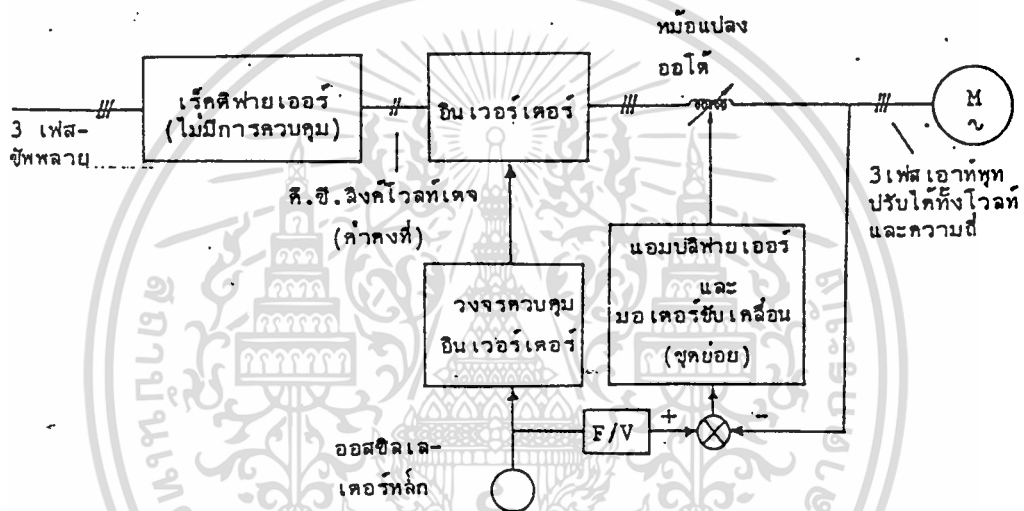
2.4.4.2.1 การควบคุมแรงดันกระแสตรงทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์

เป็นวิธีการควบคุมแรงดันซึ่งโดยอินเวอร์เตอร์จะป้อนกำลังไฟฟ้าให้กับมอเตอร์กระแสตรง เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของ บริษัท อสมิ จำกัด (มหาชน) ไม่สามารถนำออกจำหน่ายโดยไม่ได้รับอนุญาต หากฝ่าฝืนจะมีความผิดตามกฎหมายว่าด้วยการคุ้มครองสิทธิบัตร

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยผ่านทางหม้อแปลงออโตที่สามารถปรับเลื่อนจุดแท็ปได้โดยอัตโนมัติ ดังรูปที่ 2.9

ข้อดีของระบบนี้คือ คลื่นเอ๊าท์พุทนั้นจะมีลักษณะเหมือนเดิม ตลอดย่านความถี่ที่เปลี่ยนไป และวงจรส่วนของการเร็คติฟายเออร์ซึ่งใช้ไดโอด ทำให้เพาเวอร์แฟคเตอร์ทางด้านอินพุทมีค่าสูง นอกจากนี้ยังสามารถสตาบิไลซ์มอเตอร์จากสภาวะหยุดนิ่งได้อีกด้วย โดยการปรับออโตทรานส์ฟอร์เมอร์ไว้ในตำแหน่งความถี่และโวลต์เตจต่างๆ



รูป 2.9 การควบคุมโวลต์เตจด้วยหม้อแปลงออโตชนิดเลื่อนจุดแท็ป

ข้อเสียของระบบนี้คือ กรณีต้องการปรับความเร็วในย่านกว้างแล้ว หม้อแปลงจะมีขนาดใหญ่ จึงมีข้อจำกัดในการทำงานในย่านความถี่ต่ำ ซึ่งปกติมีค่าต่ำสุดประมาณ 10 -15Hz เท่านั้น นอกจากนี้การทำงานในการเลื่อนจุดแท็ปของหม้อแปลง ต้องใช้เวลาในเกณฑ์ของวินาที ทำให้มีผลในการตอบสนองเชิงไดนามิกส์ไม่ดีเท่าที่ควร

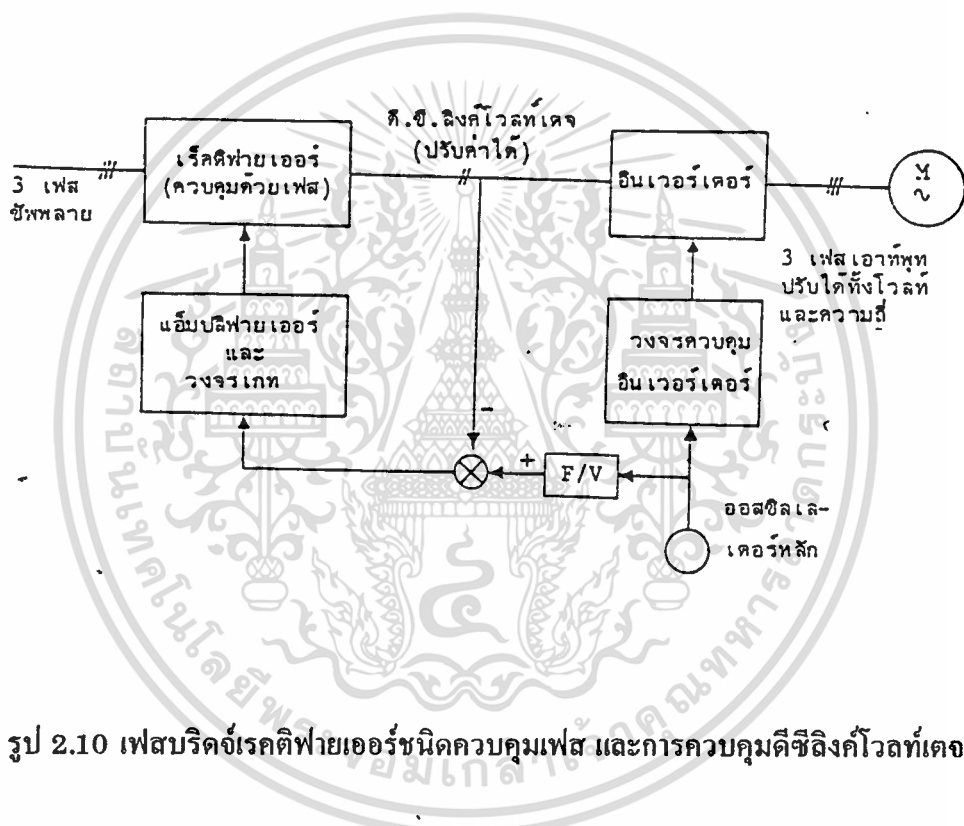
2.4.4.2.2 การควบคุมคิซีโวลต์เตจทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์

เนื่องจาก เอซีเอ๊าท์พุทโวลต์เตจจากอินเวอร์เตอร์ มีขนาดแปรผันตามคิซีนพุทโวลต์เตจจากคิซีลิงค์ ดังนั้นเราจึงสามารถใช้วิธีควบคุมคิซีนพุทโวลต์เตจแทนการควบคุมเอซีเอ๊าท์พุทโวลต์เตจ

ได้ซึ่งสามารถทำได้หลายวิธีดังนี้ เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1) ใช้วิธีการปรับเลื่อนจุดเท้าปของหม้อแปลงออโต ลักษณะคล้ายกับการเลื่อนจุดเท้าปของหม้อแปลงออโตทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์

2) ใช้วิธีควบคุมเฟสของเรกติฟายเออร์ทางด้านอินพุต เป็นการปรับดีซีลิงค์โวลต์เตจทำให้ผลการตอบสนองรวดเร็ว การทำงานจะใช้วิธีปรับควบคุมเฟสของวงจรเรกติฟายเออร์ แต่มีข้อเสียที่แรงดันต่ำๆ เพาเวอร์แฟกเตอร์ทางด้านอินพุตจะต่ำและมีองค์ประกอบของฮาร์โมนิกในคลื่นเอาต์พุตมาก จึงต้องกรองให้เรียบก่อนเข้าอินเวอร์เตอร์ (ซึ่งในโปรเจกชันนี้จะใช้วิธีดังกล่าวนี้) ดังรูปที่ 2.10



รูป 2.10 เฟสบริดจ์เรกติฟายเออร์ชนิดควบคุมเฟส และการควบคุมดีซีลิงค์โวลต์เตจ

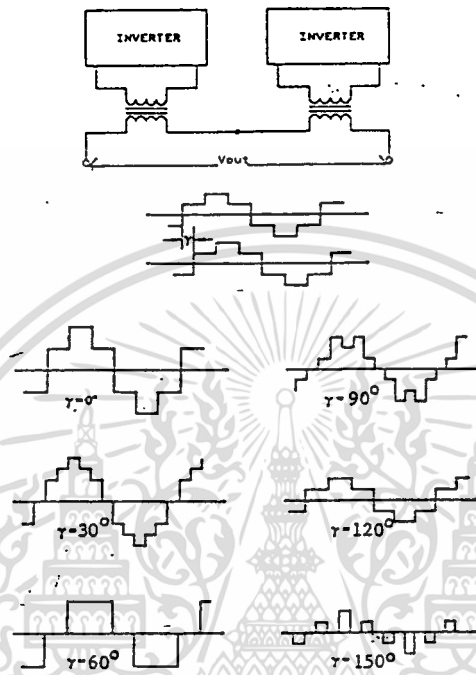
3) ใช้วงจรเรกติฟายเออร์ร่วมกับดีซีช็อบเบอเรอร์ เป็นวิธีที่ใช้เรกติฟายเออร์ที่ไม่ต้องควบคุมเฟส แปลงไฟเอซีเป็นดีซีและนำไปผ่านวงจรดีซีช็อบเบอเรอร์ จากนั้นทำการกรองเพื่อให้เป็นดีซีที่เรียบและสามารถปรับระดับได้แล้วนำไปป้อนให้อินเวอร์เตอร์

2.4.4.2.3 การควบคุมโดยใช้เทคนิค สวิตช์ ปิด-เปิด ภายในวงจรอินเวอร์เตอร์

องค์ประกอบพินดาเมนทอลของโวลต์เตจทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์สามารถปรับเปลี่ยนได้ด้วยการเปลี่ยนรูปคลื่นของคลื่นเอาต์พุต โดยอาศัยเทคนิคในการสวิตช์ปิด-เปิด ภายในวงจรอินเวอร์เตอร์ แต่โดยทั่วไปเมื่อทำการปรับเพื่อลดขนาดของเอาต์พุตให้ต่ำลง องค์ประกอบของฮาร์โมนิกจะมีปริมาณเพิ่มขึ้น ซึ่งสามารถทำได้ด้วยวิธีดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่เผยแพร่เพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1) การควบคุมโดยการเลื่อนเฟส เป็นการใช้อินเวอร์เตอร์ 2 ชุดซึ่งจ่ายความถี่เอาต์พุตจากคิซซัพพลายชุดเดียวกัน แล้วใช้หม้อแปลงทำหน้าที่รวมเอาต์พุตจากอินเวอร์เตอร์เข้าด้วยกัน ดังรูปที่ 2.11

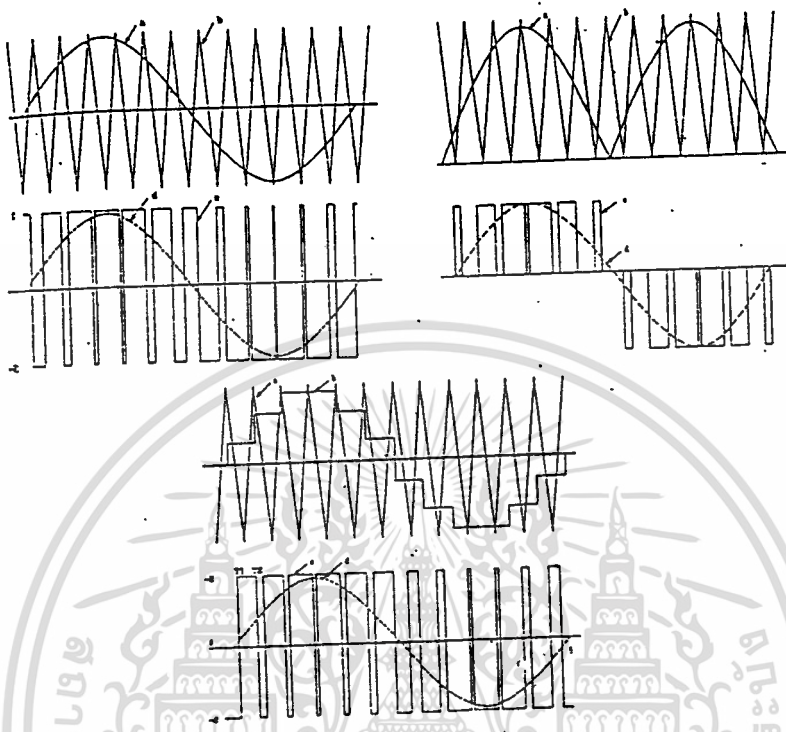


รูป 2.11 การควบคุมโวลต์เตจโดยการรวมโวลต์เตจจากอินเวอร์เตอร์ 2 ชุด

การควบคุมทำได้โดยการเลื่อนเฟสของเอาต์พุตชุดหนึ่งให้ต่างจากของอีกชุดหนึ่ง โดยกำหนดสัญญาณของเกทพัลส์ที่ป้อนเข้าอินเวอร์เตอร์ เมื่อเฟสต่างกันเป็นมุม γ เอาต์พุตโวลต์เตจจะมีขนาดลดลงด้วยตัวคูณของ $\cos(\gamma / 2)$ และเมื่อเฟสต่างกัน 180 องศา เอาต์พุตโวลต์เตจจะเป็นศูนย์ ขนาดของเอาต์พุตโวลต์เตจสามารถเปลี่ยนได้โดยการปรับมุม γ ซึ่งที่ $\gamma = 0$ จะได้เอาต์พุตโวลต์เตจสูงสุด และลดลงไปเรื่อยๆ สำหรับฮาร์โมนิกที่ถูกกำจัดไปในการรวมเอาต์พุตโวลต์เตจนี้ก็จะไม่ปรากฏที่เอาต์พุตโวลต์เตจที่จะนำไปจ่ายโหลดด้วย

2) โดยวิธีพัลส์วิดธ์มอดูเลชั่น (PWM) โดยการควบคุมได้จากอัตราส่วนของการมอดูเลชั่น การควบคุมโวลต์เตจทำได้โดยการปรับความกว้างของพัลส์ ซึ่งในการใช้งานการปรับความกว้างของพัลส์จะถูกปรับในลักษณะของไซน์ ซึ่งจะให้มีฮาร์โมนิกเกิดขึ้นเพียงเล็กน้อยเท่านั้น การสร้างคลื่นในลักษณะนี้ทำได้โดยการนำเอาคลื่นสามเหลี่ยมความถี่สูงผสมกับคลื่นไซน์ความถี่ต่ำ

ซึ่งรูปการมอดูเลชั่นมีด้วยกันหลายวิธีดังแสดงในรูปที่ 2.12 นี้ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2.12 แสดงการมอดูเลชันโดยการนำสัญญาณ 2 สัญญาณรวมกัน

การทำงานในลักษณะพีคดับลิวเอ็ม กรณีใช้ความถี่ของพัลส์สูงๆ จะสามารถกำจัดฮาร์โมนิกต่ำๆ ได้และกรองได้ง่ายขึ้น แต่ความสูญเสียทางไฟฟ้าที่เกิดจากการสวิตซ์หรือการคอมมิวเตจจะมากขึ้น ซึ่งเป็นอัตราส่วนโดยตรงกับความถี่

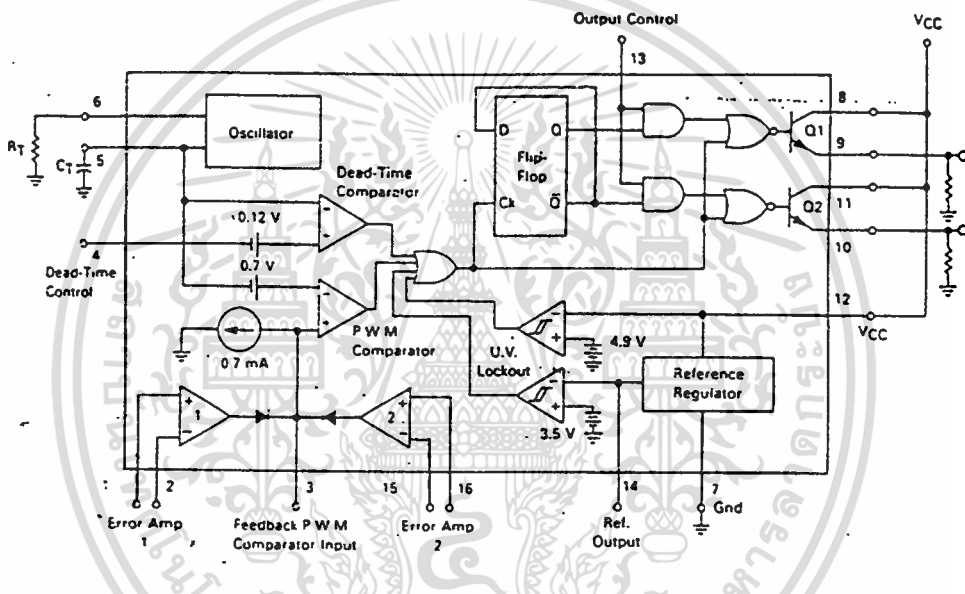


บทที่ 3

หลักการออกแบบวงจรและวงจรที่ใช้งาน

3.1 วงจรออสซิลเลเตอร์

วงจรออสซิลเลเตอร์ เป็นวงจรที่ใช้กำเนิดสัญญาณความถี่ที่ขาเอาต์พุต โดยจะใช้วงจรของ ไอซีเบอร์ TL494 ซึ่งสามารถกำเนิดสัญญาณความถี่ออกมาได้ โดยไอซีเบอร์ TL494 จะมีส่วนประกอบภายในดังแสดงในรูปที่ 3.1



รูป 3.1 แสดงวงจรภายในของ IC เบอร์ TL494

การทำงานในโหมดออสซิลเลตความถี่ จะต้องพิจารณาจากกราฟในรูปที่ 3.2 ซึ่งจะสามารถออกแบบให้ TL494 สามารถออสซิลเลตความถี่ได้ในย่านไหน

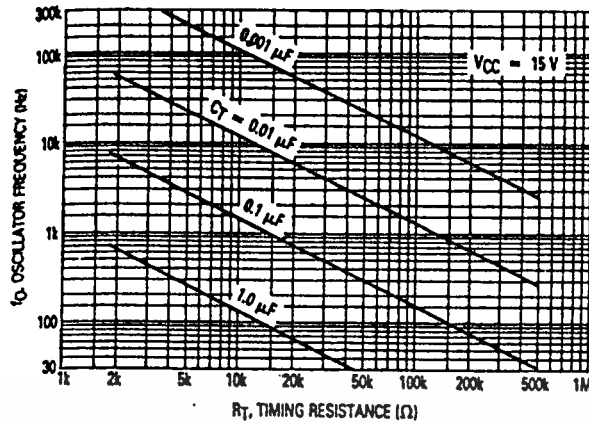
ในที่นี้เราจะทำการปรับความถี่โดยการปรับค่าความต้านทาน R_T ซึ่งจะต่ออยู่ระหว่าง ขา 6 กับ กราวด์ โดยความถี่ที่ TL 494 สามารถออสซิลเลตได้เป็นไปตามสมการ

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

นั่นคือ R_T มีค่าน้อยลงความถี่จะมากขึ้น ความถี่ที่เกิดจากการออสซิลเลตนี้ จะมีความสัมพันธ์กันกับความถี่ในการสวิตช์ กล่าวคือเมื่อขา 13 (Output Control) ต่อเข้ากับขา 14 (V_{ref}) ความถี่ในการสวิตช์ที่ออกมาจากขา 9 และ ขา 10 จะมีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของความถี่ในการออสซิลเลต และลักษณะของเอาต์พุตจะสลับกันทำงาน ถ้าขา 13 ถูกต่อลงกราวด์ ความถี่ในการสวิตช์

จะมีค่าเท่ากับความถี่ในการออสซิลเลต แต่ลักษณะของเอาต์พุตจะทำงานพร้อมกัน ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกประการ

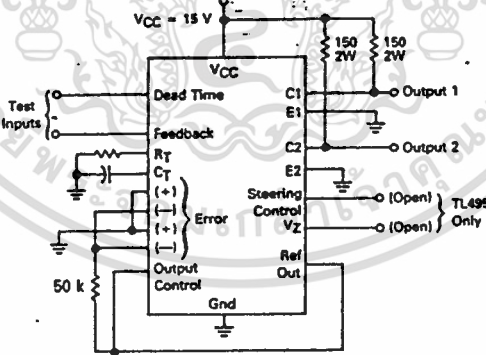
037051



รูป 3.2 แสดงค่าความถี่ในการออสซิลเลเตอร์กับค่าไทม์มิงริซิสแตนซ์

ซึ่งตัว ไอซีเบอร์ TL494 สามารถออสซิลเลตความถี่ได้ ในช่วง 1 kHz จนถึง 200 kHz แต่ในวงจรของเราต้องการความถี่ในย่าน 1 kHz จนถึงประมาณ 20 kHz จึงเลือกใช้ C_T มีค่า 0.01 μF และ R_T ปรับค่าได้ที่ 200 $\text{k}\Omega$

สำหรับการทดลองจะทำการต่อวงจรเป็นไปดังรูปที่ 3.3



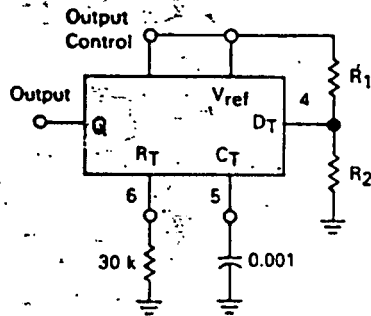
รูป 3.3 แสดงวงจรสร้างความถี่ โดยใช้ TL494

จากรูป ถ้าปรับความต้านทาน R_T ให้มีค่าสูงขึ้นแล้ว ความถี่ในการออสซิลเลต จะลดลง แต่ถ้าปรับ R_T ลดลงความถี่จะสูงขึ้น

แต่ถ้าเกิดปัญหาไม่ได้ความถี่ที่ต้องการ หรือวงจรออสซิลเลตความถี่ไม่ออก เราอาจทำการต่อวงจร ดังรูปที่ 3.4 เข้าไป เพื่อแก้ปัญหาที่ว่านี้ ที่ ขา4 ซึ่งเป็นขา เดดไทม์ (Dead time)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่หรือใช้ในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 16 — DEAD-TIME CONTROL CIRCUIT



$$\text{Max \% on Time, Each Output} \approx 45 - \left(\frac{80}{1 + \frac{R_1}{R_2}} \right)$$

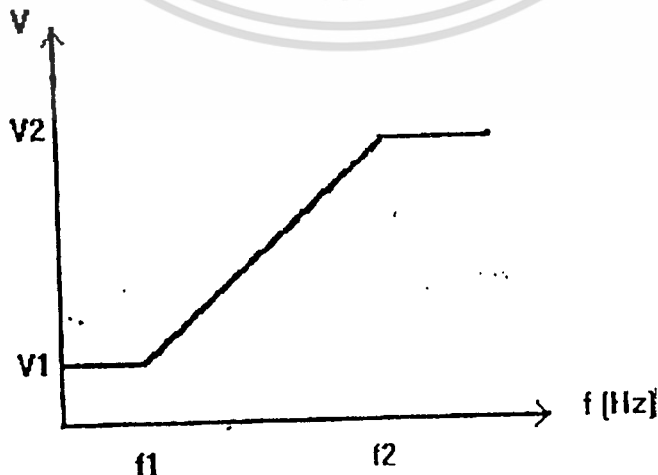
รูป 3.4 แสดงวงจรที่นำมาต่อที่ขาเดดไทม์

ซึ่งตอนที่ทำการต่อวงจรจริง ๆ ไม่ได้เกิดปัญหาในกรณีดังกล่าว เพราะฉะนั้นจึงไม่ได้ทำการต่อวงจรเพิ่มดังรูปที่ 3:4

3.2 วงจรแปลงความถี่เป็นโวลต์เดจ

ก่อนที่จะกล่าวถึงวงจรเฟรควีนซีนั้นจะต้องรู้ถึงผลที่ต้องการจากวงจรนี้เสียก่อน ซึ่งเป็นไปดังรูปที่ 3.5

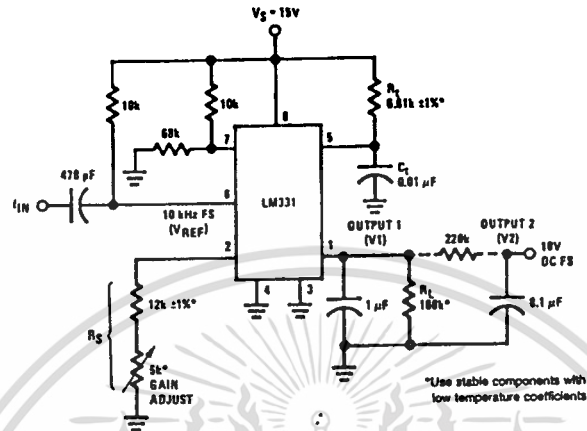
จากรูปที่ความถี่ต่ำๆจากศูนย์ ถึงความถี่ค่าหนึ่ง, f_1 โวลต์เดจที่ได้จะต้องมีค่าคงที่ที่ค่าหนึ่ง คือ V_1 เพื่อชดเชยผลของสเตเตอร์รีแอคแตนซ์ เมื่อความถี่เพิ่มขึ้นจาก f_1 ถึงความถี่อีกค่าหนึ่ง, f_2 โวลต์เดจที่ได้จะต้องมีค่าเพิ่มขึ้นตามความถี่ในลักษณะเชิงเส้น และเมื่อความถี่เพิ่มขึ้นมากกว่า f_2 แล้ว โวลต์เดจที่ได้จะต้องมีค่าคงที่ที่ค่าอีกค่าหนึ่งเพื่อป้องกันไม่ให้มอเตอร์ไหม้



รูป 3.5 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับความถี่ที่ต้องการ

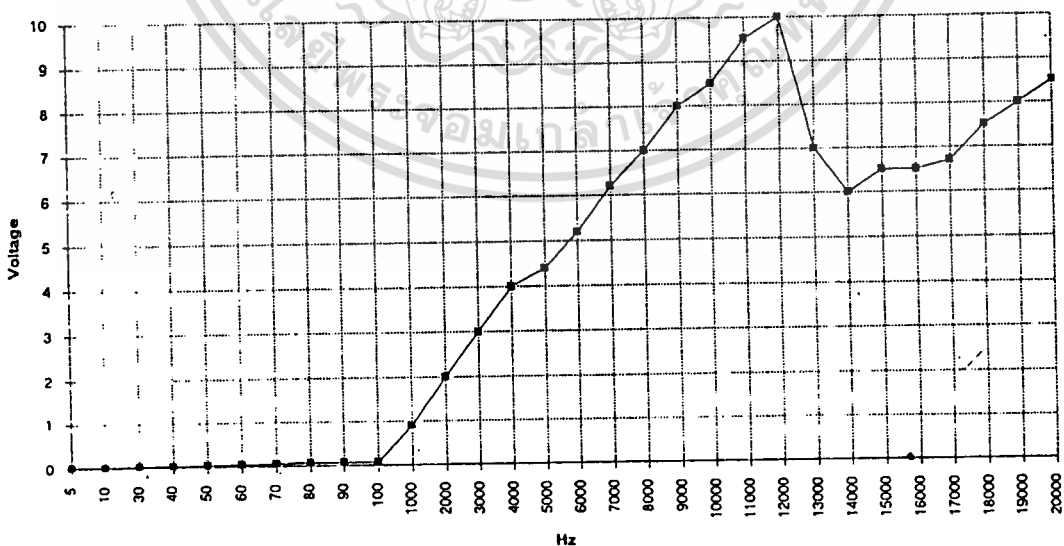
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากจุดมุ่งหมายที่ต้องการคือ วงจรไอซีที่สามารถเปลี่ยนจากความถี่เป็นโวลต์
 เองได้ทำการทดลองไอซี2ตัวที่หาได้คือ LM331 และ LM2907 โดยวงจรเอฟวีวีที่ประ
 กอบด้วยไอซีเบอร์ LM331 มีรูปการต่อวงจรดังรูปที่ 3.6



รูป 3.6 การต่อวงจรของ IC LM331

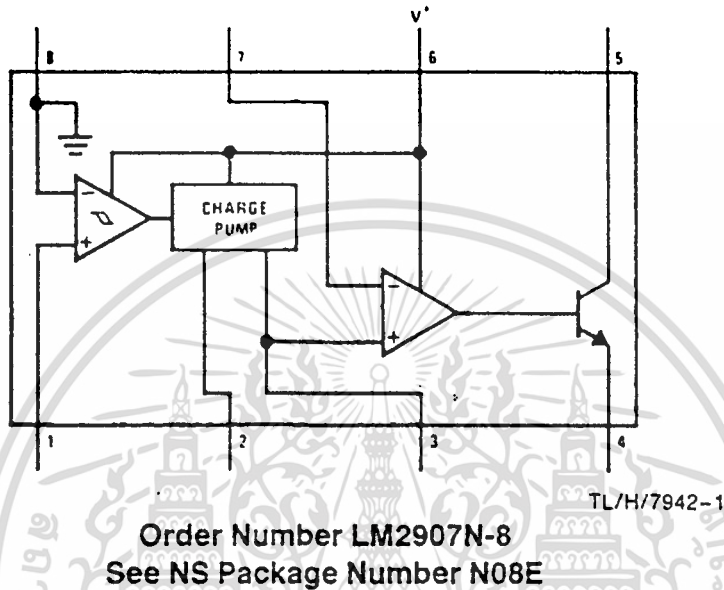
เมื่อทำการทดลองตามรูปที่ 3.6 โดยป้อนสัญญาณความถี่อินพุตจากฟังก์ชันเจนเนเรเตอร์เข้า
 ที่ขา6ของไอซี แล้วทำการวัดค่าแรงดันเอาต์พุตที่ออกมาที่ขา1 นำมาเขียนเป็นกราฟความสัมพันธ์
 ระหว่างความถี่ที่ป้อน , f_{in} กับแรงดันโวลต์ที่ได้ออก , V_{out} จะได้ผลดังรูปที่3.7



รูป 3.7 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน และความถี่ของไอซีเบอร์ LM331 ที่ทดลองได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปจะเห็นว่า คุณสมบัติที่ได้ยังไม่ดีพอ เพราะช่วงที่ความถี่เปลี่ยนแปลงทำให้โวลต์เตจที่ได้นั้นยังไม่เป็นเส้นตรง กล่าวคือ ไม่ได้ผลที่ต้องการตามรูปที่ 3.5 ดังนั้นจึงเปลี่ยนไปใช้อิซีเบอร์ใหม่คือ กลุ่มอิซีเบอร์ LM2907N-8 ซึ่งอิซีเบอร์นี้มีลักษณะภายในดังรูปที่ 3.8



รูป 3.8 ลักษณะภายในของอิซีเบอร์ 2907N-8

นอกจากอิซีเบอร์ LM2907 แล้วก็ยังมี LM2917 ซึ่งเป็นอิซีที่อยู่ในกลุ่มเดียวกันในการแปลงค่าจากความถี่เป็นโวลต์เตจซึ่งค่อนข้างจะคงที่หรือมีประสิทธิภาพดี

ข้อได้เปรียบของกลุ่ม LM2907

1. ค่าเอาต์พุตสามารถมีการเปลี่ยนแปลงได้ถึงศูนย์ สำหรับที่ความถี่อินพุตที่เข้ามาเป็นศูนย์
2. ใช้งานได้ง่าย โดยค่าเอาต์พุต หาได้จากสมการ ; $V_{out} = f_{in} * V_{cc} * R_1 * C_1$
3. สำหรับอิซีเบอร์ LM2917 ภายในชิปจะมีซีเนอร์ไดโอด ซึ่งเป็นตัวทำให้การแปลงความถี่เป็นโวลต์เตจหรือกระแสเป็นไปอย่างถูกต้องแม่นยำและมีเสถียรภาพ

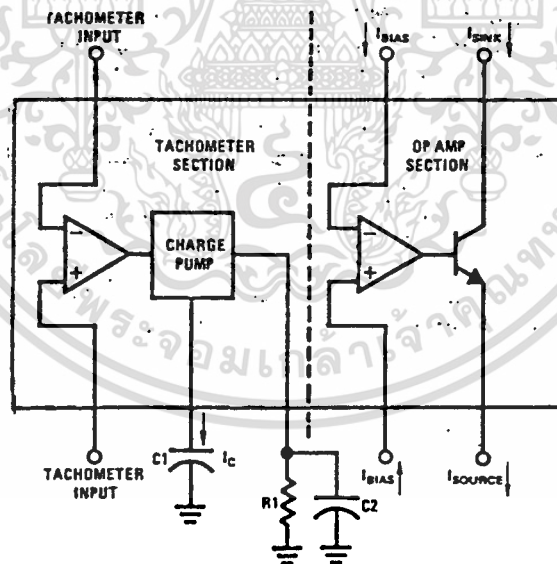
นอกจากกลุ่มอิซีเบอร์ LM2907 จะใช้งานในการเปลี่ยนจากความถี่เป็นโวลต์เตจแล้ว อิซีกลุ่มนี้ยังใช้งานด้านอื่นได้อีกเช่น

- Over / Under Speed Sensing

- Breaker point dwell meters
- Speed governors
- Hand-held tachometer
- Cruise control
- Automotive door lock control
- Clutch control
- Horn Control
- Touch or sound switches

เป็นดังนี้

ลักษณะทั่วไปของกลุ่มไอซีเบอร์ LM2907 นั้นจะออกแบบมาให้ใช้กับอุปกรณ์ภายนอกให้น้อยที่สุดแต่จะทำให้เกิดการใช้งานที่มีประสิทธิภาพและความแน่นอนที่น่าพอใจ ซึ่งเป็นลักษณะที่ได้เปรียบของกลุ่มนี้ ไอซีกลุ่มนี้จะมีส่วนประกอบของวงจรภายในซึ่งสามารถแบ่งออกเป็น 3 ส่วนใหญ่ ๆ ดังรูปที่ 3.9



รูป 3.9 วงจรภายในของไอซีเบอร์ LM2907

ส่วนที่ 1 คือส่วนอินพุตสเตจ มีขาอินพุต 2 ขาทำหน้าที่รับสัญญาณความถี่จากภายนอกเข้ามา โดยปกติจะมีอินพุตที่เป็นกราวด์อยู่ภายในอันหนึ่ง ดังนั้นสัญญาณอินพุตที่เข้ามาอีกขาหนึ่งนั้นจะต้องมีการเปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วงสูงกว่าหรือต่ำกว่ากราวด์ และจะต้องเกินค่าอินพุตซัพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ภายในเท่านั้น เมื่อผู้เผยแพร่เห็นใบแจ้งขอใช้เอกสารนี้แล้ว
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลายที่จะให้เกิดเอาต์พุตออกมาซึ่งช่วงนี้เราถือว่าเป็นช่วงอินพุตสเตท ไอซี ทั้ง2เบอร์นี้สามารถที่จะเลือกตั้งค่าระดับอินพุตสวิตซ์ซึ่งตามต้องการ โดยยังคงทำให้มีฮิสเทอรีซิส (Hyteresis) สำหรับในการกำจัดสัญญาณรบกวน (Noise) ในการทำงานที่แตกต่างกัน สิ่งที่สำคัญอีกอย่างหนึ่ง คืออินพุตกรณที่มีค่าต่ำกว่ากราวด์จะต้องมีตัวต้านทานที่จะมาลิมิตกระแสที่จะไหลกลับเข้าไปในอีพืซบสเตรทไดโอด (epi-substrate diode)

ส่วนที่ 2 คือส่วนชาร์จปั๊ม (Charge Pump) อยู่หลังจากช่วงอินพุตสเตท ค่าเอาต์พุตที่ออกจากช่วงอินพุตสเตทจะเข้ามาที่ชาร์จปั๊ม ซึ่งเป็นที่ที่ความถี่ที่เข้ามาจะถูกเปลี่ยนเป็นดีซีโวลต์เตจในช่วงนี้จะต้องมีการต่อกับอุปกรณ์ภายนอก อันได้แก่ ไทม์มิงคาปาซิเตอร์ (timing capacitor, C_1) , โหลดรีซิสเตอร์ (load resistor, R_1) และฟิลเตอร์คาปาซิเตอร์ (filter capacitor, C_2) เมื่อค่าอินพุตสเตทเปลี่ยนระดับ ไทม์มิงคาปาซิเตอร์จะทำหน้าที่ชดเชยผลของชาร์จปั๊ม โดยจะทำการชาร์จและดิสชาร์จอย่างคงที่ระหว่างค่าระดับโวลต์เตจที่เปลี่ยนแปลง ค่าความแตกต่างของมันคือค่า $V_{cc}/2$ เมื่อเราใช้ครีซไคเคิลของความถี่อินพุตที่เข้ามา หรือเป็นเวลาเท่ากับ $1 / (2f_{in})$ ประจุที่เข้าไปในไทม์มิงคาปาซิเตอร์ เท่ากับ $(V_{cc}/2) * C_1$ ดังนั้นเราได้ค่าเฉลี่ยของกระแสจากชาร์จปั๊มที่จะเข้าหรือออกจาก C_1 หรือ i_c คือ

$$\Delta Q / T = i_c(\text{avg}) = C_1 * (V_{cc}/2) * (2f_{in}) = V_{cc} * f_{in} * C_1$$

ค่ากระแสที่ออกมาจะค่อนข้างคงที่ และจะไหลไปที่โหลดรีซิสเตอร์ (ซึ่งต่อลงกราวด์) เกิดโวลต์เตจตกคร่อมขึ้น ซึ่งนำออกมาใช้เป็นเอาต์พุตหรือ $V_o = i_c * R_1$ ดังนั้นสมการที่แสดงการเปลี่ยนความถี่เป็นโวลต์เตจคือ

$$V_o = V_{cc} * f_{in} * C_1 * R_1 * K$$

เมื่อ K คือ ค่าคงที่ของอัตราขยายโดยทั่วไปจะใช้เท่ากับ 1

สำหรับฟิลเตอร์คาปาซิเตอร์นั้น ขนาดจะมีค่าขึ้นอยู่กับค่าแรงดันริปเปิล (ripple vol tage) ที่เราจะยอมให้เกิดขึ้นในช่วงเวลาการตอบสนอง

ส่วนที่ 3 คือ ส่วนขยายสัญญาณ จะดึงสัญญาณออกจากชาร์จปั๊มมาขยายสูงขึ้น

การเลือกค่า R1 และ C1

มีข้อจำกัดในการเลือกค่า R_1 และ C_1 ซึ่งต้องพิจารณาลักษณะที่เหมาะสมโดยตัว C_1 (timing capacitor) จะเป็นตัวชดเชยภายในชาร์จปั๊ม ซึ่งจะต้องมีค่ามากกว่า 100pF เพื่อความเที่ยงตรงในการทำงาน และค่า R_1 ไม่ควรจะใหญ่เกินไป เพราะถ้าค่า R_1 มีค่ามากเกินไปแล้วจะทำให้โวลต์เตจที่เกิดจะถูกครอบไป ทำให้ค่าความเป็นเชิงเส้นลดลง

