

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

พัสดุวีดิทัศน์แบบใหม่

Novel Pulse Width Modulation



รพ.
๗๖๓พ
๒๕๔๙

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 72270
วัน,เดือน,ปี 13 ต.ย. 2550

b. 11766505
i.

ปฏิญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

ภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2549

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Novel Pulse Width Modulation

BY

MR. VISITSAK LAORLAO



**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
BACHELOR OF THE INFORMATION ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING**

KING MONKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

2006

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์

พัลส์วิดมอดูเลชันแบบใหม่

Novel Pulse Width Modulation

ชื่อนักศึกษา

นาย วิศิษฐ์ศักดิ์ ละอองเหล้า รหัสนักศึกษา 47015583

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร. ปิติเขต สุรักษา

อาจารย์ สรพงษ์ วชิรรัตนพรกุล

ระดับการศึกษา


ปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

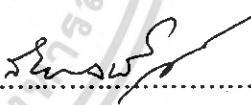
สาขาวิศวกรรมสารสนเทศ

ปีการศึกษา

2549

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง อนุมัติให้
ฉบับวิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต


.....
(รศ.ดร. ปิติเขต สุรักษา)


.....
(อาจารย์สรพงษ์ วชิรรัตนพรกุล)

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญาานิพนธ์ พัลส์วิดมอดูเลชันแบบใหม่
Novel Pulse Width Modulation
รายชื่อนักศึกษา นาย วิศิษฐ์ศักดิ์ ละออลเหล่า รหัสนักศึกษา 47015583
อาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร. ปิติเขต สุรักษา
อาจารย์ที่ปรึกษาร่วม อาจารย์ สรพงษ์ วชิรรัตนพรกุล

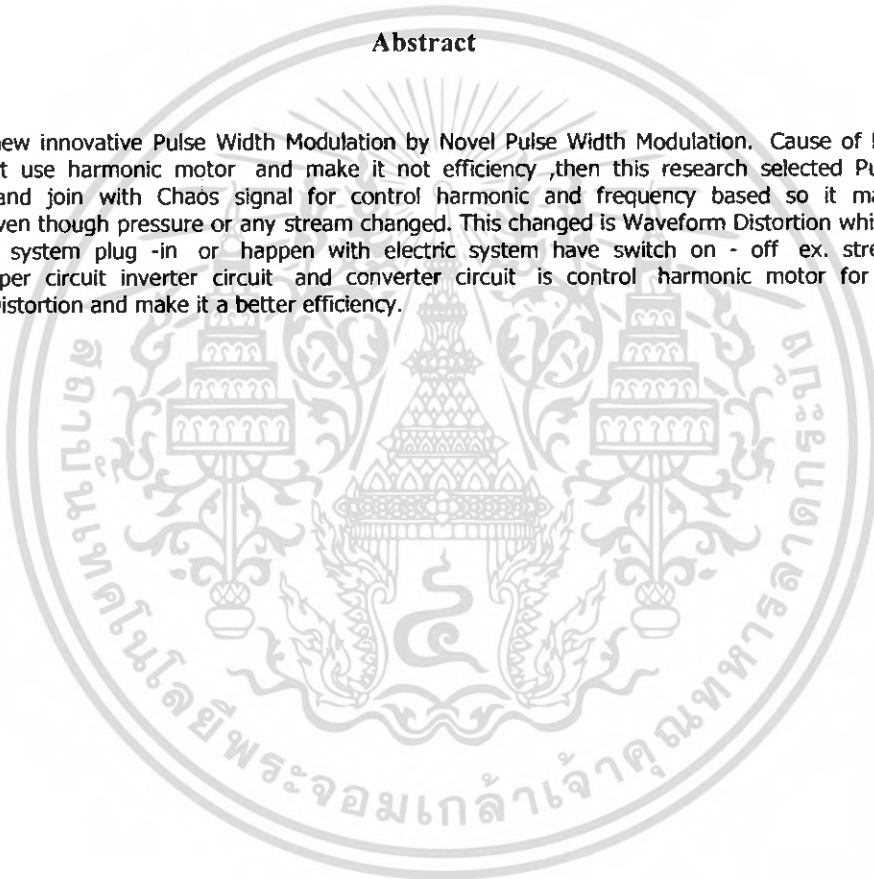
บทคัดย่อ

เนื่องจากกระบวนการผลิต ต้องมีการใช้มอเตอร์ซึ่งมีฮาร์มอนิก ทำให้ประสิทธิภาพการทำงานของกระบวนการผลิตลดลง ดังนั้นการวิจัยนี้จะใช้วิธี Pulse Width Modulation ใช้งานร่วมกับสัญญาณอลวน(Chaos) ควบคุมฮาร์มอนิกต่างๆ ที่ปะปนเข้ามากับความถี่มูลฐานจะเป็นผลให้รูปร่างสัญญาณคลื่น ไม่ว่าจะเป็นแรงดันหรือกระแสเปลี่ยนแปลงได้ การเปลี่ยนแปลงนี้คือการบิดเบี้ยวของรูปคลื่น (Waveform Distortion) ซึ่งจะเกิดขึ้นกับระบบไฟฟ้าที่มีโหลดไม่เป็นเชิงเส้นต่ออยู่(โหลด L , C) หรือ เกิดกับระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลังที่มีการเปิดปิดของสวิตซ์สารกึ่งตัวนำกำลังเช่น วงจรเรียงกระแส วงจรช้อปเปอร์ วงจรอินเวอร์เตอร์ และวงจรคอนเวอร์เตอร์จะควบคุมฮาร์มอนิกเพื่อลดความบิดเบี้ยวของรูปคลื่นเพื่อให้ระบบมีประสิทธิภาพในการทำงานมากขึ้น

Project Title Novel Pulse Width Modulation
Student Mr. Visitsak Laorlao
Advisor Assoc.Prof.Dr.Pitikhate Sooraksa
Mr. Sorapong Wachirattanapornkul
Graduate Level Bachelor Degree of Information Engineering
Department Information Engineering
Academic 2006

Abstract

A new innovative Pulse Width Modulation by Novel Pulse Width Modulation. Cause of Production process must use harmonic motor and make it not efficiency ,then this research selected Pulse Width Modulation and join with Chaos signal for control harmonic and frequency based so it make signal waveform even though pressure or any stream changed. This changed is Waveform Distortion which happen with electric system plug -in or happen with electric system have switch on - off ex. stream order circuit shopper circuit inverter circuit and converter circuit is control harmonic motor for decrease Waveform Distortion and make it a better efficiency.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณอาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร.ปิติเขต สุรักษา อาจารย์กฤตดากร กลุ่มการ และ อาจารย์สรพงษ์ วชิรรัตนพรกุล เป็นอย่างสูงที่คอยให้ปรึกษาและเสนอแนวทางให้เสมอมา จึงทำให้การดำเนินการโครงการเป็นไปอย่างราบรื่นและสำเร็จสำเร็จลุล่วงไปด้วยดี ขอขอบพระคุณ บุคลากรและคณาจารย์ในภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศที่ได้ประสิทธิประสาทความรู้โดยตลอด

สุดท้ายขอขอบพระคุณที่สำคัญที่สุดที่ทำให้ข้าพเจ้ามีวันนี้ก็คือบิดา - มารดา และ น้องผู้เป็นที่รัก ซึ่งคอยดูแลเป็นอย่างดี พร้อมทั้งให้โอกาสในการศึกษาอย่างเต็มที่ ข้าพเจ้าขอระลึก พระคุณอันประมาณค่ามิได้และขอกราบขอบพระคุณมา ณ ที่นี้

นายวิศิษฐ์ศักดิ์ ละออเหล่า
ผู้จัดทำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ข
สารบัญ	ค
สารบัญรูปภาพ	จ
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 แนวคิดและที่มาของ โครงการงานปริญญาโท	1
1.2 จุดประสงค์	1
1.3 ขอบเขตโครงการปริญญาโท	1
1.4 สถาปัตยกรรมหลักปริญญาโท	1
1.5 ขั้นตอนการดำเนินงาน	2
1.6 ผลที่คาดว่าจะได้รับ	2
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการทํางาน	3
2.1 วงจรพัลส์วิดมอดูเลชัน (Pulse Width Modulation)	3
2.2 หลักรวมวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์	3
2.3 มอเตอร์แรงดัน	7
2.4 ทฤษฎีการให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม สามเหลี่ยม และสัญญาณพัลส์วิด 8 มอดูเลชัน	9
2.5 วงจรให้กำเนิดสัญญาณที่ใช้ในวงจรรวม	16
2.6 การให้กำเนิดสัญญาณพัลส์วิดมอดูเลชันเบื้องต้น	17
2.7 วงจรออปแอมป์พื้นฐาน	21
2.8 นิยามของเคออส	26
2.9 มอเตอร์	26
บทที่ 3 ขั้นตอนดำเนินงานและการออกแบบ	32
3.1 ส่วนประกอบโดยรวม	32
3.2 ส่วนของกำลังวงจร	33
3.3 ส่วนวงจรควบคุม	35

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4 ผลการทดลอง	40
4.1 การจำลองการทำงาน โดยคอมพิวเตอร์	40
4.2 ผลการทดลองจริงของวงจร PWM แบบปกติ	45
4.3 วงจร PWM ที่ใช้สัญญาณ เคออสเป็นตัวกำเนิดสัญญาณออสซิลเลเตอร์	51
4.4 ผลการทดลองจากการวัด spectrum	58
บทที่ 5 สรุปและวิจารณ์	60
5.1 สรุปผลการทดลอง	60
5.2 วิจารณ์ผลการทดลอง	60
บรรณานุกรม	
ภาคผนวก ก. วงจรและแผ่นวงจร	
ข. Data Sheet	