สำหรับขนาดของแรงดันริปเปิลจะต้องมีการพิจารณา ซึ่งค่าแรงดันริปเปิลจะหาได้จากสูตร

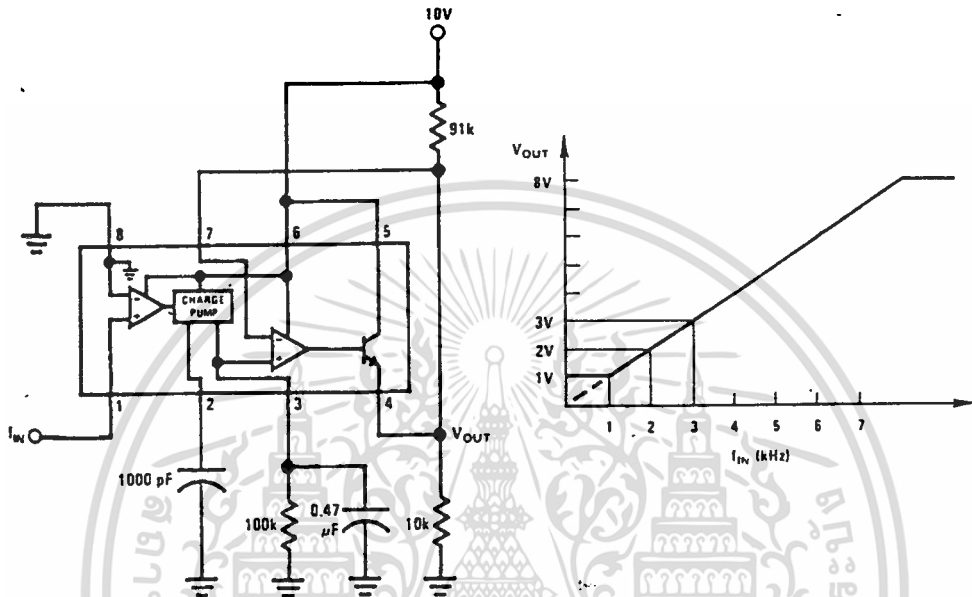
$$V_{\text{ripple}} = V_{cc}/2 * C_1/C_2 * (1 - (V_{cc} * f_{in} * C_1 / I_c)) \quad \text{peak-peak}$$

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อสุดท้ายที่เราจะต้องพิจารณาถึง ก็คือ ค่าความถี่อินพุตสูงสุดที่รับเข้ามาพิจารณาได้จาก

$$f_{\max} = I_c / (C_1 * V_{cc})$$

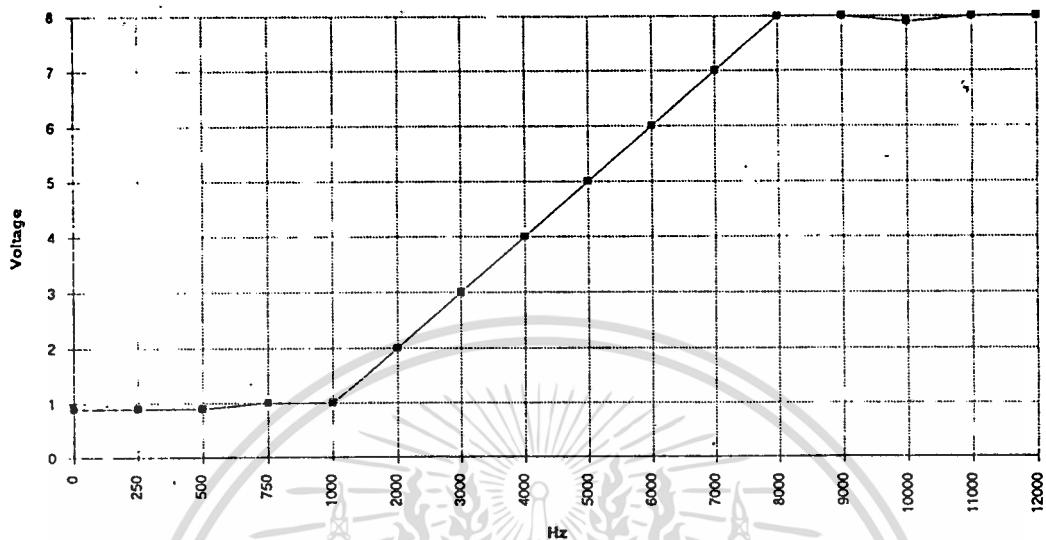
สำหรับวงจรที่นำมาใช้งานจริงจะมีลักษณะเป็นไปดังรูปที่ 3.10



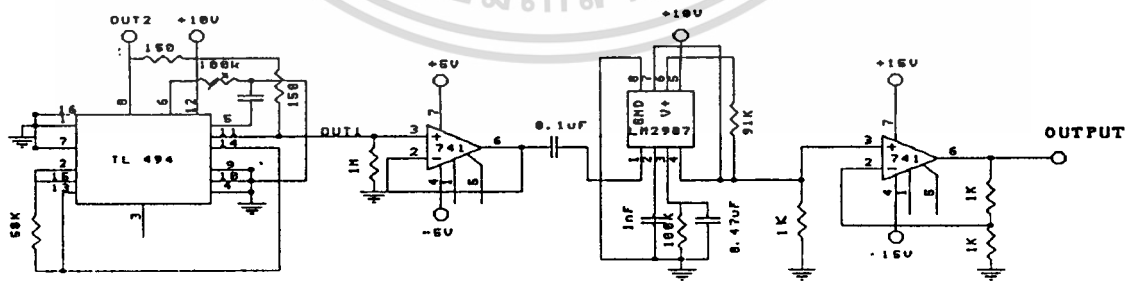
รูป 3.10 รูปวงจรที่นำมาใช้งานจริง

เมื่อทำการทดลองตามรูปที่ 3.10 จะได้ผลตามที่ต้องการทุกประการและกราฟมีลักษณะเส้นตรง เป็นที่น่าพอใจดังรูปที่ 3.11

ในการทดลองจริง ได้นำเอาไอซี TL494 ซึ่งเป็นตัวออสซิลเลตความถี่ออกมา หลังจากนั้นก่อนที่ความถี่ที่ถูกออสซิลเลตจะต่อเข้ากับไอซี LM2907 จะต้องมียวงจรที่เป็นบัฟเฟอร์มาช่วยทำให้ระดับสัญญาณคงที่ก่อนที่จะเข้าไอซี LM2907 และเนื่องจากแรงดันที่ออกจาก LM2907 จะมีระดับแรงดันในระดับที่ต่ำ จึงต้องมีการขยายสัญญาณโดยการต่อเข้ากับออปแอมป์ (Op-Amp) แบบนอนอินเวอร์ตติ้ง (non-inverting) เพื่อขยายสัญญาณเพิ่มเป็น 2 เท่า ดังนั้นสามารถเขียนรูปการต่อวงจรรวมที่ทำการลิงค์กันได้ ดังรูปที่ 3.12 และกราฟแสดงผลการทดลองแสดงได้ดังรูปที่ 3.13

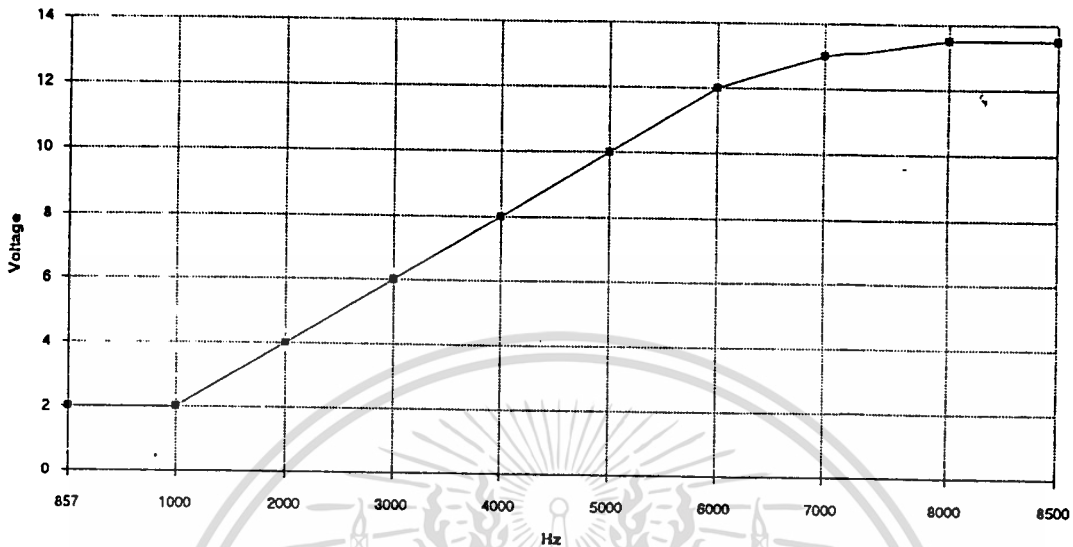


รูป 3.11 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและความถี่ของไอซีเบอร์ LM2907 ที่ทดลองได้



รูป 3.12 แสดงการต่อวงจรที่นำมาฉีกรวมกัน

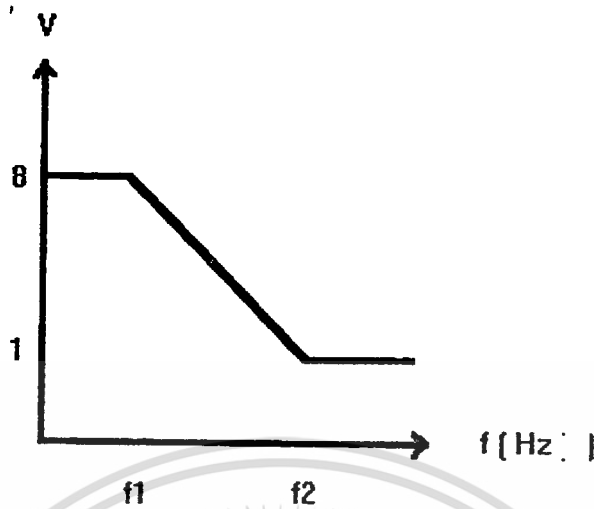
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรนำเอกสารนี้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 3.13 กราฟแสดงผลการต่อวงจรร่วม

เนื่องจากโวลต์เตจที่แปรตามความถี่ที่ออกจากไอซี LM2907 มีลักษณะเป็นดังรูปที่ 3.5 แต่ถ้านำสัญญาณนี้ไปเข้าวงจรควบคุมเฟส (IC TCA785) มุมจุดชนวนที่ได้ออกมาจะผิดไป กล่าวคือถ้าความถี่ที่เข้าไอซี LM2907 มีค่าต่ำจะทำให้โวลต์เตจที่ออกจากไอซี LM2907 มีค่าต่ำด้วย เมื่อสัญญาณคิซีโวลต์เตจซึ่งมีค่าต่ำนี้ ไปเข้าวงจรของไอซีควบคุมเฟส ทำให้มุมจุดชนวนที่ออกจากวงจรควบคุมเฟสมีค่าต่ำ เมื่อนำมุมจุดชนวนนี้ไปทริกไทรสเตอร์ทำให้โวลต์เตจที่เป็นคิซีออกมามีค่าสูง นั่นคือ ความถี่ต่ำแต่โวลต์เตจสูง แต่ถ้าเราเพิ่มความถี่ที่ป้อนให้ไอซี LM2907 สูงขึ้น จะทำให้โวลต์เตจที่ออกจากไอซี LM2907 สูงขึ้น เมื่อโวลต์เตจนี้ไปเข้าวงจรควบคุมเฟส ทำให้มุมจุดชนวนมีค่าสูงขึ้น เมื่อนำมุมจุดชนวนนี้ไปทริกไทรสเตอร์ ก็จะทำให้คิซีโวลต์เตจที่ออกมามีค่าต่ำลง ซึ่งก็คือเมื่อความถี่สูงแต่โวลต์เตจต่ำซึ่งเป็นลักษณะที่ตรงข้ามที่ต้องการตามรูปที่ 3.5 จากที่กล่าวมาข้างต้นจะเห็นว่า ถึงแม้ว่าค่าโวลต์เตจที่ออกจากไอซี LM 2907 จะมีลักษณะเป็นไปตามรูปที่ 3.5 แต่ลักษณะของวงจรควบคุมเฟสจะทำให้โวลต์เตจที่ออกจากไทรสเตอร์ไม่เป็นไปตามลักษณะที่ต้องการ และเนื่องจากลักษณะของวงจรควบคุมเฟส (TCA 785) เราจะแก้ไขอะไรภายในไม่ได้ เราจึงต้องแก้ไขโดยให้คิซีโวลต์เตจก่อนเข้าวงจรควบคุมเฟส มีลักษณะตรงกันข้ามกับรูปที่ 3.5 โดยให้มีลักษณะโวลต์เตจก่อนเข้าวงจรควบคุม เป็นดังรูปที่ 3.14

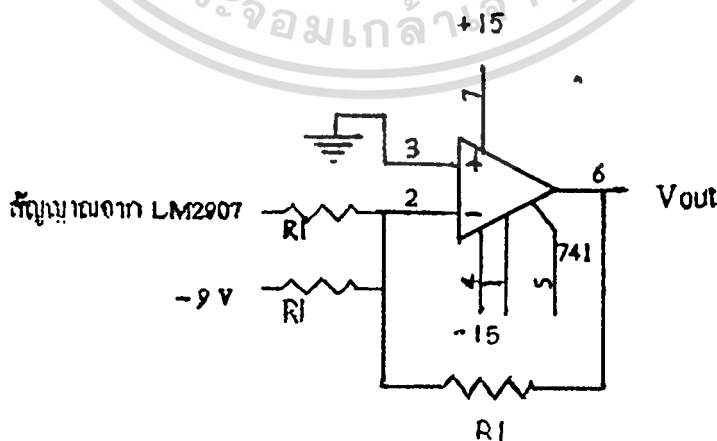
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 3.14 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับความถี่ที่เข้าวงจรควบคุมเฟส (TCA785)

การทำให้เกิดลักษณะตามรูปที่ 3.14 จะทำได้โดยต่อออปแอมป์เป็นลักษณะซัมมิงแอมป์ (Summing Amplifier) ไว้หลังวงจรของไอซี LM2907 โดยวงจรซัมมิงแอมป์เป็นไปตามรูปที่ 3.15 โดย $R_1=R_2$ จะได้

$$V_0 = -V_{ref} \left(\frac{R_1}{R_2} \right) - V_{LM2907} \left(\frac{R_1}{R_2} \right)$$



รูป 3.15 วงจรซัมมิงแอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากไอซี LM2907 สร้างโวลต์เตจออกมา 1 - 8 V ดังนั้นถ้าเราต้องการให้ V_{out} มีลักษณะกราฟเป็นไปตามรูปที่ 3.14 เราต้องป้อน $V_{ref} = -9\text{ V}$ เมื่อ V_o จากซัมมิงแอมป์ไปเข้าในวงจรควบคุมเฟส จะทำให้ลักษณะของกราฟของโวลต์เตจกับความถี่เป็นไปตามความต้องการตามรูปที่ 3.5 กล่าวคือถ้าความถี่ที่เข้าไอซี LM2907 ต่ำจะทำให้โวลต์เตจออกมาต่ำ เมื่อโวลต์เตจที่ออกจากไอซี LM2907 ที่ต่ำนี้ไปเข้าวงจรซัมมิงแอมป์ ทำให้โวลต์เตจที่ออกจากซัมมิงแอมป์ (V_o) มีค่าสูง เมื่อเข้าวงจรควบคุมเฟสก็จะทำให้มุมจุดชนวนมีค่าสูง เมื่อมุมจุดชนวนที่มีค่าสูงนี้ไปทริกไทรสเตอร์ก็จะทำให้โวลต์เตจที่ออกจากไทรสเตอร์มีค่าต่ำ นั่นคือ ถ้าความถี่ต่ำแล้วโวลต์เตจที่ออกจากไทรสเตอร์จะมีค่าต่ำ

ถ้าความถี่ที่เข้าไอซี LM2907 มีค่าสูงขึ้น ทำให้โวลต์เตจที่ออกจากไอซี LM2907 มีค่าสูงขึ้น เมื่อโวลต์เตจค่านี้เข้าสู่วงจรซัมมิงแอมป์ ก็จะทำให้โวลต์เตจที่ออกจากซัมมิงแอมป์มีค่าต่ำ และเมื่อโวลต์เตจที่ออกจากซัมมิงแอมป์ที่มีค่าต่ำนี้ไปเข้าวงจรควบคุมเฟส ก็จะทำให้วงจรควบคุมเฟสสร้างมุมจุดชนวนที่มุมต่ำๆ เมื่อนำไปทริกไทรสเตอร์ก็จะทำให้เอาท์พุทที่เป็นดีซีโวลต์เตจมีค่าสูง นั่นคือ ถ้าความถี่สูงขึ้นแล้วโวลต์เตจที่ออกจากไทรสเตอร์จะมีค่าสูงตาม ซึ่งมีลักษณะกราฟตามต้องการ (เป็นไปตามรูปที่ 3.5)

3.3 วงจรไฟร์ริงคอนโทรล

ไทรสเตอร์ที่ถูกควบคุมโดยใช้เฟสคอนโทรล (Phase control) โดยทั่วไปจะทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันเอซีแบบ 1 เฟสและ/หรือ 3 เฟส กลายเป็นแรงดันดีซี ทั้งยังทำการควบคุมกำลังในเวลาเดียวกันด้วย ซึ่งในการควบคุมไทรสเตอร์กำลังเหล่านี้จำเป็นต้องการอุปกรณ์พิเศษ โดยอาจใช้ไอซีเบอร์ TCA785 เป็นวงจรรวมที่ใช้ในการควบคุมเฟสซึ่งได้ถูกพัฒนาขึ้นเพื่อจุดประสงค์นี้เท่านั้น

ไอซีเบอร์ TCA785 จะทำการเลือก หรือ กำหนดจุดที่จะทริกไทรสเตอร์ด้วยอุปกรณ์ภายนอก นอกจากนี้มันได้ทำการรวมหน้าที่ต่าง ๆ มากมายที่จะต้องใช้เวลาในตัวเอง ซึ่งจะช่วยให้เกิดความสะดวกและประหยัดขึ้น ถ้าเราใช้อุปกรณ์เซมิคอนดักเตอร์อื่นที่ไม่ใช่ TCA785 จะต้องสิ้นเปลืองอุปกรณ์ เกิดความยุ่งยากในการทำงานและมีค่าใช้จ่ายที่สูงกว่ามาก

ไอซี TCA 785 นั้นเหมาะสมอย่างมากกับวงจรชนิดต่าง ๆ เช่น

- วงจรไลน์คอมมิวเตตเรคตีไฟเออร์ (Line commutated rectifier converter circuit) ได้แก่ การคอนโทรล 1 เฟสแบบฮาร์ฟ (half) และแบบฟูล (full) คอนโทรล

- วงจรนอนคอมมิวเตคเอร์เรนท์คอนเวอร์เตอร์ (Non - commutating current converter) ได้แก่ ตัวควบคุมกระแส 1 เฟสหรือ 3 เฟส และวงจรสวิตช์ ซึ่งการใช้งานเหล่านี้ต้องการอุปกรณ์ควบคุมที่แตกต่างกัน อาจเป็น 2, 3, 4, หรือ 6 พัลส์ ในการควบคุมแต่ละเซ็คท์ ข้อกำหนดของไอซีที่จะควบคุมอุปกรณ์กำลัง คือ ไอซีสำหรับอิเล็กทรอนิกส์กำลัง จะต้องสามารถทำการทริกไทรสเตอร์ 2 ตัวที่ต่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรนำเอกสารนี้ไปใช้ในการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กันในรูปแบบอนุกรมแบบต่าง ๆ หรือ ต่อแบบแบคทูแบค (back to back)

- ในการทำงานแบบ 3 เฟส ไอซีสามารถปรับมุมหน่วงเวลาการทริกได้พร้อมกันทั้ง 3 เฟส คือ เฟส R, S, T โดยใช้โพเทนทิโอมิเตอร์ (Potentiometer)

- สามารถออกแบบพัลส์แบบต่างๆได้ ทั้งพัลส์กว้าง (long pulses) , พัลส์สั้น (short pulses) และพัลส์ต่อเนื่อง (continuous pulses) • แล้วทำการกำเนิดเพื่อไปทริกไทรสเตอร์ โดยทริกเกอร์พัลส์ (Trigger pulse) สามารถทำการเลื่อนมุมทริกได้ตั้งแต่ 0 - 180 องศา

- การใช้งานอื่น ๆ ของไอซี TCA785 จะเป็นซีโรครอสซิงสวิตช์ (Zero crossing switch) ในการควบคุมไดรแอคแบบฟูลเวฟ และ เป็นโวลต์เตจพัลส์วิทคอนเวอร์เตอร์ (Voltage pulses width converter) จะถูกเปลี่ยนด้วยความถี่ภายนอกที่คงค่าไว้ ($f=10$ ถึง 500 Hz)

ลักษณะเฉพาะของไอซี TCA 785 มีดังต่อไปนี้

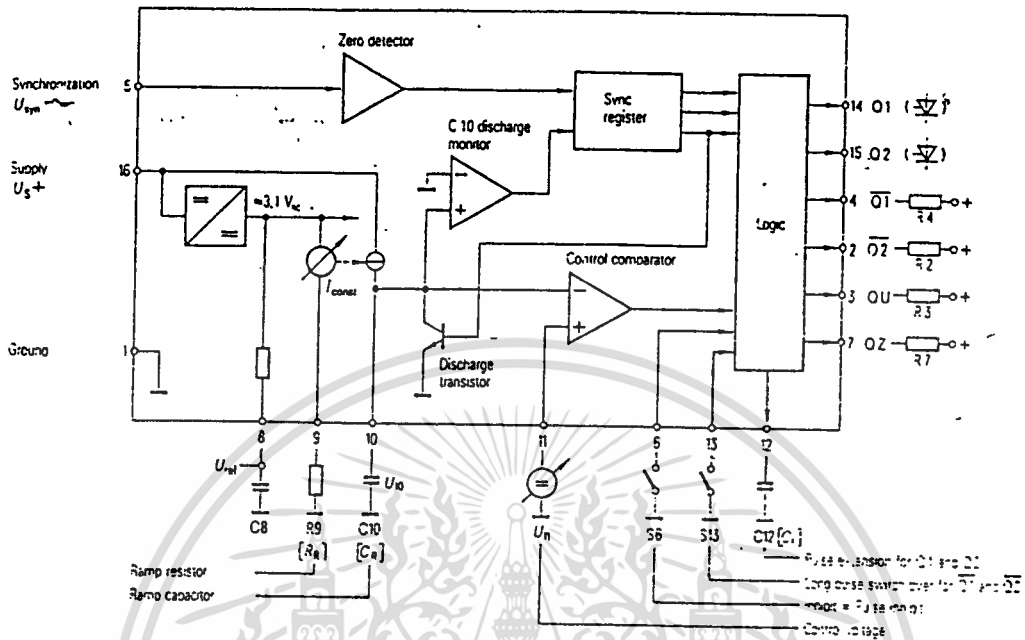
- ใช้งานได้อย่างกว้างขวาง เพราะสามารถต่อกับแหล่งจ่ายไฟ 8 - 18 V
- อุณหภูมิใช้งานได้ในย่าน 25 ถึง 185 องศาเซลเซียส
- กินกระแสเพียง 4.5 - 10 mA
- สามารถเข้ากับวงจรรแอลเอสไอ (LSI) ดังนั้นจึงสามารถควบคุมโดยใช้ความเร็วต่ำ (slow speed) ปลอดภัยจากสัญญาณรบกวนด้วยระดับลอจิกสัญญาณถึง 15 V.
- มี 2 เอาต์พุต กระแสทริกจ่ายได้ถึง 250 mA
- มีอีก 2 เอาต์พุต ที่มีสัญญาณกลับกันกับ 2 เอาต์พุตแรก
- ฟังก์ชันในการหยุด เป็นการหยุดสัญญาณทริก ไม่ให้มีเอาต์พุตออกไป โดยปราศจากการอาร์ค (arc)
- ปรับความกว้างของพัลส์ โดยคาปาซิเตอร์ภายนอก
- ซีโรครอสซิง เป็นที่ขอมรับไว้ใจได้
- ป้องกันการหยุด ๆ หาย ๆ ของสัญญาณทริก โดยเฉพาะสำหรับการทำงานแบบหกพัลส์ (six pulse) ซึ่งใช้ซีโรครอสซิงสวิตช์ และ โวลต์เตจพัลส์วิทคอนเวอร์เตอร์

หน้าที่การทำงานต่าง ๆ ของไอซี TCA 785

บล็อกไดอะแกรม และ พัลส์ไดอะแกรมของ ไอซีTCA 785 แสดงได้ดังรูปที่ 3.16 และ 3.17 ตามลำดับ

ส่วนหลักของไอซี คือ แหล่งจ่ายที่ถูกจ่ายโดยการควบคุมแรงดันภายใน หรือ U_{ref} ประมาณ 3.1 V. ดังนั้นพารามิเตอร์ (Parameter) หลักนี้ จะไม่ขึ้นอยู่กับดัชนีขั้วพลาซโวลต์เตจ (dc supply voltage , U_s) และสามารถใช้งานแรงดันได้กว้างถึง $U_s = 8$ ถึง 18 V.

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

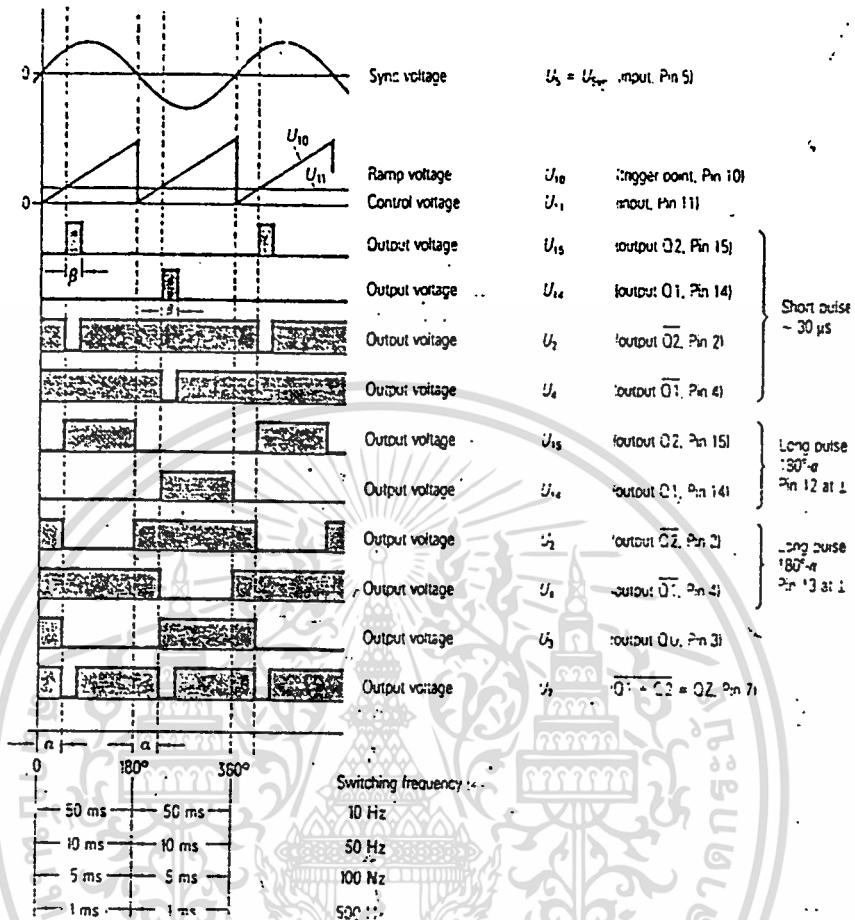


รูป 3.16 แสดงบล็อกไดอะแกรมของไอซี TCA 785

ขั้วบวกถูกต่ออยู่ที่ขา 16 และขั้วลบต่ออยู่ที่ขา 1 (กราวด์) กินกระแส 10 mA (ขณะไม่มีโหลด) เอาท์พุทของแรงดันควบคุม U_{ref} ประมาณ 3.1 V. ที่ ขา 8 โดยผ่านตัวต้านทานภายใน สามารถเพิ่มการกำจัดสัญญาณรบกวนมากขึ้น ด้วยคาปาซิเตอร์ C8 โดยต่อกับกราวด์ (หมายถึงแรงดันอ้างอิง) ในวงจรแปลงกระแสที่ต้องการไอซี TCA785 หลายๆตัว เช่นวงจร 3 เฟส สิ่งเหล่านี้จะถูกควบคุมการทำงานในสถานะเดียวกันทุกเฟส และควบคุมการแปลงกระแสสาขาต่าง ๆ ได้เป็นอย่างดี

สัญญาณซิงโครไนเซชัน (synchronization) ที่ขา U_{syn} จะได้รับจากไลน์โวลเตจ (line voltage) ผ่านตัวต้านทานค่าสูง ๆ ซึ่งต่ออยู่ระหว่างขา 5 กับกราวด์ ที่ขา 1 มีความไวสูงในการตรวจจับซีโรครอสซิงเพื่อทำการซิงโครไนเซชัน และถูกส่งต่อไปยังซิงโครไนเซชันรีจิสเตอร์ (synchronization register) ซึ่งควบคุมตัวกำเนิดสัญญาณเรมปี (ramp) หรือซอทูธ (sawtooth) ส่วนประกอบสำคัญของแหล่งจ่ายกระแสคงที่ (constant current source, I_{const}) ซึ่งจะถูกชาร์จด้วยคาปาซิเตอร์ภายนอก C10 หรือ C_R เป็นสัดส่วนกับเวลา ผ่านขา 10 ซึ่ง C10 จะมีค่าอยู่ระหว่าง 500 pF ถึง 1 μ F เสมอ สิ่งที่ต้องจดจำก็คือว่าซอทูธฟลายแบคไทม์ (sawtooth flyback times) จะเพิ่มขึ้นเป็นสัดส่วนกับค่าของ C10 ดังรูปที่ 3.18 และค่าต่ำสุดและค่าสูงสุดของ I_{10} จะไม่เกินไปกว่านี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

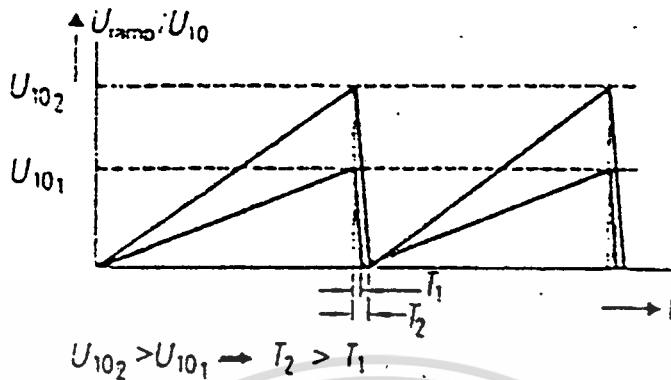


รูป 3.17 รูปเวฟฟอร์มของไอซี TCA 785

กระแส I_{const} จะถูกปรับได้โดยตัวต้านทานภายนอก R_x หรือ $R_r = 3$ ถึง $300\text{ k}\Omega$ ผ่านขา 9 หรือ R9 ส่วน C10 นั้นจะเป็นตัวกำหนดความชันในการขึ้นของแรงดันแรมพ์ , U_{10} จากสภาวะปิดแรมพ์แต่ละลูกจะถูกกำหนดและจัดการด้วยแรงดันซิงค์ (sync voltage) ของซีโรครอสซิง และสัญญาณแรมพ์จะตกลงจากยอดด้วยการดิสชาร์จจากแรมพ์ โดยคาปาซิเตอร์ C10 ผ่านดิสชาร์จทรานซิสเตอร์ (discharge transistor) ภายใน

วงจรรีจิสเตอร์ซิงค์ (syn register) จะทำการส่งข้อมูลการตรวจพบแรงดันศูนย์ไปวงจรต่อไป
เพียงอย่างเดียว หลังจากทีดิสชาร์จมอนิเตอร์ (discharge monitor) แสดงว่า C10 ได้ทำการดิสชาร์จ
ออกไปอย่างสมบูรณ์แล้ว

ออกไปอย่างสมบูรณ์แล้ว
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่เสร็จสิ้นสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 3.18 แสดงข้อผิดพลาดแบบคโม

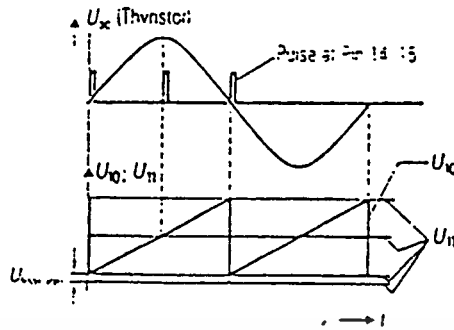
สิ่งเหล่านี้เป็นหลักรสำคัญ เมื่อเราใช้ไอซี TCA785 กับ วงจรซีโรครอสซิงสวิทช์และโวลต์เตจพัลส์วิทคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งแรงดันลิกเกจ (leakage voltage) ที่ C10 ไม่มีผลกระทบต่อความสามารถในการควบคุมของไอซี TCA 785 และวิธีการในการควบคุมแรงดันที่ง่าย

ในกรณีนี้โอปแอมป์ ได้ถูกดัดแปลงให้ปราศจากการรบกวนเท่าที่จะเป็นไปได้ โดยในทันทีที่แรงดันควบคุม (control voltage) ได้ควบคุมแรงดันลิกเกจถึงค่าสูงสุด ก็จะได้รับเฟสคอนโทรลที่มุม 180 องศา (ดูรูปที่ 3.19) และจะยังคงรักษารูปเดิมไว้ (full wave) แม้ว่าแรงดันควบคุมอาจจะต่ำกว่าแรงดันควบคุม หรือ ปรากฏออกมาเป็น 0 V.

แรงดันคิซีคอนโทรล (dc control voltage) U_{11} ได้ต่อกับขา 11 (กับกราวด์ ที่ขา 1) ซึ่งคอนโทรลคอมพาราทอร์ (control comparator) จะทำการเปรียบเทียบแรงดันคิซีคอนโทรลกับแรงดันแรมป์ U_{10} ถ้า U_{10} เกินกว่าแรงดันควบคุม U_{11} ก็จะมีการปรากฏพัลส์ขึ้นที่เอาต์พุตโดยเริ่มต้นที่คอนโทรลแองเกิล (control angle) โดยที่วงจรถลอจิก จะเป็นตัวกำหนดชนิด และ ความกว้างของพัลส์ต่าง ๆ ที่ เอาต์พุต (ขั้วบวกกับกราวด์) โดยมีความมุ่งหมายเพื่อการเชื่อมต่อหลายรูปแบบ (ดูรูปของเวฟฟอร์มในรูป ที่ 3.17)

ที่เอาต์พุตหลัก Q1 (ขา 14) และ Q2 (ขา 15) ทำการต่อแบบ อีมิตเตอร์ฟอลโลเวอร์ (emitter follower) ซึ่งสามารถให้กระแสได้สูงถึง 250 mA และจะทำงานกันคนละครั้งละหนึ่ง โดยที่เอาต์พุตออกมาขั้วเดียวกัน Q1 จะทำการปล่อยพัลส์ออกมาในครั้งละหนึ่งลบเพียงอย่างเดียว และ Q2 จะปล่อยพัลส์ในครั้งละหนึ่งบวกของแรงดันซิงค์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 3.19 แสดงแรงดันลิเคเกจที่คาปาซิเตอร์ C10

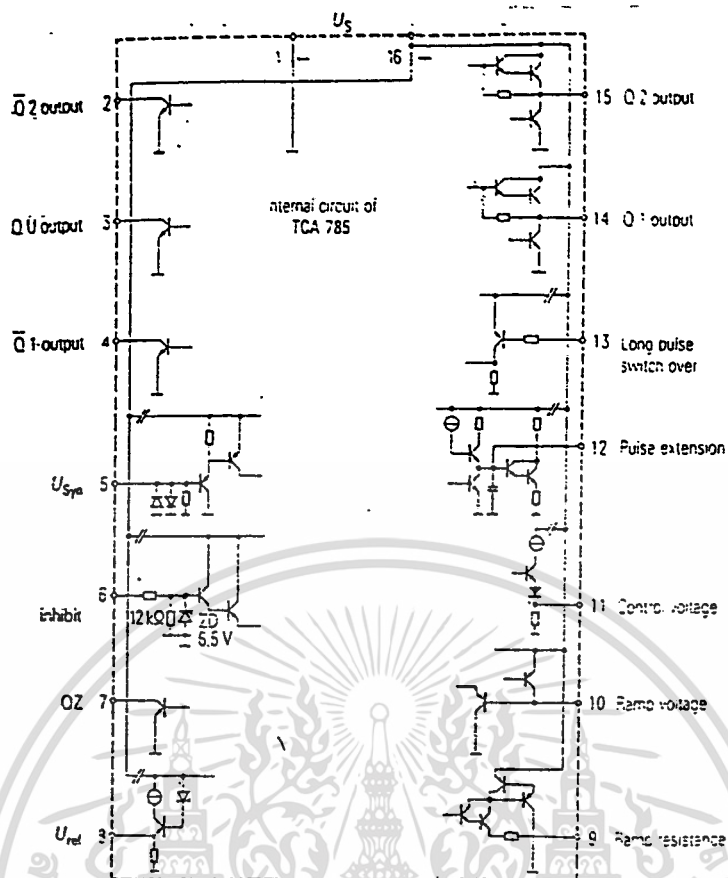
ความกว้างของพัลส์อยู่ที่ประมาณ $30 \mu s$ (เป็นพัลส์สั้นเมื่อปราศจากการต่อใด ๆ ที่ขา 12) และมันจะง่าย และ อีกระยะการขยายความกว้างของพัลส์ โดยต่อคาปาซิเตอร์ภายนอกเข้ามา คือ C12 หรือ C_i

ถ้าทรานซิสเตอร์อินพุตที่ขา 12 ถูกลัดวงจรลงดิน จะได้ความกว้างของพัลส์ คือ $= 180 -$ (ความกว้างของพัลส์กว้าง) เอาท์พุทรองคือ Q1 (ขา 4) และ Q2 (ขา 2) เป็นโอเพ่นคอลเลกเตอร์ (open collectors) สามารถจ่ายกระแสสูงสุด 10 mA สัญญาณสามารถออกแต่ละเอาท์พุท ได้โดยเพียงแต่ต่อตัวต้านทาน R4 และ R2 (ประมาณ $15 \text{ k}\Omega$) ระหว่างเอาท์พุท กับขั้วบวก สัญญาณจะให้การตอบสนองแบบเดียวกับ Q1 และ Q2 แต่จะกลับเฟสกัน ความกว้างของพัลส์ (เอาท์พุท ต่อผ่านกับขั้วบวก) ประมาณ $= 30 \mu s$ และถ้าจุดทริกเกอร์ (trigger point) ที่ขา 13 ถูกต่อกับ กราวด์ ความกว้างของพัลส์ (ระหว่างเอาท์พุทกับขั้วบวก) คือ $180 -$ (ความกว้างของพัลส์กว้าง) จะเกิดขึ้นที่นี่

ทั้งออกซิลลารีเอาท์พุท (auxiliary output) QU (ขา 3) และ QZ (ขา 7) ถูกจัดให้เป็นโอเพ่นคอลเลกเตอร์ และถูกใช้กับงานเฉพาะด้าน (ตัวอย่างเช่น การควบคุมลอจิกภายนอก)

สัญญาณที่ได้รับจากคอลเลกเตอร์รีซิสเตอร์ (collector resistor) R3 และ R7 อยู่ระหว่าง เอาท์พุทกับขั้วบวก สัญญาณเอาท์พุทของ QU จะคล้ายกับ Q1 แต่จะมีความกว้างพัลส์ $= 180$ คงที่ โดยสัญญาณเอาท์พุทของ QZ จะได้มาจากการ นอร์-ลิงค์ (NOR-link) ระหว่าง Q1 กับ Q2 นั่นคือ $Q1+Q2$ ในการใช้งานต่อไปนี้ถ้าเอาท์พุทรองไม่ถูกใช้ ดังนั้นเพื่อเป็นการเพิ่มการป้องกันสัญญาณรบกวนควรต่อเอาท์พุท QZ (ขา 7) เข้ากับกราวด์

พัลส์อินฮิบิต (Pulse inhibit) ขา 6 สามารถกำจัดสัญญาณที่เอาท์พุท ได้ในเวลาเดียวกัน (Q1, Q2, Q3, QU) ทริกเกอร์พอยท์ (trigger point) ที่ขา 6 ทำการต่อกับกราวด์ ได้โดยใช้สวิตช์ , รีเลย์ , คอนแทก หรือ เอ็นพีเอ็นทรานซิสเตอร์ (switch , relay contact หรือ NPN Transistor) สำหรับวงจรเอกสกายน์ของไอซี TCA785 ในส่วนของเอาท์พุทสเตจ แสดงได้ดังรูปที่ 3.20 ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 3.20 แสดงวงจรภายในของไอซี TCA785 ในส่วนของเอาต์พุต

ไทรสเตอร์ทริกเกอร์โมดูล (Thyristor trigger module)

การควบคุมไทรสเตอร์ในไลน์คอมมิวเตด (line-commuted) หรือ นอนคอมมิวเตดิงเคอร์เรนท์ คอนเวอร์เตอร์ ต้องการรูปแบบการทริกเป็นเฉพาะรูปแบบ

ไทรสเตอร์จะถูกทริก โดยกระแสพัลส์บวกระหว่างเกทและคาโทด โดยทำการควบคุมพัลส์ให้คงที่อยู่นานกว่ากระแสจะถูกสลับอยู่ (กระแสแลตชิ่ง) และไทรสเตอร์จะถูกเป็นสวิทช์ปิด โดยกาลดลงของกระแสหลัก ที่ไหลระหว่างแอนโอดและคาโทดที่ต่ำกว่ากระแสโฮลดิ้ง ซึ่งการเปลี่ยนความกว้างพัลส์ต่างๆที่ใช้ในการทริกไทรสเตอร์ จะขึ้นอยู่กับโหลดและการออกแบบวงจร

พัลส์เหล่านี้สามารถแสดงได้ดังภาพและหมายเหตุในรูปที่ 3.21 ทริกเกอร์พัลส์ทั้งหมดยกเว้นพัลส์แบบลูกโซ่ สามารถกำเนิดได้โดยไอซี TCA785 ซึ่งต้องการอุปกรณ์ซีมอส (CMOS) ประกอบสำหรับกำเนิดพัลส์แบบลูกโซ่

การควบคุมไทรสเตอร์กำลังต่ำโดยตรงโดยใช้ไลน์โวลต์เตจ

ในรูปที่ 3.22 จะแสดงเฟสคอนโทรลที่ใช้ไอซี TCA785 สำหรับการควบคุมโดยตรง BSTc 1040 ไทรสเตอร์กำลังต่ำโดยที่มุมเฟสสามารถปรับได้ระหว่าง 0 องศา ถึง 180 องศา และกำลังที่โหลดระหว่าง 0 ถึง 400 W

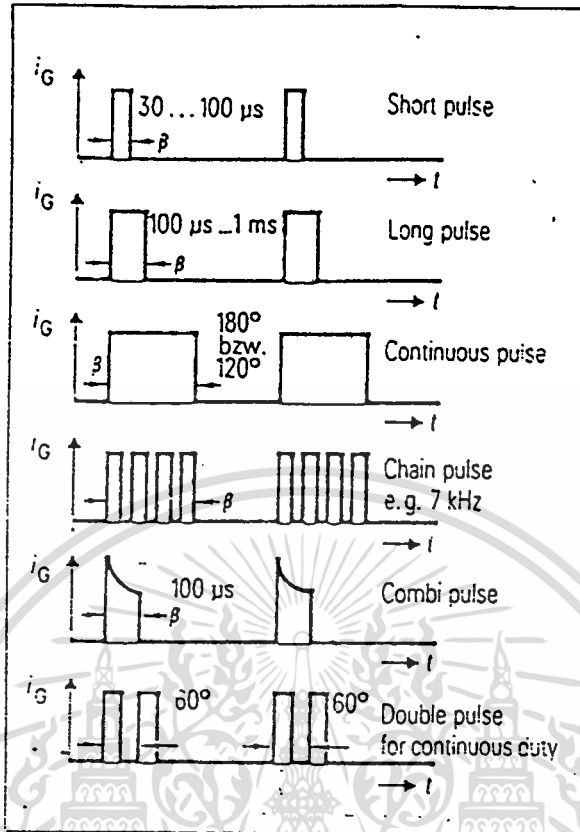


Fig. 6 Pulse waveforms for thyristor triggering.