สารบัญรูปภาพ

รูปที่	หน้า
รูปที่ 2.1 วงจรบัค	3
รูปที่ 2.2 Buck converter wave form	4
รูปที่ 2.3 วงจรให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมเบื้องต้น	9
รูปที่ 2.4 รูปคลื่นสัญญาณของวงจรให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมเบื้องต้น	10
รูปที่ 2.5 วงจรให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม	12
รูปที่ 2.6 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรูปที่ 2.15	13
รูปที่ 2.7 (ก) วงจรให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมและรูปคลื่นสามเหลี่ยม โดยใช้วงจร 14 ชมิตริกเกอร์ร่วมกับวงจรอินทิเกรเตอร์	14
(ข) สัญญาณเอาต์พุตของวงจร	14
รูปที่ 2.8 หลักการให้กำเนิดสัญญาณที่ใช้ในวงจรรวม	17
รูปที่ 2.9 วงจรแอสเตเบิล (astable) โดยไอซี 555	17
รูปที่ 2.10 แผนผังของวงจรสร้างสัญญาณพัลส์วีดมอดูเลท	18
รูปที่ 2.11 (ก) สัญญาณพัลส์วีดมอดูเลท ที่ใช้วิธี Natural sampling	19
(ข) สัญญาณพัลส์วีดมอดูเลท ใช้วิธี Uniform sampling	19
รูปที่ 2.12 แผนผังของการกำเนิดสัญญาณพัลส์วีดมอดูเลท โดยทั่วไปที่ใช้ในระบบสื่อสาร	19
รูปที่ 2.13 ตัวอย่างสัญญาณที่จุดต่างๆ ของแผนผังของการกำเนิดสัญญาณพัลส์วีดมอดูเลท	20
รูปที่ 2.14 วงจรเปรียบเทียบแรงดัน	21
รูปที่ 2.15 วงจรขยายกลับเฟสแบบมาตรฐาน	22
รูปที่ 2.16 วงจรขยายไม่กลับเฟส	23
รูปที่ 2.17 วงจรตามแรงดัน	25
รูปที่ 2.18 วงจรอินทิเกรเตอร์พื้นฐานที่ใช้อุปกรณ์พาสซีฟ	26
รูปที่ 2.19 วงจร Chua	30
รูปที่ 3.1 วงจรที่เกี่ยวข้องกับ Pulse Width Modulation	32
รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรม	33
รูปที่ 3.3 วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์	33
รูปที่ 3.4 การทำงานวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์	34
รูปที่ 3.5 การทำงานในโหมดการนำกระแสต่อเนื่อง	34
รูปที่ 3.6 ริปเปิลในแรงดันเอาต์พุตของวงจรบัค	35

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
รูปที่ 3.7 วงจรควบคุม	36
รูปที่ 3.7 บล็อกไดอะแกรมส่วนของ PWM	36
รูปที่ 3.8 สถานะการทำงานของ PWM	36
รูปที่ 3.9 ลักษณะการทำงานของสวิตช์เคออส	37
รูปที่ 3.10 วงจรกำเนิดสัญญาณเคออส	38
รูปที่ 3.11 วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกาโดยใช้ไอซี 555	38
รูปที่ 3.12 บล็อกไดอะแกรมการสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม	39
รูปที่ 4.1 วงจรบัค คอนเวอร์เตอร์	40
รูปที่ 4.2 รสัญญาณแรงดันที่เอาต์พุต	41
รูปที่ 4.3 รสัญญาณกระแสที่ผ่านขดลวด	41
รูปที่ 4.4 ประสิทธิภาพการทำงานของวงจร	42
รูปที่ 4.5 สัญญาณฮาร์โมนิกที่เพิ่มขึ้น	42
รูปที่ 4.6 ผลวิเคราะห์แบบฟูรีเยร์เพื่อหาค่าแรงดันที่เอาต์พุตเฉลี่ย	43
รูปที่ 4.7 วงจรควบคุมด้วย PWM	43
รูปที่ 4.8 ผลการจำลองในส่วนของวงจรควบคุมด้วย PWM	44
รูปที่ 4.9 วงจรที่ใช้ในการสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม	44
รูปที่ 4.10 ผลการจำลองวงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม	45
รูปที่ 4.11 วงจร PWM แบบปกติ	45
รูปที่ 4.12 จุดที่ 1 แบบ open loop จากขา 3 ไอซี 555	46
รูปที่ 4.13 จุดที่ 1 แบบ close loop จากขา 3 ไอซี 555	46
รูปที่ 4.14 จุดที่ 2 แบบ open loop ผ่านวงจร RC	47
รูปที่ 4.15 จุดที่ 2 แบบ close loop ผ่านวงจร RC	47
รูปที่ 4.16 จุดที่ 3 แบบ open loop ไป drive gate	48
รูปที่ 4.17 จุดที่ 3 แบบ close loop ไป drive gate	48
รูปที่ 4.18 จุดที่ 4 แบบ open loop ที่เอาต์พุต	49
รูปที่ 4.19 จุดที่ 4 แบบ close loop ที่เอาต์พุต	49
รูปที่ 4.20 จุดที่ 5 แบบ open loop ที่จุด error signal	50
รูปที่ 4.21 จุดที่ 5 แบบ close loop ที่จุด error signal	50

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
รูปที่ 4.23 จุดที่ 1 แบบ open loop สร้างสัญญาณสามเหลี่ยมเพื่อลดฮาร์โมนิก	52
รูปที่ 4.24 จุดที่ 1 แบบ close loop สร้างสัญญาณสามเหลี่ยมเพื่อลดฮาร์โมนิก	52
รูปที่ 4.25 จุดที่ 2 แบบ open loop จากขา 3 ไอซี 555	53
รูปที่ 4.26 จุดที่ 2 แบบ close loop จากขา 3 ไอซี 555	53
รูปที่ 4.27 จุดที่ 3 แบบ open loop ไป drive gate	54
รูปที่ 4.28 จุดที่ 3 แบบ close loop ไป drive gate	54
รูปที่ 4.29 จุดที่ 4 แบบ open loop ที่เอาท์พุท	55
รูปที่ 4.30 จุดที่ 4 แบบ close loop ที่เอาท์พุท	55
รูปที่ 4.31 จุดที่ 5 แบบ open loop จากขา 2 ไอซี 555	56
รูปที่ 4.32 จุดที่ 5 แบบ close loop จากขา 2 ไอซี 555	56
รูปที่ 4.33 จุดที่ 6 แบบ open loop ที่จุด error signal	57
รูปที่ 4.34 จุดที่ 6 แบบ close loop ที่จุด error signal	57
รูปที่ 4.35 ผลการวัดสเปกตรัมที่ความถี่ 100 MHz (ไม่มีสัญญาณอลวนหรือเคออส)	58
รูปที่ 4.36 ผลการวัดสเปกตรัมที่ความถี่ 100 MHz (มีสัญญาณอลวนหรือเคออส)	58
รูปที่ 4.37 ผลการวัดสเปกตรัมที่ความถี่ 1 GHz (ไม่มีสัญญาณอลวนหรือเคออส)	59
รูปที่ 4.38 ผลการวัดสเปกตรัมที่ความถี่ 1 GHz (มีสัญญาณอลวนหรือเคออส)	59

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 แนวคิดและที่มาของปริญญานิพนธ์

ปัจจุบันการควบคุมความเร็วมอเตอร์มีความจำเป็นและเป็นที่ยอมรับใช้งานกันมากขึ้นตามลำดับ เนื่องจากการควบคุมความเร็วมอเตอร์ทำให้มีความเสถียรภาพและประสิทธิภาพสูงแต่ก็ยังไม่มียุติประสิทธิภาพมากถ้ายังไม่สามารถควบคุมสัญญาณแรงดันฮาร์โมนิกได้ ดังนั้นจึงมีความจำเป็นที่ต้องใช้เทคนิคในการลดฮาร์โมนิกหรือควบคุมฮาร์โมนิกให้ได้ จะใช้วิธีทำให้สัญญาณจากพัลส์วิดมอดูเลชัน (PWM) มีความเสถียรมากที่สุด เพื่อนำไปควบคุมการสวิทช์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง ถ้าควบคุมแรงดันฮาร์โมนิกไม่ได้จะทำให้เกิดการสูญเสียในแกนเหล็กของมอเตอร์ได้ทำให้ประสิทธิภาพในการทำงานลดลง

1.2 จุดประสงค์

1. เพื่อศึกษาผลของการคงที่แอมพลิจูดการมอดูเลตสัญญาณควบคุมสวิทช์ของคอนเวอร์เตอร์
2. เพื่อศึกษาการประยุกต์ใช้งานของวงจรบับ คอนเวอร์เตอร์ร่วมกับ พัลส์วิดมอดูเลชัน

1.3 ขอบเขตปริญญานิพนธ์

เพื่อการศึกษาการควบคุมแรงดันฮาร์โมนิกและเปรียบเทียบทฤษฎีที่ได้จากการจำลองจากโปรแกรมคอมพิวเตอร์กับผลการทดลองวงจรจริง

1.4 สถาปัตยกรรมหลักปริญญานิพนธ์

1.5.1 ฮาร์ดแวร์ (Hardware)

- คอมพิวเตอร์	จำนวน 1	เครื่อง
- เครื่องบอร์ด์วงจรทดลอง	จำนวน 1	ชุด
- ออสซิลโลสโคป	จำนวน 1	เครื่อง
- แหล่งจ่ายไฟ	จำนวน 1	เครื่อง
- มัลติมิเตอร์	จำนวน 1	เครื่อง
- เครื่องสเปคตรัม	จำนวน 1	เครื่อง

1.5.2 ซอฟต์แวร์ (Software)

- โปรแกรมออร์แคด (ORCAD)

1.6 ขั้นตอนการดำเนินงาน

1. รวบรวมข้อมูลและทฤษฎีที่ใช้ในการศึกษาวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ร่วมกับพัลส์วิดมอดูเลชัน
2. ศึกษาการวิเคราะห์ห้วงจรด้วยวงจรด้วยโปรแกรมออร์แคด
3. ออกแบบและพัฒนาส่วนต่างๆ
4. ทดสอบวงจร
5. ปรับปรุงแก้ไข

1.7 ผลที่คาดว่าจะได้รับ

1. ได้เรียนรู้เพื่อความเข้าใจในหลักการทำงาน พัลส์วิดมอดูเลชัน
2. ได้เรียนรู้และเข้าใจอุปกรณ์การทำงานของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังและอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์อื่นๆ
3. สามารถนำความรู้ไปใช้ในการทำงานในอนาคตได้

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการทำงาน

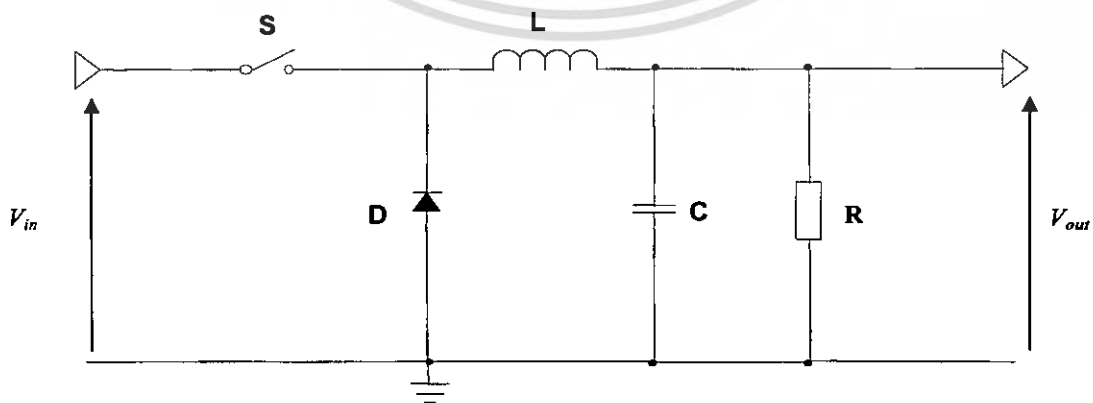
2.1 วงจรพัลส์วิดมอดูเลชัน (Pulse Width Modulation)