Short pulse $\beta = 30$ to $100 \mu\text{s}$, for resistive loads in the rated current range.

Long pulse $\beta = 100 \mu\text{s}$ to 1 ms , for slightly inductive loads or small resistive loads and partial load range.

Continuous pulse $\beta = 180^\circ - \alpha$, for highly inductive loads, no trigger pulse transformer with large voltage-time range is required. Pulse train with 5 to 7 kHz clock frequency, to allow operation with small trigger pulse transformer, i.e. small voltage time range (mVs).

Combined pulse for high rates of trigger current: $di_G/dt = 1$ to $3 \text{ A}/\mu\text{s}$ to trigger series connected thyristors.

Double pulse to control fully controlled three-phase bridges

รูป 3.21 แสดงพัลส์เวฟฟอร์มสำหรับไทรสเตอร์ทริกเกอร์ริง (thyristor triggering)

ไอซีจะได้รับแรงดันที่ ขา 16 ลากผ่านตัวต้านทานอนุกรม R1 ทำการเรคตีฟายโดยไดโอด D1 และทำการรักษาระดับแรงดันไว้ที่ 15 V. โดยซีเนอร์ไดโอด D4 คาปาซิเตอร์แบบอิเล็กโตไลต์ C1 ทำหน้าที่กรองแรงดันกระแสตรง ที่ได้มาจากการเรคตีฟายแบบครึ่งคลื่นให้ราบเรียบขึ้น โยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Table 1 Output pulse width depending on capacitors C_i or C_{12} .

Capacitance C_i for pulse extension	0	150 pF	220 pF	330 pF	680 pF	1000 pF
Trigger pulse width	30 μ s	97 μ s	137 μ s	205 μ s	422 μ s	620 μ s

ตาราง 3.1 แสดงถึงเอาต์พุตพัลส์วิดที่ขึ้นอยู่กับค่าคาปาซิเตอร์ C_i หรือ C_{12}

ไทรสเตอร์ในวงจรที่แสดงในรูปที่ 3.22 ถูกทริกโดยพัลส์ความกว้าง 205 μ s กับ กระแสทริก 47 mA

การเปิดและปิดสวิตช์ด้วยสัญญาณอินฮิบิต

พัลส์บวกที่ได้ในการทริกไทรสเตอร์จะกำเนิดอยู่ในช่วงระหว่างครึ่งบวกเพียงอย่างเดียวเมื่อแรงดันที่อินฮิบิตอินพุต ขา 6 เกินกว่า +4 V. ดังนั้นตัวต้านทาน 10 $k\Omega$ ถูกต่ออยู่กับ ขา 16 ที่เป็นแหล่งจ่าย เพื่อให้มันทำงาน ถ้าแรงดันที่ขาอินฮิบิตอินพุต ตกลงต่ำกว่า +2.5 V ก็จะไม่มีการปรากฏที่เอาต์พุตใด ๆ การเปิดวงจรที่ขา 6 กับกราวด์ หรือ Mp อาจทำได้โดยการใช้สวิตช์หรือลอจิกเซอร์กิต ซึ่งการออกแบบของโหลดไม่เกี่ยวกับสถานะของสัญญาณของไอซี TCA 785

เนื่องจากระดับสัญญาณอินฮิบิตไม่ให้มีพัลส์ (U_{OL} น้อยกว่า +2.5 V) หรือให้มีพัลส์ที่เอาต์พุต (U_{OH} มากกว่า +4 V) ต้องเอาใจใส่เป็นพิเศษ เมื่อทำการกำเนิดพัลส์ให้ไทรสเตอร์เพราะว่าพวกมันต้องการพลังงานมาก และเนื่องจากว่าความสูญเสียในตัวต้านทานที่อนุกรมอยู่ R_1 จะมากขึ้นด้วยทำให้กำลังงานไม่เพียงพอได้ ซึ่งอาจจะทำให้ไอซีหยุดการทำงาน และเป็นเหตุให้เกิดการรบกวนในวงจร

การทริกโดยตรงของไทรสเตอร์กำลังสูง ณ แหล่งจ่ายแรงดันคงที่

ไอซี TCA785 เป็นวงจรรวมควบคุมเฟสด้วยกระแสเอาต์พุตถึง 250 mA ทำให้สามารถควบคุมไทรสเตอร์กำลังสูงได้โดยตรง นอกจากนั้นตลอดย่านอุณหภูมิที่สูงขึ้น กระแสทริกก็ยังสามารถจ่ายได้ 250 mA

แหล่งจ่ายกระแสในวงจรจะใช้เพียงหม้อแปลง และ เรกติฟายเออร์ทั่วไป และกำลังไฟฟ้ากระแสตรงที่โหลดทำการควบคุมด้วยโพเทนทิโอมิเตอร์, P

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เตอร์ตัวใหญ่ มีกระแสทรานซิสเตอร์ I_{GT} 250 mA จากค่า $F(I_{TAV} > 25 A)$ ตามคู่มือข้อมูล (ณ สภาวะที่เลวร้ายที่สุดหรือ ณ อุณหภูมิต่ำสุด) กระแสเกท 1 A ถูกจ่ายออกมาจากชุดควบคุมเพื่อให้ทรานซิสเตอร์เป็นสวิตช์เปิดแบบรวดเร็ว และสูญเสียน้อยที่สุดเมื่อสวิตช์ปิดพัลส์ จำเป็นที่จะต้องแน่ใจว่าแรงดันของหม้อแปลงที่สร้างพัลส์ทรานซิสเตอร์ถูกดิสซิป์โดยปราศจากการกำเนิดของค่า Peak ซึ่งอาจจะเป็นอันตรายต่อชุดขับทรานซิสเตอร์ เพื่อให้ลดอัตราการเสียนี้ จึงให้ใช้ไดโอดในชุดวงจรควบคุมต่อแบบขนานกับขั้วคลดของหม้อแปลง n1 ตัวอย่าง เช่นมีกระแสไหลที่ +15 V ผ่านหม้อแปลงและทรานซิสเตอร์ตัวขับถูกทำให้หยุดนำกระแสที่ 0 V โดยทรานซิสเตอร์แรงดันที่เพิ่มสูงขึ้น ณ ขาเครนของทรานซิสเตอร์ ณ กระแสทันทีทันใดที่ไหลผ่านไดโอดนี้ ทำให้แรงดันถูกดิสซิป์โดยชุดควบคุมทำงานที่แหล่งจ่ายแรงดันคงที่ +15 โวลต์จากแหล่งจ่ายกำลังความถี่ต่ำทั่ว ๆ ไป

3.4 วงจรการแสดงผลความถี่

3.4.1 วงจรนับรหัสBCD

การนับพัลส์โดยใช้ ที-ฟลิปฟล็อป (T-FlipFlop) ต่อเป็นวงจรรนับไบนารีนั้นเป็นการนับแล้วแสดงผลการนับด้วยเลขฐานสอง เลขฐานสองนี้แตกต่างจากเลขฐานสิบที่เราใช้กันในชีวิตประจำวันมาก ถ้าเราต้องมาฝึกอ่านเลขฐานสองให้เป็นกันทุกคนคงจะไม่สะดวกแน่ วิธีที่ดีที่สุดก็คือ ควรจะหาวงจรที่นับจำนวนเป็นเลขฐานสิบได้ทันที

การแสดงผลเลขฐานสิบโดยใช้วงจรดิจิทัลนั้น มักจะใช้วิธีการนำเลข 0 ถึง 9 ของเลขฐานสิบมาเข้ารหัสเป็นรหัสไบนารี (binary code) โดยการแทนตัวเลข 0 ถึง 9 แต่ละตัวด้วยรหัส 0 กับ 1 รหัสที่ใช้กันในวงจรดิจิทัลมีด้วยกันหลายรหัส แต่รหัสที่นิยมใช้กันมากที่สุดคือ รหัสBCD

ถ้าในตารางที่ 3.2 แสดงการแทนตัวเลขด้วยรหัส BCD นี้ เมื่อตัวเลขฐานสิบมีตั้งแต่ 0 ถึง 9 จำนวนทั้งหมด 10 ตัว รหัส BCD นี้จึงต้องใช้ถึง 4 บิต เพราะถ้าใช้เพียง 3 บิตจะแทนตัวเลขได้เพียง 8 ตัวซึ่งไม่พอ ใช้ 4 บิตจะแทนได้สูงสุดถึง 16 ตัว แต่เราใช้เพียง 10 ตัว ที่เหลือจะตัดทิ้งไป

จากตารางจะเห็นว่าเลข 0 แทนด้วยรหัส 0000 เลข 1 แทนด้วย 0001 , เลข 5 แทนด้วยรหัส 0101 เป็นต้น สำหรับเลข 10 ซึ่งเป็นเลขสองหลักก็แทนด้วยรหัสของเลข 1 กับเลข 0 ต่อกันคือ 0001 0000 , เลข 45 ก็แทนด้วยรหัสของเลข 4 กับ 5 คือ 0100 0101 จะเห็นว่าไม่ว่าเลขฐานสิบจะมีกี่ตัวหรือกี่หลัก ก็ให้แทนตัวเลขทุกตัวด้วยรหัส BCD

รหัส BCD นี้จะแตกต่างกับเลขฐานสอง แม้ว่าในช่วงตัวเลข 0 ถึง 9 จะมีส่วนที่มีรหัสตรงกันก็ตาม แต่ถ้าตัวเลขเกิน 10 หรือเป็น 100 เป็น 1000 จะแตกต่างกันมาก ยกตัวอย่างเช่น เลข 16 ในตารางเลขฐานสองเป็น 10000 ในขณะที่รหัส BCD แทนเลข 1 กับ 6 โดยตรงด้วย 0001 0110 จะเห็นว่ารหัสBCD ต้องใช้จำนวนบิตในการแทนเลขมากกว่าเลขฐานสองบิตมากกว่าก็ต้องใช้จำนวนฟลิป

ฟล็อปมากกว่าเป็นของธรรมดา ซึ่งบางทีอาจจะคิดว่าเป็นการไม่ประหยัด แต่รหัสBCD สามารถนำมาใช้ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

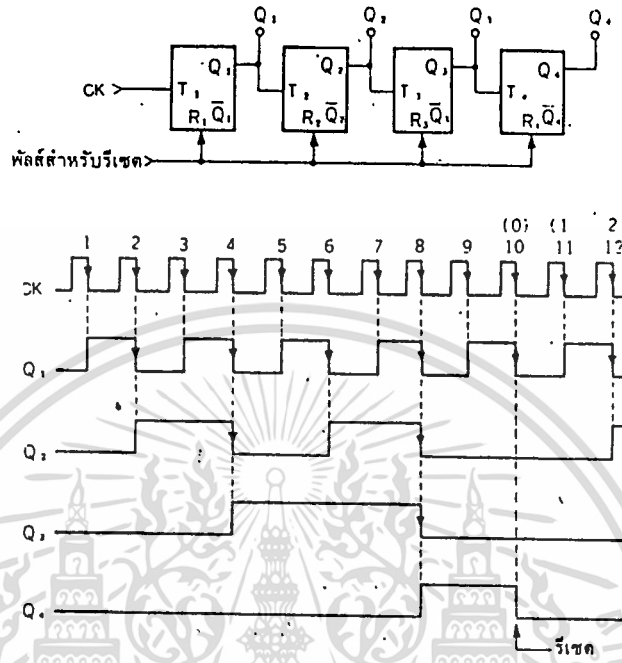
ถอครหัสเป็นเลข 0 ถึง 9 ได้ทันทีจึงสะดวกในการใช้งานที่ต้องการแสดงเป็นตัวเลขให้ทุกคนอ่านเข้าใจ เช่น ในดิจิตอลมัลติมิเตอร์ เครื่องวัดความถี่ เป็นต้น

เลขฐานสิบ	เลขฐานสอง	รหัส BCD
0	0000000	0000 0000
1	0000001	0000 0001
2	0000010	0000 0010
3	0000011	0000 0011
4	0000100	0000 0100
5	0000101	0000 0101
6	0000110	0000 0110
7	0000111	0000 0111
8	0001000	0000 1000
9	0001001	0000 1001
10	0001010	0001 0000
16	0010000	0001 0110
20	0010100	0010 0000
45	0101101	0100 0101
99	1100011	1001 1001

ตาราง 3.2 แสดงเลขฐานสิบ เลขฐานสอง และรหัส BCD

เราจะสร้างวงจรนับรหัส BCD ซึ่งมีวงจรคล้ายคลึงกับวงจรนับไบนารี แต่จะมีจุดที่แตกต่างกันเพียงจุดเดียวเท่านั้น ลองดูวงจรในรูปที่ 3.24 วงจรนับรหัส BCD เกิดจากการนำที่-ฟลิปฟlop จำนวน 4 ตัว มาต่ออนุกรมกัน เหมือนกับวงจรนับไบนารี 4 บิต ถ้าปล่อยพัลส์เข้าที่ขั้ว ซีเค-ฟลิปฟlop (CK-FlipFlop) แต่ละตัวจะนับพัลส์ที่เข้ามาโดยการเปลี่ยนแปลงเอาต์พุตของมันตามไทม์ชาร์ตที่แสดงไว้ ถ้าปล่อยให้นับไปเรื่อยก็จะนับได้ 16 พัลส์ จนกว่าจะกลับมาสู่สภาพเริ่มแรกใหม่ แต่วงจรนับรหัส BCD นี้ต้องการนับเพียง 10 พัลส์ ก็จะกลับมาเริ่มต้นที่ 0000 ใหม่ ดังนั้นเมื่อนับครบ 10 จะต้องมีพัลส์สำหรับรีเซ็ตฟลิปฟlopทุกตัวเข้ามาที่ขั้วรีเซ็ต การสร้างพัลส์ทำได้โดยการตรวจนับว่าเอาต์พุต Q1 ถึง Q4 แสดงเลข 10 (หรือ 1010) อยู่หรือไม่ ถ้าแสดงก็ให้สัญญาณที่ขั้วรีเซ็ต เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เซตเป็น “0” เพื่อรีเซตฟลิปฟล็อปทุกตัว วงจรตรวจจับรหัสเช่นนี้ทำได้โดยไม่ยากนักใช้เพียงเกตแนวกี่ต่อได้



รูป 3.24 วงจรนับรหัส BCD และทศมาส

การทดลองไอซี วงจรนับรหัส BCD

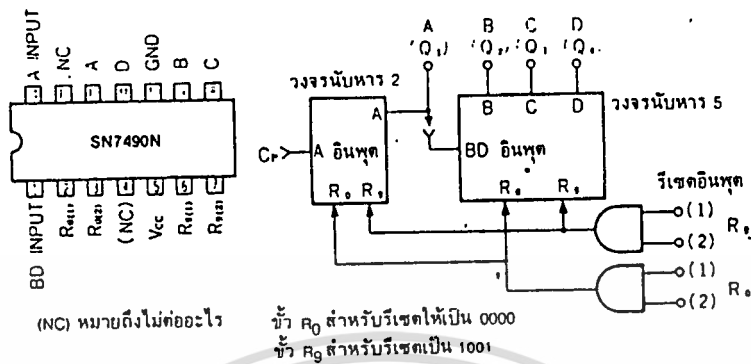
รหัส BCD เป็นที่นิยมกันมากในวงจรดิจิทัล จะเห็นได้จากการที่มีการผลิตไอซีที่ทำหน้าที่เป็นวงจรนับรหัส BCD หลายเบอร์ ทั้งที่เป็นทีทีแอล และ ซีมอส เราจะลองทดลองกับไอซีวงจรนับรหัส BCD สักตัวหนึ่ง ไอซีเบอร์ที่จะทดลองเป็นทีทีแอล เบอร์ SN7490N นี้ ซึ่งเป็นเบอร์ที่รู้จักกันอย่างแพร่หลาย

รูปที่ 3.25 แสดงชื่อของขาต่าง ๆ ของ SN7490N นี้ ไอซีตัวนี้ภายในมีวงจรนับอยู่ 2 ชุดคือ วงจรนับหาร 2 และวงจรนับหาร 5 วงจรนับรหัส BCD นี้ บางครั้งก็เรียกกันว่า วงจรนับหาร 10 ซึ่งเกิดจากการนำเอาวงจรนับหาร 2 มาต่ออนุกรมกับวงจรนับหาร 5

วงจรนับหาร 2 จะมีขา A_{in} เป็นอินพุตสำหรับรับพัลส์เข้า มีขา A เป็นเอาต์พุต สำหรับวงจรนับหาร 5 นั้นมีขา BD_{in} เป็นอินพุตและมีขา B, C และ D เป็นเอาต์พุต การต่อเป็นวงจรนับหาร 10 ทำได้โดยต่อขา A ไปที่ขา BD_{in} เมื่อป้อนพัลส์ที่จะนับเข้าที่ขา A_{in} จะได้รหัส BCD ซึ่งเกิดจากการนับที่ขา A, B, C และ D

การตั้งชื่อขาเอาต์พุตเป็น A, B, C และ D นั้น กำหนดจากบริษัทผู้ผลิตที่จริง A หมายถึง Q_0 ซึ่งเป็นบิตต่ำสุด ส่วน B, C และ D หมายถึง Q_1 , Q_2 และ Q_3 ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 3.25 แสดงขาและบล็อกไดอะแกรมของ SN7490N

การแยกวงจรหารนับ 10 เป็นวงจรหารนับ 2 และวงจรหารนับ 5 นี้ มีข้อดีตรงที่สามารถนำไอซีตัวนี้มาใช้ได้ทั้งเป็นวงจรหารนับ 2 หรือวงจรหารนับ 5 หรือวงจรหารนับ 10 ก็ได้ นอกจากนั้นถ้ารู้จักใช้ขารีเซ็ต (R0) ก็สามารถต่อเป็นวงจรหารนับเลขอะไรก็ได้โดยง่าย

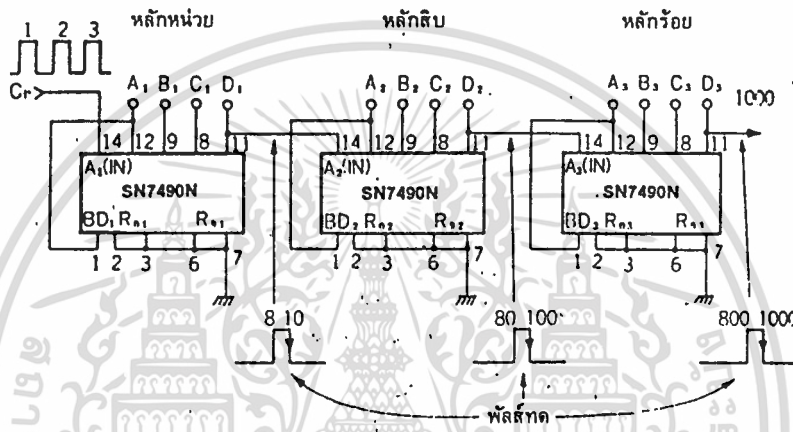
ขั้วรีเซ็ตของไอซีตัวนี้มีด้วยกันถึง 4 ขา แบ่งเป็น 2 กลุ่ม คือกลุ่ม R0 และ กลุ่ม R9 แต่ละกลุ่มมีขา 2 ขา คือเข้าแนนเกต (NAND GATE) ซึ่งอยู่ภายใน แล้วผ่านไปยัง R0 และ R9 ภายในอีกทีหนึ่ง ตามที่แสดงในรูปที่ 3.25 ขาในกลุ่ม R0 คือ R0 (1) และ R0 (2) นั้นปกติให้ต่ออยู่ที่ “0” เพื่อให้วงจรนับทำงานได้ ถ้าทั้งสองขาเป็น “1” จะรีเซ็ตวงจรนับให้เอาต์พุตเป็น “0” เพื่อให้วงจรนับทำงานได้ ถ้าทั้งสองขาเป็น “1” จะรีเซ็ตวงจรนับให้เอาต์พุตเป็น “0” หมด สำหรับขา R9 ซึ่งเป็นขาพิเศษ ถ้าเป็น 1 ทั้งคู่จะทำให้เอาต์พุตแสดงเลข 9 หรือ 1001

เราจะนำไอซีตัวนี้มาทดสอบการทำงาน ให้ต่อวงจรตามที่แสดงในรูปที่ 3.26 วงจรผลิตพัลส์ก็ใช้แนนเกต 2 ตัวตามเดิม มีสวิตช์ SW2 สำหรับรีเซ็ตวงจรนับ และใช้ LED 4 ตัวต่อที่เอาต์พุต A, B, C และ D ของวงจรนับเพื่อดูรหัสตัวเลขที่แสดง

การต่อ LED เข้าที่ขา A, B, C และ D โดยตรงนี้ก็ง่ายและสะดวกดีแต่การติดตั้งของ LED จะกลับกับสัญญาณ “0” กับ “1” คือถ้า LED ติดสว่างแสดงว่าที่ขาเป็น “0” ถ้า LED ดับแสดงว่าที่ขาเป็น “1” อาจจะดูเข้าใจยาก ถ้าต้องการให้ดูเข้าใจง่ายขึ้นก็ต้องกลับสัญญาณเอาต์พุตก่อนต่อกับ LED โดยใช้อินเวอร์เตอร์หรือนแนนเกต ต่อเพิ่มเข้าไปตามที่แสดงในรูปที่ 3.27 สำหรับผู้ที่ชำนาญแล้วจะใช้ลอจิกโพรบจับที่ขาของไอซีเลยก็ได้

การทดลอง เริ่มจากเปิดสวิตช์แหล่งจ่ายไฟ จะเห็น LED บางตัวอาจติดสว่าง ให้กดสวิตช์ SW2 เพื่อรีเซ็ต จากนั้นลองกดสวิตช์ SW1 1 ครั้ง, 2 ครั้ง ไปเรื่อย ๆ จะเห็น LED 4 ตัวติดดับ แสดงรหัสไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นอกจากนั้นพัลส์จากเอาต์พุต D ยังแสดงถึงการทดเลขขึ้นไปหลักต่อไปของเลขฐานสิบอีกด้วย ถ้าเราต่อ D ไปยังอินพุตของวงจรนับรหัส BCD ตัวถัดไป เมื่อวงจรนับตัวแรกนับครบสิบจะทดเลขโดยการให้เป็นพัลส์ไปให้วงจรนับหลักต่อไป ด้วยวิธีการต่อวงจรนับรหัส BCD อนุกรมกันโดยใช้เอาต์พุต D นี้ เราจึงสามารถต่อวงจรนับหลาย ๆ หลักได้ ตามตัวอย่างที่แสดงในรูปที่ 3.28 จากรูปวงจร จะเห็นว่าวงจรนับตัวซ้ายสุดเป็นวงจรนับเลขหลักหน่วย ถัดมาตัวที่ 2 ทางขวาจะเป็นวงจรนับเลขหลักสิบ วงจรนับถัดมาก็เป็นวงจรนับเลขหลักร้อย ถ้าต่อเพิ่มไปอีกก็จะนับหลักพันหลักหมื่นไปได้เรื่อย ๆ เช่นนี้



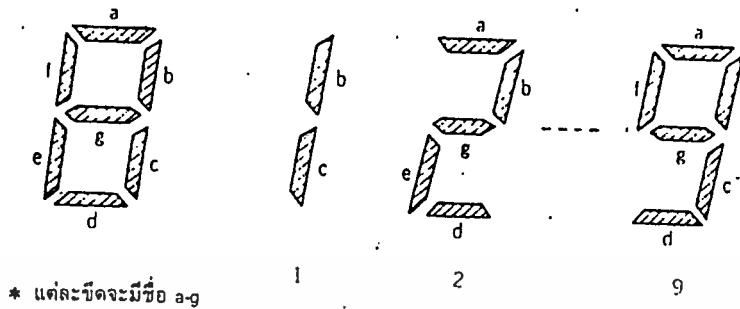
รูป 3.28 การใช้ SN7490N ต่อนับจำนวนพัลส์เป็นเลขสามหลัก

3.4.2 การแสดงตัวเลข

การถอดรหัสจากรหัส BCD เป็นเลขฐานสิบ แต่แสดงผลด้วย LED แทนตัวเลขนั้น ยังไม่สะดวกในการใช้งานเท่าที่ควร เรายังคงอ่านเข้าใจลำบากเช่นเดิม ถ้าให้คิดการแสดงผลให้เห็นเป็นตัวเลขจะชัดเจนยิ่งขึ้น วิธีการแสดงตัวเลขก็มีหลายวิธี บางคนใช้วิธีทำหลอดไฟพิเศษที่ภายในมีไส้หลอดสิบสี่แยกกันแต่ละไส้ขดเป็นรูปตัวเลข เมื่อใช้เอาต์พุตของวงจรถอดรหัส BCD เป็นเลขฐานสิบไปควบคุมไส้หลอดแต่ละขั้ว จะสามารถมองเห็นตัวเลขที่ตรงกับรหัสลอยเด่นอยู่ในหลอดได้

ต่อมามีผู้คิดนำเอา LED แบบชนิด 7 ดวง มาวางเรียงกันเป็นรูปคล้ายเลข 8 ดังในรูปที่ 3.29 แล้วใช้วงจรถอดรหัสพิเศษควบคุมให้ LED 7 ดวงแสดงเป็นตัวเลข 0 ถึง 9 ได้ LED แต่ละดวงจะติดดับไปตามแบบที่กำหนดไว้ให้มองเห็นเป็นตัวเลข LED 7 ชนิดนี้ปัจจุบันมีหลายบริษัทผลิตออกมาขายแล้วใช้กันอย่างแพร่หลายมาก เราเรียกชื่อ LED ชนิดนี้กันว่า LED 7 ชนิด

มีไอซีถอดรหัสสำหรับถอดรหัส BCD แล้วแสดงผลด้วย LED 7 ส่วนนี้ เช่น ไอซี TTL เบอร์ SN 7447N และไอซีซีมอส เบอร์ MC 14511B ไอซีทั้งสองตัวนี้ทำหน้าที่คล้ายคลึงกัน มีขาอินพุต A, B, C และ D เพื่อรับรหัส BCD เข้า และขา a, b, c, ...g รวม 7 เส้นเป็นเอาต์พุตใช้ในการขับ LED 7 ใ้สว่างขึ้นเป็นตัวเลข 0-9 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

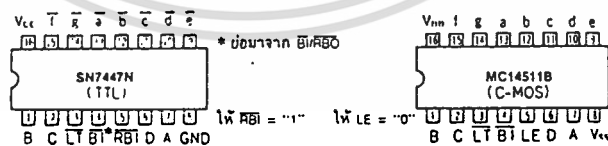


รูป 3.29 การแสดงตัวเลขด้วย LED 7 ขั้ว

ขั้วได้โดยตรง รูปที่ 3.30 แสดงรายละเอียดของขาไอซีทั้งสองตัวนี้ การต่อขาเอาต์พุต a ถึง g ไปยัง LED ขั้ว a ถึง ขั้ว g ทั้ง 7 ขั้ว จะต้องต่อให้ชื่อตรงกัน การทำงานของไอซีสองตัวนี้จะต่างกันตรงที่ สัญญาณเอาต์พุตกลับกัน ลองดูตารางตรรกแสดงการทำงานของไอซีในรูปที่ 1.8 เอาต์พุตของ SN 7447N จะกลับกับเอาต์พุตของ MC 14511B

กรณีของ SN7447N นั้น ถ้าเอาต์พุตเป็น “0” หมายถึงให้ LED ติดสว่าง เป็น “1” ก็ให้ดับ แสดงว่าเป็นไอซีชนิดรับกระแสเข้าตัวมัน ส่วนกรณีของ MC14511B นั้น ถ้าเอาต์พุตเป็น “1” หมายถึงให้ LED ติดสว่าง จึงเป็นไอซีชนิดจ่ายกระแสออก

LED 7 ขั้วที่มีขายอยู่ตามท้องตลาดจะมีอยู่ 2 ชนิดคือ แบบแคโทดร่วม (common cathode) กับ แบบแอนโนดร่วม (common anode) แบบแคโทดร่วมนั้น LED ทั้ง 7 ตัวภายในต่อขาแคโทดร่วมกัน และต่อออกมาภายนอกเพียงหนึ่งหรือสองขา แบบแอนโนดร่วมจะต่อขาแอนโนดของ LED ทุกตัวร่วม



เลข ฐานสิบ	รหัส BCD	SN7447AN								MC14511B							
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0	1	2	3	4	5	6
0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1
1	0	0	0	1	1	1	0	0	1	1	1	1	0	1	0	0	0
2	0	0	1	0	1	1	0	0	1	0	0	1	1	1	0	1	0
3	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	0	1	1	0	0
4	0	1	0	0	1	1	1	0	0	1	1	0	1	1	0	0	1
5	0	1	0	1	1	1	0	1	0	0	1	0	1	0	1	0	1
6	0	1	1	0	1	1	1	0	0	0	0	1	1	0	0	1	1
7	0	1	1	1	1	1	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0
8	1	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1
9	1	0	0	1	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	1	0	0
x	x	x	x	x	x	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0
x	x	x	x	x	0	1	0	0	0	0	0	0	x	1	1	1	1

รูป 3.30 ตัวอย่างไอซีถอดรหัสจากรหัส BCD เป็นรหัส 7 ขั้วที่นิยมใช้กัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูอาจารย์ในการศึกษาเพื่อใช้ในการสอนเท่านั้น ไม่ควรนำเอกสารนี้ไปใช้
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทดลอง LED 7 จี๊ด

การทดลองต่อไปนี้จะเป็นการใช้ SN 7447N กับ LED 7 จี๊ด ต่อเข้ากับวงจรนับขึ้นลง ซึ่งเราจะนำเอาท์พุทของไอซีวงจรนับ SN 74192N ซึ่งเป็นรหัส BCD ต่อเข้ากับไอซีถอดรหัส SN 7447N ซึ่งต่อกับ LED 7 จี๊ดโดยตรง ตามในรูปที่ 3.31 เราสามารถอ่านตัวเลขที่ SN74192N นับได้โดยตรงจาก LED 7 จี๊ด LED 7 จี๊ดที่ใช้เป็นแบบแอนโคร่วม อาจใช้เบอร์ TLR313 หรือเบอร์อื่น ๆ ก็ได้ที่เป็นแบบแอนโคร่วม

10 9 8 7 6 5 4 3 2 1

SW₁ C ONO 1 2 3 4 5 6

NC 1 2 3 4 5 6

1/4 SN7400N x 2

390Ω 390Ω 390Ω 390Ω 390Ω 390Ω 390Ω 390Ω

13 12 11 10 9 15 14

a b c d e f g

SN7447N

A B C D LT B1 RB1

7 1 2 6 13 14 15

3 2 6 7

ปอดคอบ

Q_A Q_B Q_C Q_D

SN74192N

DWN UP A B C D CLEA LOAD

DOWN 4 5 15 1 10 9 14 11

UP

SW₂ SW₃ * 0 1

(ON = 0 OFF = 1)

COM

TLR313

ต่อกับขา V_{CC} ของไอซี

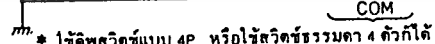
ต่อกับขา GND ของไอซี

SW₄ เซตตัวรี

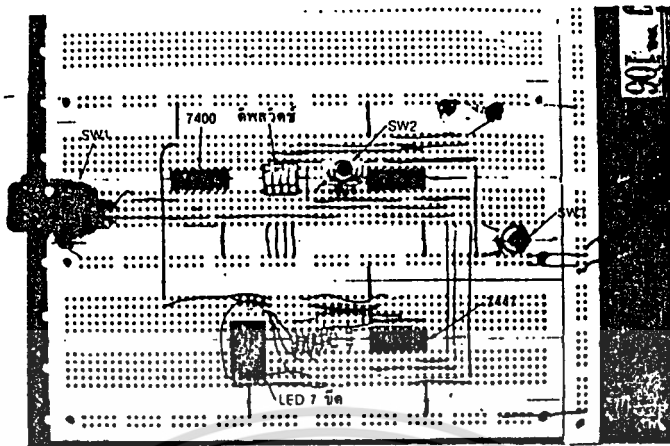
5V

GND

mm * 1-ใช้ตัวรีเซ็ต 1/4 4P หรือใช้ตัวรีเซ็ตรวมค่า 4 ตัวก็ได้



ต่อแล้วเราจะเห็นตัวเลขปรากฏที่ LED 7 จิด ทำให้อ่านได้เข้าใจง่ายขึ้นมาก



รูป 3.32 การทดลอง LED 7 ซิต

3.4.3 อุปกรณ์แสดงผล

หลังจากได้ทดลองกับ LED 7 ซิตมาแล้ว LED 7 ซิตนี้เป็นอุปกรณ์แสดงผลตัวเลขชนิดหนึ่งที่นิยมใช้กันในงานจลิตอลมาก นอกจาก LED 7 ซิตนี้แล้วยังมีอุปกรณ์แสดงผลอื่น ๆ อีกหลายชนิด ไม่เพียงแต่ใช้แสดงตัวเลขบางชนิดสามารถแสดงตัวอักษรหรือสัญลักษณ์ได้อีกด้วย

ซึ่งต่อไปเราจะกล่าวถึงอุปกรณ์แสดงผล (display device) ที่เรามักจะพบกันในชีวิตประจำวัน และนิยมใช้กันมาก เช่น LED หลอดตัวเลข (nixie tube) และ แอลซีดี (LCD , liquid crystal display)

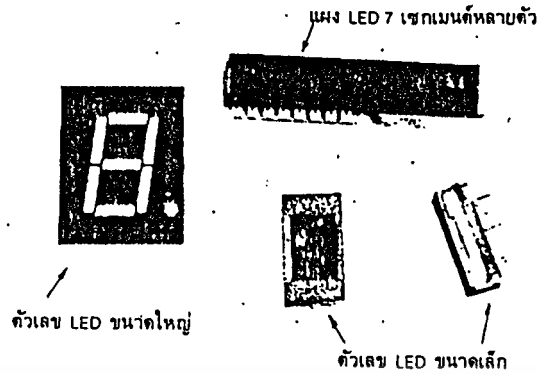
- LED 7 ซิต

เป็นอุปกรณ์แสดงผลที่นิยมใช้กันมากที่สุด ด้านบนจะเห็นหลอด LED 7 ดวง มีลักษณะเป็น จิตยาววางเรียงกันเป็นรูป 8 LED แต่ละดวงนี้เรียกว่า จิตหรือเซกเมนต์ (segment) เมื่อบังคับให้บางจิต ติดสว่าง ตามแบบที่กำหนดไว้จะมองเห็นเป็นรูปตัวเลข 0 ถึง 9 ได้ เราจึงใช้ในการแสดงผลเป็นตัวเลข ในงานจลิตอล รูปที่ 3.33 แสดงรูปร่างของ LED 7 ซิตแบบต่าง ๆ ที่เราเห็นกันโดยทั่วไป

LED เป็นสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำ (semi-conductor device) ชนิดหนึ่งมีคุณสมบัติแตกต่าง จากหลอดไฟธรรมดา เราไม่ต้องห่วงว่าไส้หลอดภายในจะขาด เพราะภายในไม่มีไส้หลอด ใช้แรงดันไฟต่ำ ๆ ก็สามารถทำให้ LED เปล่งแสงออกมาได้ กินไฟน้อยและไม่เกิดความร้อนมากเมื่อหลอด ติดสว่าง จึงทำให้เป็นที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลายมาก

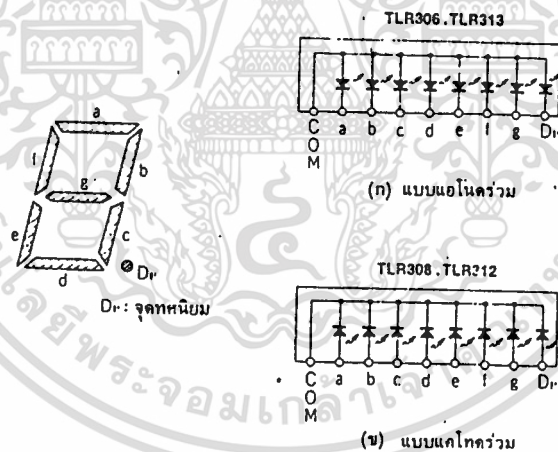
เราจะพบหลอด LED สีแดงมากที่สุด นอกจากนั้นยังมีสีเขียวและสีเหลืองอีกด้วย ตัว LED

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 3.33 ตัวอย่าง LED 7 ซีด

หน่วยจะมีขนาดถึง 25 มิลลิเมตรหรือหนึ่งนิ้ว ใช้ทำตัวเลขแสดงผลขนาดใหญ่มองเห็นได้จากระยะไกล LED บางแบบจัดวางซีดไว้ให้แสดงแต่เครื่องหมาย + หรือ - ก็มี LED บางแบบก็รวมเอา LED 7 ซีด 2 ตัวอยู่ในตัวเดียวกัน บางแบบก็เอาหลายตัวมาวางเรียงกันเป็นแถวยาวอยู่ในตัวเดียวกัน



รูป 3.34 LED 7 ซีดแบบต่าง ๆ

LED 7 ซีด จะแบ่งออกเป็น 2 ชนิดตามการต่อวงจรภายใน คือ ชนิดแคโทดร่วม (common cathod) และชนิดแอโนดร่วม (common anode) การต่อสายภายในของทั้งสองชนิดแสดงในรูปที่ 3.34 ชนิดแคโทดร่วมจะต่อขาร่วม (ขา common) กับขั้วแคโทดของ LED ทุกซีด ในขณะที่ชนิดแอโนดร่วมจะต่อขาร่วมกับขั้วแอโนดของ LED ทุกซีด LED แต่ละดวงหรือแต่ละซีดจะมีชื่อกำกับไว้ เช่น ซีด a, ซีด b จนถึงซีด g เป็นต้น แต่ละซีดจะวางอยู่ในตำแหน่งที่กำหนดไว้ดังในรูป ที่เห็น LED ดวงที่มีชื่อว่า Dp หมายถึง จุดทศนิยม (decimal point) บางครั้งเราก็จุดให้สว่างเพื่อแสดงตำแหน่งจุด

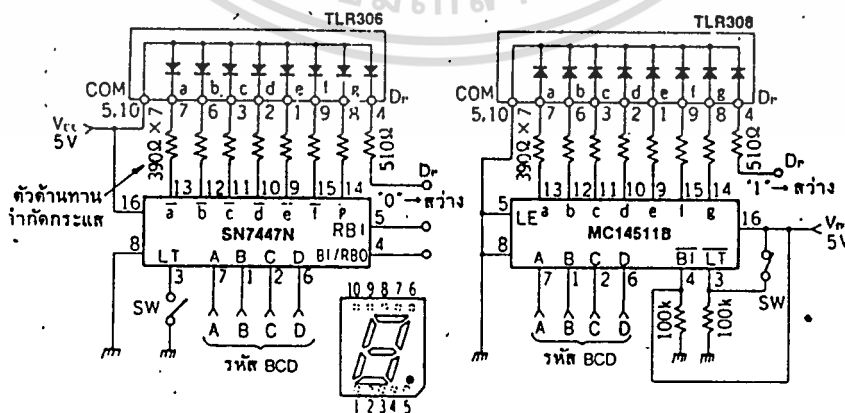
เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนไว้เพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทศนิยมเมื่อนำ LED 7 จิตหลายตัวมาวางเรียงกันเป็นเลขหลายหลัก

ไม่ว่าจะเป็นชนิดแคโทดร่วมหรือแอนโอดร่วม LED ทุกจิตจะมีคุณสมบัติทางไฟฟ้าเหมือน LED ทั่วไป คือเมื่อปล่อยกระแสไหลผ่าน LED จากแอนโอดไปแคโทดจน LED เปล่งแสง จะมีแรงดันตกคร่อม LED อยู่ประมาณ 1.5 ถึง 2 โวลต์ กระแสที่ไหลผ่านควรมีขนาดระหว่าง 10 ถึง 20 มิลลิแอมป์ ความสว่างของ LED จะอิ่มตัวแล้ว วิธีจำกัดกระแสที่ไหลผ่าน LED โดยทั่วไปมักนิยมใช้ตัวต้านทานต่ออนุกรมกับ LED และแหล่งจ่ายไฟ กระแสที่ไหลผ่าน LED จะคำนวณได้จากผลต่างของแหล่งจ่ายไฟกับแรงดันตกคร่อม LED (ประมาณ 1.5 โวลต์) หาค่าความต้านทานนั่นเอง

การใช้งาน LED 7 จิตนั้น ปกติมักใช้ร่วมกับไอซีถอดรหัสที่มีชื่อว่า BCD to 7 segment decoder / driver (7 เซกเมนต์ดีโคเดอร์/ไดรเวอร์) คือเป็นไอซีที่ทำหน้าที่ทั้งเป็นตัวแปลงรหัสจากรหัส BCD เป็นรหัส 7 จิตและในขณะเดียวกันจะเป็นตัวขับกระแสให้ LED ด้วย ไอซีนี้ก็มี 2 แบบเหมือนกันคือ ชนิดที่ใช้กับ LED 7 จิตชนิดแคโทดร่วมกับแบบที่ใช้กับชนิดแอนโอดร่วม แบบที่ใช้กับชนิดแคโทดร่วมนั้นจะให้เอาต์พุตเป็น “0” เมื่อต้องการให้ LED จิตที่ต่ออยู่สว่าง วิธีการใช้จะต้องต่อขั้วร่วมของ LED กับแหล่งจ่ายไฟและต่อขาของ LED แต่ละจิตมาที่เอาต์พุตของไอซีที่มีชื่อตรงกัน ดังแสดงในรูปที่ 3.35 (ก) การต่อแบบนี้เรียกว่า เป็นแบบการรับกระแสไหลเข้าไอซีที่นิยมใช้กันคือ ไอซี TTL เบอร์ SN7447N

สำหรับการขับ LED 7 จิตชนิดแคโทดร่วมมักจะใช้วิธีจ่ายกระแสออก (source current) ตามในรูปที่ 3.35 (ข) คราวนี้ไอวีจะให้เอาต์พุตเป็น “1” และ จ่ายกระแสออกขับ LED แต่ละจิตโดยตรง เมื่อต้องการให้ LED ติดสว่าง สังเกตว่าขั้วร่วมของ LED จะต่อลงกราวด์ เป็นการให้กระแสเดินครบวงจร ไอซีที่นิยมใช้เป็นไอซี CMOS เบอร์ MC14511B สามารถจะจ่ายกระแสได้สูงกว่า 20 มิลลิแอมป์



TLR306, TLR308 มองด้านบน
(ก) การขับ LED 7 จิตแบบแอนโอดร่วม (ข) การขับ LED 7 จิตแบบแคโทดร่วม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในกองการวิจัยเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.35 แสดงรายละเอียดการต่อวงจรนับ LED 7 จิตทั้งสองแบบ ไอซีถอดรหัสเหล่านี้จะแปลงรหัส BCD ที่ป้อนเข้ามาทางขาเข้าเป็นตัวเลขที่ตรงกับรหัสนั้นแสดงบน LED 7 จิต เช่น ถ้าป้อนรหัส 0110 ซึ่งตรงกับเลข 6 ไอซีจะให้เอาต์พุตพา c d e f g ติดสว่างเพื่อให้มองเห็นเป็นเลข 6

ดังนั้นเราอาจจะหาซื้อ LED 7 จิตตามท้องตลาดมาได้ แต่ถ้าไม่ทราบว่าเป็นเบอร์อะไรหรือรายละเอียดของขาต่อกันอย่างไร ก็มีวิธีทดสอบง่าย ๆ เพื่อให้รู้ชนิดและรู้ว่าขาไหนต่อกับจิตอะไร ให้ทดสอบเป็นขั้นตอนดังนี้

1. ครั้งแรกให้หาขั้วร่วมของ LED ให้ได้เสียก่อน ปกติ LED 7 จิตจะมีขาประมาณ 10 ขา และมีขั้วร่วมที่ภายในต่อถึงกันให้ 2 ขา เราใช้มัลติมิเตอร์ตรวจเช็คโอห์มดูว่ามีขาไหนลัดวงจรถึงกันบ้าง ถ้าพบคู่ไหนลัดวงจรถึงกันแสดงว่าเป็นขั้วร่วมทั้งคู่

2. ต่อไปตรวจสอบว่าเป็นแบบแคโทดร่วมหรือแอโนดร่วม โดยใช้มัลติมิเตอร์วัดโอห์มอีกเช่นกัน ใช้โพรบข้างหนึ่งแตะที่ขั้วร่วม อีกโพรบหนึ่งแตะที่ขาอื่น ถ้าเห็น LED จิตใดติดสว่างแสดงว่ามีกระแสไหล ถ้าไม่ติดลองสลับโพรบดูมัลติมิเตอร์ที่ใช้กันมีหลายยี่ห้อ แต่ละยี่ห้อจะจ่ายกระแสบวกออกแตกต่างกัน ถ้าเป็นยี่ห้อ SANWA จะจ่ายกระแสจากขั้วลบไปขั้วบวกในขณะที่วัดโอห์ม ในขณะที่ทดลองต้องระวังในจุดนี้ด้วย

แต่เพื่อให้มั่นใจเราก็ใช้แหล่งจ่ายไฟ 5 โวลต์ต่ออนุกรมกับตัวต้านทาน 390 ถึง 560 โอห์ม ในการทดสอบจะไม่สับสวิตช์ และสามารถทดสอบ LED ขนาดใหญ่ที่มีแรงดันตกคร่อมมากกว่า 1.5 โวลต์ได้อีกด้วย

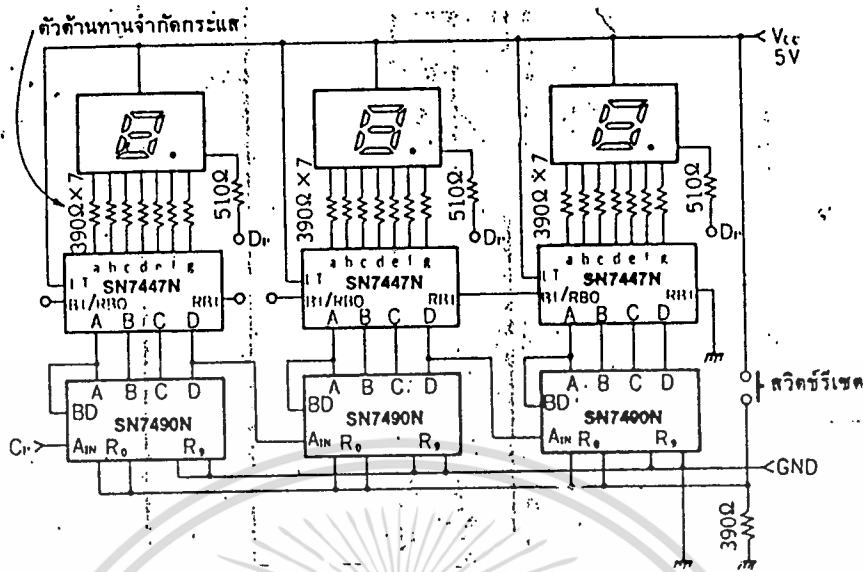
3. เมื่อรู้ชนิดของ LED และรู้ตำแหน่งของขั้วร่วมแล้ว ที่เหลือจะหาตำแหน่งของขาที่ต่อกับ LED จิตต่าง ๆ ก็ทำได้ง่ายแล้ว ใช้แหล่งจ่ายไฟ 5 โวลต์กับตัวต้านทานต่ออนุกรมกันเหมือนเดิม ถ้า LED เป็นชนิดแคโทดร่วมก็ใช้ขั้วลบของแหล่งจ่ายไฟแตะที่ขั้วร่วม แล้วใช้ขาตัวต้านทานที่ต่อกับขั้วบวกแตะกับขาอื่นที่เหลือ จะเห็น LED จิตต่าง ๆ ติดสว่าง ก็ให้บันทึกตำแหน่งขาเหล่านั้นไว้

เมื่อต้องการแสดงตัวเลขด้วย LED 7 จิตมากกว่า 2 ตัวขึ้นไป ก็ต้องใช้ไอซีถอดรหัสกับ LED 7 จิตทุก ๆ ตัวคู่กันไปตามที่แสดงในรูป 1.15 ในรูปเราใช้วงจรนับเบอร์ SN7490N นับพัลส์ Cp ที่เข้ามาค่าที่นับได้เป็นรหัส BCD ส่งออกที่ขา A, B, C และ D รหัสนี้จะถูกแปลงเป็นตัวเลขด้วยไอซีถอดรหัส SN7447N และ LED 7 จิต เราใช้วงจรนับ 3 ตัว เพื่อนับและแสดง

ตัวเลขได้ 3 หลัก แต่ละหลักก็ต้องมีไอซีถอดรหัสและ LED 7 จิตของตัวเอง ให้สังเกตว่าหลักหน่วยจะอยู่ทางซ้ายมือ ส่วนหลักร้อยจะอยู่ทางขวามือ การขับ LED 7 จิตโดยตรงแบบนี้ เราเรียกว่า การขับแบบสแตติก (static drive)

ลองดูการต่อวงจรที่ไอซี SN7447N ในรูปที่ 3.36 อีกครั้ง จะพบว่ามีขา LT RBI และ BI / RBO ที่เรายังไม่ได้กล่าวถึง จะขออธิบายหน้าที่ของขาเหล่านี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือมีการขังในเพื่อการค้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 3.36 การขับ LED ตัวเลข 3 หลักแบบสแตติก

ขั้ว LT ซึ่งคือ การทดสอบหลอด LED (Lamp Test) นั้น ถ้าได้สัญญาณ “0” จะทำให้ขาเอาต์พุต a ถึง g ทั้ง 7 ขาให้สัญญาณเป็น “0” หมดทำให้ LED 7 ขีดทุกดวงติดสว่างหมด โดยไม่ขึ้นกับรหัส BCD ที่ป้อนเข้ามาในขณะนั้น เป็นฟังก์ชันในการทดสอบหลอด LED ทุกขีดว่าอยู่ในสภาพใช้งานได้หรือไม่ ขั้วนี้ถ้าเราไม่ใช้งานต้องป้อนสัญญาณ “1” ให้เสมอ

ขั้ว RBI และ BI / RBO นั้น มีหน้าที่การทำงานที่ซับซ้อนหน่อย RBI มาจาก รีปเปิลเบลนกกิ่งอินพุต (ripple blanking input) และ BI / RBO มาจาก แบลกกิ่งอินพุต / รีปเปิลเบลนกกิ่งเอาต์พุต (blanking input / ripple blanking output) มีไว้สำหรับใช้งานดังนี้ สมมติว่าเรามี LED 7 ขีดอยู่ 6 หลัก เมื่อแสดงตัวเลข 207 วงจรถอดรหัสจะให้ตัวเลข “000207” ปรากฏที่ LED 6 ตัวนั้น จะเห็นว่ามี 0 อยู่ด้านหน้าตัวเลขถึง 3 ตัว 0 นี้เกิดจากการถอดรหัสออกมาในขณะนั้น การแสดงตัวเลขแบบนี้ไม่เป็นธรรมชาติทำให้อ่านลำบาก ที่ถูกต้องเราอยากให้แสดง “207” เท่านั้นก็พอ คือระดับศูนย์ที่อยู่ด้านหน้าตัวเลขให้หมดนั่นเอง

การดับศูนย์ที่อยู่ด้านหน้าตัวเลขนี้เป็นหน้าที่ของ RBI และ BI / RBO นี้เราจะต่อขั้ว RBI ของตัวเลขหลักสูงสุดลงกราวด์ จากนั้นต่อขั้ว BI / RBO ไปยังขั้ว RBI ของตัวเลขหลักถัดมา และต่ออนุกรมกันแบบนี้ไปเรื่อย ๆ จนถึงหลักรองสุดท้าย หลักสุดท้ายจะปล่อยขาเหล่านี้ว่างไว้ เพื่อให้สามารถแสดง “0” ได้หลักเดียว กรณีที่ตัวเลขเป็นศูนย์หมด ขา BI / RBO จะเป็น “0” ถ้าไอซีถอดรหัสพบรหัส BCD ที่เป็น “0” และขั้ว RBI มีสัญญาณ “0” ดังนั้นการดับศูนย์จากหลักสูงสุดจึงถ่ายทอดลงไปยังหลักถัดมาที่อยู่ต่ำกว่าได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารถ่ายถอดการดับศูนย์ด้านหน้าตัวเลขนี้ในไอซีถอดรหัสบางตัว เช่น MC14511B ก็ไม่มี จะมีไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพียงชั่ว BI ซึ่งทำหน้าที่ตรงกับ RBI เพียงชั่วเดียวเท่านั้น

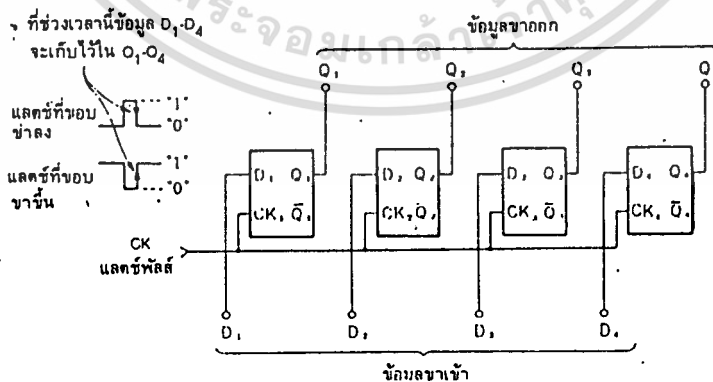
- วงจรแลตช์

คำว่าแลตช์ (latch) ในภาษาอังกฤษแปลว่ากลอนหรือสลัก ถ้าเราปิดประตูแล้วลงกลอน ผู้คนก็ไม่สามารถผ่านเข้าประตูมาได้อีก เช่นเดียวกันกับวงจรแลตช์ที่มีข้อมูลไหลผ่านเข้ามา เมื่อให้สัญญาณแลตช์ ข้อมูลจะไม่สามารถผ่านเข้ามาได้อีก แต่จะเก็บค่าข้อมูลสุดท้ายที่ผ่านเข้ามานั้นไว้ในวงจร จนกว่าจะเปิดวงจรและได้รับสัญญาณแลตช์ใหม่อีก

รูปที่ 3.37 เราใช้ ดี-ฟลิปฟล็อป (D-FF) 4 ตัวมาต่อเป็นวงจรแลตช์ 4 บิตได้ เมื่อมีสัญญาณพัลส์ป้อนเข้าที่ขั้ว CK ของ D-FF ทุกตัว ข้อมูลที่ขั้ว D จะถูกส่งผ่านไปหาเอาต์พุต Q สมมติว่าเราป้อนค่า 1010 เข้าที่ D1 ถึง D4 เมื่อมีสัญญาณพัลส์เข้าที่ขั้ว CK เอาต์พุตของฟลิปฟล็อปจะเป็น 1010 เหมือนอินพุต และเอาต์พุตจะคงค่า 1010 นี้ไว้ แม้ค่าที่ป้อนเข้าทางอินพุตจะเปลี่ยนแปลงไปอย่างไรก็ตาม

ดี-ฟลิปฟล็อป มีทั้งแบบที่ทริกด้วยขอบขาขึ้นและขอบขาลงของพัลส์ ถ้าเป็นแบบทริกที่ขอบขาขึ้น สัญญาณแลตช์ปกติจะเป็น "1" เมื่อต้องการแลตช์จะเป็นพัลส์หัวลง และใช้ขอบขาขึ้นในการแลตช์ค่าถ้าเป็น D-FF แบบที่ทริกด้วยขอบขาลง ปกติสัญญาณแลตช์จะเป็น "0" เมื่อแลตช์จะเป็นพัลส์หัวขึ้นและใช้ขอบขาลงในการแลตช์ ดังแสดงในรูปที่ 3.37

ไอซี TTL เบอร์ที่ทำหน้าที่เป็นแลตช์ได้แก่ SN74174N, SN74175N และ SN74374N ไอซีที่เป็นแลตช์ เช่น เบอร์ SN7475N, SN74373N จะมีการทำงานที่ต่างออกไปในขณะที่แลตช์คือ



ตัวอย่าง TTL SN7475N (แลตช์ที่ขอบขาขึ้น)
C-MOS MC14042B (แลตช์ที่ได้ทั้งขอบขาขึ้นและขาลง)

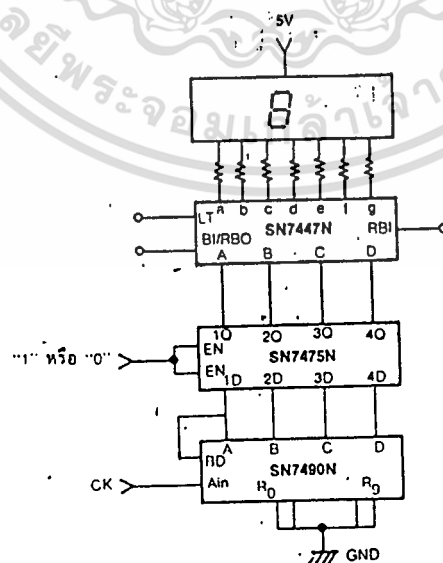
รูป 3.37 โครงสร้างของวงจรแลตช์ 4 บิต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่สู่สาธารณะโดยไม่ได้รับอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อสัญญาณ CK เป็น “1” ข้อมูลจากอินพุต D จะผ่านไปปรากฏที่เอาต์พุต Q ได้ ถ้าสัญญาณ CK เป็น “0” ข้อมูลจะผ่านไม่ได้ เอาต์พุตจะเก็บค่าอินพุตสุดท้ายที่ขอบขาของสัญญาณ CK

ลองมาทดลองเกี่ยวกับแลตช์ เราใช้วงจรในรูปที่ 3.36 ที่มีวงจรนับพัลส์แล้วแสดงเป็นตัวเลข เราจะต่อแลตช์คั่นระหว่างวงจรนับกับไอซีถอดรหัสดังแสดงในรูปที่ 3.38 ไอซีแลตช์ใช้เบอร์ SN7475N ซึ่งเป็นแลตช์ 4 บิตใช้ต่อกับวงจรนับ 1 หลักได้พอดี SN7475N จะมีขาที่มีชื่อว่า enable ให้ 2 ขาซึ่งทำหน้าที่คล้ายกับขา CK ของ ดี-ฟลิปฟล็อป นั่นเอง ถ้าป้อนสัญญาณ “1” เข้าขา EN นี้ รหัสการนับพัลส์จากวงจรนับจะส่งผ่านไปให้ไอซีถอดรหัสเหมือนดังปกติ แต่ให้ได้สัญญาณ “0” ที่ขา EN แลตช์จะบันทึกค่านับสุดท้ายไว้แล้วค้างที่เอาต์พุต จะเห็นตัวเลขที่แลตช์แสดงค้างอยู่ที่ LED ถ้าป้อนพัลส์เข้าที่ขา EN ใหม่ก็จะแลตช์ได้ตัวเลขใหม่ ในขณะที่แลตช์แม้วงจรนับจะนับตัวเลขไปเรื่อย ๆ แต่ข้อมูลไม่สามารถส่งผ่าน SN7475N ไปได้ด้วย

ต่อไปลองมาดูว่าแลตช์ใช้ในวงจรของเครื่องนับความถี่กันอย่างไรให้ดูในรูปที่ 3.39 ซึ่งแสดงหลักการทำงานของเครื่องวัดความถี่ สัญญาณพัลส์ที่ต้องการวัดความถี่จะถูกป้อนเข้าวงจรนับโดยจะป้อนเป็นช่วงเวลานาน 1 วินาที สมมติพัลส์มีความถี่ 275 เฮิรตซ์ ในช่วงเวลา 1 วินาทีจะมีพัลส์ป้อนเข้าวงจรนับ 275 ลูกพอดี วงจรนับพัลส์จะให้รหัส BCD ในขณะนับ เมื่อครบเวลา 1 วินาที ตัวเลขค่านับจะถูกแลตช์โดยวงจรแลตช์เพื่อส่งออกไปถอดรหัสและแสดงผลที่ LED 7 จดต่อไป การนับในช่วงเวลา 1 วินาทีจะดำเนินต่อไปอีก แต่ในขณะนับนั้นตัวแสดงผลจะแสดงตัวเลขผลการนับครั้งที่แล้วตลอดเวลาจนกว่าการนับครั้งใหม่จะสิ้นสุดแล้วแสดงผลครั้งใหม่ต่อไป



รูป 3.38 การทดลองเกี่ยวกับวงจรแลตช์

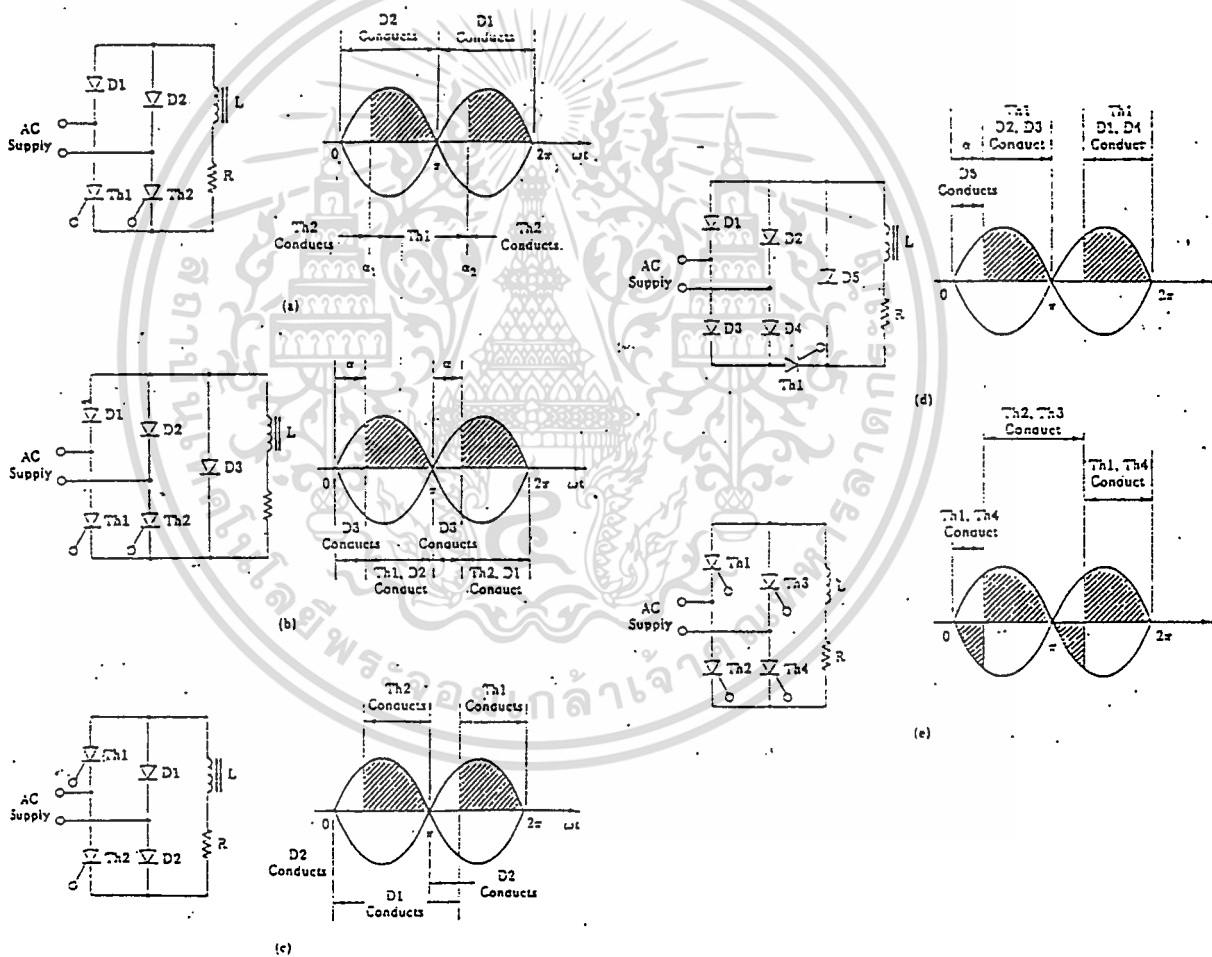
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ไอซี ที่เป็นไอซีลอครหัสและมีฟังก์ชันการแลตซ์ค่าในตัวก็มี เช่น ไอซีซีมอสเบอร์ MC14511B ซึ่งถ้าดูที่ขาของไอซีจะเห็นขาหนึ่งมีชื่อ LE มาจาก แลตซ์เอนเบิล (latch enable) ขา LE นี้ ถ้าเป็น “0” วงจรแลตซ์ภายในจะไม่ทำงาน ไอซีจะเป็นไอซีลอครหัสธรรมดา ถ้าขา LE เป็น “1” จะแลตซ์ค่าอินพุตในช่วงเวลานั้นเก็บไว้ แล้วลอครหัสออกมาที่เอาต์พุต ดังนั้นการทำงานของขา LE จึงเป็นการแลตซ์โดยใช้ขอบขาขึ้นของสัญญาณ ไอซีที่มีแลตซ์อยู่ภายในเช่นนี้ใช้งานได้ง่ายและเป็นที่ยอมรับกันมาก

เป็นส่วนที่ทำหน้าที่ในการเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับจากแหล่งจ่ายเป็นไฟฟ้ากระแสตรงเพื่อจ่ายให้แก่โหลด โดยใช้วงจรเรกติฟายเออร์รูปแบบต่างกัน อุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรเรกติฟายเออร์นั้น จะเป็นอุปกรณ์จำพวกเพาเวอร์เซมิคอนดักเตอร์ต่างๆ ซึ่งมีอยู่ด้วยกันหลายรูปแบบ แต่ที่นิยมใช้กันมากจะเป็นลักษณะการต่อแบบบริดจ์ (Bridge) ซึ่งการต่อแบบบริดจ์นี้ก็ยังสามารถแบ่งแยกการต่อได้เป็นหลายรูปแบบดังนี้

1. การต่อโดยใช้เอสซีอาร์ 2 ตัว และไดโอด 2 ตัว ดังแสดงในรูปที่ 3.40 (a)
2. การต่อโดยใช้เอสซีอาร์ 2 ตัว และไดโอด 2 ตัว ร่วมกับฟรีวีลลิ่งไดโอด (flywheeling diode) ดังแสดงในรูปที่ 3.40 (b)
3. การต่อโดยใช้เอสซีอาร์ 2 ตัว และไดโอด 2 ตัว อีกรูปแบบหนึ่ง ดังแสดงในรูปที่ 3.40 (c)
4. การต่อโดยใช้เอสซีอาร์ 1 ตัว และไดโอด 5 ตัว ดังแสดงในรูปที่ 3.40 (d)
5. การต่อโดยใช้เอสซีอาร์ 4 ตัว ดังแสดงในรูปที่ 3.40 (e)



รูป 3.40 แสดงวงจรการเรกติฟายเออร์แบบต่าง ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการเลือกวงจรไปใช้งานนั้น จะต้องคำนึงถึงจุดประสงค์ในการนำไปใช้งาน โดยมีข้อที่ควรนำไปพิจารณาในการเลือก ดังนี้

1. ต้องการควบคุมหรือเปลี่ยนแปลงแรงดันหรือไม่ เมื่อไม่ต้องการควบคุมแรงดันหรือกระแส เอาท์พุทจึงสามารถใช้ไดโอดได้ สำหรับการเปลี่ยนแปลงแรงดัน สามารถทำได้เพียงแค่เปลี่ยนแรงดันจากแหล่งจ่ายกระแสสลับ โดยการเปลี่ยนแปลงจำนวนรอบของขดลวดทางทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า แต่เมื่อต้องการควบคุมแรงดันเอาท์พุทให้เปลี่ยนแปลงอย่างต่อเนื่อง จะต้องใช้ไดโอดคู่ร่วมกับเอสซีอาร์ที่เรียกกันว่า วงจรควบคุมเพียงครึ่งเดียว (half control)

2. ต้องการแรงดันเอาท์พุทเรียบหรือไม่ ในการที่จะได้แรงดันเอาท์พุทเรียบ จะต้องใช้แหล่งจ่ายไฟที่เป็น 3 เฟส หรือมากกว่า 3 เฟส เพื่อให้แรงดันเอาท์พุทเรียบหรือมีริปเปิ้ล (ripple) น้อยมาก

3. แรงดันไฟฟ้าสำหรับแรงดันเอาท์พุทที่สูงๆ ในระดับกิโลโวลต์ ถ้ามีไดโอดและเอสซีอาร์ที่มีขีดจำกัดของแรงดันต่ำกว่าแรงดันที่ต้องการ จะต้องนำมาต่ออนุกรมกัน

4. จำนวนแผ่นระบายความร้อน กรณีไดโอดชนิดทนกระแสไฟได้สูงๆ จะมีอยู่ด้วยกัน 2 ชนิด คือ อาโนดจะเป็นน็อตซึ่งสามารถติดกับแผ่นระบายความร้อนได้ และชนิดคาโทดจะเป็นน็อตซึ่งสามารถติดกับแผ่นระบายความร้อนได้ สำหรับเอสซีอาร์ชนิดสตูด (stud) อาโนดจะเป็นน็อตซึ่งสามารถติดกับแผ่นระบายความร้อนได้ ถ้าเลือกวงจรให้เหมาะสมจะสามารถลดจำนวนของแผ่นระบายความร้อนได้ ในกรณีที่ใช้งานจรที่ต่อคาโทดของเอสซีอาร์ร่วมกัน เอสซีอาร์ชนิดเพรสแพค (presspack) จะใช้แผ่นระบายความร้อนน้อยกว่า

5. เอาท์พุทต้องการกระแสสูงและแรงดันต่ำ ไดโอดและเอสซีอาร์ที่ทนกระแสสูงๆมีขายอยู่มากมาย แต่ในวงจรที่ต้องการเอาท์พุทกระแสสูงๆแต่แรงดันต่ำ เช่น เครื่องชุบโลหะจะมีแรงดันตกคร่อมไดโอดและเอสซีอาร์ ทำให้ประสิทธิภาพต่ำ จึงต้องเลือกวงจรที่ใช้หม้อแปลงที่มีเซ็นเตอร์เทป (center tap) หรือวงจรที่ใช้ไดโอดเพียงตัวเดียวนำกระแสในแต่ละครึ่งไซเคิล (cycle) เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพให้สูงขึ้น

6. ผลกระทบที่มีต่อระบบจ่ายไฟฟ้า วงจรที่ใช้เอสซีอาร์ควบคุมการเปลี่ยนแปลงแรงดันกระแสสลับเป็นไฟกระแสดตรงในกรณีที่มิถุนานสูงๆ จะเกิดฮาร์โมนิกในระบบจ่ายไฟฟ้า ถ้าฮาร์โมนิกมีค่าสูงจะรบกวนสัญญาณวิทยุและโทรทัศน์ แต่ถ้าฮาร์โมนิกมีค่าต่ำ จะรบกวนระบบโทรศัพท์

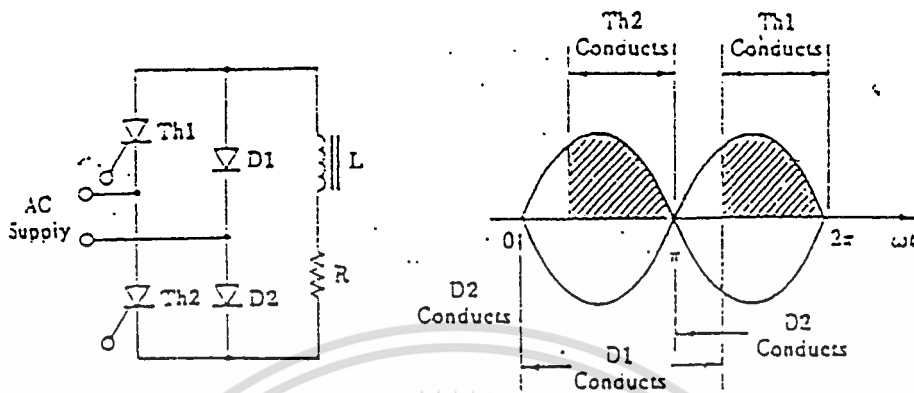
7. เพาเวอร์แฟกเตอร์ การควบคุมแรงดันเอาท์พุทอย่างต่อเนื่องโดยใช้เอสซีอาร์ จะทำให้เกิดเพาเวอร์แฟกเตอร์ต่ำ

8. ความสามารถในการจ่ายพลังงานคืน ในวงจรการเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่จ่ายให้กับมอเตอร์ หรือโหลดที่มีอินดักแตนซ์สูง บางครั้งต้องการให้พลังงานไหลกลับสู่แหล่งจ่ายไฟกระแสสลับ ซึ่งวงจรแบบฟูลคอนโทรล (full control) สามารถทำการจ่ายพลังงานคืนได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรกำลังที่ใช้ในงานโปรเจกต์นี้

วงจรกำลังในโปรเจกต์นี้จะใช้ เอสซีอาร์ 2 ตัว และ ไดโอด 2 ตัว ซึ่งแสดงได้ดังรูป 3.41



รูปที่ 3.41 แสดงการต่อวงจรบริดจ์เรกติฟายเออร์แบบใช้เอสซีอาร์ 2 ตัวและ ไดโอด 2 ตัว

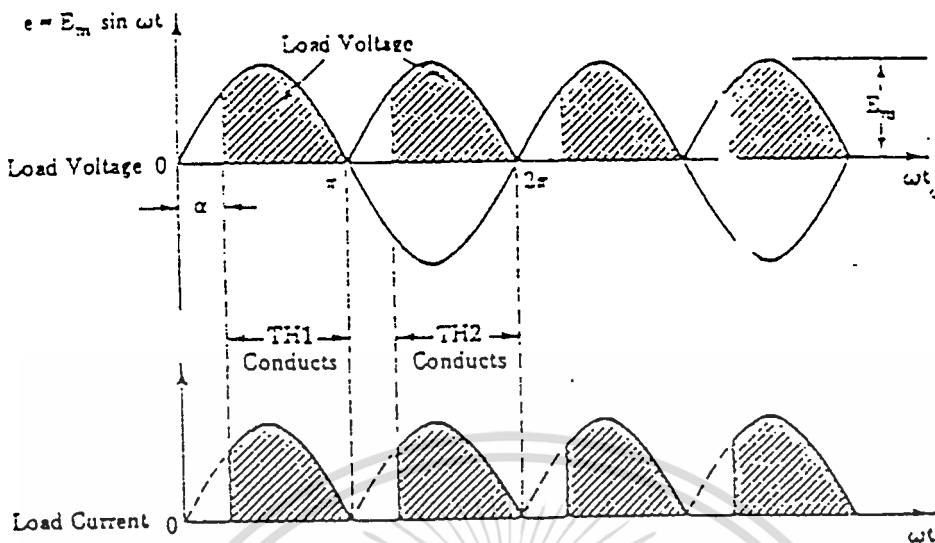
ในการควบคุมแรงดันเอาต์พุต เราจะใช้การควบคุมมุมทริกของสัญญาณทริกเกอร์พัลส์ที่ป้อนเข้าที่ขาเกตของเอสซีอาร์ โดยสัญญาณทริกเกอร์พัลส์นี้จะได้จากวงจรสร้างสัญญาณทริกเกอร์ และจะต้องมีความถี่เดียวกันกับคิซึอันฟิลเตอร์โวลต์แดง (DC Unfilter voltage) ดังนั้นถ้าแหล่งจ่ายไฟเอซีมีความถี่ 50 Hz พัลส์ที่ต้องสร้างขึ้นมา จะต้องมีความถี่ 100 Hz เป็นต้น โดยทั่วไปเอสซีอาร์จะทำงาน (turn on) เมื่อมีสัญญาณทริกเกอร์พัลส์ไปป้อนเข้าที่ขาเกตของเอสซีอาร์ ในลักษณะฟอร์เวิร์ดไบอัส (forward bias) และจะหยุดทำงาน (turn off) ในทันทีที่เกิดการกลับขั้วที่แรงดันที่ป้อนเข้า หรือในกรณีที่เรลดกระแสอาโนดให้ต่ำกว่ากระแสโฮลดิ้ง (holding current)