หัวใจของสวิตซ์ซึ่งเรียกดูเลเตอร์คือ วงจรควบคุมแบบพัลส์วิดมอดูเลชัน(PWM) ซึ่งเป็นเทคนิคการปรับเปลี่ยนคาบเวลาการปิดเปิดของสวิตซ์ซึ่งทรานซิสเตอร์ เพื่อรักษาการเรียกดูเลททางด้านเอาต์พุตให้คงที่พัลส์วิดมอดูเลชัน การใช้ทำให้สวิตซ์ซึ่งเรียกดูเลเตอร์มีไลน์ เรียกดูเลชัน (Line regulation) และโหลดเรียกดูเลชัน(Load regulation) ดีเยี่ยมและมีความเป็นเชิงเส้นเมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนแปลง

ถึงแม้ว่าสวิตซ์ซึ่งเทคนิคหลายๆ วิธี ถูกออกแบบเพื่อใช้กับสวิตซ์ซึ่งโหมดเพาเวอร์ซัพพลายแต่เทคนิคพัลส์วิดมอดูเลชัน ชนิดความถี่คงที่ เป็นแบบที่ได้รับความนิยมมากที่สุด ระบบพัลส์วิดมอดูเลชัน โดยปกติจะสร้างสัญญาณพัลส์รูปร่างสี่เหลี่ยม เพื่อป้อนให้สวิตซ์ซึ่งทรานซิสเตอร์ปิด-เปิด และความกว้างของพัลส์ถูกเปลี่ยนแปลงให้มากขึ้นหรือลดลงเพื่อกำหนดเวลานำกระแสของทรานซิสเตอร์

วงจรควบคุมพัลส์วิดมอดูเลชัน อาจเป็นแบบเอาต์พุตเดี่ยวสำหรับขับทรานซิสเตอร์ตัวเดียวในวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบค(Flyback) หรือฟอร์เวิร์ด(Forward) แต่ในกรณีทรานซิสเตอร์สองตัวหรือมากกว่าเช่นวงจรพุช-พูล(Push-Pull) หรือฮาฟบริดจ์(Half-Bridge) หรือฟูลบริดจ์ (Full-Bridge) จะต้องใช้วงจรควบคุมพัลส์วิดมอดูเลชันแบบเอาต์พุตคู่

2.2 หลักวงจรมักคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.1 วงจรมัก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.1 หลักการของบัคคอนเวอร์เตอร์(Buck Converter)

วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ (Buck Converter) เป็นวงจรที่ใช้ในการลดระดับแรงดันซึ่งจะประกอบด้วย ตัวเก็บประจุ และตัวขดลวดเหนี่ยวนำที่มีการต่อกันแบบวงจรกรองความถี่ต่ำ (Low pass filter) ในการทำงานที่สภาวะคงตัว กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าเป็นศูนย์จะได้ว่า

$$= \int_0^{t_{on}} V_L dt + \int_{t_{on}}^{T_s} V_L dt = 0 \quad (2.1)$$

$$(V_{pv} - V_o) t_{on} = V_o (T_s - t_{on}) \quad (2.2)$$

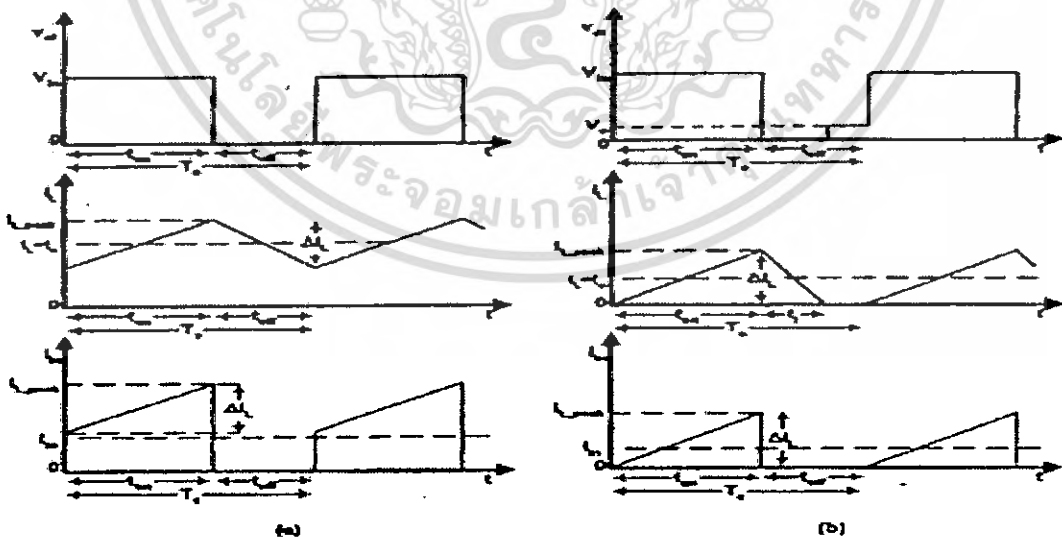
เมื่อ $t_{on} = DT_s$ และ $t_{off} = (1-D)T_s$ จะได้ว่า

$$(V_{pv} - V_o) DT_s = V_o (1-D) T_s \quad (2.3)$$

$$D = \frac{V_o}{V_{pv}} = \frac{t_{on}}{T_s} \quad (2.4)$$

2.2.2 การหาค่าตัวเหนี่ยวนำ (Inductance)

ในการออกแบบนั้นเราต้องคำนึงถึงความต่อเนื่องของกระแสด้วย โดยค่า L ที่ได้จากการคำนวณนั้นต้องแน่ใจได้ว่าทำให้กระแสอยู่ในโหมดที่ต่อเนื่องดังแสดงในรูปที่ 2.6



(a) continuous conduction mode

(b) discontinuous conduction mode

รูปที่ 2.2 Buck converter wave form

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การหาค่า L เพื่อให้สัญญาณกระแสที่ออกจากส่วนของวงจรมักคอนเวอร์เตอร์มีความต่อเนื่อง จากกฎเคอร์ชอฟฟ์สามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$V_L = V_{PV} - V_o = L \quad (2.5)$$

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{V - V_o}{L} \quad (2.6)$$

เมื่อ $\Delta t = D_{cm} T_s$ จะได้

$$L = \frac{(V_{pv} - V_{om}) D_{cm} T_s}{\Delta i_L} \quad (2.7)$$

จาก $T_s = \frac{1}{f_s}$ เมื่อนำไปแทนในสมการ (2.7) จะได้

$$L = \frac{D_{cm} V_{pv} - D_{cm} V_o}{f_s |\Delta i_L|} \quad (2.8)$$

$$L = \frac{V_{cm} - D_{cm} V_{om}}{f_s |\Delta i_L|} \quad (2.9)$$

$$L = \frac{(1 - D_{cm}) V_{om}}{f_s |\Delta i_L|} \quad (2.10)$$

การหาค่า C เพื่อใช้ในการกรองริบเปลี่งที่เกิดขึ้นในส่วนที่ออกจากเซลล์แสงอาทิตย์โดยจะคิดในช่วง T_{off} จาก

$$C \frac{dv}{dt} = i(t) \quad (2.11)$$

$$C \frac{\Delta V}{\Delta T_{off}} = I_{PV} \quad (2.12)$$

$$C_{in} = I_{PV} \frac{\Delta T_{off}}{\Delta V} \quad (2.13)$$

จาก $t_{off} = (1 - D)T_s$ เมื่อนำไปแทนในสมการ (2.12) จะได้

$$C_{in} = \frac{I_{pv}(1-D_{cm})T_s}{\Delta V} \quad (2.14)$$

จาก $T_s = \frac{1}{f_s}$ เมื่อนำไปแทนในสมการ (2.14) จะได้

$$C_{in} = \frac{I_{pv}(1-D_{cm})}{f_s \Delta V} \quad (2.15)$$

เมื่อกำหนดให้ $\Delta V = 0.02V_m$ จะได้

$$C_{in} = \frac{I_{pv}(1-D_{cm})}{f_s(0.02V_m)} \quad (2.16)$$

จาก $P_{in} = P_{out}$ จะได้ว่า $I_{pv} = \frac{I_{om}V_{om}}{V_{pv}}$ เมื่อนำไปแทนในสมการ (2.16) จะได้

$$C_i = \frac{I_{om}V_{om}(1-D_{cm})}{V_{pv}f_s(0.02V_m)} \quad (2.17)$$

$$C_i = \frac{(1-D)I_{om}D_{cm}}{f_s(0.02V_m)} \quad (2.18)$$

การหาค่า C เพื่อใช้ในการกรองริบเบิลที่เกิดขึ้นในส่วนของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ โดยจะคิดช่วง T_{ON} จาก

$$C \frac{dv}{dt} = i(t) \quad (2.19)$$

$$C \frac{\Delta V}{\Delta T_{on}} = I_{on} \quad (2.20)$$

$$C = I_{on} \frac{\Delta T_{on}}{\Delta V} \quad (2.21)$$

เมื่อ $\Delta T_{on} = C_{on}T_s$ แทนค่าในสมการ (2.21) จะได้

$$C = \frac{I_{on}(D_{cm}T_s)}{\Delta V} \quad (2.22)$$

จาก $T_s = \frac{1}{f_s}$ เมื่อนำไปแทนในสมการ (2.22) จะได้

$$C = \frac{D_{cm} I_{om}}{f_s \Delta V} \quad (2.23)$$

จาก $r = \frac{\Delta V}{V_{on}}$ เมื่อนำไปแทนในสมการ (2.23) จะได้ว่า

$$C = \frac{D_{cm} I_{om}}{r f_s V_{om}} \quad (2.24)$$

2.3 มอสมทรานซิสเตอร์

มอสมทรานซิสเตอร์ หรือ มอสมเฟต (MOSFET) มาจากคำว่า Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor เป็นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำชนิดหนึ่งใช้สนามไฟฟ้าควบคุมปริมาณการไหลของกระแสในช่องนำกระแส ในปัจจุบันนี้มอสมเฟตได้เริ่มเข้ามาแทนที่ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เนื่องจากมีโครงสร้างง่าย ขั้นตอนการผลิตน้อย มีขนาดเล็กทำให้ได้ปริมาณโครงสร้างวงจรมากในเนื้อที่จำกัด มีความต้านทานอินพุตสูง (High input impedance) สัญญาณรบกวนต่ำ