จากวงจร เมื่อมีแรงดันในครึ่งไซเคิลบวกเข้ามาที่จุด A และสัญญาณทริกเกอร์พัลส์ถูกป้อนเข้าที่ขาเกตของเอสซีอาร์ จะทำให้เอสซีอาร์ Th2 และไดโอด D1 ได้รับฟอร์เวิร์ดไบอัส และจะเกิดการนำกระแสในช่วงครึ่งไซเคิลบวก และเมื่อแรงดันในครึ่งไซเคิลลบเข้ามาที่จุด A จะทำให้ศักย์ไฟฟ้าที่จุด B สูงกว่าที่จุด A ทำให้เอสซีอาร์ Th1 และไดโอด D2 ได้รับฟอร์เวิร์ดไบอัส และจะเกิดการนำกระแส และเมื่อแรงดันในครึ่งไซเคิลบวกเข้ามาที่จุด A อีกครั้ง เอสซีอาร์ Th2 และไดโอด D1 จะได้รับฟอร์เวิร์ดไบอัสและเกิดการนำกระแสอีกครั้งเป็นเช่นนี้เรื่อยไป ดังนั้นจะได้แรงดันเอาต์พุตมีลักษณะดังรูปที่ 3.42

จากรูปสัญญาณแรงดันเอาต์พุตที่ได้ สามารถคำนวณหาค่าแรงดันเฉลี่ยที่โหลดได้ดังนี้

$$\begin{aligned} V_o &= 1/\pi * \int V_m \sin \omega t (d\omega t) \quad ; \quad \text{เมื่อ } \alpha \leq \omega t \leq \pi \\ &= (1/\pi) * V_m [-\cos \omega t] \\ &= (V_m/\pi) * (1 + \cos \alpha) \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 3.42 แสดงแรงดันเอาต์พุตของฟูลเวฟเซ็นเตอร์แทปเฟสคอนโทรลไทรสเตอร์
(Full wave Centertap Phase control Thyristor)

จากสมการที่ได้ จะเห็นว่าแรงดันเอาต์พุต V_o จะมีค่าเปลี่ยนแปลงไปเมื่อมุมในการทริก α เปลี่ยนแปลงไป โดยสามารถแสดงให้เห็นได้จากการคำนวณดังนี้

1. เมื่อมุม $\alpha = 0^\circ$ จะได้แรงดันที่เอาต์พุตสูงสุด นั่นคือ

$$\begin{aligned} \text{จาก } V_o &= (V_m/\pi) * (1 + \cos \alpha) \\ &= (V_m/\pi) * (1 + \cos 0) \\ &= (V_m/\pi) * (1 + 1) \\ &= 2V_m/\pi \end{aligned}$$

2. เมื่อมุม $\alpha = 45^\circ$

$$\begin{aligned} \text{จาก } V_o &= (V_m/\pi) * (1 + \cos \alpha) \\ &= (V_m/\pi) * (1 + \cos 45) \\ &= (V_m/\pi) * (1 + 0.707) \\ &= 1.707V_m/\pi \end{aligned}$$

3. เมื่อมุม $\alpha = 90^\circ$

$$\begin{aligned} \text{จาก } V_o &= (V_m/\pi) * (1 + \cos \alpha) \\ &= (V_m/\pi) * (1 + \cos 90) \\ &= (V_m/\pi) * (1 + 0) \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการควบคุมระดับแรงดันสำหรับโปรเจกต์นี้ ทำได้โดยอาศัยหลักการควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเอสซีอาร์ ในแต่ละช่วงครึ่งไซเคิลของกระแสไฟกระแสสลับที่ป้อนเอสซีอาร์ ให้นำกระแสนานขึ้นหรือสั้นลง การควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเอสซีอาร์นั้น ทำได้โดยการนำเอาสัญญาณทริกเกอร์มาควบคุมกระแสเล็ทของเอสซีอาร์ โดยใช้กระแสทริกเกทเพียงเล็กน้อยเท่านั้น ซึ่งในเอสซีอาร์บางเบอร์จะใช้กระแสในการทริกเกทเพียงเล็กน้อยเพียงเป็นมิลลิแอมป์เท่านั้น

3.5.2 การออกแบบอินดักแตนซ์เพื่อใช้เป็นฟลิตเตอร์ในวงจรกำลัง

อินดักแตนซ์ที่ใช้ จะใช้ในวงจรที่มีพิกัดแรงดัน 400 โวลต์ และพิกัดกระแส 30 แอมป์ ซึ่งสามารถหาขนาดได้จาก

$$\begin{aligned} \text{จาก } V &= 2\pi fLI \\ L &= V / 2\pi f \\ &= 400 / (2 * \pi * 50 * 30) \\ &= 42.44 \text{ mH} \end{aligned}$$

ดังนั้น จึงต้องพันอินดักแตนซ์ที่มีค่า 42.44 mH

การหาขนาดแกนเหล็ก และ ระยะแกน

$$\begin{aligned} \text{จาก } A &= \sqrt{\frac{VA}{(5.58 \cdot 2)}} \\ \text{จะได้ } &= \sqrt{\frac{(400 \cdot 30)}{(5.58 \cdot 2)}} \\ &= 9.81 \text{ ตร.นิ้ว} \end{aligned}$$

เลือกแกนขนาด 3.5 นิ้ว จะได้ $A = 12.25$ ตร.นิ้ว $= 7.9 \cdot 10^{-3} \text{ m}^2$

$$\text{จาก } V = 4.44 NfBA$$

$$\text{กำหนดค่า } B = 0.9 \text{ Tesla}$$

$$\begin{aligned} \text{จะได้ } N &= 400 / (4.44 * 50 * 0.9 * 7.9 * 10^{-3}) \\ &= 253.41 \cong 254 \text{ รอบ} \end{aligned}$$

ใช้ลวดขนาด 2.5 A/mm^2

$$\text{พื้นที่ลวดต้องใช้ } = 3048 \text{ mm}^2$$

$$\text{พื้นที่แกนเหล็กมีให้ } = (1.75) * (5.25) * (25.4)^2 = 5927.4 \text{ mm}^2$$

$$\text{จาก } L = N^2 \mu_0 A / 2g$$

$$g = N^2 \mu_0 A / 2L$$

$$= 0.007545 \text{ m}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}\text{กรณีคิด DC} \quad N I &= B \cdot 2 \cdot g / \mu_0 \\ B &= N I \mu_0 / 2g \\ &= 0.63 \quad \text{Tesla}\end{aligned}$$

$$\text{แต่} \quad B_{ac} = V / 4.44 N \cdot f \cdot A$$

เมื่อผ่าน บริดจ์เรคติไฟด์ ทำให้ $f = 100 \text{ Hz}$

$$\begin{aligned}\text{ดังนั้น} \quad B_{ac} &= \frac{400}{4.44 \cdot 254 \cdot 100 \cdot 7.9 \times 10^{-3}} \\ &= 0.448 \quad \text{Tesla}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}B_{รวม} &= 0.448 + 0.63 \\ &= 1.078 \quad \text{Tesla}\end{aligned}$$

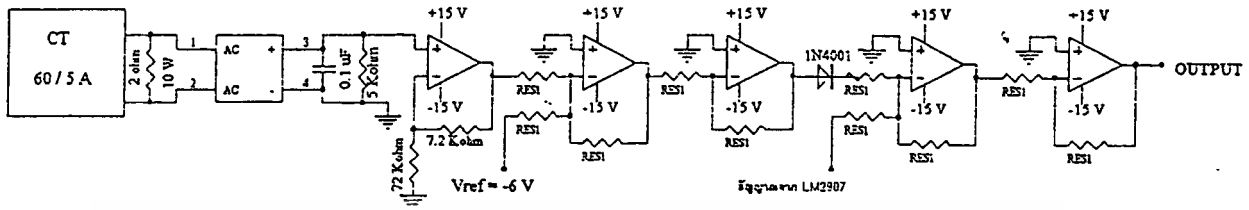
$\therefore$ ซึ่งแกนเหล็กยังไม่อิ่มตัวเกินไปซึ่งยังถือว่าใช้ได้

3.5.3 วงจรจำกัดกระแสเกิน (Current Limit Circuit)

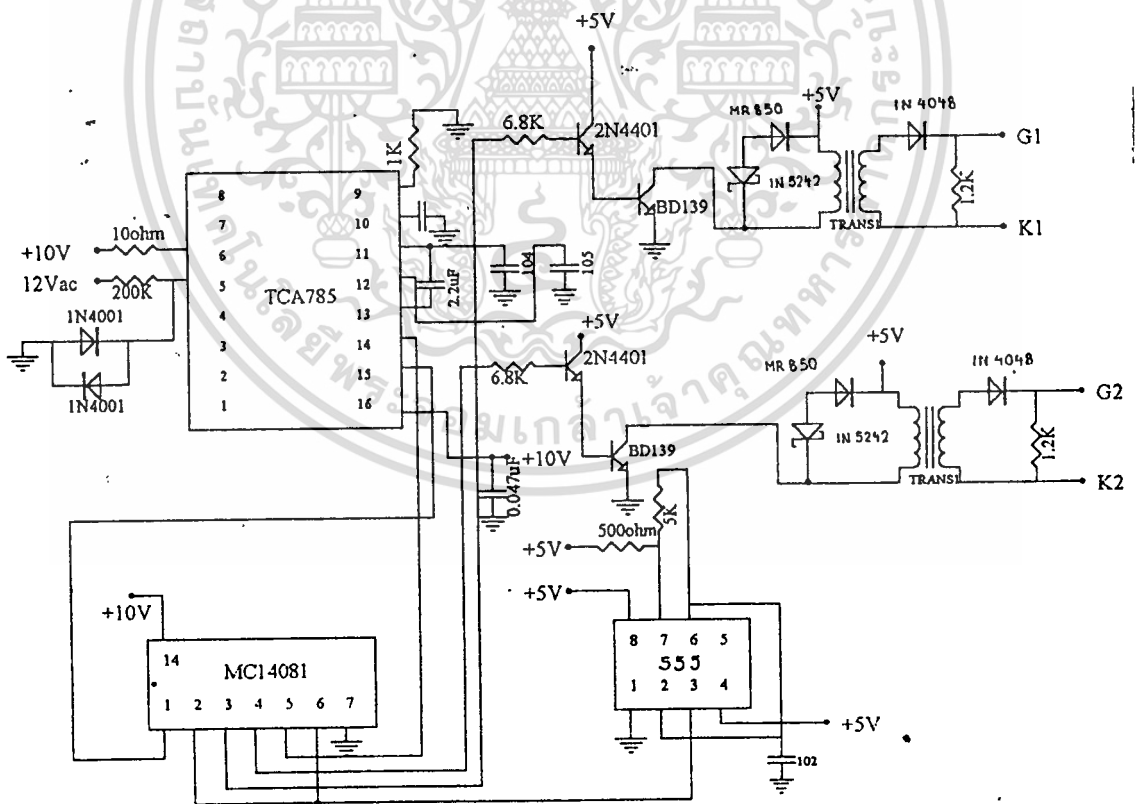
การเกิดความผิดปกติของกระแสขึ้นไม่ว่าจะเป็นกระแสลัดวงจรหรือกระแสเกินพิกัด จะส่งผลอันตรายต่อวงจรและโหลด เราจะต้องหาทางป้องกัน โดยการจำกัดกระแสให้คงที่ แนวความคิดในการป้องกันจะต้องสามารถเปิดมูฟไฟรี่งคอนโทรลได้ตามกระแสที่ผิดปกติ การตรวจกระแสที่ผิดปกติโดยใช้หม้อแปลงกระแสจะนำค่ากระแสหุติยภูมิไปใช้งาน โดยหม้อแปลงกระแสที่ใช้มีขนาด 60 / 5 แอมป์แปร์ การตรวจสอบกระแสจะใช้ความต้านทาน 2 โอห์ม 10 วัตต์ต่อคร่อมขดหุติยภูมิ แล้วจับค่าศักดาไปใช้งาน การนำค่าศักดาจากความต้านทานมาใช้งานจะต้องทำการขยายศักดาขึ้น 10 เท่าเพื่อจะได้้นำค่าศักดานั้นไปใช้งานได้

การตรวจสอบศักดาที่ได้จากหม้อแปลงกระแสจะต้องเปรียบเทียบกับศักดาอ้างอิง ซึ่งในโปรเจกต์นี้ออกแบบไว้มีค่า 5.4 โวลท์ (ได้จากการจ่ายโหลดที่ 30 แอมป์ แล้วตรวจสอบศักดาที่ขดหุติยภูมิของหม้อแปลงกระแสซึ่งถูกขยายขึ้น 10 เท่า)

ถ้าศักดาที่ได้จากขดหุติยภูมิของหม้อแปลงกระแสมีค่ามากกว่า 5.4 โวลท์แล้วจะทำให้ได้เอาท์พุทโวลท์เตจออกมาจากวงจรชัมมิงแอมป์ โวลท์เตจที่ได้จากการเปรียบเทียบจะไปทำการบวกกับโวลท์เตจที่ออกจากไอซี LM2907 แล้วนำเอาท์พุทโวลท์เตจไปควบคุมการเปิดมูฟไฟรี่งคอนโทรลซึ่งแสดงวงจรได้ดังรูปที่ 3.43



รูป 3.43 แสดงวงจรจำกัดกระแส



รูป 3.44 แสดงวงจรไฟรีจคอนโทรลที่นำมาใช้งานจริง

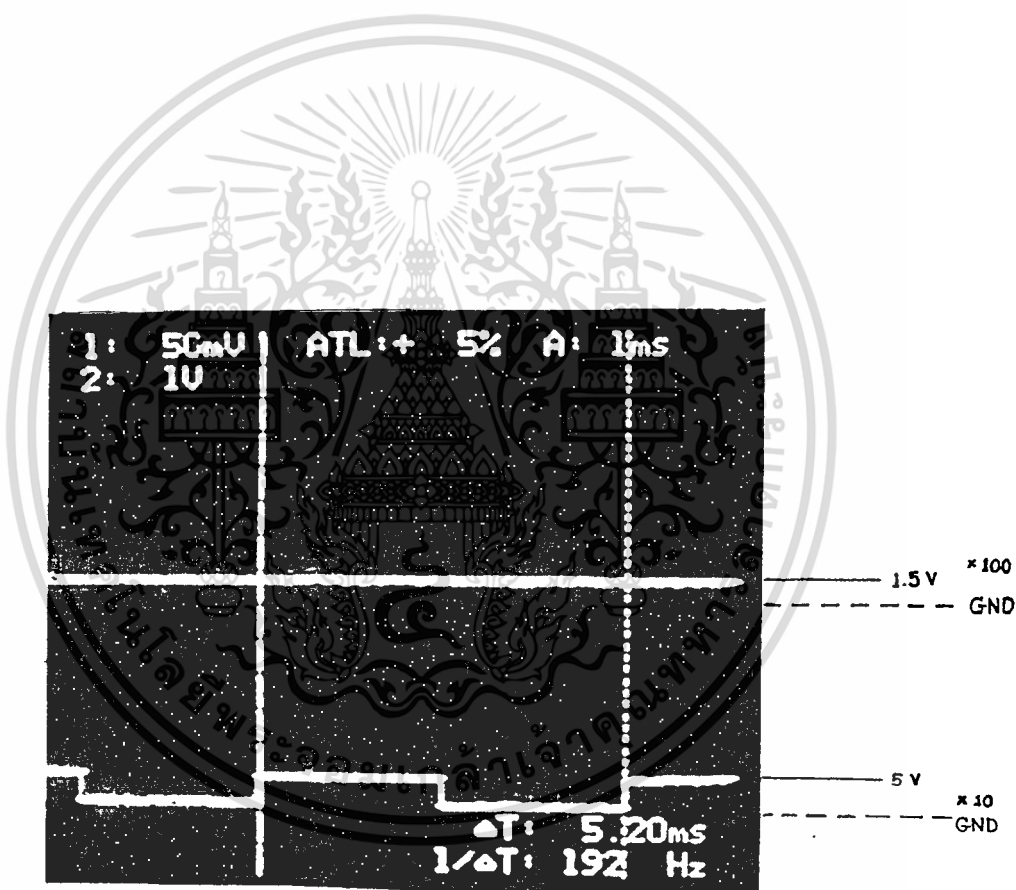
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

ผลการทดลองและรูปที่ได้จากการทดลอง

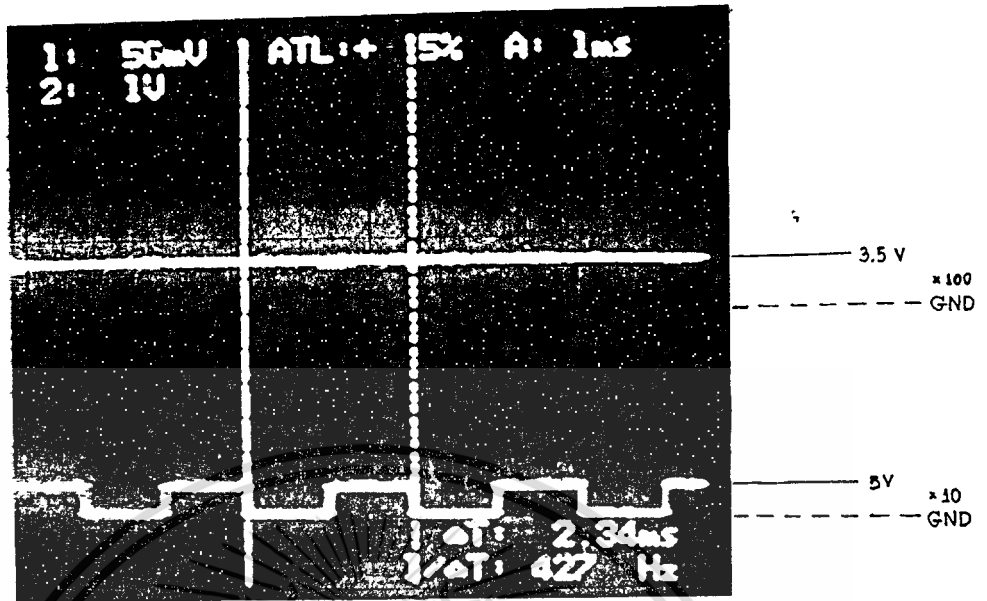
ในบทที่ 3 ที่ได้กล่าวถึงหลักการออกแบบวงจร และแสดงวงจรต่าง ๆ ที่ใช้งานซึ่งการทดลองในวงจรต่าง ๆ เป็นไปตามต้องการ ซึ่งผลการทดลองเป็นดังนี้

4.1 รูปถ่ายที่ได้จากการทดลองวงจรไอซี LM2907

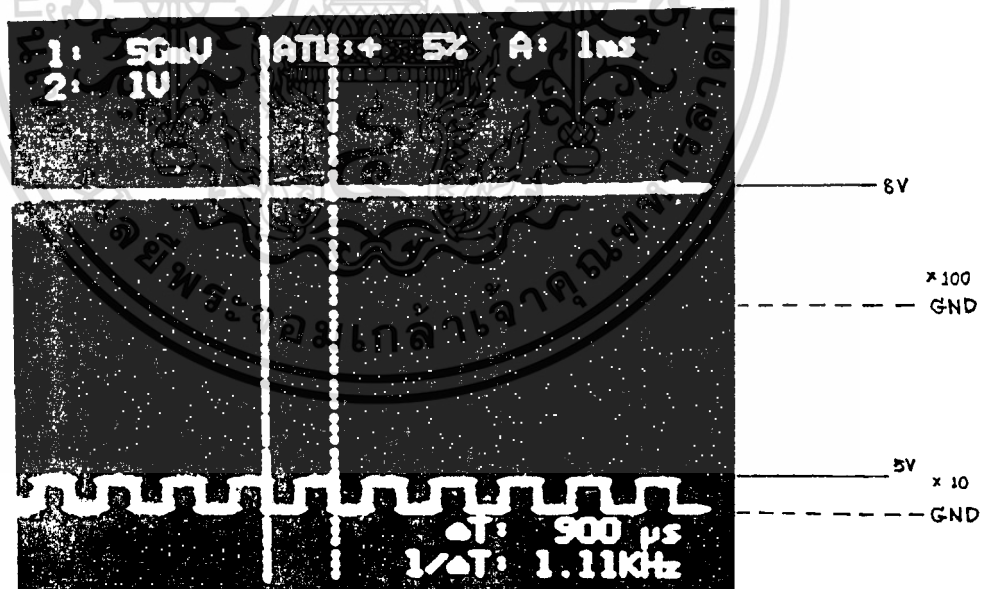


รูปที่ 4.1 แสดงกราฟของเอาต์พุตของไอซี LM2907 มีค่า 1.5 โวลต์เมื่อความถี่เท่ากับ 9.6 เฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



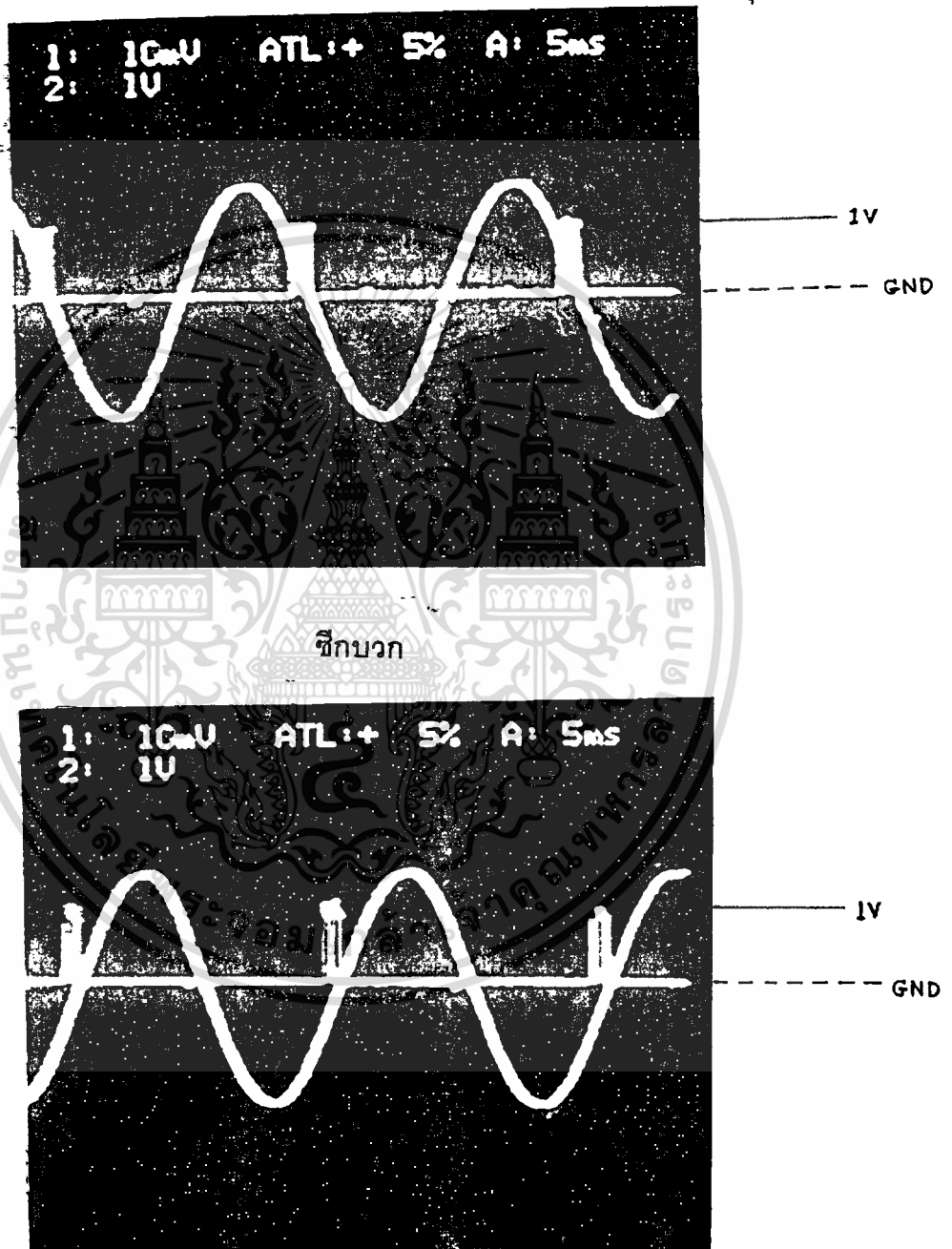
รูปที่ 4.2 แสดงกราฟของเอาต์พุตของไอซี LM2907 มีค่า 3.5 โวลต์เมื่อความถี่เท่ากับ 21.6 เฮิรตซ์



รูปที่ 4.3 แสดงกราฟของเอาต์พุตของไอซี LM2907 มีค่า 8 โวลต์เมื่อความถี่เท่ากับ 50 เฮิรตซ์

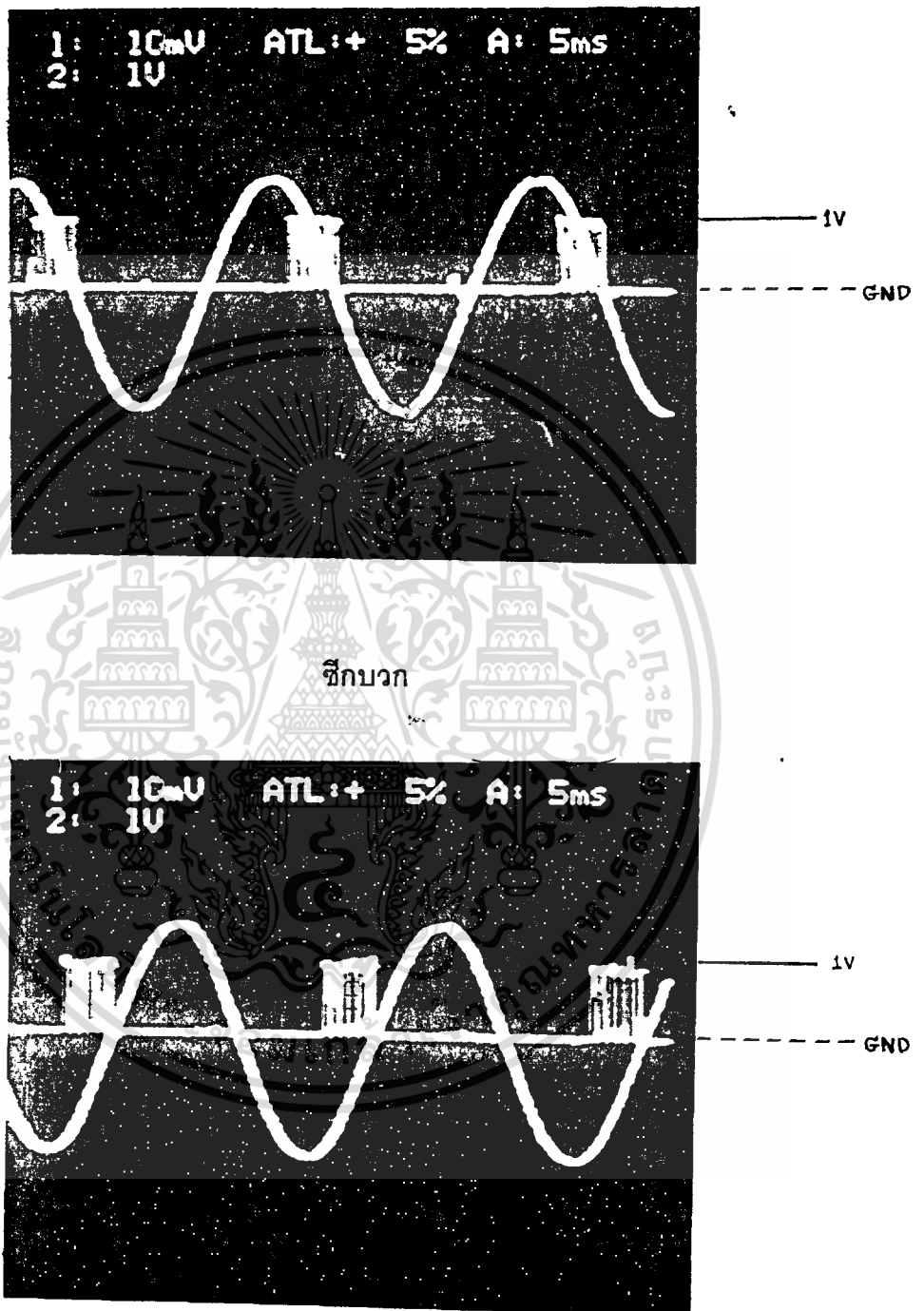
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 รูปถ่ายที่ได้จากการทดลองวงจรไฟรีจคอนโทรล



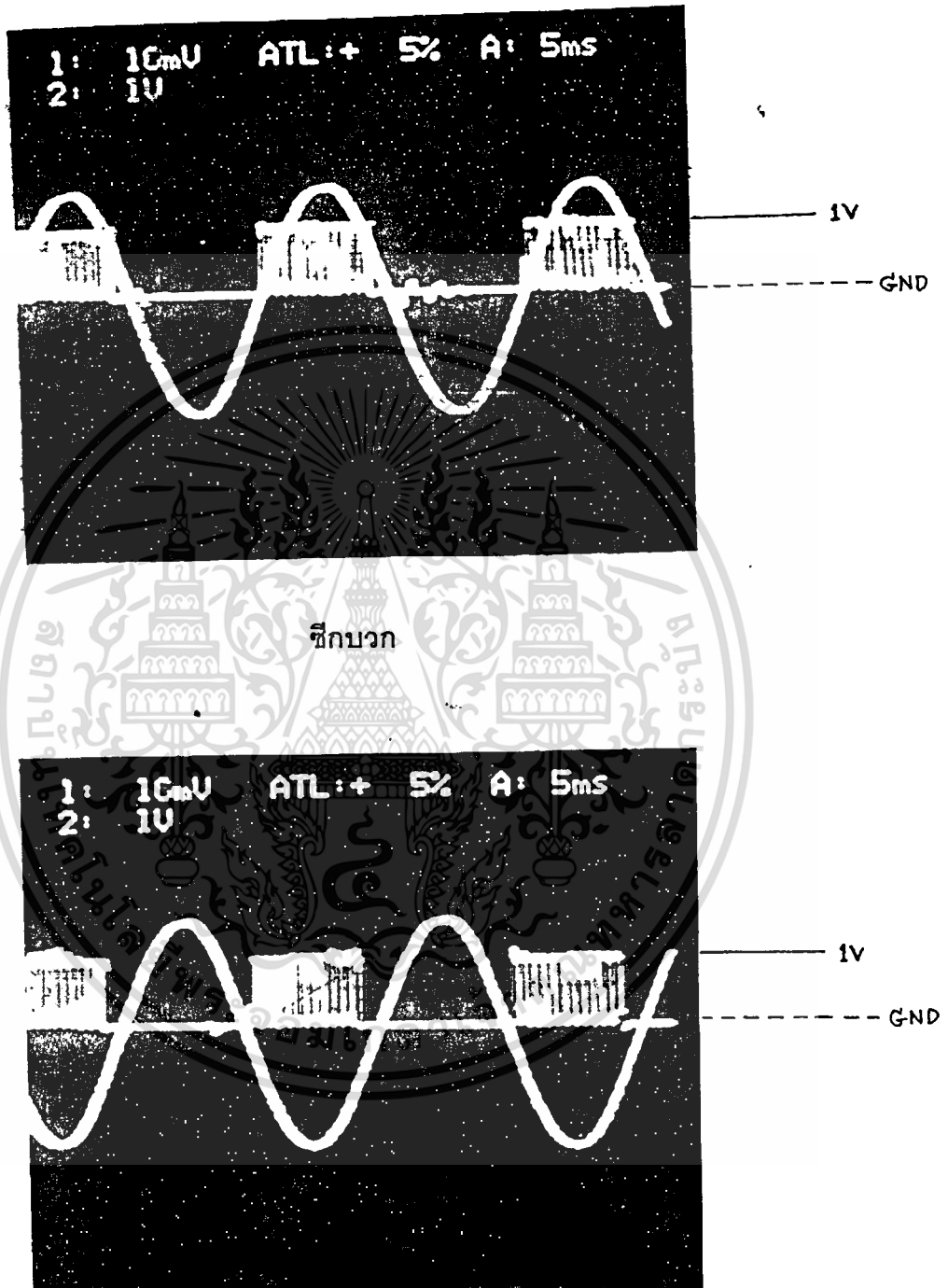
ชีกลบ

รูป4.4แสดงกราฟของมุมไฟรีจคอนโทรล เมื่อโวลต์เตจของ LM2907 เท่ากับ 1.5 โวลต์ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เท่ากับ 1.5 โวลต์เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ชีกลบ

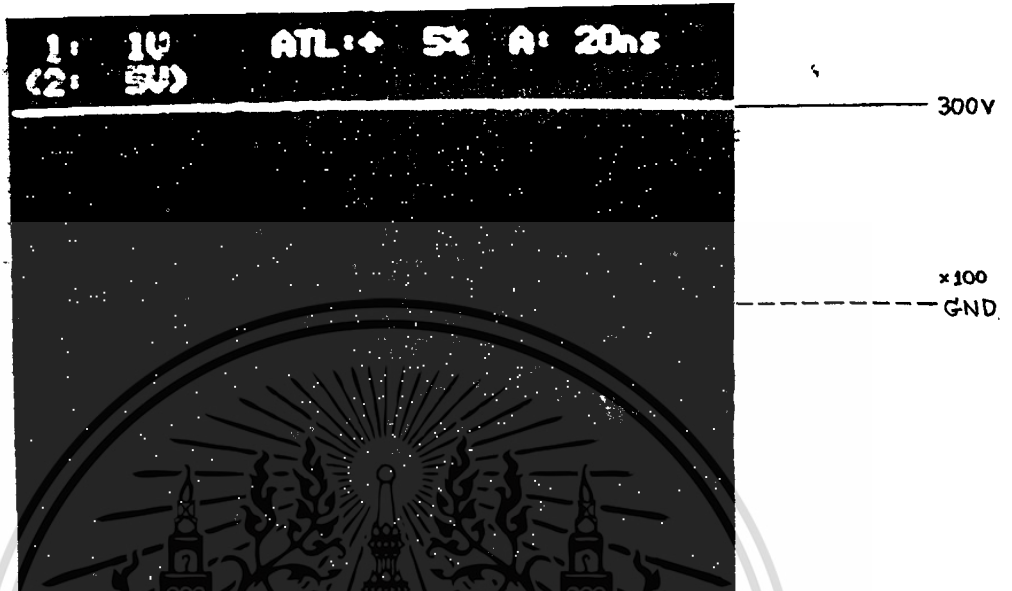
รูป 4.5 แสดงกราฟของมุมไฟร์ริงคอนโทรล เมื่อโวลต์เดจของ LM2907 เท่ากับ 3.5 โวลต์ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เท่ากับ 3.5 โวลต์นั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



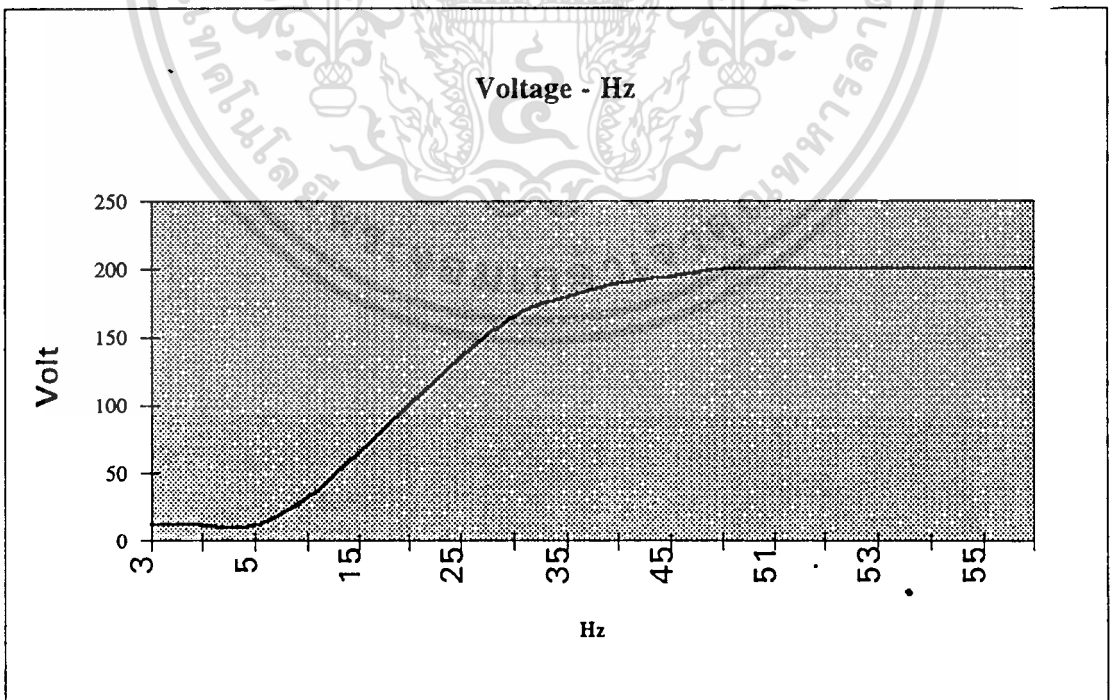
ซิกนาลบ

รูป 4.6 แสดงกราฟของมุมไฟร์ริงคอนโทรล เมื่อโวลต์เตจของ LM2907 เท่ากับ 8 โวลต์
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 รูปถ่ายที่ได้จากการวัดดีซีเอ๊าท์พุทโวลต์เตจ



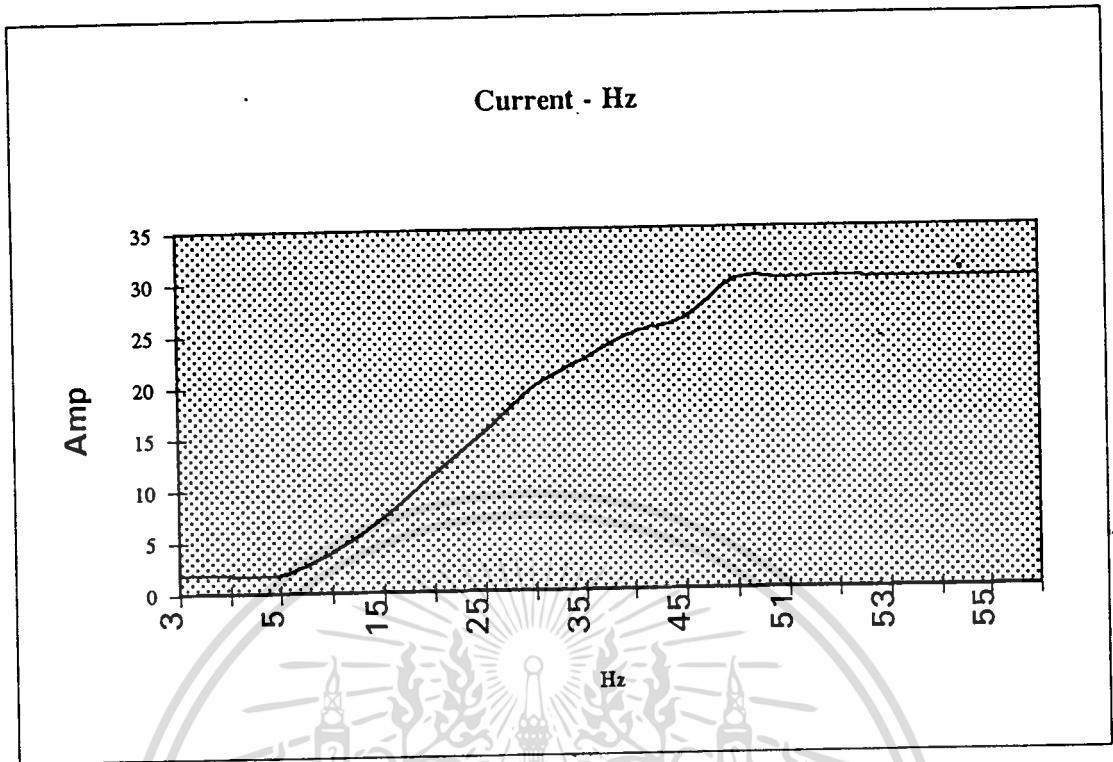
รูป4.7 แสดงค่าดีซีเอ๊าท์พุทโวลต์เตจ ขณะไม่จ่ายโหลดมีค่าเท่ากับ 300 โวลต์



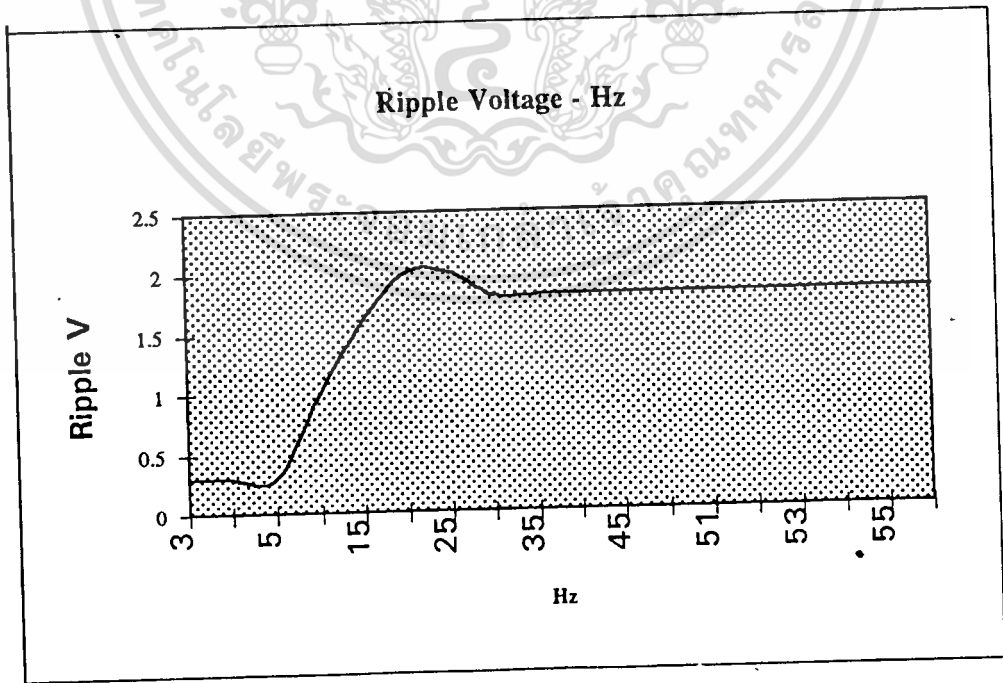
รูป4.8 แสดงค่าดีซีเอ๊าท์พุทโวลต์เตจ ขณะจ่ายโหลด 30 แอมป์และมีการเปลี่ยนแปลง

ความถี่ที่ค่าต่าง ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 4.9 แสดงกระแสของโหลดเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความถี่ที่ค่าความถี่ต่าง ๆ



เอกสารนี้เป็นเอกสารรูป 4.10 แสดงรูปเปิดโวลต์เตจขณะเปลี่ยนแปลงความถี่ที่ค่าความถี่ต่าง ๆ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลและแนวทางการพัฒนา

จากผลการทดลองที่ได้ตามบทที่ 4 จะสามารถหาเปอร์เซ็นต์เรกกูเรชั่นได้ดังนี้

เปอร์เซ็นต์เรกกูเรชั่น = (โวลต์เตจขณะไม่มีโหลด - โวลต์เตจขณะโหลดเต็มพิกัด)

โวลต์เตจขณะโหลดเต็มพิกัด

จากการทดลองจะได้ โวลต์เตจขณะไม่มีโหลด = 250 V

โวลต์เตจขณะโหลดเต็มพิกัด = 200 V

$$\begin{aligned}\text{เปอร์เซ็นต์เรกกูเรชั่น} &= [(250 - 200) / (200)] * 100 \\ &= 2.5 \%\end{aligned}$$

จากผลการทดลองที่ได้ตามบทที่ 4 จะสามารถหาประสิทธิภาพรวมของระบบได้ดังนี้

เปอร์เซ็นต์ประสิทธิภาพ = [กำลังทางด้านเอาต์พุต / กำลังทางด้านอินพุต] * 100

กำลังทางด้านเอาต์พุต (P_{out}) = (V_{out}) (I_{out})

เมื่อ $V_{out} = 200 \text{ V}$

$I_{out} = 30 \text{ A}$

เพราะฉะนั้น กำลังทางด้านเอาต์พุต = $(200)(30) = 6000 \text{ Watt}$

กำลังทางด้านอินพุต (P_{in}) กรณีจ่ายโหลดรีซิสทีฟโหลดอย่างเดียว = (V_{in}) (I_{in})

เมื่อ $V_{in} = 220 \text{ V}$

$I_{in} = 30 \text{ V}$

กำลังทางด้านอินพุต = $(220)(30) = 6600 \text{ Watt}$

เปอร์เซ็นต์ประสิทธิภาพ = $(6000/6600)(100) = 90.90 \%$

แนวทางการพัฒนา

การพัฒนาของงานโปรเจกต์นี้ ที่สามารถทำได้ในอนาคตนั้นอาจจะใช้คอนเวอร์เตอร์นี้ไปใช้แทน เอ็มจี เซ็ต (MG.SET) สมัยก่อนได้ เนื่องจากเอ็มจี เซ็ตสมัยก่อนตัวใหญ่ ถ้าใช้คอนเวอร์เตอร์ตามโปรเจกต์นี้อาจจะทำให้เกิดการพัฒนานี้ในแนวทางที่ดีขึ้น แนวทางการพัฒนาอีกแนวทางหนึ่ง คือสามารถนำคอนเวอร์เตอร์ 1 เฟสนี้ มาใช้งานร่วมกับอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส ในการควบคุมมอเตอร์ 3 เฟสได้ แทนที่จะควบคุมมอเตอร์ 1 เฟส เท่านั้น โดยอาจจะทำการดัดแปลงวงจรหรืออาจจะนำชุดอินเวอร์เตอร์ 1 เฟสนี้ 3 ชุด มาใช้งานร่วมกัน แต่เวลาจ่ายไฟอาจจะให้มีการทำงานเหลื่อมกันระหว่างแต่ละชุด ซึ่งการนำไปใช้ประโยชน์เช่นนี้จะมีประโยชน์อย่างมาก เช่นกรณีการใช้งานมอเตอร์ 3 เฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าเฟสใดเฟสหนึ่งหายไปอาจจะทำให้เฟสที่เหลือต้องรับภาระมาก ในการทำให้ได้กำลังของมอเตอร์เท่าเดิม ซึ่งอาจจะส่งผลให้มอเตอร์ไหม้หรือเสียหายได้ แต่ถ้าเอาอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส 3 ชุด มาควบคุมมอเตอร์ 3 เฟส ซึ่งถ้าเกิดไฟเฟสใดเฟสหนึ่งหายไป มอเตอร์ก็จะหยุดทำงานทันที โดยจะไม่ทำให้มอเตอร์ไหม้หรือเสียหายได้ ซึ่งการพัฒนาลักษณะเช่นนี้จะต้องหาจนวนเวลาให้แต่ละเฟสต่างกัน 120 องศาทางไฟฟ้า ซึ่งอาจจะสร้างความลำบากในการออกแบบ แต่ก็เป็นเรื่องที่ต้องพัฒนาต่อไป





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM2907, LM2917 Frequency to Voltage Converter

General Description

The LM2907, LM2917 series are monolithic frequency to voltage converters with a high gain op amp/comparator designed to operate a relay, lamp, or other load when the input frequency reaches or exceeds a selected rate. The tachometer uses a charge pump technique and offers frequency doubling for low ripple, full input protection in two versions (LM2907-8, LM2917-8) and its output swings to ground for a zero frequency input.

Advantages

- Output swings to ground for zero frequency input
- Easy to use; $V_{OUT} = f_{IN} \times V_{CC} \times R1 \times C1$
- Only one RC network provides frequency doubling
- Zener regulator on chip allows accurate and stable frequency to voltage or current conversion. (LM2917)

Features

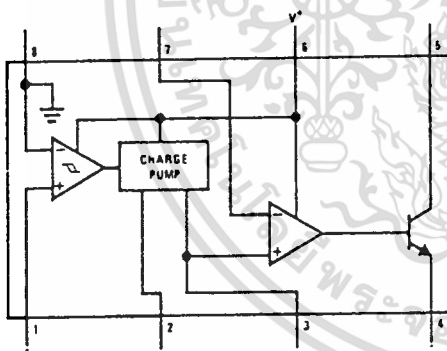
- Ground referenced tachometer input interfaces directly with variable reluctance magnetic pickups
- Op amp/comparator has floating transistor output
- 50 mA sink or source to operate relays, solenoids, meters, or LEDs

- Frequency doubling for low ripple
- Tachometer has built-in hysteresis with either differential input or ground referenced input
- Built-in zener on LM2917
- $\pm 0.3\%$ linearity typical
- Ground referenced tachometer is fully protected from damage due to swings above V_{CC} and below ground

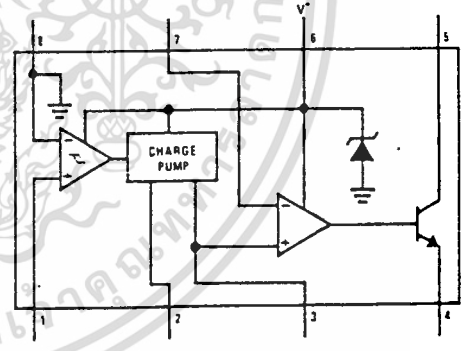
Applications

- Over/under speed sensing
- Frequency to voltage conversion (tachometer)
- Speedometers
- Breaker point dwell meters
- Hand-held tachometer
- Speed governors
- Cruise control
- Automotive door lock control
- Clutch control
- Horn control
- Touch or sound switches

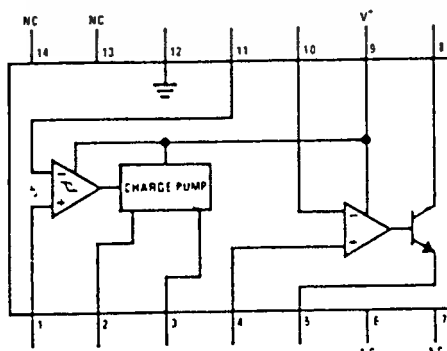
Block and Connection Diagrams Dual-In-Line Packages, Top Views



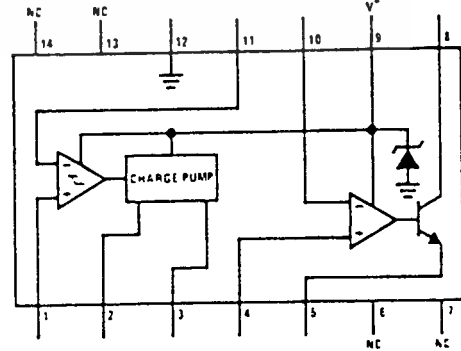
Order Number LM2907N-8
See NS Package N08B



Order Number LM2917N-8
See NS Package N08B



Order Number LM2907J
See NS Package J14A
Order Number LM2907N
See NS Package N14A



Order Number LM2917J
See NS Package J14A
Order Number LM2917N
See NS Package N14A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรเอาไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

Supply Voltage	28V	Input Voltage Range	
Supply Current (Zener Options)	25 mA	Tachometer LM2907-8, LM2917-8	$\pm 2\%$
Collector Voltage	28V	LM2907, LM2917	0.0V to $\pm 2\%$
Differential Input Voltage		Op Amp/Comparator	0.0V to $\pm 2\%$
Tachometer	28V	Power Dissipation	500 mW
Op Amp/Comparator	28V	Operating Temperature Range	-40°C to $+85^\circ\text{C}$
		Storage Temperature Range	-65°C to $+150^\circ\text{C}$
		Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

Electrical Characteristics $V_{CC} = 12\text{ V}_{DC}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, see test circuit

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
TACHOMETER					
Input Thresholds	$V_{IN} = 250\text{ mV}_{p-p}$ @ 1 kHz (Note 2)	± 10	± 15	± 40	mV
Hysteresis	$V_{IN} = 250\text{ mV}_{p-p}$ @ 1 kHz (Note 2)		30		mV
Offset Voltage	$V_{IN} = 250\text{ mV}_{p-p}$ @ 1 kHz (Note 2)				
LM2907/LM2917			3.5	10	mV
LM2907-8/LM2917-8			5	15	mV
Input Bias Current	$V_{IN} = \pm 50\text{ mV}_{DC}$		0.1	1	μA
V_{OH}	$V_{IN} = -125\text{ mV}_{DC}$ (Note 3)		8.3		V
Pin 2					
V_{OL}	$V_{IN} = -125\text{ mV}_{DC}$ (Note 3)		2.3		V
Output Current; I_2, I_3	$V_2 = V_3 = 6.0\text{V}$ (Note 4)	140	180	240	μA
Leakage Current; I_3	$I_2 = 0, V_3 = 0$			0.1	μA
Gain Constant, K	(Note 3)	0.9	1.0	1.1	
Linearity	$f_{IN} = 1\text{ kHz}, 5\text{ kHz}, 10\text{ kHz}$, (Note 5)	-1.0	0.3	+1.0	%
OP/AMP COMPARATOR					
V_{OS}	$V_{IN} = 6.0\text{V}$		3	10	mV
I_{BIAS}	$V_{IN} = 6.0\text{V}$		50	500	nA
Input Common-Mode Voltage		0		$V_{CC} - 1.5\text{V}$	V
Voltage Gain			200		V/mV
Output Sink Current	$V_C = 1.0$	40	50		mA
Output Source Current	$V_E = V_{CC} - 2.0$		10		mA
Saturation Voltage	$I_{SINK} = 5\text{ mA}$		0.1	0.5	V
	$I_{SINK} = 20\text{ mA}$			1.0	V
	$I_{SINK} = 50\text{ mA}$		1.0	1.5	V
ZENER REGULATOR					
Regulator Voltage	$R_{DROP} = 470\Omega$		7.56		V
Series Resistance			10.5	15	Ω
Temperature Stability			+1		mV/ $^\circ\text{C}$
TOTAL SUPPLY CURRENT			3.8	6	mA

Note 1: For operation in ambient temperatures above 25°C , the device must be derated based on a 150°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 175°C/W junction to ambient for package 22 and 16 or a thermal resistance of 187°C/W junction to ambient for package 20.

Note 2: Hysteresis is the sum $+V_{TH} - (-V_{TH})$, offset voltage is their difference. See test circuit.

Note 3: V_{OH} is equal to $3/4 \times V_{CC} - 1\text{ V}_{BE}$. V_{OL} is equal to $1/4 \times V_{CC} - 1\text{ V}_{BE}$ therefore $V_{OH} - V_{OL} = V_{CC}/2$. The difference, $V_{OH} - V_{OL}$, and the mirror gain, I_2/I_3 , are the two factors that cause the tachometer gain constant to vary from 1.0.

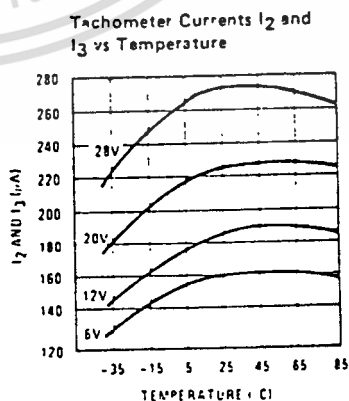
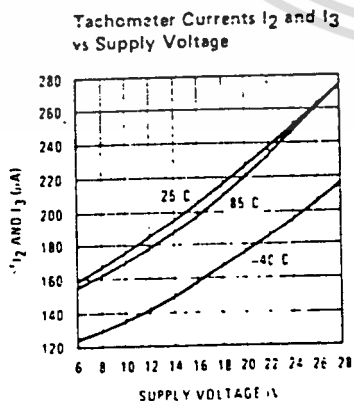
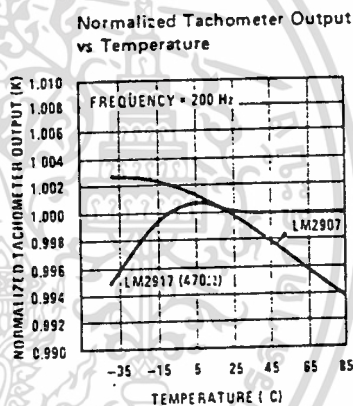
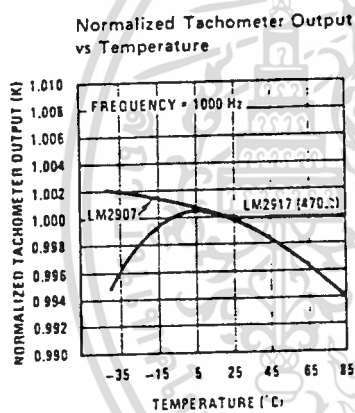
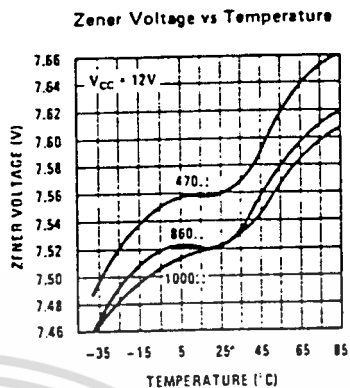
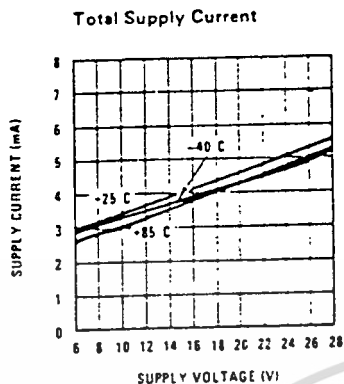
Note 4: Be sure when choosing the time constant $R_1 \times C_1$ that R_1 is such that the maximum anticipated output voltage at pin 3 can be reached with $I_3 \times R_1$. The maximum value for R_1 is limited by the output resistance of pin 3 which is greater than $10\text{ M}\Omega$ typically.

Note 5: Nonlinearity is defined as the deviation of V_{OUT} (at pin 3) for $f_{IN} = 5\text{ kHz}$ from a straight line defined by the V_{OUT} @ 1 kHz and V_{OUT} @ 10 kHz. $C_1 = 1000\text{ pF}$, $R_1 = 68\text{ k}\Omega$ and $C_2 = 0.22\text{ mF}$.

ไม่มีกรีนการ์ด ห้าสัปดาห์ ห้าปี ห้าสิบปี ห้าร้อยปี และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารเท่านั้นที่ควรนำไปใช้

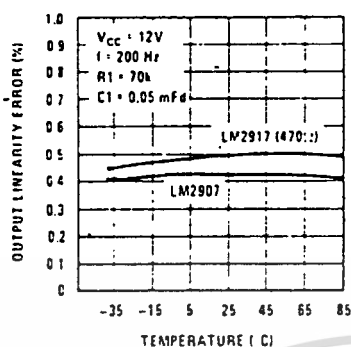
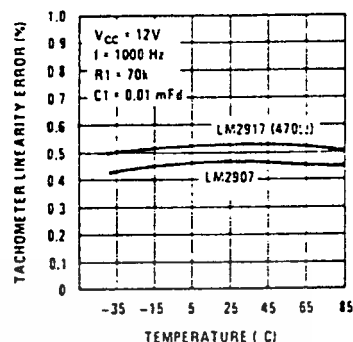
Typical Performance Characteristics

LM2907, LM2917

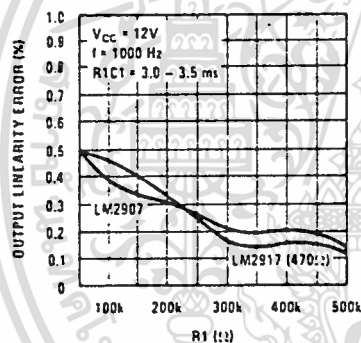
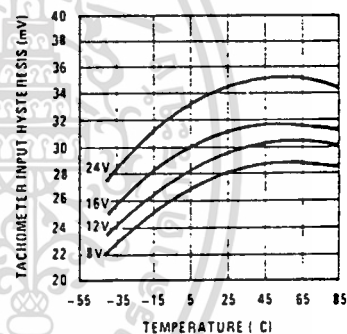
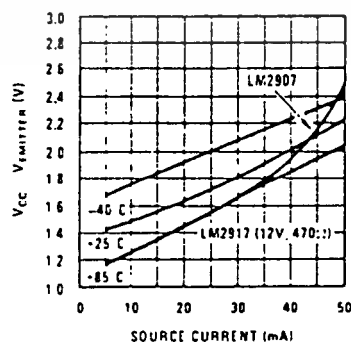
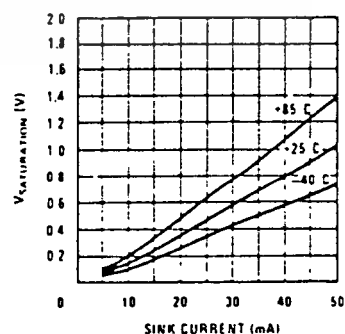


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และเผยแพร่ไปยังสื่อของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics (Continued)

Tachometer Linearity
vs TemperatureTachometer Linearity
vs Temperature

Tachometer Linearity vs R1

Tachometer Input Hysteresis
vs TemperatureOp Amp Output Transistor
CharacteristicsOp Amp Output Transistor
Characteristics

General Description (Continued)

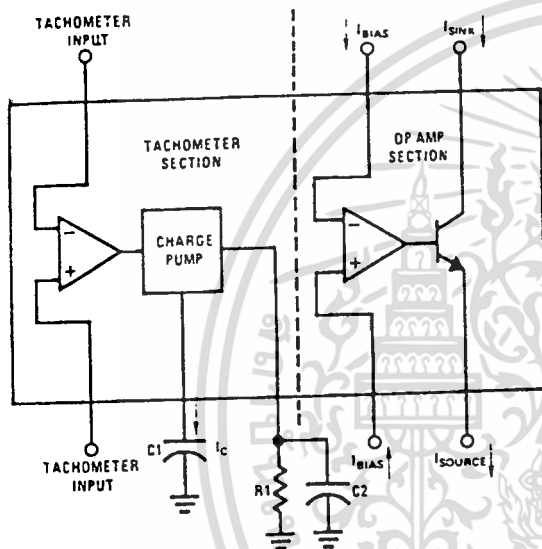
The op amp/comparator is fully compatible with the tachometer and has a floating transistor as its output. This feature allows either a ground or supply referred load of up to 50 mA. The collector may be taken above V_{CC} up to a maximum V_{CE} of 28V.

The two basic configurations offered include an 8-pin device with a *ground referenced tachometer input* and an internal connection between the tachometer output and the op-amp non-inverting input. This version is well suited for single speed or frequency switching or fully buffered frequency to voltage conversion applications.

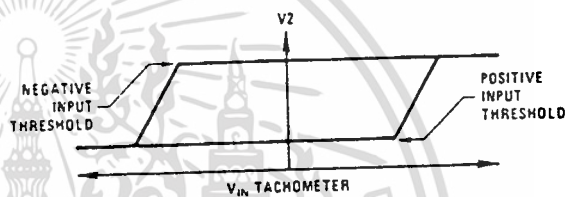
The more versatile configurations provide differential tachometer input and uncommitted op amp inputs. With this version the tachometer input may be floated and the op amp becomes suitable for active filter conditioning of the tachometer output.

Both of these configurations are available with an active shunt regulator connected across the power leads. The regulator clamps the supply such that stable frequency to voltage and frequency to current operations are possible with any supply voltage and a suitable resistor.

Test Circuit and Waveform



Tachometer Input Threshold Measurement



Applications Information

The LM2907 series of tachometer circuits is designed for minimum external part count applications and maximum versatility. In order to fully exploit its features and advantages let's examine its theory of operation. The first stage of operation is a differential amplifier driving a positive feedback flip-flop circuit. The input threshold voltage is the amount of differential input voltage at which the output of this stage changes state. Two options (LM2907-8, LM2917-8) have one input internally grounded so that an input signal must swing above and below ground and exceed the input thresholds to produce an output. This is offered specifically for magnetic variable reluctance pickups which typically provide a single-ended ac output. This single input is also fully protected against voltage swings to $\pm 28V$, which are easily attained with these types of pickups.

The differential input options (LM2907, LM2917) give the user the option of setting his own input switching level and still have the hysteresis around that level for excellent noise rejection in any application. Of course in order to allow the inputs to attain common-mode voltages above ground, input protection is removed

and neither input should be taken outside the limits of the supply voltage being used. It is very important that an input not go below ground without some resistance in its lead to limit the current that will then flow in the cpi-substrate diode.

Following the input stage is the charge pump where the input frequency is converted to a dc voltage. To do this requires one timing capacitor, one output resistor, and an integrating or filter capacitor. When the input stage changes state (due to a suitable zero crossing or differential voltage on the input) the timing capacitor is either charged or discharged linearly between two voltages whose difference is $V_{CC}/2$. Then in one half cycle of the input frequency or a time equal to $1/2 f_{IN}$ the change in charge on the timing capacitor is equal to $V_{CC}/2 \times C1$. The average amount of current pumped into or out of the capacitor then is:

$$\frac{\Delta Q}{T} = i_{C(AVG)} = C1 \times \frac{V_{CC}}{2} \times (2f_{IN}) = V_{CC} \times f_{IN} \times C1$$

The output circuit mirrors this current very accurately into the load resistor R1, connected to ground, such that if the pulses of current are integrated with a filter

Applications Information (Continued)

capacitor, then, $V_o = i_c \times R1$, and the total conversion equation becomes:

$$V_o = V_{CC} \times f_{IN} \times C1 \times R1 \times K$$

Where K is the gain constant—typically 1.0.

The size of C2 is dependent only on the amount of ripple voltage allowable and the required response time.

CHOOSING R1 AND C1

There are some limitations on the choice of R1 and C1 which should be considered for optimum performance. The timing capacitor also provides internal compensation for the charge pump and should be kept larger than 100 pF for very accurate operation. Smaller values can cause an error current on R1, especially at low temperatures. Several considerations must be met when choosing R1. The output current at pin 3 is internally fixed and therefore $V_o/R1$ must be less than or equal to this value. If R1 is too large, it can become a significant fraction of the output impedance at pin 3 which degrades linearity. Also output ripple voltage must be considered and the size of C2 is affected by R1. An expression that describes the ripple content on pin 3 for a single R1C2 combination is:

$$V_{\text{RIPPLE}} = \frac{V_{CC}}{2} \times \frac{C1}{C2} \times \left(1 - \frac{V_{CC} \times f_{IN} \times C1}{I_2}\right) \text{ pk-pk}$$

It appears R1 can be chosen independent of ripple,

however response time, or the time it takes V_{OUT} to stabilize at a new voltage increases as the size of C2 increases so a compromise between ripple, response time, and linearity must be chosen carefully.

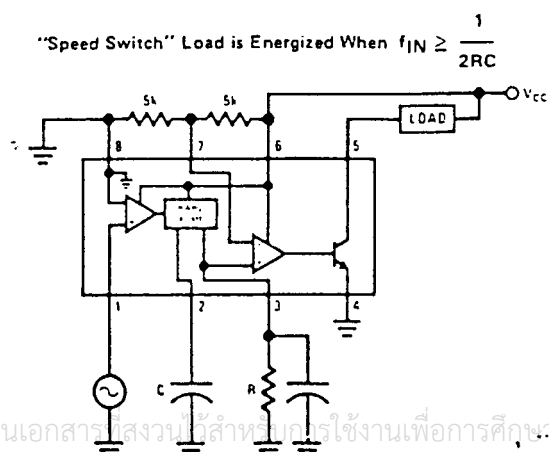
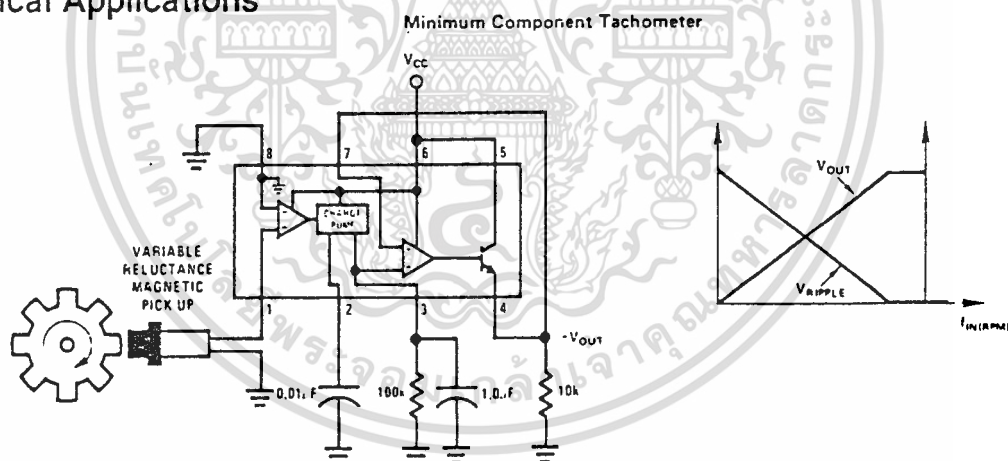
As a final consideration, the maximum attainable input frequency is determined by V_{CC} , C1 and I_2 :

$$f_{\text{MAX}} = \frac{I_2}{C1 \times V_{CC}}$$

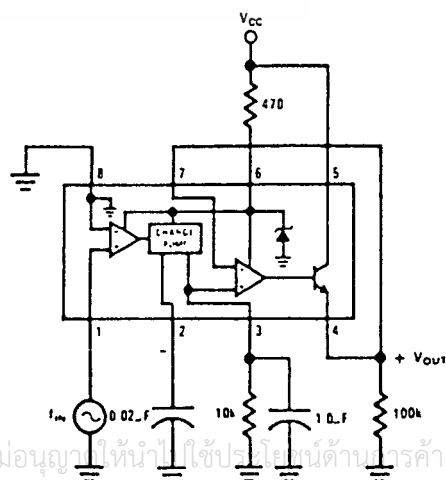
USING ZENER REGULATED OPTIONS (LM2917)

For those applications where an output voltage or current must be obtained independent of supply voltage variations, the LM2917 is offered. The most important consideration in choosing a dropping resistor from the unregulated supply to the device is that the tachometer and op amp circuitry alone require about 3 mA at the voltage level provided by the zener. At low supply voltages there must be some current flowing in the resistor above the 3 mA circuit current to operate the regulator. As an example, if the raw supply varies from 9 to 16V, a resistance of 470Ω will minimize the zener voltage variation to 160 mV. If the resistance goes under 400Ω or over 600Ω the zener variation quickly rises above 200 mV for the same input variation.

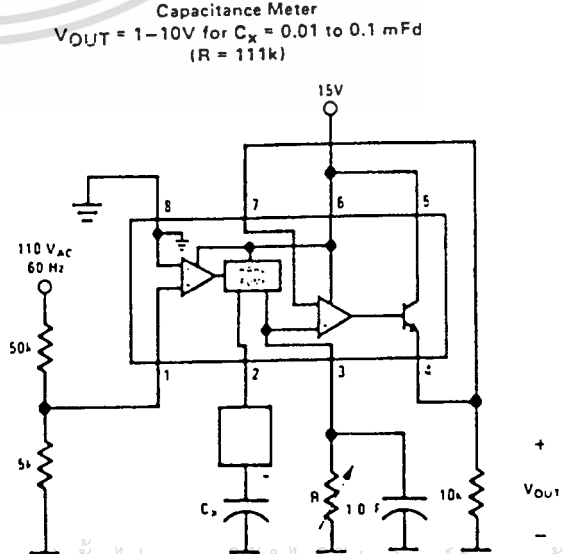
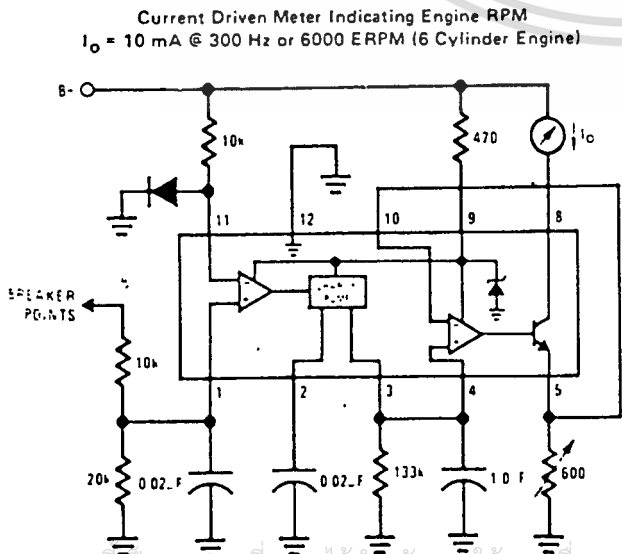
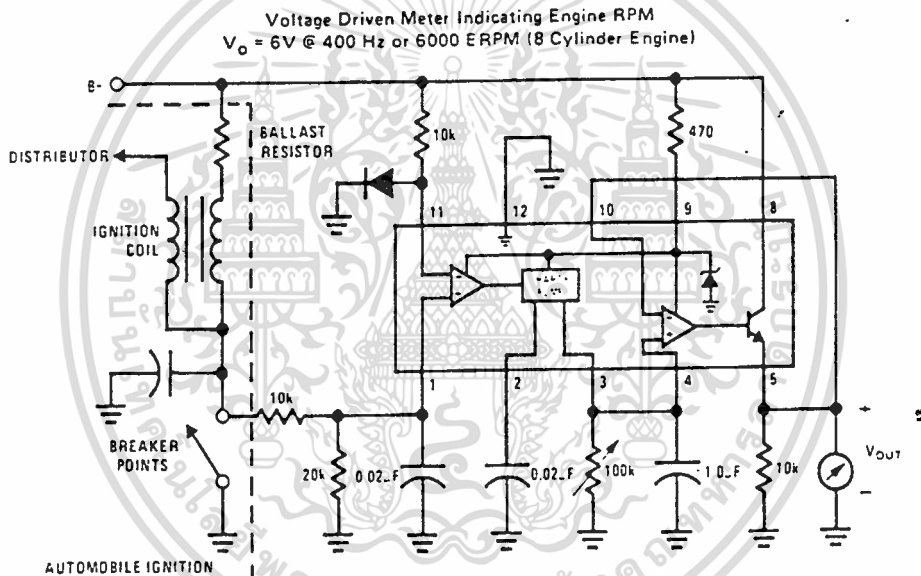
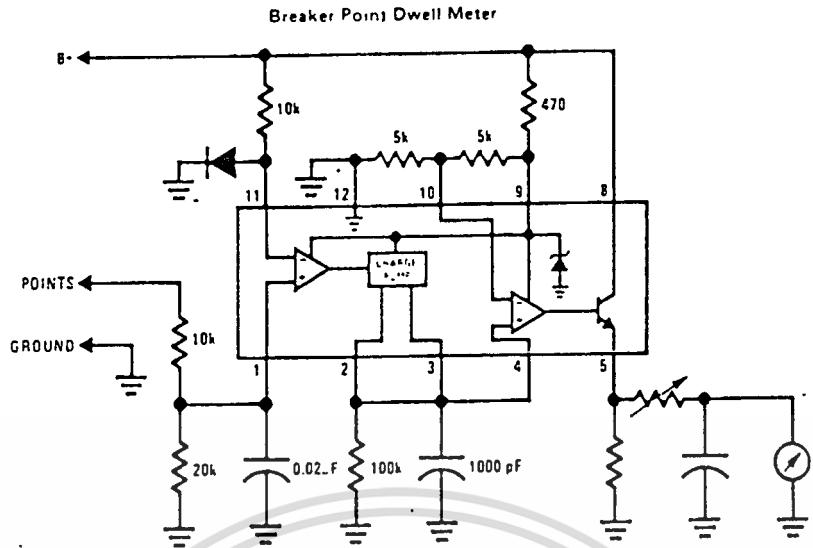
Typical Applications



Zener Regulated Frequency to Voltage Converter

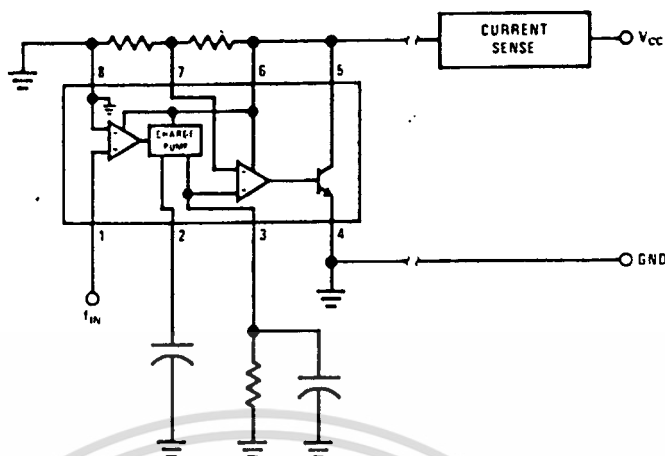


Typical Applications (Continued)

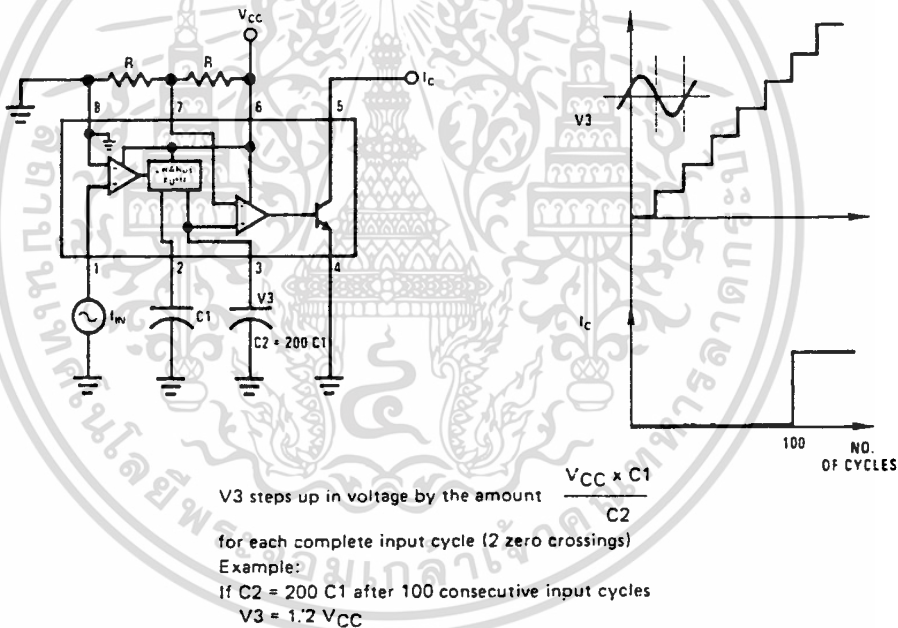


Typical Applications (Continued)

Two-Wire Remote Speed Switch



100 Cycle Delay Switch

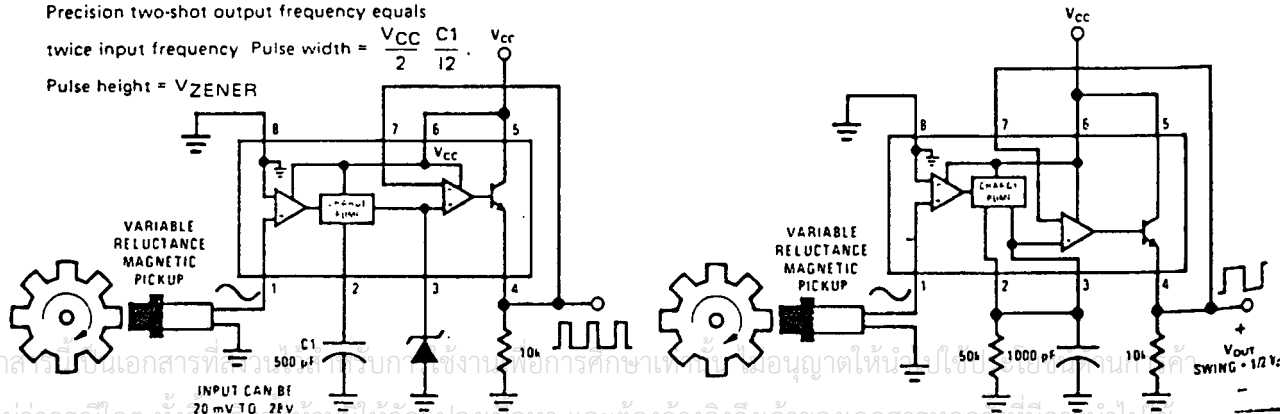


Variable Reluctance Magnetic Pickup Buffer Circuits

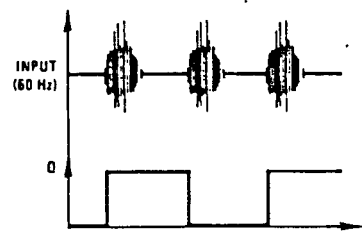
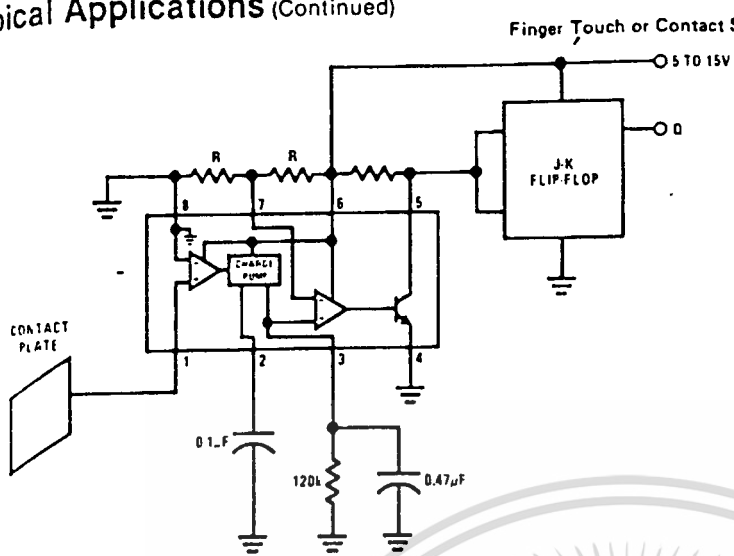
Precision two-shot output frequency equals

$$\text{twice input frequency} \quad \text{Pulse width} = \frac{V_{CC}}{2} \frac{C1}{12}$$

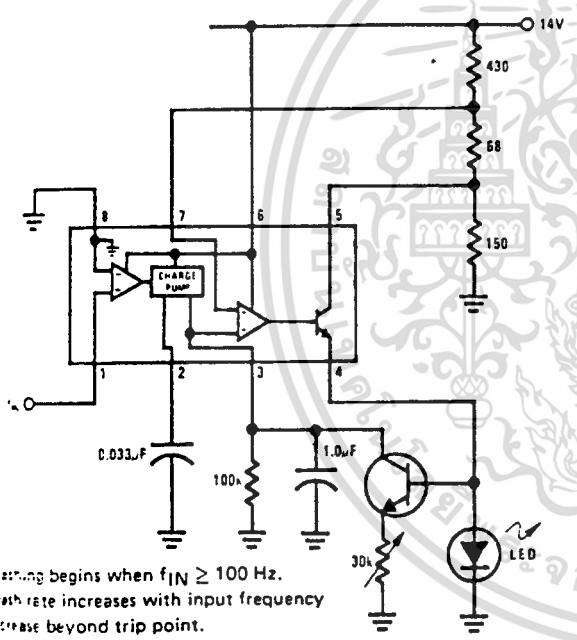
$$\text{Pulse height} = V_{ZENER}$$



Typical Applications (Continued)

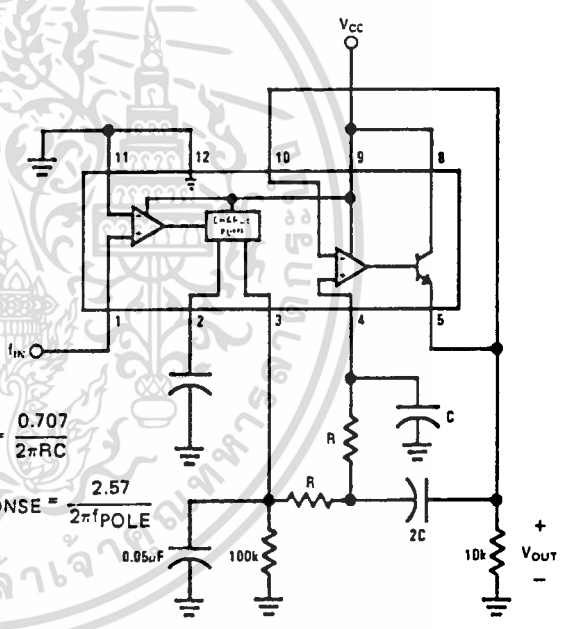


Flashing LED Indicates Overspeed



Flashing begins when $f_{IN} \geq 100 \text{ Hz}$.
Flash rate increases with input frequency
above trip point.