2.3.1 แบบจำลองของมอสมเฟต

ในปัจจุบันนี้ได้มีการใช้โปรแกรมสำเร็จรูปเพื่อวิเคราะห์และเลียนแบบการทำงานของวงจรต่างๆ กันอย่างกว้างขวาง โปรแกรม PSPICE (PC-based Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) และ HSPICE เป็นโปรแกรม ถูกใช้มากและเป็นที่ยอมรับ โดยโปรแกรม PSPICE ถูกคิดค้นและพัฒนาจากมหาวิทยาลัย Berkeley แห่งรัฐแคลิฟอร์เนีย (California) ประเทศสหรัฐอเมริกา ในโปรแกรม PSPICE ได้แบ่งรูปแบบจำลอง (Model) การทำงานของมอสมเฟตออกเป็น 3 ระดับ คือ ระดับ 1, ระดับ 2 และ ระดับ 3

ระดับ 1 เป็นแบบจำลองการทำงานของมอสมเฟตแบบพื้นฐานที่มีความยาวของแชนแนลมากกว่า 10 ไมครอน โดยใช้โมเดลของ H. Shichman and D. Hodges ซึ่งครอบคลุมการทำงานไปถึงโมเดลของ C.T. Sah ด้วย

ระดับ 2 เป็นแบบจำลองการทำงานของมอสมเฟตที่มีความยาวของแชนแนลน้อยกว่า 10 ไมครอน เรียกว่าผลกระทบของความสั้นแชนแนล (Short Channel effect) โดยระดับ 2 แตกต่างจาก ระดับ 1 อยู่ 2 ประการ ประการแรกคือ วิธีการคำนวณผลกระทบของความยาวแชนแนล (Effect Channel Length) และ ประการที่สองคือ วิธีการคำนวณการเปลี่ยนแปลงระหว่างรอยต่อของช่วงการนำกระแสอิ่มตัว (Saturation Region) และช่วงการนำกระแสไม่อิ่มตัว (Non-Saturation Region)

ระดับ 3 เป็นแบบจำลองการทำงานของมอสมเฟต ซึ่งถูกออกแบบขึ้นโดยอาศัยผลจากการทดลอง การสังเกตพฤติกรรมที่เกิดขึ้นและประสบการณ์ความชำนาญ (Semi-Empirical) เพื่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปรับปรุงค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ให้มีความเหมาะสมใน ระดับ3 ได้มีการลดเวลาการคำนวณความเปลี่ยนแปลงระหว่างรอยต่อของช่วงการนำกระแสอิมิตัวและช่วงการนำกระแสไม่อิมิตัว

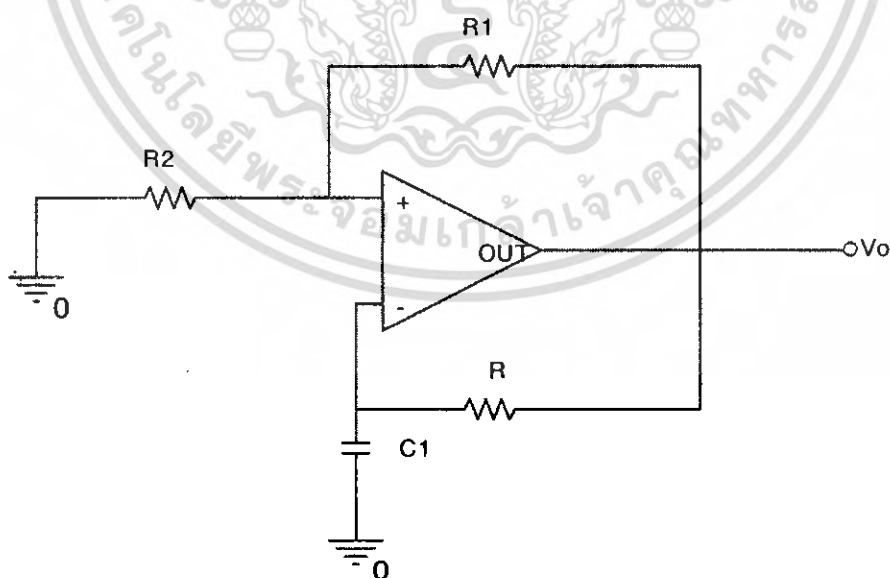
2.4 ทฤษฎีการให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม สามเหลี่ยม และสัญญาณพัลส์วิดมอดูเลชัน

2.4.1 กล่าวนำ

ทฤษฎีและหลักการให้กำเนิดสัญญาณทั้งสี่เหลี่ยม สามเหลี่ยม และพัลส์วิดมอดูเลชันที่เป็นหลักการเบื้องต้น ตลอดจนวงจรที่เกี่ยวข้องที่มีผู้วิจัยคิดค้นขึ้นมาในบางส่วนก่อนหน้านี้ เพื่อเป็นการปูพื้นฐานและนำไปสู่ความเข้าใจและเปรียบเทียบข้อแตกต่างกับงานวิจัยที่นำเสนอในส่วนที่จะนำเสนอในบทที่ 4

2.4.2 การให้กำเนิดสัญญาณสี่เหลี่ยมเบื้องต้น

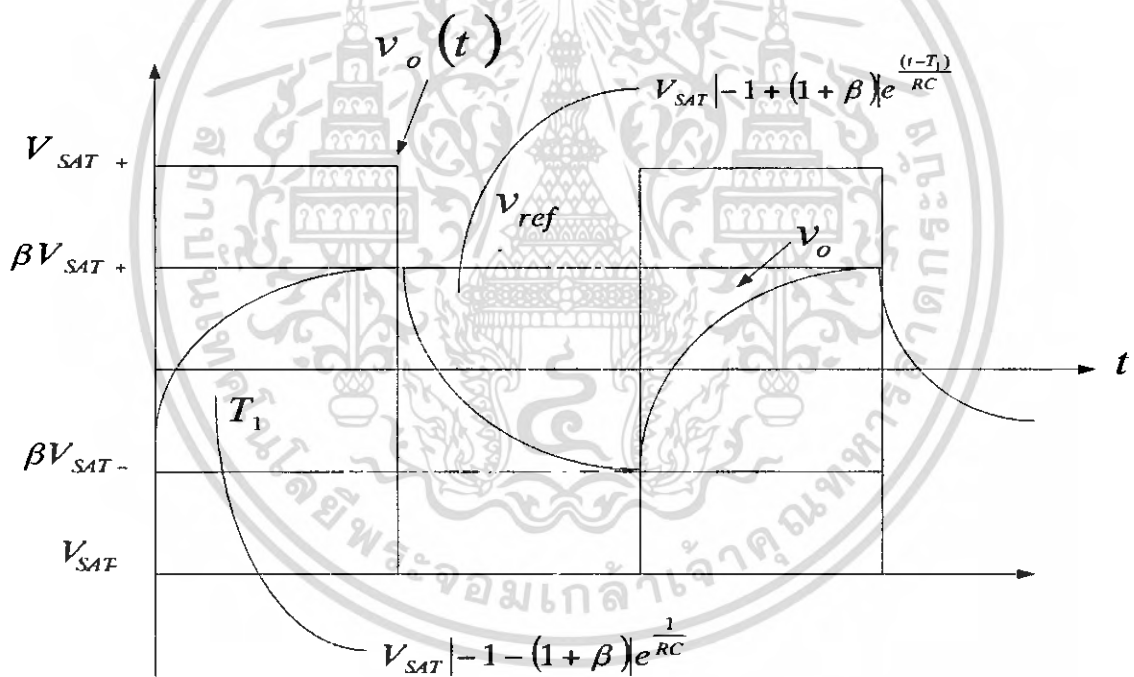
โดยทั่วไปการให้กำเนิดสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมพื้นฐานที่สุดจะใช้โอปแอมป์ ซึ่งวงจรนี้อาจมีชื่อเรียกหลายชื่อ เช่น วงจรออสซิลเลเตอร์แบบรีแลกเซชัน (Relaxation Oscillator) วงจรออสซิลเลเตอร์แบบชmitt-ทริกเกอร์ (Schmitt-trigger Oscillator) หรือ วงจรอะสเตเบิล มัลติไวเบรเตอร์ (Astable Multivibrator) ลักษณะ โครงสร้างของวงจรแสดงในรูปที่ 2. 3



รูปที่ 2.3 วงจรให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมเบื้องต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการการทำงานของการทำงานให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม คือการบังคับให้ออปแอมป์ทำงานในช่วงอิ่มตัว (Saturation Region) ในด้านลบและด้านบวกสลับกันไป จากวงจรในรูปที่ 2.3 อัตราส่วน $\beta = R_2 / (R_1 + R_2)$ ของเอาต์พุตสัญญาณสี่เหลี่ยม ($v_o(t)$) จะถูกป้อนกลับไปยังขาเข้าไม่กลับเฟส (Non-inverting input) ดังนั้นแรงดันอ้างอิง (Reference Voltage, v_{ref}) ที่จุดนี้จะเป็นค่า βV_{SAT+} หรือ βV_{SAT-} เมื่อ V_{SAT+} และ V_{SAT-} คือแรงดันอิ่มตัวสูงสุดด้านบวกและลบของออปแอมป์ตามลำดับ ซึ่งโดยทั่วไปมีค่าประมาณ 90% ของขนาดแรงดันแหล่งจ่าย ในอีกด้านหนึ่งของวงจรจะเห็นว่า แรงดันเอาต์พุต $v_o(t)$ จะถูกป้อนกลับไปยังขาเข้ากลับเฟส (Inverting input) โดยมีตัวเก็บประจุที่ต่ออยู่กับกราวด์ ทำให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ $v_c(t)$ เป็นแรงดันที่เปลี่ยนแปลงตามการเก็บประจุหรือคายประจุของตัวเก็บประจุ และเมื่อใดก็ตามที่ $v_c(t)$ มีค่าเปลี่ยนแปลงจนถึงค่า v_{ref} เอาต์พุต $v_o(t)$ จะเปลี่ยนแปลงสถานะไป ในกรณีนี้จะเห็นว่า ออปแอมป์ทำหน้าที่ของวงจรเปรียบเทียบแรงดัน (Comparator) ไปในตัว



รูปที่ 2.4 รูปคลื่นสัญญาณของวงจรให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมเบื้องต้น