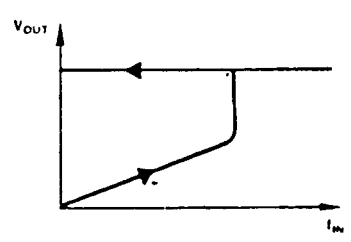
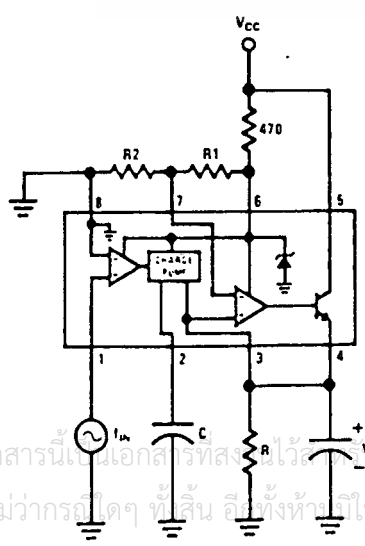
Frequency to Voltage Converter with 2 Pole Butterworth Filter to Reduce Ripple



$$f_{POLE} = \frac{0.707}{2\pi RC}$$

$$\tau_{RESPONSE} = \frac{2.57}{2\pi f_{POLE}}$$

Overspeed Latch



Output latches when

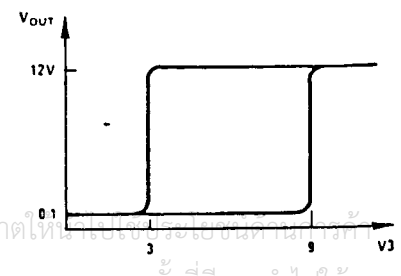
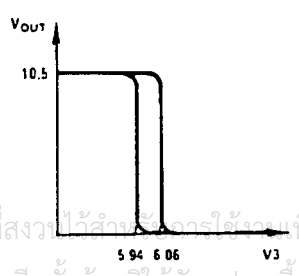
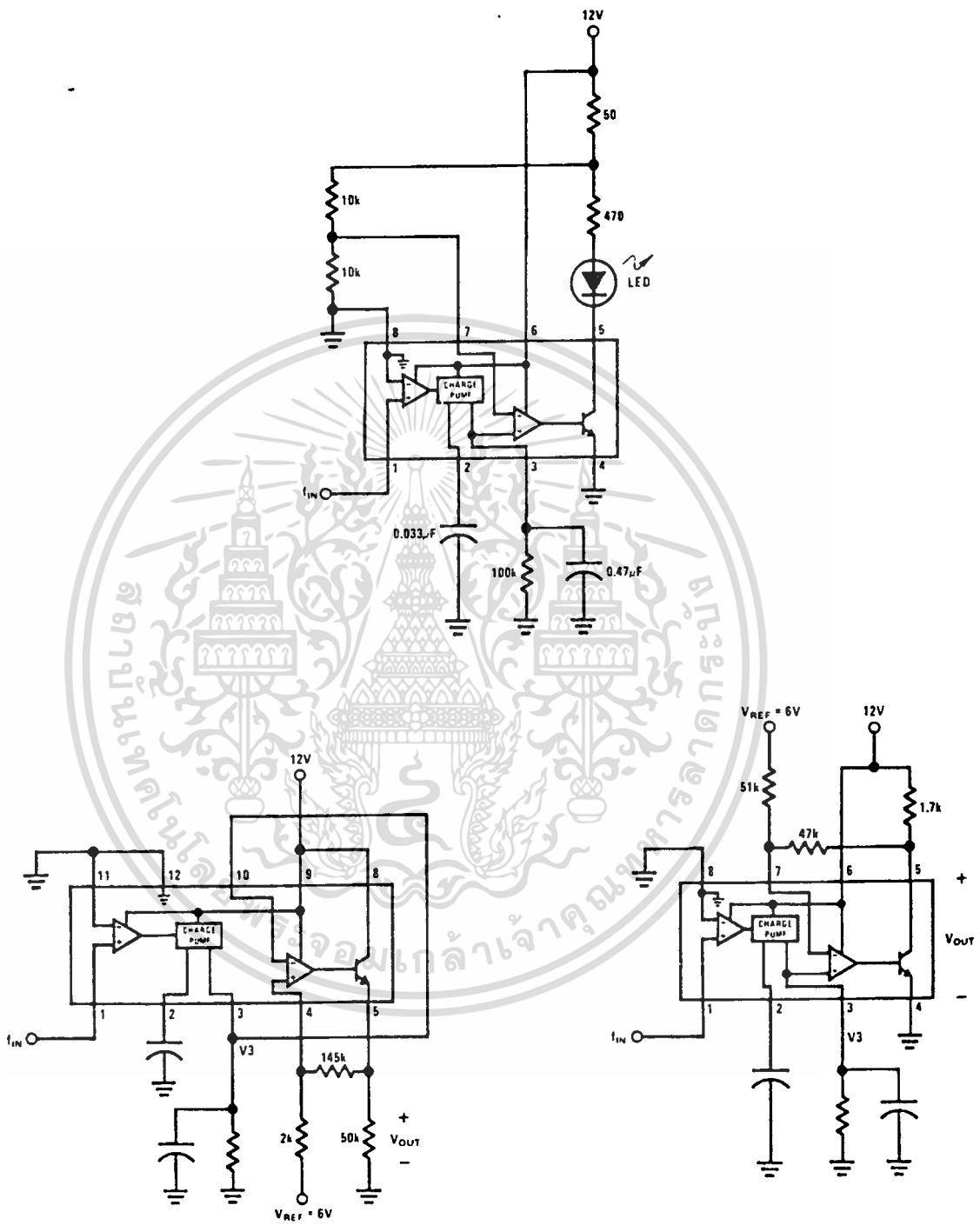
$$f_{IN} = \frac{R2}{R1 + R2} \frac{1}{RC}$$

Reset by removing VCC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ที่ละเมิดลิขสิทธิ์หรือทำผิดกฎหมายจะถือว่าผิดกฎหมายและต้องแจ้งถึงเจ้าของลิขสิทธิ์

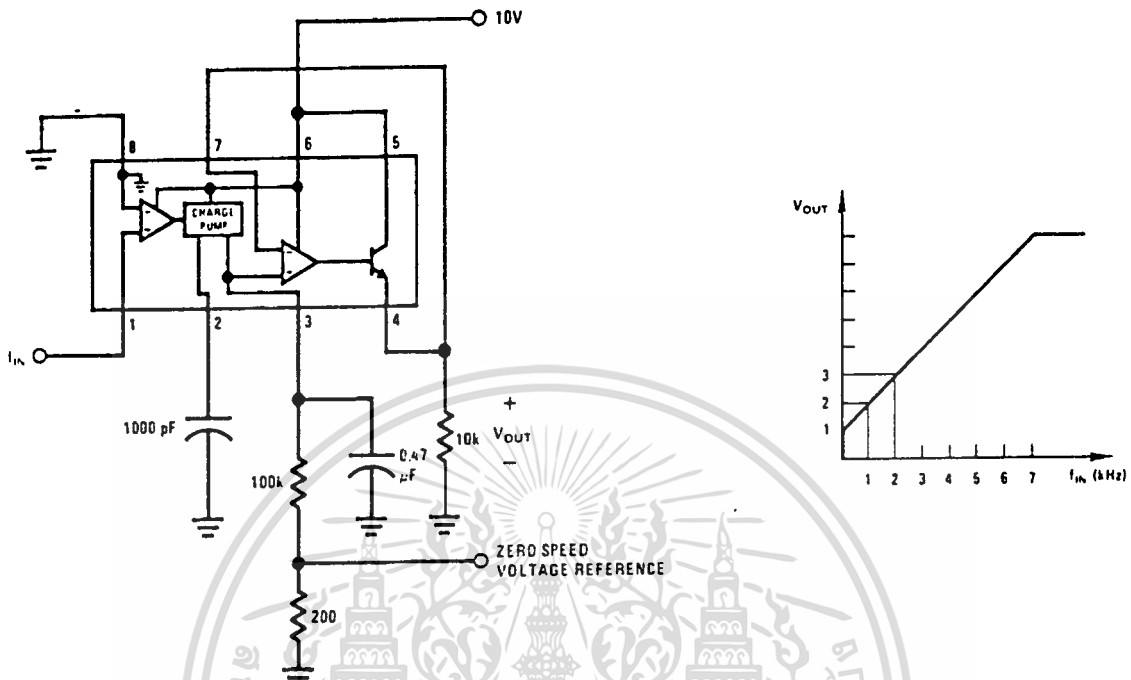
Typical Applications (Continued)

Some Frequency Switch Applications May Require Hysteresis in the Comparator Function Which Can Be Implemented in Several Ways:

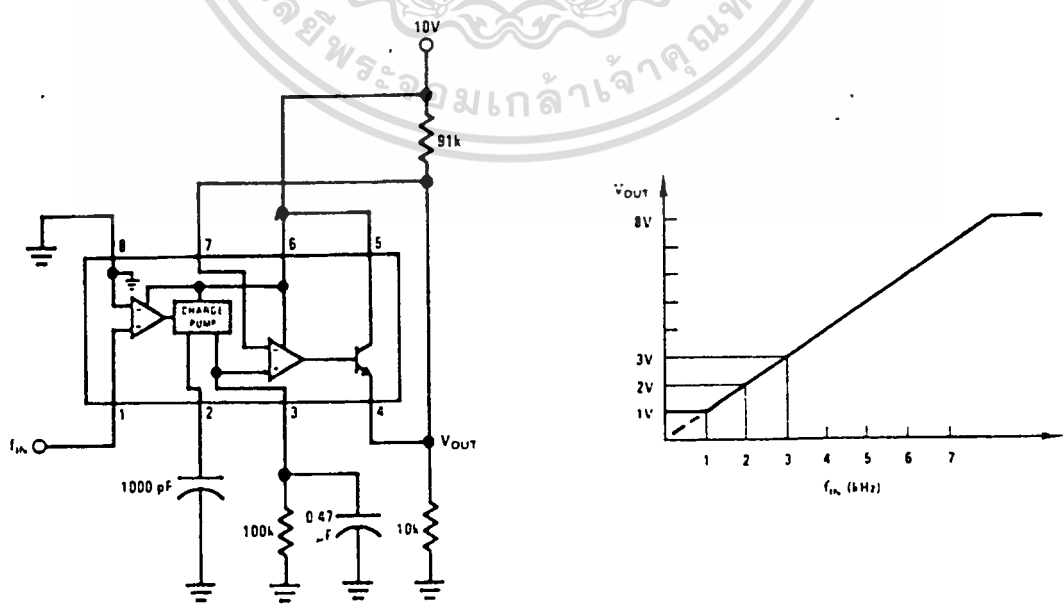


Typical Applications (Continued)

Changing the Output Voltage for an Input Frequency of Zero

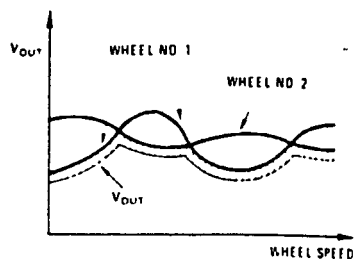
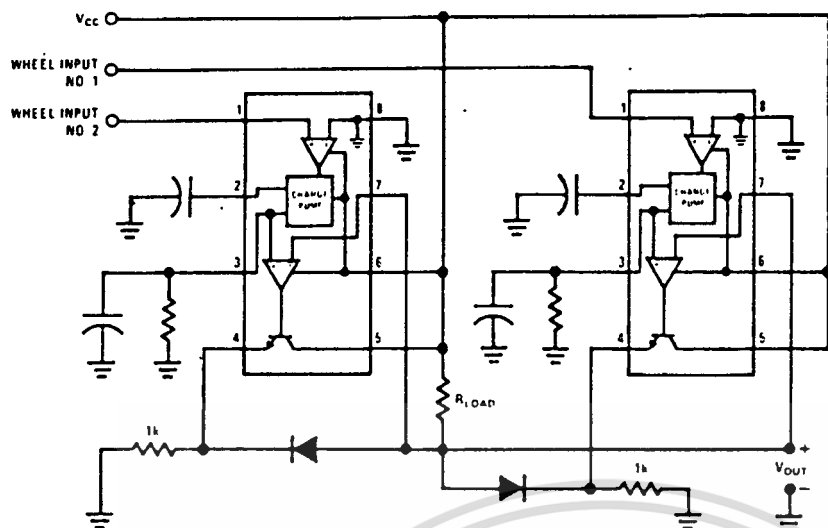


Changing Tachometer Gain Curve or Clamping the Minimum Output Voltage



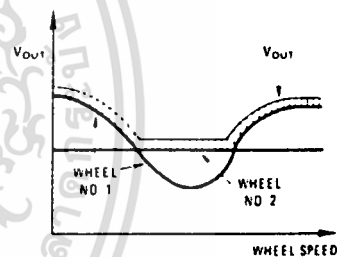
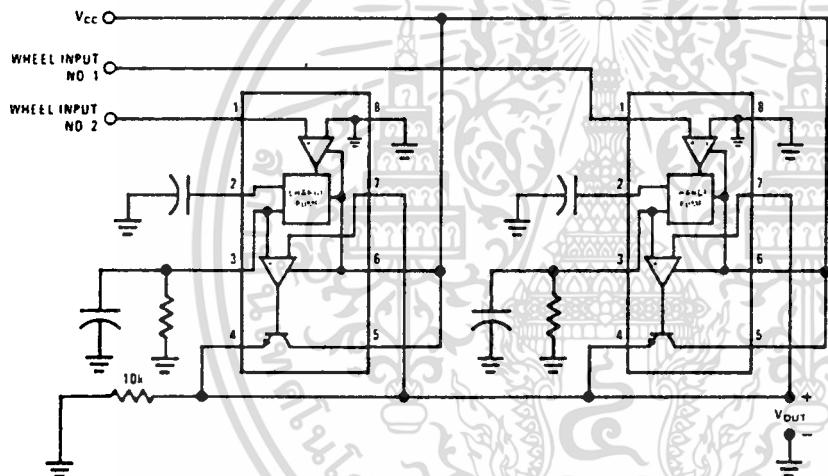
Anti-Skid Circuit Functions

"Select-Low" Circuit



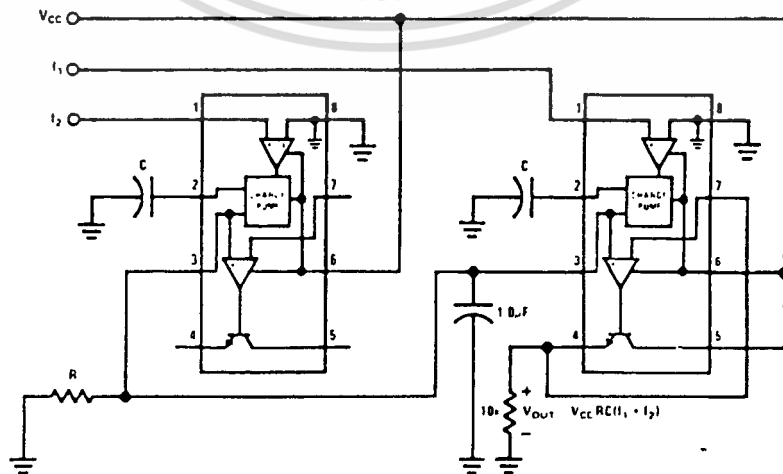
V_{OUT} is proportional to the lower of the two input wheel speeds.

"Select-High" Circuit



V_{OUT} is proportional to the higher of the two input wheel speeds.

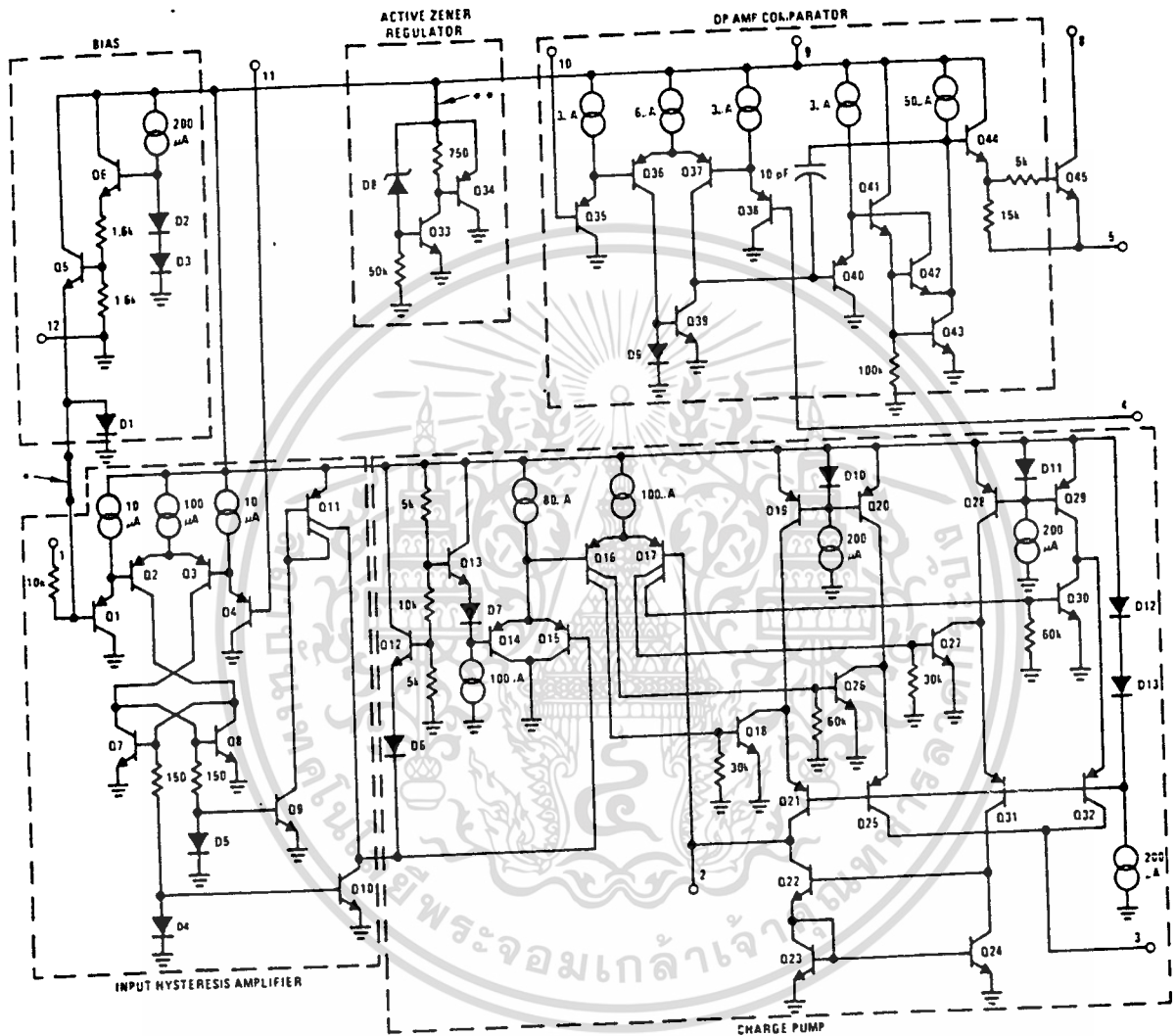
"Select-Average" Circuit



ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Equivalent Schematic Diagram

LM2907, LM2917



* Note: This connection made on LM2907-8 and LM2917-8 only.

* Note: This connection made on LM2917 and LM2917-8 only.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



MOTOROLA

Specifications and Applications Information

SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUITS

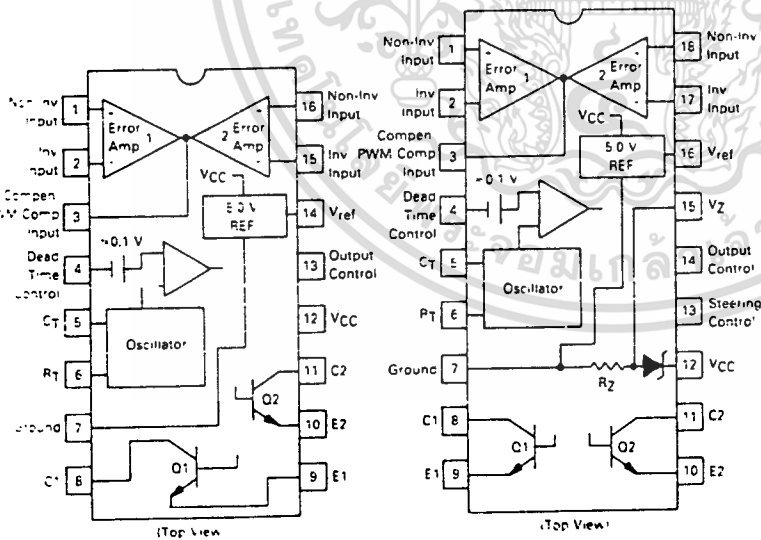
The TL494 and TL495 are fixed frequency, pulse width modulation control circuits designed primarily for Switchmode power supply control. These devices feature:

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

PIN CONNECTIONS

TL494

TL495



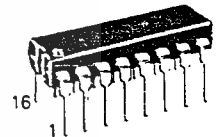
The TL494C 495C are specified over the commercial operating range of 0°C to 70°C. The TL494I 495I are specified over the industrial range of -25°C to 85°C. The TL494M is specified over the full military range of -55°C to 125°C.

TL494 TL495

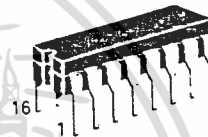
SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUITS

SILICON MONOLITHIC
INTEGRATED CIRCUITS

TL494



N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 648-05

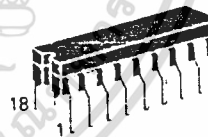


J SUFFIX
CERAMIC PACKAGE
CASE 620-02

TL495



N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 707-02



J SUFFIX
CERAMIC PACKAGE
CASE 726-01

ORDERING INFORMATION

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

Description

The TL494/495 are fixed-frequency pulse width modulation control circuit, incorporating the primary building blocks required for the control of a switching power supply. (See Figure 1.) An internal-linear sawtooth oscillator is frequency-programmable by two external components, R_T and C_T . The oscillator frequency is determined by:

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

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

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

The pulse width modulator comparator provides a means for the error amplifiers to adjust the output pulse width from the maximum percent on-time, established by the dead time control input, down to zero, as the

voltage at the feedback pin varies from 0.5 to 3.5 V. Both error amplifiers have a common-mode input range from -0.3 V to ($V_{CC} - 2$ V), and may be used to sense power-supply output voltage and current. The error-amplifier outputs are active high and are ORed together at the non-inverting input of the pulse-width modulator comparator. With this configuration, the amplifier that demands minimum output on time, dominates control of the loop.

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

The TL494/495 has an internal 5.0 V reference capable of sourcing up to 10 mA of load current for external bias circuits. The reference has an accuracy of $\pm 5\%$ with a thermal drift of less than 50 mV over an operating temperature range of 0 to 70°C.

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

FIGURE 3 — FUNCTIONAL TABLE

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

TL494, TL495

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

Rating	Symbol	TL494M	TL494I TL495I	TL494C TL495C	Unit
Power Supply Voltage	VCC	42	42	42	V
Collector Output Voltage	VC1, VC2	42	42	42	V
Collector Output Current (each transistor)	IC1, IC2	250	250	250	mA
Amplifier Input Voltage	Vin	VCC - .03	VCC - .03	VCC - .03	V
Power Dissipation @ TA ≤ 45°C	PD	1000	1000	1000	mW
Operating Junction Temperature	TJ	150	150	150	°C
Operating Ambient Temperature Range	TA	-55 to 125	-25 to 85	0 to 70	°C
Storage Temperature Range	Tstg	-65 to 150	-65 to 150	-65 to 150	°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristics	Symbol	J Suffix Ceramic Package	N Suffix Plastic Package	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	RθJA	100	80	°C/W
Power Derating Factor	1/RθJA	10.0	12.5	mW/°C
Derating Ambient Temperature	TA	50	45	°C

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Condition/Value	Symbol	TL494 TL495			Unit
		Min	Typ	Max	
Power Supply Voltage	VCC	7.0	15	40	V
Collector Output Voltage	VC1, VC2	—	30	40	V
Collector Output Current (each transistor)	IC1, IC2	—	—	200	mA
Amplifier Input Voltage	Vin	-0.3	—	VCC - 2.0	V
Current Into Feedback Terminal	I _{f.b.}	—	—	0.3	mA
Reference Output Current	I _{ref}	—	—	10	mA
Timing Resistor	RT	1.8	30	500	kΩ
Timing Capacitor	CT	0.47	1.0	10,000	nF
Oscillator Frequency	fosc	1.0	40	200	kHz

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (VCC = 15 V, fosc = 10 kHz unless otherwise noted.)

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

Characteristic	Symbol	TL494M			TL494C, I TL495C, I			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
REFERENCE SECTION								
Reference Voltage ($I_O = 1.0\text{ mA}$)	V_{ref}	4.75	5.0	5.25	4.75	5.0	5.25	V
Reference Voltage Change with Temperature ($\Delta T_A = \text{Min to Max}$)	$\Delta V_{ref} (\Delta T)$	—	0.2	2.0	—	1.3	2.6	%
Input Regulation ($V_{CC} = 7.0\text{ V to }40\text{ V}$)	Regline	—	2.0	25	—	2.0	25	mV
Output Regulation ($I_O = 1.0\text{ mA to }10\text{ mA}$)	Regload	—	3.0	15	—	3.0	15	mV
Short-Circuit Output Current ($V_{ref} = 0\text{ V}, T_A = 25^\circ\text{C}$)	I_{SC}	10	35	50	—	35	—	mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 15\text{ V}$, $f_{osc} = 10\text{ kHz}$ unless otherwise noted.)
For typical values $T_A = 25^\circ\text{C}$, for min max values T_A is the operating ambient temperature range that applies unless otherwise noted.

Characteristic	Symbol	TL494M			TL494C, I/TL495C, I			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
OUTPUT SECTION								
Collector Off-State Current ($V_{CC} = 40\text{ V}$, $V_{CE} = 40\text{ V}$)	$I_{C(off)}$	—	2.0	100	—	2.0	100	μA
Emitter Off-State Current ($V_{CC} = 40\text{ V}$, $V_C = 40\text{ V}$, $V_E = 0\text{ V}$)	$I_{E(off)}$	—	—	-150	—	—	-100	μA
Collector-Emitter Saturation Voltage Common-Emitter ($V_E = 0\text{ V}$, $I_C = 200\text{ mA}$) Emitter-Follower ($V_C = 15\text{ V}$, $I_E = -200\text{ mA}$)	$V_{sat(C)}$	—	1.1	1.5	—	1.1	1.3	V
	$V_{sat(E)}$	—	1.5	2.5	—	1.5	2.5	V
Output Control Pin Current Low State ($V_{OC} \leq 0.4\text{ V}$) High State ($V_{OC} = V_{ref}$)	I_{OCL}	—	10	—	—	10	—	μA
	I_{OCH}	—	0.2	3.5	—	0.2	3.5	mA
Output Voltage Rise Time ($T_A = 25^\circ\text{C}$) Common-Emitter (See Figure 13) Emitter-Follower (See Figure 14)	t_r	—	100	200	—	100	200	ns
		—	100	200	—	100	200	ns
Output Voltage Fall Time ($T_A = 25^\circ\text{C}$) Common-Emitter (See Figure 13) Emitter-Follower (See Figure 14)	t_f	—	25	100	—	25	100	ns
		—	40	100	—	40	100	ns

Characteristic	Symbol	TL494 TL495			Unit
		Min	Typ	Max	
ERROR AMPLIFIER SECTIONS					
Input Offset Voltage (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	V_{IO}	—	2.0	10	mV
Input Offset Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	I_{IO}	—	5.0	250	nA
Input Bias Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	I_{IB}	—	0.1	1.0	μ A
Input Common-Mode Voltage Range (V_{CC} = 7.0 V to 40 V)	V_{ICR}	-0.3	—	$V_{CC} - 2.0$	V
Open-Loop Voltage Gain (ΔV_O = 3.0 V, V_O = 0.5 to 3.5 V, R_L = 2.0 k Ω)	AV_{OL}	70	95	—	dB
Unity-Gain Crossover Frequency (V_O = 0.5 to 3.5 V, R_L = 2.0 k Ω)	f_C	—	350	—	kHz
Phase Margin at Unity-Gain (V_O = 0.5 to 3.5 V, R_L = 2.0 k Ω)	ϕ_m	—	65	—	deg.
Common-Mode Rejection Ratio (V_{CC} = 40 V)	CMRR	65	90	—	dB
Power Supply Rejection Ratio (ΔV_{CC} = 33 V, V_O = 2.5 V, R_L = 2.0 k Ω)	PSRR	—	100	—	dB
Output Sink Current (V_O (Pin 3) = 0.7 V)	I_{O-}	0.3	0.7	—	mA
Output Source Current (V_O (Pin 3) = 3.5 V)	I_{O+}	- 2.0	- 4.0	—	mA

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

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

Characteristic	Symbol	TL494/TL495			Unit
		Min	Typ	Max	
PWM COMPARATOR SECTION (Test Circuit Figure 12)					
Input Threshold Voltage (Zero duty cycle)	V_{TH}	—	3.5	4.5	V
Input Sink Current ($V_{(Pin\ 3)} = 0.7\text{ V}$)	I_{I-}	0.3	0.7	—	mA
DEAD-TIME CONTROL SECTION (Test Circuit Figure 12)					
Input Bias Current (Pin 4) ($V_{in} = 0\text{ to }5.25\text{ V}$)	$I_{IB}\text{ (DT)}$	—	−2.0	−10	μA
Maximum Duty Cycle, Each Output, Push-Pull Mode — ($V_{in} = 0\text{ V}$, $C_T = 0.1\text{ }\mu\text{F}$, $R_T = 12\text{ k}\Omega$) ($V_{in} = 0\text{ V}$, $C_T = 0.001\text{ }\mu\text{F}$, $R_T = 30\text{ k}\Omega$)	DC_{max}	45 —	48 45	50 50	%
Input Threshold Voltage (Pin 4) (Zero Duty Cycle) (Maximum Duty Cycle)	V_{TH}	— 0	2.8 —	3.3 —	V
OSCILLATOR SECTION					
Frequency ($C_T = 0.001\text{ }\mu\text{F}$, $R_T = 30\text{ k}\Omega$)	f_{osc}	—	40	—	kHz
Standard Deviation of Frequency* ($C_T = 0.001\text{ }\mu\text{F}$, $R_T = 30\text{ k}\Omega$)	σf_{osc}	—	3.0	—	%
Frequency Change with Voltage ($V_{CC} = 7.0\text{ V to }40\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	$\Delta f_{osc}\text{ (}\Delta V\text{)}$	—	0.1	—	%
Frequency Change with Temperature ($\Delta T_A = T_{A\text{low}}\text{ to }T_{A\text{high}}$)	$\Delta f_{osc}\text{ (}\Delta T\text{)}$	—	± 1.0	± 2.0	%

Characteristic	Symbol	TL495			Unit
		Min	Typ	Max	
STEERING CONTROL					
Input Current Low (V(Pin 13) = 0.4 V)	I _{STL}	—	— 25	— 200	μA
Input Current High (V(Pin 13) = 2.4 V) (V(Pin 13) = V _{ref})	I _{STH}	— —	25 75	200 —	μA
ZENER CHARACTERISTICS					
Zener Breakdown Voltage (I _Z = 2.0 mA)	V _Z	—	39	—	V
Sink Current (V(Pin 15) = 1.0 V)	I _{RZ}	—	0.3	—	mA
TOTAL DEVICE					
Standby Supply Current (Pin 6 at V _{ref} , All Other Inputs and Outputs Open) (V _{CC} = 15 V) (V _{CC} = 40 V)	I _{CC}	— —	5.5 7.0	10 15	mA
Average Supply Current (V(Pin 4) = 2.0 V) (See Figure 12.) (C _T = 0.001, R _T = 12 kΩ, V _{CC} = 15 V)	—	—	7.0	—	mA