จากรูปที่ 2.4 ช่วงเวลาแรก พิจารณาเมื่อเอาต์พุตเป็น V_{SAT+} ตัวเก็บประจุจะทำการประจุแรงดัน V_{SAT+} โดยผ่านตัวต้านทาน R ในขณะเดียวกัน แรงดันที่ตกคร่อมที่ขาเข้าไม่กลับเฟสของออปแอมป์ ซึ่งก็คือ v_{ref} มีค่าเท่ากับ βV_{SAT+} แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุจะเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ จนกระทั่ง $v_c(t)$ ซึ่งเป็นแรงดันที่ตกคร่อมที่ขาเข้ากลับเฟสมีค่าสูงถึง βV_{SAT+} แรงดันเอาต์พุต V_o

จะเปลี่ยนจาก V_{SAT+} เป็น V_{SAT-} ดังจุด T_2 ของรูปที่ 2.4 และที่จุดเวลาเดียวกันนี้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุซึ่งมีค่าเป็น βV_{SAT+} จะเริ่มต้นคายประจุผ่าน R จนมีค่าลดลงกลายเป็นศูนย์และเริ่มประจุใหม่จากแรงดัน V_{SAT-} โดยจะประจุแรงดัน $v_c(t)$ ไปเรื่อยๆ จนถึงค่า βV_{SAT-} ณ จุดเวลานี้แรงดันเอาต์พุต $v_c(t)$ จะเปลี่ยนแปลงจาก V_{SAT-} กลับไปเป็น V_{SAT+} เหมือนในช่วงแรก และสัญญาณรูปคลื่นจะเกิดซ้ำเช่นนี้ตลอดเวลา

สำหรับความถี่และคาบเวลา จะพบว่าถูกกำหนดมาจากค่าเวลาที่ตัวเก็บประจุใช้ในการเก็บประจุหรือคายประจุในช่วงแรงดัน βV_{SAT-} ถึง βV_{SAT+} ดังนั้นแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุจะขึ้นอยู่กับเวลา จะถูก กำหนดโดย

$$v_c(t) = V_f + (V_i - V_f) e^{-\frac{t}{RC}} \quad (2.25)$$

เมื่อ V_f เป็นแรงดันค่าสุดท้าย

V_i เป็นแรงดันค่าเริ่มต้น

โดยที่

$$V_f = V_{SAT+}$$

$$V_i = \beta V_{SAT+}$$

ดังนั้น

$$v_c(t) = V_{SAT+} + (\beta V_{SAT+} - V_{SAT+}) e^{-\frac{t}{RC}}$$

หรือ

$$v_c(t) = V_{SAT+} - V_{SAT+} (1 + \beta) e^{-\frac{t}{RC}} \quad (2.26)$$

ที่เวลา $t = T_1$ แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าเป็น βV_{SAT} และแรงดันเอาต์พุต $v_o(t)$ จะสวิตช์จาก $+V_{SAT}$ เป็น $-V_{SAT}$

ดังนั้น จะได้ว่า

$$v_c(T_1) = \beta V_{SAT+} = V_{SAT+} - V_{SAT+} (1 + \beta) e^{-\frac{T_1}{RC}} \quad (2.27)$$

$$\beta = 1 - (1 + \beta) e^{-\frac{T_1}{RC}}$$

$$1 + \beta e^{-\frac{T_1}{RC}} = 1 + \beta$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$-\frac{T_1}{RC} = RC \ln \frac{1-\beta}{1+\beta}$$

ดังนั้น

$$T = RC \ln \frac{1+\beta}{1-\beta}$$

ซึ่ง T_2 เป็นช่วงเวลาเพียงครึ่งคาบเวลา (T)

$$T = 2T_1 = 2RC \ln \frac{1+\beta}{1-\beta} \quad (2.28)$$

จากสมการพบว่า ถ้า βV_{SAT+} มีขนาดเท่ากับ V_{SAT-} จะได้ $v_o(t)$ เป็นสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่มีความสมมาตรกัน (Symmetrical Waveform)

สมการที่ (2.28) ถ้า $R_1 = R_2$ ทำให้ $\beta = 0.5$ จะได้ว่า $T = 2RC \ln 3$ และถ้า $R_1 = 1.16 R_2$ ก็จะได้ว่า $T = 2RC$ หรือ

$$f_o = \frac{1}{2RC} ; R_1 = 1.16 R_2$$

และจะได้แรงดันเอาต์พุต v_o จากขอดถึงขอด

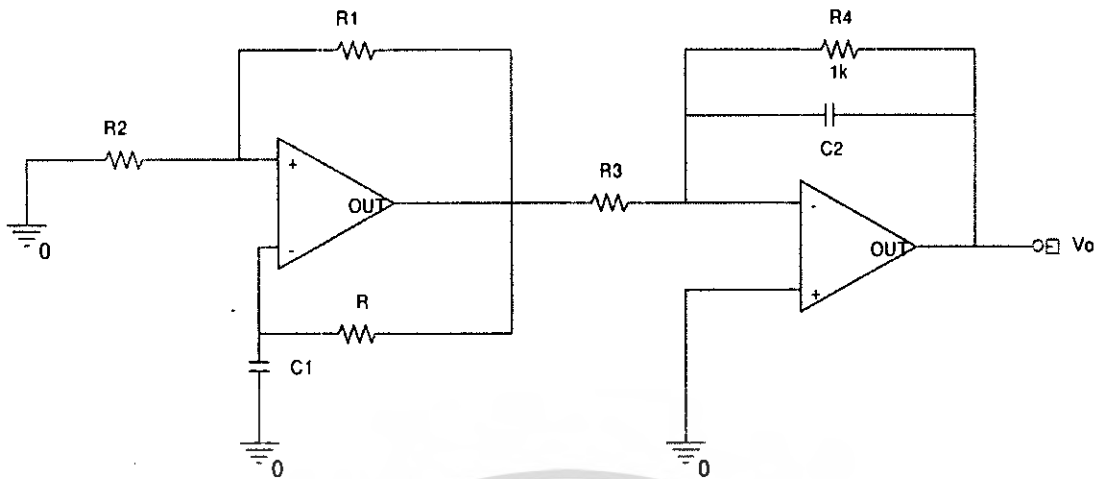
$$v_{o(p-p)} = 2V_{SAT} \quad (2.29)$$

จากสมการที่ (2.28) พบว่า ค่าขนาดจากขอดถึงขอดของแรงดันเอาต์พุต v_o ขึ้นอยู่กับระดับไฟเลี้ยงของวงจร ส่วนความถี่นั้นมีขีดจำกัดจากอัตราสโลว์ (Slew rate) ของออปแอมป์ที่ใช้ ซึ่งโดยทั่วไปจะน้อยกว่า 100 KHz

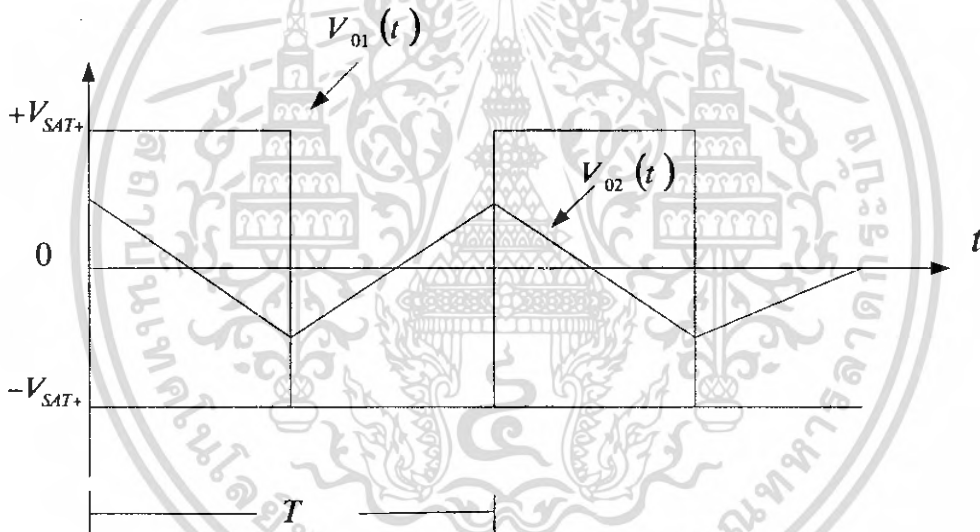
2.4.3 การให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมเบื้องต้น

โดยปกติแล้ว สัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมจะถูกกำเนิดมาจากการอินทิเกรตสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่กำเนิดมาจากวงจรให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมในรูปที่ 2.5 ดังแสดงในรูปที่ 2.6

วงจรในรูปที่ 2.5 จะพบว่า แม้ว่าขนาดของสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมมีค่าคงที่ที่ $\pm V_{SAT}$ แต่ขนาดของสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมจะมีค่าลดลงเมื่อความถี่เพิ่มมากขึ้น ส่วน R_1 ที่ต่อไว้มีหน้าที่ป้องกันการอิมิตัวที่ความถี่ต่ำในวงจรอินทิเกรเตอร์และแสดงสัญญาณเอาต์พุตดังรูปที่ 2.6



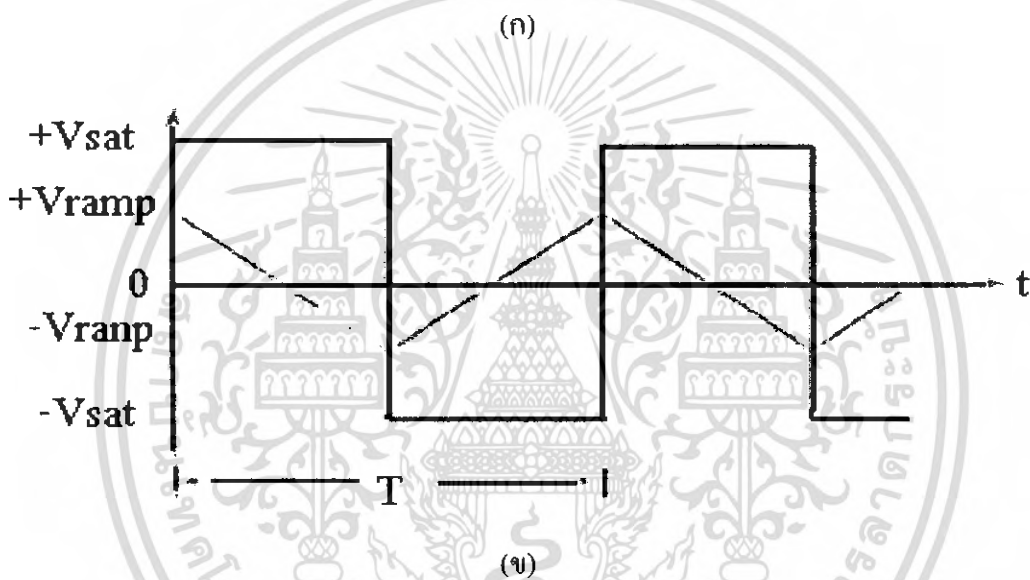
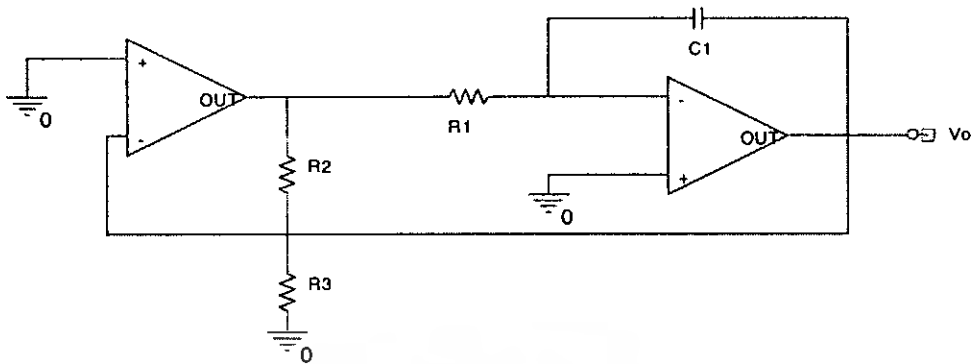
รูปที่ 2.5 วงจรให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม



รูปที่ 2.6 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรูปที่ 2.15

วงจรให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมที่นิยมต่อใช้งานอีกแบบหนึ่ง เนื่องจากใช้จำนวนอุปกรณ์น้อยกว่า ซึ่งหลักการของวงจรนี้เป็นการนำวงจรเปรียบเทียบสัญญาณสองระดับ (Two Level Comparator) หรือที่เรียกว่าวงจรชmittทริกเกอร์ (Schmitt Trigger) ที่ให้เอาต์พุตออกมา 2 ค่าคือ V_{SAT+} หรือ V_{SAT-} ต่อกับวงจรอินทิเกรเตอร์ ซึ่งทำให้ได้เอาต์พุตของวงจรชmittทริกเกอร์เป็นสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมและมีขนาด $\pm V_{SAT}$ ส่วนเอาต์พุตของวงจรอินทิเกรเตอร์จะเป็นสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม และสัญญาณนี้จะถูกป้อนกลับไปยังวงจรชmittทริกเกอร์อีกครั้งโดยผ่านวงจรแบ่งแรงดัน R_2 และ R_3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 (ก) วงจรให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมและรูปคลื่นสามเหลี่ยม โดยใช้วงจร
 ชมิตทริกเกอร์ร่วมกับวงจรอินทิเกรเตอร์
 (ข) สัญญาณเอาต์พุตของวงจร

สำหรับการวิเคราะห์การทำงานของวงจร ชั้นแรกสมมติให้เอาต์พุตของวงจรชมิตทริกเกอร์
 มีค่าเริ่มต้นเป็น $+V_{SAT}$ วงจรอินทิเกรเตอร์จะทำการอินทิเกรตสัญญาณ $+V_{SAT}$ ทำให้เอาต์พุต
 ของวงจรอินทิเกรเตอร์เป็นสัญญาณแรมป์ (Ramp) ด้านขาลงเนื่องจากเป็นวงจรอินทิเกรเตอร์แบบ
 กลับเฟสดังแสดงในรูปที่ 2.7 (ข) ดังนั้นแรงดันที่ปลายด้านหนึ่งของวงจรแบ่งแรงดัน R_2 และ R_3
 มีค่าเป็น $+V_{SAT}$ ส่วนปลายอีกด้านหนึ่งเป็นสัญญาณ $v_{O2}(t)$ เมื่อถึงเวลา $t = t_1$ สัญญาณ v_{O2} มี
 ขนาดถึง $-V_{rump}$ ที่จุดนี้แรงดันที่จุด P มีค่าต่ำกว่าศูนย์โวลต์เล็กน้อย ส่งผลทำให้เอาต์พุตของ
 วงจรชมิตทริกเกอร์เปลี่ยนแปลงจาก $+V_{SAT}$ เป็น $-V_{SAT}$ และในช่วงเวลาที่ v_{O1} เป็น $-V_{SAT}$ สัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$v_{O_2}(t)$ ก็จะเพิ่มขึ้นไปในทิศทางบวก เนื่องมาจากการทำงานของวงจรรวมอินทิเกรเตอร์เช่นเดียวกัน ในเวลาที่ $t = t_1$ แรงดันที่จุด P ก็มีค่ามากกว่าศูนย์โวลต์เล็กน้อย จึงทำให้สัญญาณ $v_{O_1}(t)$ เปลี่ยนแปลงจากระดับ $-V_{SAT}$ เป็น $+V_{SAT}$ อีกครั้ง และการทำงานของวงจรรวมจะเป็นเช่นนี้ไปเรื่อยๆ จะสังเกตเห็นว่า ความถี่ของสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมและสามเหลี่ยมมีค่าเท่ากัน แต่อย่างไรก็ตาม ขนาดของสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมจะขึ้นอยู่กับค่า R และ C ของวงจรรวมอินทิเกรเตอร์และระดับเอาต์พุต $v_{O_1}(t)$ โดยระดับ $v_{O_1}(t)$ นี้จะถูกกำหนดได้โดยใช้ซีเนอร์ไดโอดค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตสามารถหาได้โดยพิจารณาแรงดันที่จุด P ในช่วงเวลาที่เอาต์พุตของวงจรมิตทริกเกอร์มีค่าเป็น $+V_{SAT}$ ซึ่งหาได้จาก

$$V_P = -V_{ramp} + \frac{R_2}{R_2 + R_3} [+V_{SAT} - (-V_{ramp})] \quad (2.30)$$

ที่เวลา $t = t_1$ แรงดัน V_P กลายเป็นศูนย์โวลต์ ดังนั้นจากสมการที่ (3.6) จะได้

$$-V_{ramp} = -\frac{R_2}{R_3} (+V_{SAT}) \quad (2.31)$$

ในทำนองเดียวกัน ที่เวลา $t = t_1$ เมื่อเอาต์พุตของวงจรมิตทริกเกอร์เปลี่ยนแปลงจากระดับ $-V_{SAT}$ เป็น $+V_{SAT}$ จะได้

$$\begin{aligned} V_{ra} &= -\frac{R_2}{R_3} (-V_{SAT}) \\ V_{ramp} &= \frac{R_2}{R_3} (V_{SAT}) \end{aligned} \quad (2.32)$$

ดังนั้นขนาดจากยอดถึงยอดของสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม จะมีค่าเป็น

$$\begin{aligned} v_{O_2(p-p)} &= +V_{ramp} - (-V_{ramp}) \\ v_{O_2(p-p)} &= \frac{2R_2}{R_3} V_{SAT} \end{aligned} \quad (2.33)$$

จากสัญญาณเอาต์พุตในรูปที่ 2.7 (ข) พบว่า สัญญาณ v_{O_2} เปลี่ยนแปลงจาก $-V_{ramp}$ เป็น $+V_{ramp}$ ในช่วงครึ่งคาบเวลาและเกิดขึ้นเมื่อสัญญาณ $v_{O_1}(t)$ เท่ากับ $-V_{SAT}$ ดังนั้น ถ้าใช้สมการในการอินทิเกรต คือ $v_o(t) = -\frac{1}{RC} \int v_i dt$ จะได้ว่า

$$v_{O_2(p-p)} = -\frac{1}{R_1 C_1} \int_0^{T/2} (-V_{SAT}) dt$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{V_{SAT}}{R_1 C_1} \left(\frac{T}{2} \right)$$

หรือ

$$T = 2R_1 C_1 \frac{V_{O2(P-P)}}{V_{SAT}} \quad (2.34)$$

เมื่อแทนค่า $v_{O2(P-P)}$ จากสมการที่ (2.32) ลงในสมการที่ (2.33) จะได้

$$T = \frac{4R_1 C_1 R_2}{R_3}$$

ดังนั้น ความถี่ของการออสซิลเลต (f_o) คือ

$$f_o = \frac{1}{T} = \frac{4R_1 C_1 R_2}{R_3} \quad (2.35)$$

อย่างไรก็ตาม วงจรให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมและสามเหลี่ยมแบบนี้ จะใช้งานได้ดีในย่านความถี่เสียงเท่านั้น และสัญญาณเอาต์พุตที่ได้มีความเที่ยงตรงน้อย และกรณีความถี่ต่ำ สัญญาณเอาต์พุต $v_{O2}(t)$ จะเกิดความผิดเพี้ยนหรือเข้าสู่สภาวะอิ่มตัว เนื่องมาจากการทำงานของ วงจรอินทิเกรเตอร์

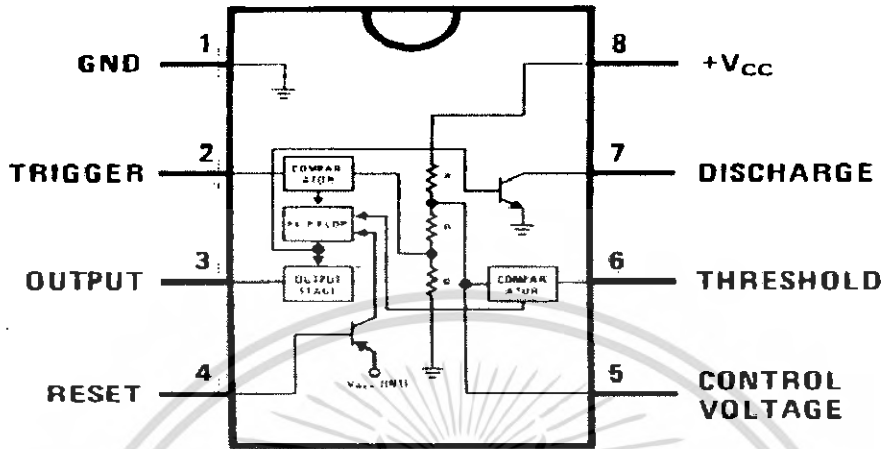
2.5 วงจรให้กำเนิดสัญญาณที่ใช้ในวงจรรวม

ในวงจรรวมหรือไอซีให้กำเนิดสัญญาณ เช่น เบอร์ ICL 8038 2202 หรือ 555 มีหลักการกำเนิดสัญญาณดังแสดงในรูปที่ 2.8 คือใช้วงจรแหล่งจ่ายกระแสเข้าไปประจุที่ตัวเก็บประจุ แล้วใช้ วงจรเปรียบเทียบแรงดัน (Comparator) ตรวจสอบแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ เมื่อแรงดันนั้นถึง ระดับหนึ่ง เอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบแรงดันจะเปลี่ยนระดับเพื่อส่งสัญญาณไปให้ฟลิป-ฟลอป เปลี่ยนทิศทางให้ตัวเก็บประจุคายประจุผ่านแหล่งจ่ายกระแสที่กำหนด เมื่อแรงดันที่ตัวเก็บประจุ ลดลงต่ำจนถึงระดับหนึ่ง เอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบแรงดันก็จะเปลี่ยนสถานะ แล้วส่งสัญญาณ ไปให้ฟลิป-ฟลอป เปลี่ยนทิศทางของกระแสที่ตัวเก็บประจุอีกครั้ง ดังนั้นเอาต์พุตของวงจรฟลิป-ฟลอปจะเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม และแรงดันที่ตัวเก็บประจุที่ได้เป็นสัญญาณสามเหลี่ยม จะพบว่า โครงสร้างวงจรในระดับทรานซิสเตอร์ของวิธีนี้จะมีความซับซ้อน เมื่อนำไปผลิตเป็นวงจรรวมจึงมี ขนาดใหญ่ตามไปด้วย ส่วนค่าความถี่สามารถหาได้จาก