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

FIGURE 4 — OSCILLATOR FREQUENCY
versus TIMING RESISTANCE

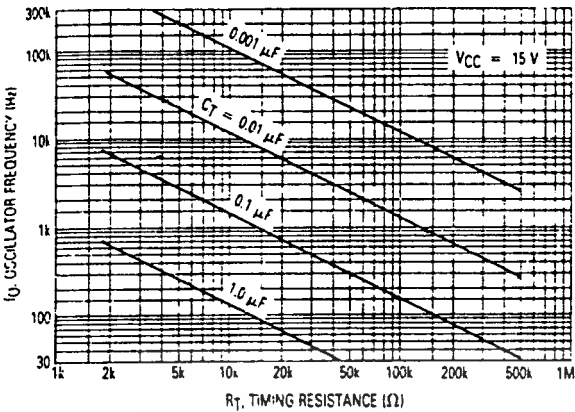


FIGURE 5 — OPEN LOOP VOLTAGE GAIN AND PHASE
versus FREQUENCY

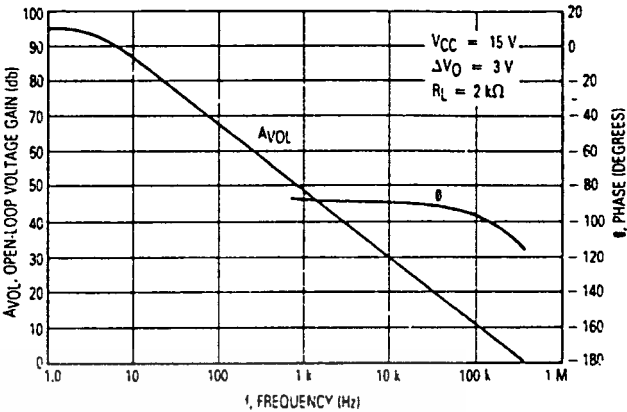


FIGURE 6 — PERCENT DEAD TIME versus
OSCILLATOR FREQUENCY

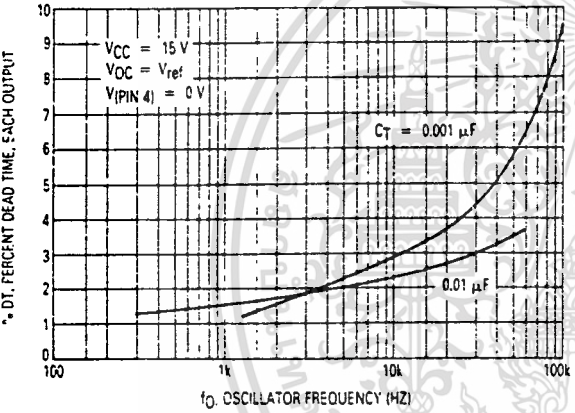


FIGURE 7 — PERCENT DUTY CYCLE versus
DEAD-TIME CONTROL VOLTAGE

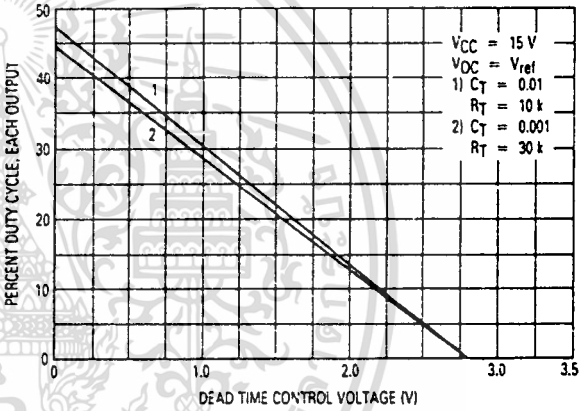


FIGURE 8 — EMITTER-FOLLOWER CONFIGURATION,
OUTPUT-SATURATION VOLTAGE
versus EMITTER CURRENT

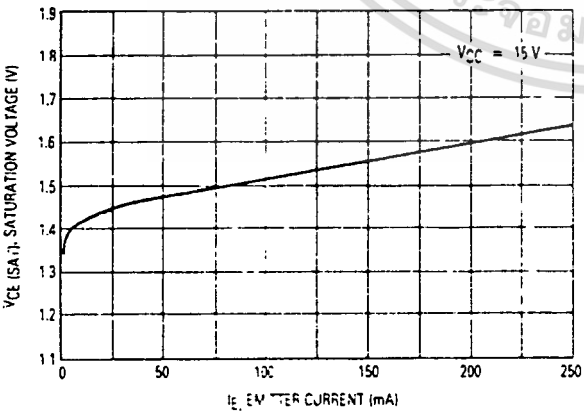


FIGURE 9 — COMMON-EMITTER CONFIGURATION
OUTPUT-SATURATION VOLTAGE
versus COLLECTOR CURRENT

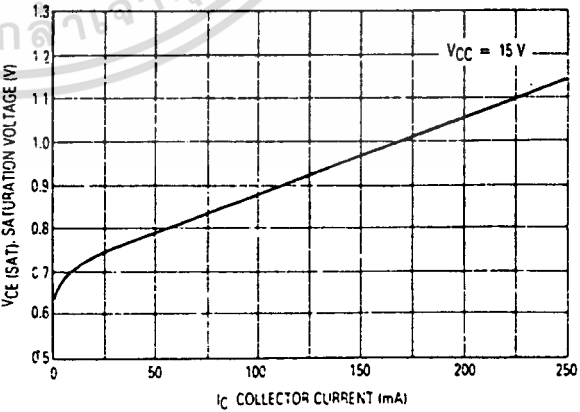


FIGURE 10 — STANDBY-SUPPLY CURRENT
versus SUPPLY VOLTAGE

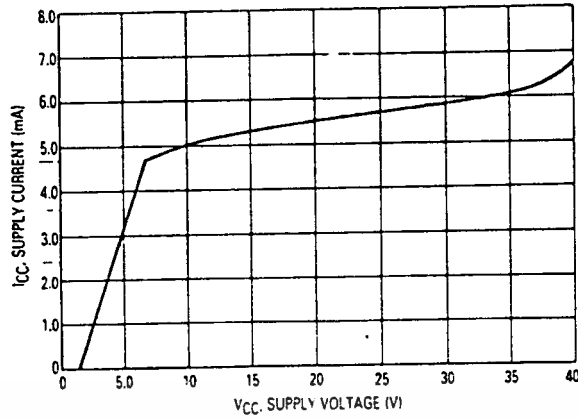


FIGURE 11 — ERROR AMPLIFIER CHARACTERISTICS

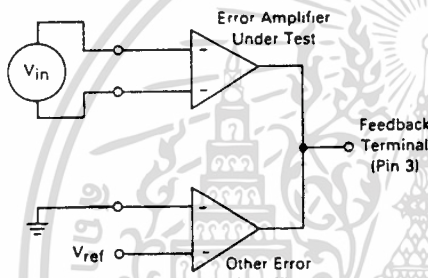


FIGURE 12 — DEAD-TIME AND FEEDBACK CONTROL
TEST CIRCUIT

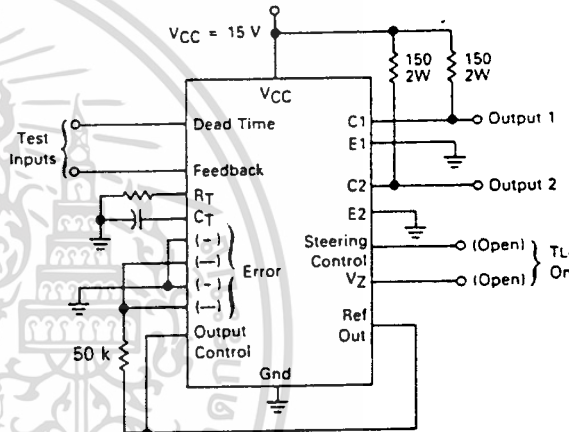


FIGURE 13 — COMMON-EMITTER CONFIGURATION
TEST CIRCUIT AND WAVEFORM

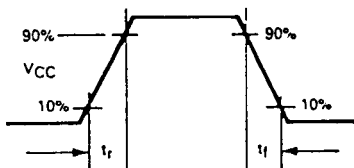
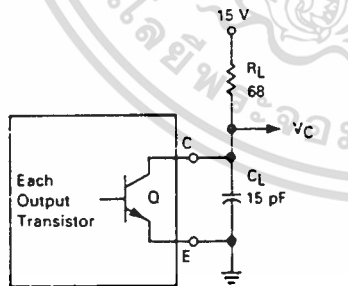


FIGURE 14 — EMITTER-FOLLOWER CONFIGURATION
TEST CIRCUIT AND WAVEFORM

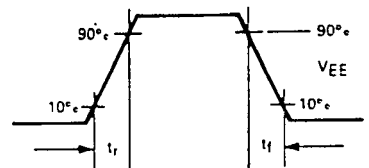
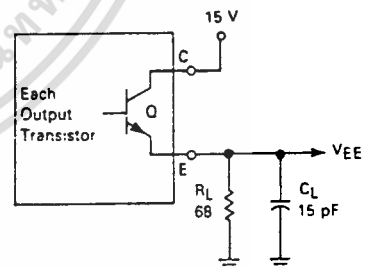


FIGURE 15 — ERROR-AMPLIFIER SENSING TECHNIQUES

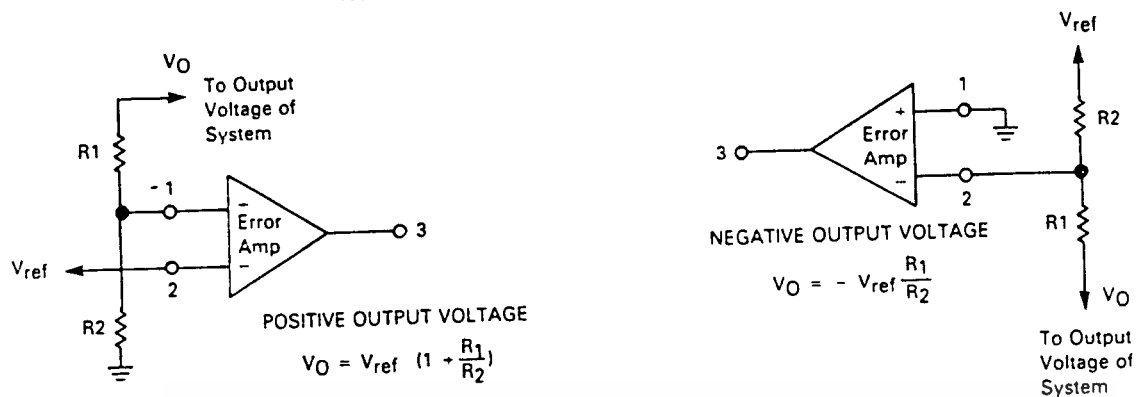


FIGURE 16 — DEAD-TIME CONTROL CIRCUIT

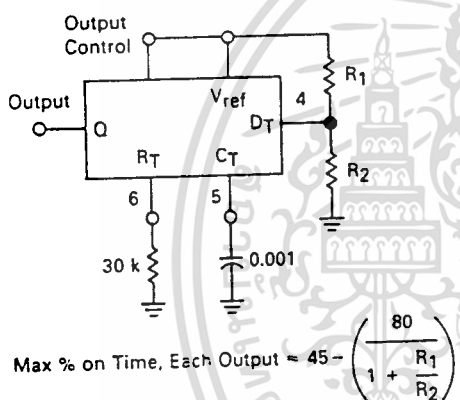


FIGURE 17 — SOFT-START CIRCUIT

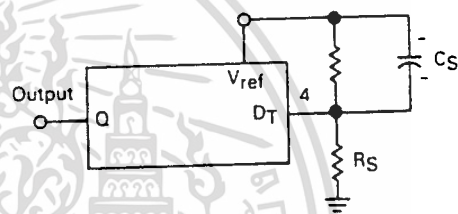


FIGURE 18 — OUTPUT CONNECTIONS FOR SINGLE-ENDED AND PUSH-PULL CONFIGURATIONS

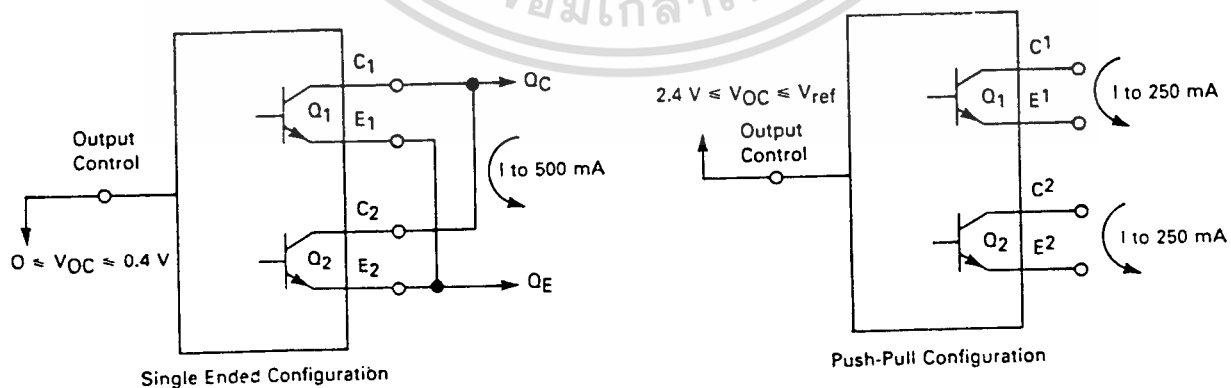


FIGURE 19 — SLAVING TWO OR MORE CONTROL CIRCUITS

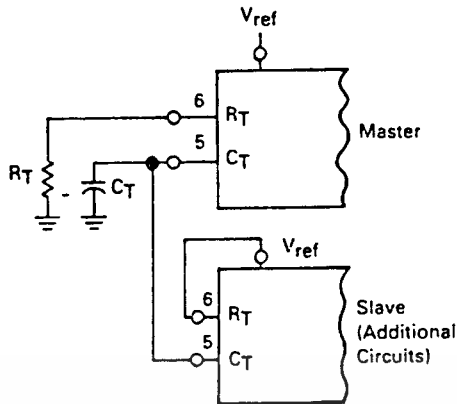


FIGURE 20 — OPERATION WITH $V_{in} > 40$ V USING INTERNAL ZENER (TL495 ONLY)

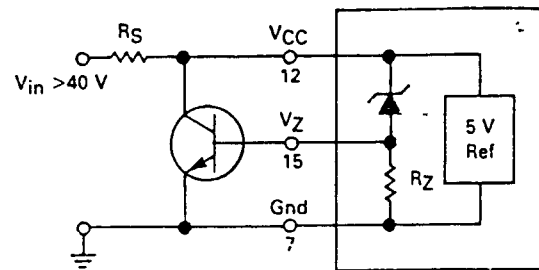
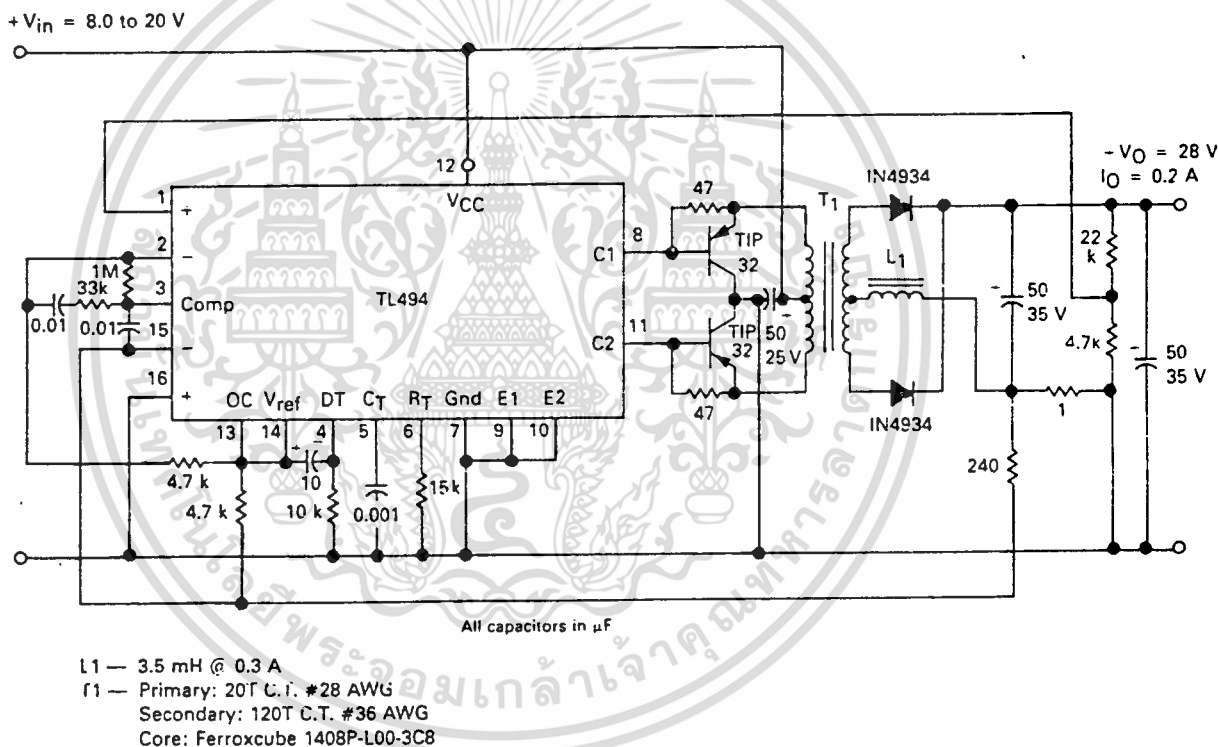


FIGURE 21 — PULSE-WIDTH MODULATED PUSH-PULL CONVERTER



TEST	CONDITIONS	RESULTS
Line Regulation	$V_{in} = 8.0$ to 20 V	3.0 mV 0.01%
Load Regulation	$V_{in} = 12.6$ V, $I_O = 0.2$ to 200 mA	5.0 mV 0.02%
Output Ripple	$V_{in} = 12.6$ V, $I_O = 200$ mA	40 mV P-P P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 12.6$ V, $R_L = 0.1$ Ω	250 mA
Efficiency	$V_{in} = 12.6$ V, $I_O = 200$ mA	72%

MOTOROLA LINEAR/INTERFACE DEVICES

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 1 — BLOCK DIAGRAM

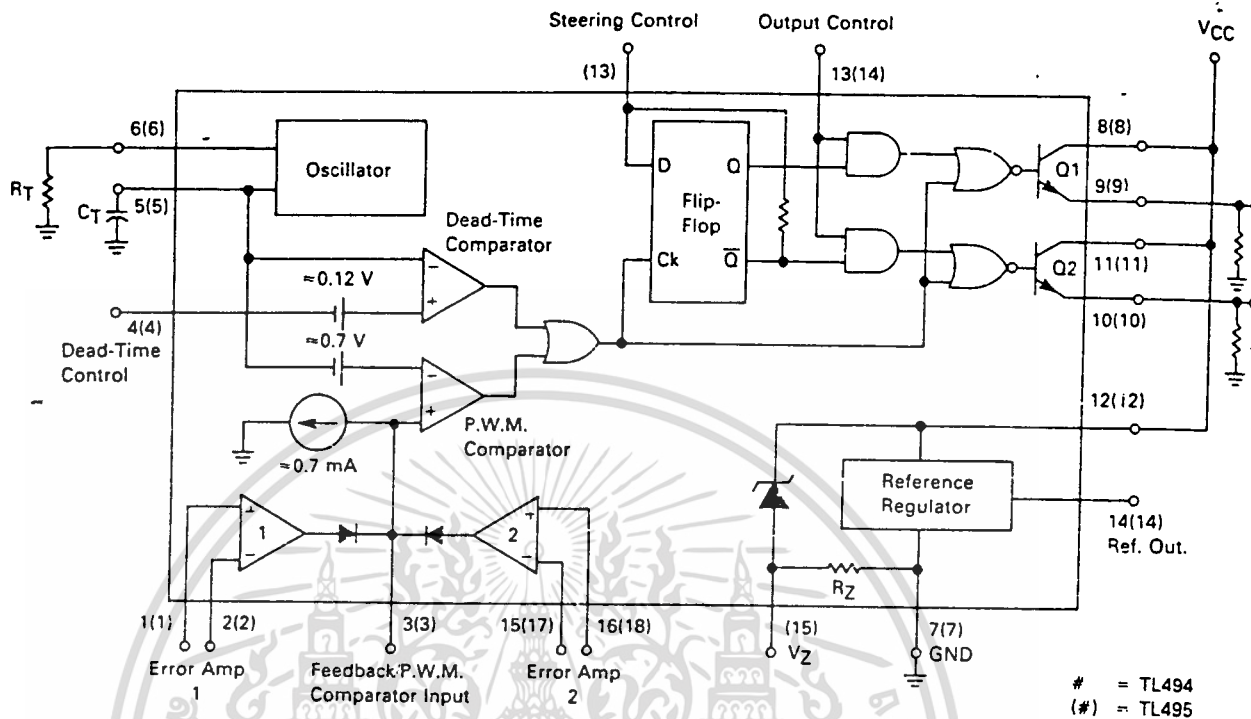
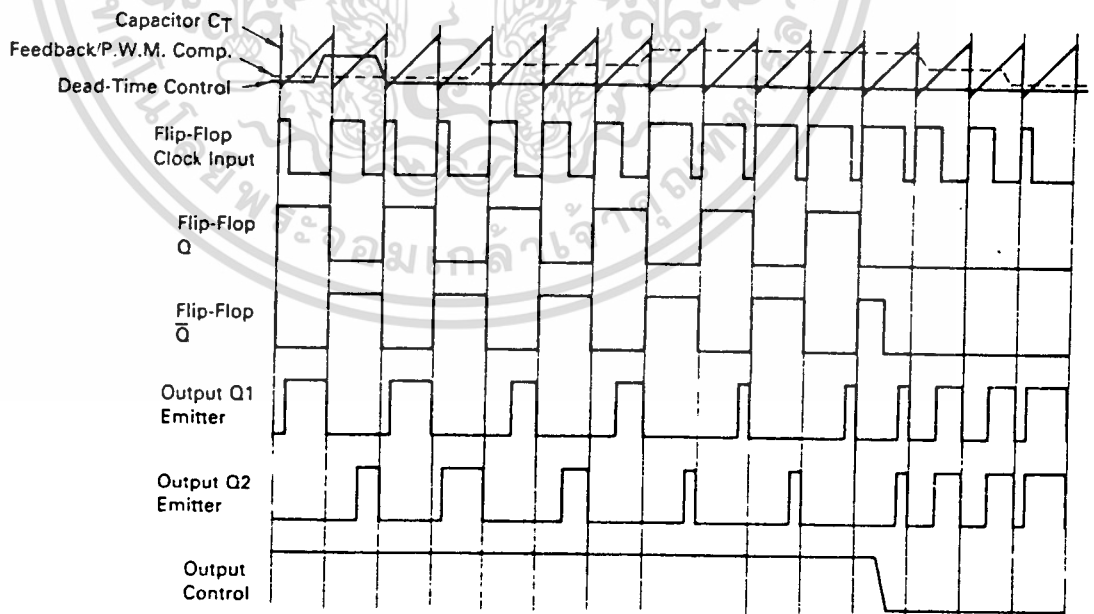


FIGURE 2 — TIMING DIAGRAM



CD4018BM/CD4018BC Presetable Divide-by-N Counter

General Description

The CD4018B consists of 5 Johnson counter stages. A buffered $\bar{Q}$ output from each stage, "CLOCK", "RESET", "DATA", "PRESET ENABLE", and 5 individual "JAM" inputs are provided. The counter is advanced one count at the positive clock signal transition. A high "RESET" signal clears the counters to an "ALL ZERO" condition. A high "PRESET ENABLE" signal allows information on the "JAM" inputs to preset the counter. Anti-lock gating is provided to assure the proper counting sequence.

Features

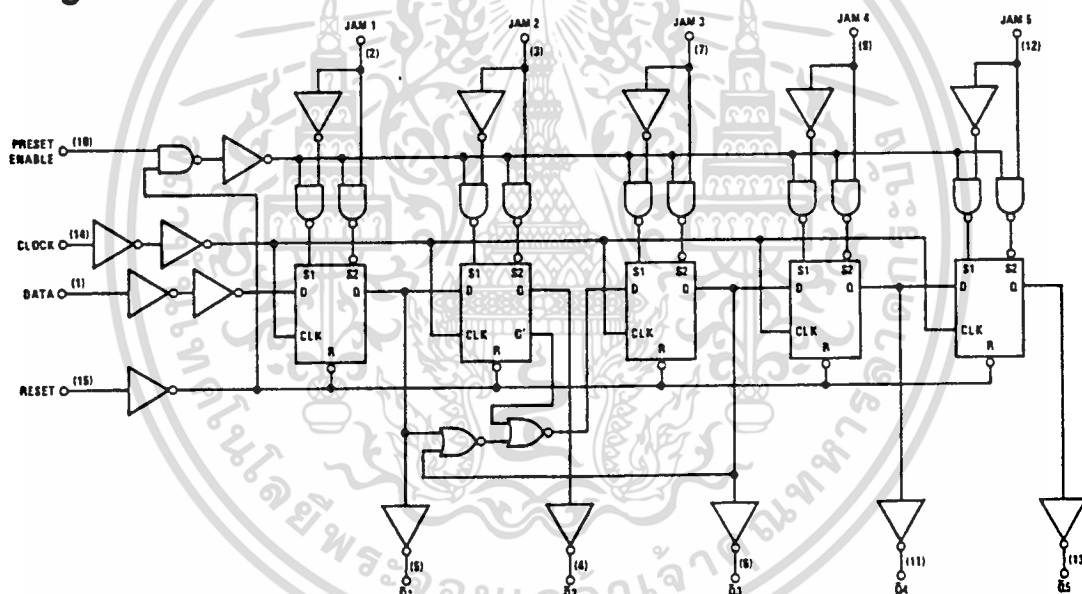
- Wide supply voltage range
- High noise immunity
- Low power TTL compatibility
- Fully static operation

3.0V to 15V
0.45 V_{DD} (typ.)
fan out of 2 driving 74L
or 1 driving 74LS

Applications

- Fixed and programmable divide-by-10, 9, 8, 7, 6, 5, 4, 3, 2 counter
- Fixed and programmable counters greater than 10
- Programmable decade counters
- Divide by "N" counters/frequency synthesizers

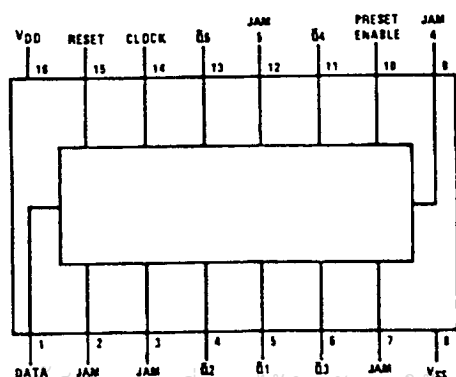
Logic Diagram



TL/F/5951-1

Connection Diagram

Dual-In-Line Package



Order Number CD4018B*

*Please look into Section 8, Appendix D for availability of various package types.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น Top View

TL/F/5951-2

Absolute Maximum Ratings (Notes 1 & 2)

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

DC Supply Voltage (V_{DD})	-0.5V to +18 V_{DC}
Input Voltage (V_{IN})	-0.5 to $V_{DD} + 0.5 V_{DC}$
Storage Temperature Range (T_S)	-65°C to +150°C
Power Dissipation (P_D)	
Dual-In-Line	700 mW
Small Outline	500 mW
Lead Temperature (T_L)	
(Soldering, 10 seconds)	300°C

Recommended Operating Conditions (Note 2)

Supply Voltage (V_{DD})	3V to 15 V_{DC}
Input Voltage (V_{IN})	0V to $V_{DD} V_{DC}$
Operating Temperature Range (T_A)	
CD4018BM	-55°C to +125°C
CD4018BC	-40°C to +85°C

DC Electrical Characteristics CD4018BM (Note 2)

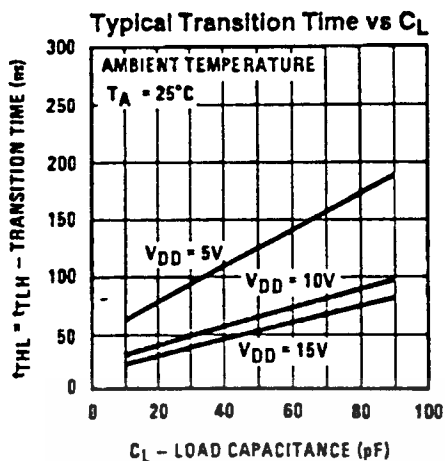
Symbol	Parameter	Conditions	-55°C		+25°C			+125°C		Units
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	
I_{DD}	Quiescent Device Current	$V_{DD} = 5V, V_{IN} = V_{DD} \text{ or } V_{SS}$ $V_{DD} = 10V, V_{IN} = V_{DD} \text{ or } V_{SS}$ $V_{DD} = 15V, V_{IN} = V_{DD} \text{ or } V_{SS}$		5 10 20		0.3 0.5 1.0	5 10 20		150 300 600	μA μA μA
V_{OL}	Low Level Output Voltage	$ I_O < 1 \mu A$ $V_{DD} = 5V$ $V_{DD} = 10V$ $V_{DD} = 15V$		0.05 0.05 0.05		0 0 0	0.05 0.05 0.05		0.05 0.05 0.05	V V V
V_{OH}	High Level Output Voltage	$ I_O < 1 \mu A$ $V_{DD} = 5V$ $V_{DD} = 10V$ $V_{DD} = 15V$	4.95 9.95 14.95		4.95 9.95 14.95	5 10 15		4.95 9.95 14.95		V V V
V_{IL}	Low Level Input Voltage	$V_{DD} = 5V, V_O = 0.5V \text{ or } 4.5V$ $V_{DD} = 10V, V_O = 1V \text{ or } 9V$ $V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V \text{ or } 13.5V$		1.5 3.0 4.0		2.25 4.5 6.75	1.5 3.0 4.0		1.5 3.0 4.0	V V V
V_{IH}	High Level Input Voltage	$V_{DD} = 5V, V_O = 0.5V \text{ or } 4.5V$ $V_{DD} = 10V, V_O = 1V \text{ or } 9V$ $V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V \text{ or } 13.5V$	3.5 7.0 11.0		3.5 7.0 11.0	2.75 5.5 8.25		3.5 7.0 11.0		V V V
I_{OL}	Low Level Output Current (Note 3)	$V_{DD} = 5V, V_O = 0.4V$ $V_{DD} = 10V, V_O = 0.5V$ $V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V$	0.64 1.6 4.2		0.51 1.3 3.4	0.88 2.25 8.8		0.36 0.9 2.4		mA mA mA
I_{OH}	High Level Output Current (Note 3)	$V_{DD} = 5V, V_O = 4.6V$ $V_{DD} = 10V, V_O = 9.5V$ $V_{DD} = 15V, V_O = 13.5V$	-0.64 -1.6 -4.2		-0.51 -1.3 -3.4	-0.88 -2.25 -8.8		-0.36 -0.9 -2.4		mA mA mA
I_{IN}	Input Current	$V_{DD} = 15V, V_{IN} = 0V$ $V_{DD} = 15V, V_{IN} = 15V$		-0.1 0.1		-10^{-5} 10^{-5}	-0.1 0.1		-1.0 1.0	μA μA

DC Electrical Characteristics CD4018BC (Note 2)

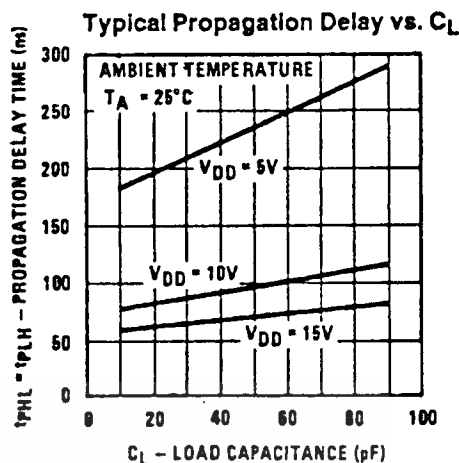
Symbol	Parameter	Conditions	-40°C		+25°C			+85°C		Units
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	
I_{DD}	Quiescent Device Current	$V_{DD} = 5V, V_{IN} = V_{DD} \text{ or } V_{SS}$ $V_{DD} = 10V, V_{IN} = V_{DD} \text{ or } V_{SS}$ $V_{DD} = 15V, V_{IN} = V_{DD} \text{ or } V_{SS}$		20 40 80		0.5 1.0 5.0	20 40 80		150 300 600	μA μA μA
V_{OL}	Low Level Output Voltage	$ I_O < 1 \mu A$ $V_{DD} = 5V$ $V_{DD} = 10V$ $V_{DD} = 15V$		0.05 0.05 0.05		0 0 0	0.05 0.05 0.05		0.05 0.05 0.05	V V V
V_{OH}	High Level Output Voltage	$ I_O < 1 \mu A$ $V_{DD} = 5V$ $V_{DD} = 10V$ $V_{DD} = 15V$	4.95 9.95 14.95		4.95 9.95 14.95	5 10 15		4.95 9.95 14.95		V V V
V_{IL}	Low Level Input Voltage	$V_{DD} = 5V, V_O = 0.5V \text{ or } 4.5V$ $V_{DD} = 10V, V_O = 1V \text{ or } 9V$ $V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V \text{ or } 13.5V$		1.5 3.0 4.0		2.25 4.5 6.75	1.5 3.0 4.0		1.5 3.0 4.0	V V V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของบริษัทเซมิคอนดักเตอร์แห่งชาติ ไม่ควรเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
 ไม่ควรแก้ไข, ตัด, หรือเพิ่มข้อมูลใดๆ ให้แก่เอกสารนี้ และต้องอ้างอิงถึงชื่อของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics



TL/F/5951-3



TL/F/5951-4

External Connections

External Connections for Divide by 10, 9, 8, 7, 6, 5, 4, 3, 2, Operation

Divide by 10 $\bar{Q}5$
Divide by 8 $\bar{Q}4$
Divide by 6 $\bar{Q}3$
Divide by 4 $\bar{Q}2$
Divide by 2 $\bar{Q}1$

Connected Back
To "DATA" Input

Divide by 9

$\bar{Q}4$
 $\bar{Q}5$ CONNECTED TO "DATA" INPUT
1/4 MM54C08/MM74C08

TL/F/5951-5

Divide by 7

$\bar{Q}3$
 $\bar{Q}4$ CONNECTED TO "DATA" INPUT
1/4 MM54C08/MM74C08

TL/F/5951-6

Divide by 5

$\bar{Q}2$
 $\bar{Q}3$ CONNECTED TO "DATA" INPUT
1/4 MM54C08/MM74C08

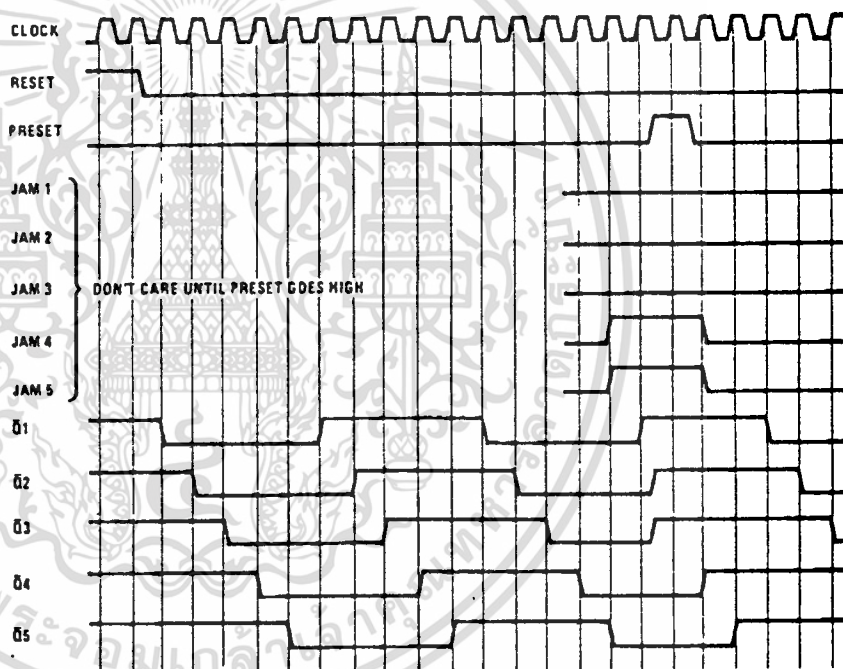
TL/F/5951-7

Divide by 3

$\bar{Q}1$
 $\bar{Q}2$ CONNECTED TO "DATA" INPUT
1/4 MM54C08/MM74C08

TL/F/5951-8

Timing Diagram



Note: "Data" input tied to $\bar{Q}5$ for decade counter configuration

TL/F/5951-9

DC Electrical Characteristics CD4018BC (Note 2) (Continued)

Symbol	Parameter	Conditions	- 40°C		+ 25°C			+ 85°C		Units
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	
V_{IH}	High Level Input Voltage	$V_{DD} = 5V, V_O = 0.5V \text{ or } 4.5V$	3.5		3.5	2.75		3.5		V
		$V_{DD} = 10V, V_O = 1V \text{ or } 9V$	7.0		7.0	5.5		7.0		V
		$V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V \text{ or } 13.5V$	11.0		11.0	8.25		11.0		V
I_{OL}	Low Level Output Current (Note 3)	$V_{DD} = 5V, V_O = 0.4V$	0.52		0.44	0.88		0.36		mA
		$V_{DD} = 10V, V_O = 0.5V$	1.3		1.1	2.25		0.9		mA
		$V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V$	3.6		3.0	8.8		2.4		mA
I_{OH}	High Level Output Current (Note 3)	$V_{DD} = 5V, V_O = 4.6V$	-0.52		-0.44	-0.88		-0.36		mA
		$V_{DD} = 10V, V_O = 9.5V$	-1.3		-1.1	-2.25		-0.9		mA
		$V_{DD} = 15V, V_O = 13.5V$	-3.6		-3.0	-8.8		-2.4		mA
I_{IN}	Input Current	$V_{DD} = 15V, V_{IN} = 0V$		-0.3		-10^{-5}	-0.3		-1.0	μA
		$V_{DD} = 15V, V_{IN} = 15V$		0.3		10^{-5}	0.3		1.0	μA

AC Electrical Characteristics*

$T_A = 25^\circ C$, $C_L = 50 \text{ pF}$, $R_L = 200k$, Input $t_r = t_f = 20 \text{ ns}$, unless otherwise specified

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
CLOCK OPERATION						
t_{PHL}, t_{PLH}	Propagation Delay Time to $\bar{Q}$	$V_{DD} = 5V$		235	700	ns
		$V_{DD} = 10V$		95	250	ns
		$V_{DD} = 15V$		70	200	ns
t_{THL}, t_{TLH}	Transition Time $\bar{Q}$ Outputs	$V_{DD} = 5V$		125	250	ns
		$V_{DD} = 10V$		65	130	ns
		$V_{DD} = 15V$		50	100	ns
t_{WL}, t_{WH}	Minimum Clock Pulse Width	$V_{DD} = 5V$		125	500	ns
		$V_{DD} = 10V$		50	200	ns
		$V_{DD} = 15V$		40	160	ns
t_{RCL}, t_{FCL}	Clock Rise and Fall Time	$V_{DD} = 5V$			15	μs
		$V_{DD} = 10V$			15	μs
		$V_{DD} = 15V$			15	μs
t_{SU}	Minimum Data Input Set-Up Time	$V_{DD} = 5V$		40	200	ns
		$V_{DD} = 10V$		20	100	ns
		$V_{DD} = 15V$		16	80	ns
f_{CL}	Maximum Clock Frequency	$V_{DD} = 5V$	1	4		MHz
		$V_{DD} = 10V$	3	9		MHz
		$V_{DD} = 15V$	5	14		MHz

PRESET OR RESET OPERATION

$t_{PLH(R)}, t_{PHL(PR)}, t_{PLH(PR)}$	Propagation Delay Time to $\bar{Q}$	$V_{DD} = 5V$		235	750	ns
		$V_{DD} = 10V$		95	250	ns
		$V_{DD} = 15V$		70	200	ns
$t_{WH(R)}, t_{WH(PR)}$	Minimum Preset or Reset Pulse Width	$V_{DD} = 5V$		100	400	ns
		$V_{DD} = 10V$		40	160	ns
		$V_{DD} = 15V$		30	120	ns
t_{REM}	Minimum Preset or Reset Removal Time	$V_{DD} = 5V$		100	400	ns
		$V_{DD} = 10V$		40	160	ns
		$V_{DD} = 15V$		30	120	ns
C_{IN}	Average Input Capacitance	Any Input		5	7.5	pF
C_{PD}	Power Dissipation Capacitance	(Note 4)		63		pF

*AC Parameters are guaranteed by DC correlated testing.

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed, they are not meant to imply that the devices should be operated at these limits. The table of "Recommended Operating Conditions" and "Electrical Characteristics" provides conditions for actual device operation.

Note 2: $V_{SS} = 0V$ unless otherwise specified.

Note 3: I_{OL} and I_{OH} are tested one output at a time.

Note 4: C_{PD} determines the no load AC power consumption of any CMOS device. For complete explanation, see "54C/74C Family Characteristics", application note AN-90.

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ออกกฎหมายให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ ศศ.ประภาส ไพรสุวรรณ และ อ. อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ เป็นอย่างสูงที่ได้ให้ความรู้ ให้คำปรึกษาแนะนำ และความช่วยเหลือในด้านต่างๆ เกี่ยวกับการทำโปรเจกต์นี้มาโดยตลอด รวมทั้งขอขอบคุณ อ.สมภพ ผลไม้ และ อ. สุภกิจ จูตะวิริยะ และห้องสมุดคณะวิศวกรรมศาสตร์ ลาดกระบัง ที่เป็นแหล่งสนับสนุนด้านตำรา และเอกสารอ้างอิง ตลอดจนขอขอบคุณภาควิชาไฟฟ้ากำลัง ที่ให้สถานที่ในการทดลอง รวมทั้งเครื่องมือและอุปกรณ์ทำการวิจัย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] กฤษฎา วิศวธีรานนท์ , “เรียน/เล่น/ใช้ ไอซีดิจิตอล”, ซีเอ็ดดูเคชั่น, หน้าที่ 118-201
- [2] เกียรติศักดิ์ ฐานิกเกษตร, ประวิทย์ โคมทองชุกกุล, “โครงการไอซี 110”, ฟิสิกส์เซ็นเตอร์, หน้าที่ 7-10
- [3] MOTOROLA, “LINEAR AND INTERFACE INTEGRATED CIRCUITS” pp 2-60 - 2-65, 2-170 - 2-174, 3-336 - 3-346, 4-320 - 4-330
- [4] National Semiconductor Corporation, “CMOS LOGIC DATABOOK”, pp 5-63 - 5-66
- [5] National Semiconductor Corporation, “LINEAR DATABOOK” pp 9-135 - 9-147