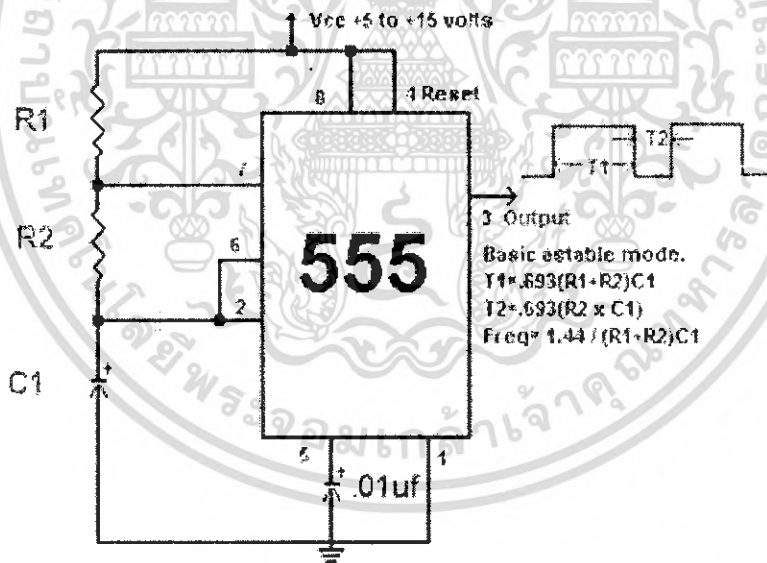
$$f = \frac{I}{2\Delta VC} \quad (2.36)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $\Delta V = V_{Upper} - V_{lower}$ ซึ่งเป็นแรงดันเปรียบเทียบที่แบ่งแรงดันมาจากแหล่งจ่ายไฟเลี้ยง จากสมการที่ (2.35) พบว่าการปรับแต่งความถี่โดยกระแส I ต้องปรับแต่งพร้อมกัน 2 ตัว



รูปที่ 2.8 หลักการให้กำเนิดสัญญาณที่ใช้ในวงจรรวม



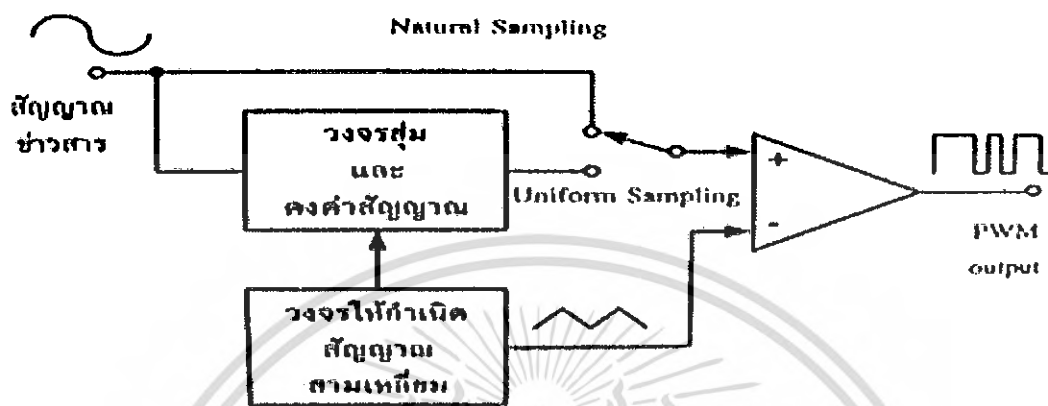
รูปที่ 2.9 วงจรสแตเบิ้ล (astable) โดยไอซี 555

2.6 การให้กำเนิดสัญญาณพัลส์วัดมอดูเลชันเบื้องต้น

การมอดูเลตแบบความกว้างของพัลส์ นั้นมีการใช้งานกันอย่างกว้างขวางในหลายแขนง ทั้งในด้านการสื่อสาร เนื่องจากเป็นวิธีหนึ่งในการส่งสัญญาณข่าวสาร โดยเฉพาะอย่างยิ่งการสื่อสารทางแสง (Optical communication) ซึ่งใช้สัญญาณพัลส์วัดมอดูเลตเป็นสัญญาณขับตัวขับแสง หรือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

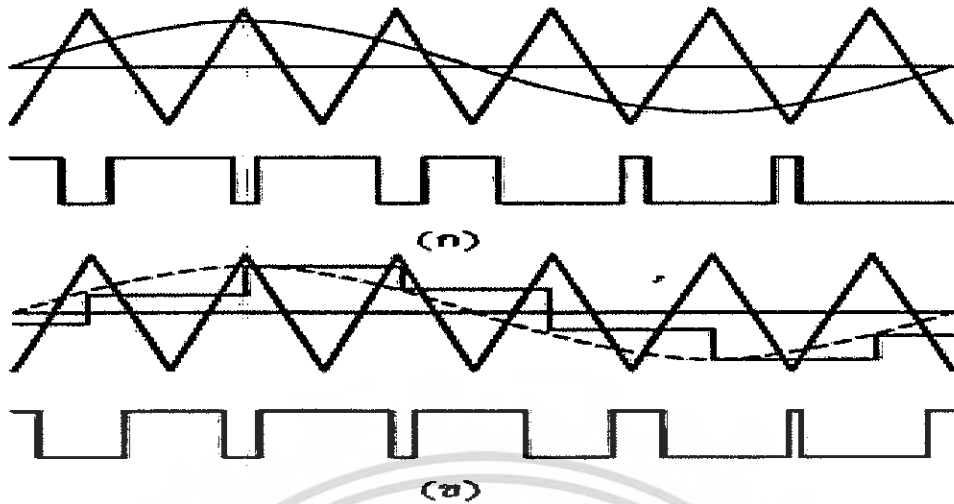
ใช้ในการแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อก (Digital to Analog conversion) รวมทั้งในด้านการควบคุมมอเตอร์กระแสของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง และวงจรขยายกำลังคลาส D นอกจากนี้ยังใช้กับงานอื่นๆ ที่เกี่ยวข้องกับทางด้านวิศวกรรมไฟฟ้าอีกมากมาย



รูปที่ 2.10 แผนผังของวงจรสร้างสัญญาณพัลส์วิดมอดูเลท

โดยทั่วไปแล้ว สำหรับหลักการของวงจรก้าเนิดสัญญาณพัลส์วิดมอดูเลท จะมีอยู่ 2 รูปแบบ ได้แก่สัญญาณพัลส์วิดมอดูเลท ที่ใช้วิธี Natural sampling (NPWM) และสัญญาณพัลส์วิดมอดูเลท ที่ใช้วิธี Uniform sampling (UPWM) โดยมีโครงสร้างตามที่แสดงในรูปที่ 2.10 และรูปแบบของสัญญาณทั้งสองแสดงไว้ในรูปที่ 2.11

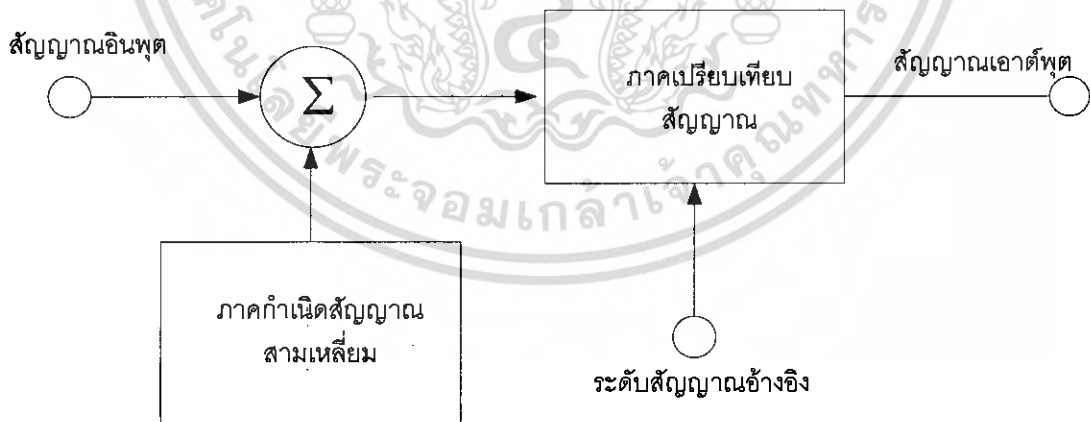
จากสัญญาณพัลส์วิดมอดูเลท ในรูปที่ 2.12 จะเห็นได้ว่าค่าคาบเวลาของ NPWM มีค่าไม่คงที่ โดยขึ้นอยู่กับสัญญาณอินพุทที่เข้ามา แต่ในส่วนของ UPWM นั้นคาบเวลาจะมีค่าคงที่ แต่จากสัญญาณทั้งสองแบบสามารถพิจารณาได้ว่า กรณีที่ความถี่ของสัญญาณพาห้คือสัญญาณสามเหลี่ยมที่นำมาเปรียบเทียบนั้นมีค่าสูงกว่าความถี่ของสัญญาณอินพุทที่เป็นสัญญาณขาเข้าสารมาก (มากกว่า 10 เท่า) ก็จะพบว่าสัญญาณพัลส์วิดมอดูเลท มีค่าคาบเวลาคงที่ได้ ส่วนสัญญาณสามเหลี่ยมที่ใช้เป็นคลื่นพาห้นั้นมีอยู่ 2 แบบคือ สัญญาณสามเหลี่ยมแบบฟันเลื่อยและสัญญาณสามเหลี่ยมธรรมดา สัญญาณพัลส์วิดมอดูเลท ที่ได้จากการเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยมแบบฟันเลื่อยจะเป็นสัญญาณพัลส์วิดมอดูเลท แบบ Single side ส่วนสัญญาณพัลส์วิดมอดูเลท ที่เปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยมธรรมดาจะเป็นสัญญาณพัลส์วิดมอดูเลทแบบ Double side



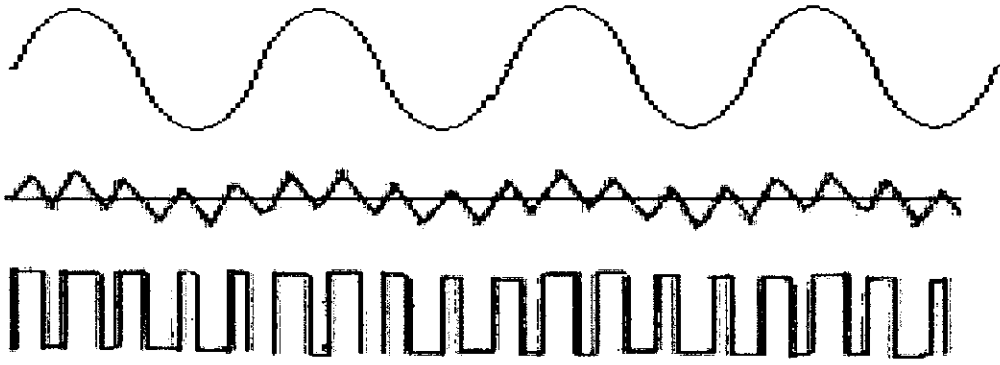
รูปที่ 2.11 (ก) สัญญาณพัลส์วิดมอดูเลท ที่ใช้วิธี Natural sampling

(ข) สัญญาณพัลส์วิดมอดูเลท ใช้วิธี Uniform sampling

สำหรับในระบบสื่อสารนั้น สัญญาณพัลส์วิดมอดูเลทที่นิยมใช้เป็นแบบ Double side NPWM เนื่องจากโครงสร้างมีความซับซ้อนน้อยกว่า เพื่อให้สามารถปรับค่าระดับอ้างอิงของสัญญาณที่มีผลต่อการควบคุมค่าความกว้างของพัลส์ได้ โครงสร้างของการกำเนิดสัญญาณพัลส์วิดมอดูเลท จึงมีแผนผังการทำงานดังรูปที่ 2.12 ซึ่งเป็นโครงสร้างที่ใช้ในระบบสื่อสารโดยทั่วไป โดยเฉพาะการสื่อสารทางแสง



รูปที่ 2.12 แผนผังของการกำเนิดสัญญาณพัลส์วิดมอดูเลท โดยทั่วไปที่ใช้ในระบบสื่อสาร



รูปที่ 2.13 ตัวอย่างสัญญาณที่จุดต่างๆ ของแผนผังของการกำเนิดสัญญาณพัลส์วิดุมอดูเลท
ในรูปที่ 2.12

จากแผนผังของวงจรมอดูเลเตอร์แบบความกว้างพัลส์โดยทั่วไปดังแสดงในรูปที่ 2.12 เมื่อสัญญาณอินพุท ซึ่งเป็นสัญญาณข่าวสาร ตามสัญญาณเส้นบนของรูปที่ 2.13 มารวมกับสัญญาณสามเหลี่ยมที่ถูกกำเนิดมาจากภาคกำเนิดสัญญาณสามเหลี่ยมแล้วสัญญาณที่ได้จากผลรวมจะเป็นสัญญาณสามเหลี่ยมที่มีขนาดเปลี่ยนแปลงไปตามสัญญาณอินพุท โดยที่ความถี่ยังมีค่าคงเดิมตามสัญญาณเส้นที่สองของรูปที่ 2.13 เมื่อนำสัญญาณนี้มาผ่านภาคเปรียบเทียบกับสัญญาณกับระดับอ้างอิง จะได้สัญญาณเอาต์พุทเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมที่เปลี่ยนแปลงความกว้างของรูปคลื่นไปตามขนาดของผลรวมสัญญาณอินพุทกับสัญญาณสามเหลี่ยมตามสัญญาณเส้นล่างสุดของรูปที่ 2.13

ผลของสัญญาณดังรูปที่ 2.13 เห็นได้ชัดเจนว่า ความถี่ของสัญญาณพัลส์วิดุมอดูเลทเอาต์พุท มีค่าไม่คงที่ ซึ่งจะส่งให้เกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณที่กู้คืนได้หรือเกิดความยากขึ้นในการควบคุม

สมการของสัญญาณพัลส์วิดุมอดูเลท โดยทั่วไปสามารถแสดงได้จาก

$$v_{PWM}(t) = \frac{Akv_i(t)}{T} + \frac{A}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \frac{\sin(n\omega_o t)}{n} - \frac{\sin[n\omega_o(t - kv_i(t))]}{n} \right\} \quad (2.37)$$

เมื่อ A คือ ขนาดของสัญญาณพาห้

k คือ ค่าคงที่ของวงจร

$v_i(t)$ คือ สัญญาณข่าวสารอินพุท

ω_o เป็น ความถี่มูลฐาน (Fundamental frequency) ของสัญญาณพาห้ มีค่าเท่ากับ $\frac{2\pi}{T}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

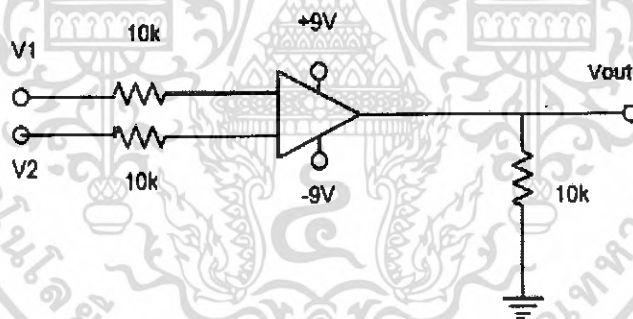
เมื่อ T คือ คาบเวลาของสัญญาณ

จะพบว่า สัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยมคี่ นั้นมีส่วนประกอบอยู่สองส่วนใหญ่ๆ คือ ประกอบด้วย สัญญาณไซน์ที่ถูกลดด้วย $\frac{Ak}{T}$ อยู่ที่ความถี่ต่ำ และอีกส่วนคือ ส่วนประกอบของความถี่สูง ซึ่งประกอบด้วยสัญญาณพาร์และสัญญาณมอดูเลตเชิงเฟส และมีขนาดลดหลั่นกันไปตามค่าของ n ดังนั้นหากต้องการสัญญาณไซน์กลับคืนมา สามารถทำได้โดยการใช้วงจรกรองความถี่ต่ำ

2.7 วงจรออปแอมป์พื้นฐาน

2.7.1 วงจรเปรียบเทียบแรงดัน (Comparator Amp)

การทำงานเป็นคอมพาราเตอร์ในขณะเปิดคู่นั้น ออปแอมป์จะสามารถเปรียบเทียบระดับสัญญาณระหว่างขั้วอินพุตที่ขั้วบวก อธิบายได้ว่าเมื่อแรงดันที่ขั้วลบมีค่าเป็นบวกสูงกว่าแรงดันอินพุตที่ขั้วบวก สัญญาณที่เอาต์พุตจะเป็นลบและมีค่าเกือบเท่ากับ $-V_{\infty}$ จากแหล่งจ่ายไฟดังตัวอย่างในรูปที่ 2.14



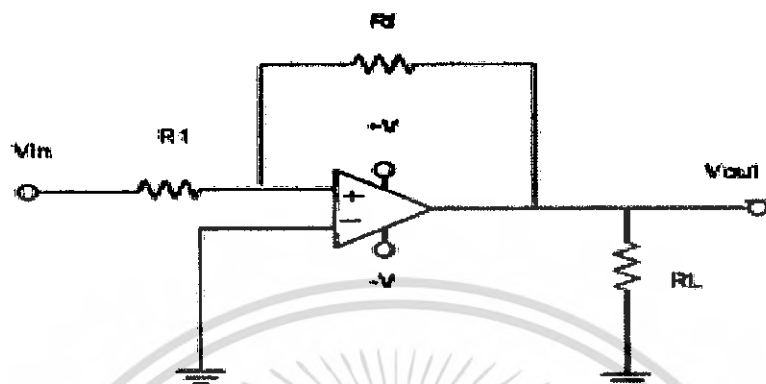
รูปที่ 2.14 วงจรเปรียบเทียบแรงดัน

$$V_{out} = V_{sat} \times \text{sign}(V_2 - V_1) \quad (2.38)$$

2.7.2 วงจรขยายกลับเฟส (Inverting Amp)

โดยทั่วไปวงจรขยายจะหมายถึงความถี่วงจรที่เปลี่ยนอินพุตน้อยๆ มาเป็นสัญญาณเอาต์พุตที่มีขนาดสูงขึ้นกว่าเดิมซึ่งสัญญาณที่ว่าอาจเป็นไปได้ทั้งแรงดันหรือกระแสในลักษณะเดียวกัน วงจรขยายของออปแอมป์ก็คือวงจรที่มีอัตราขยายแรงดันสูงมาก และยังมีลักษณะของการขยายเป็น

เส้นตรง นั่นคืออัตราส่วนระหว่างเอาต์พุตต่ออินพุตจะคงที่เสมอ (ในอุดมคติ) และนอกจากนี้เรายังสามารถควบคุมอัตราขยายของออปแอมป์ได้โดยใช้อุปกรณ์ภายนอกเพียงไม่กี่ตัว



รูปที่ 2.15 แสดงวงจรขยายกลับเฟสแบบมาตรฐาน

$$A_v = - \frac{R_f}{R_1} \quad (2.39)$$

$$V_{ou} = - \left(\frac{R_f}{R_1} \right) V_{in} \quad (2.40)$$

จากรูปที่ 2.15 ซึ่งวิธีที่ใช้เป็นแบบลูปปิดเรียกว่า “การป้อนกลับแบบลบ” โดยนำเอาต์พุตซึ่งกลับเฟสกับอินพุตมาป้อนที่จุดอินพุตอีกที ผลก็คือวงจรภายในออปแอมป์จะพยายามปรับเอาต์พุตจนกระทั่งความต่างศักย์ระหว่างอินพุตมีค่าเข้าใกล้ศูนย์ (แต่ต้องเข้าใจว่าแรงดันระหว่างขั้วอินพุตจะต้องไม่เท่ากับศูนย์โวลต์ด้วย กล่าวคือ ผลต่างระหว่าง V_{in} และบางส่วนของ V_{ou} ที่ขั้วอินพุตลบเพียงมีค่าต่ำพอที่จะทำให้เกิดแรงดันเอาต์พุตได้พอดีนั่น)

จากสมการของอัตราขยายแรงดัน A_v

$$A_v = \frac{V_{in}}{V_{ou}} \quad (2.41)$$

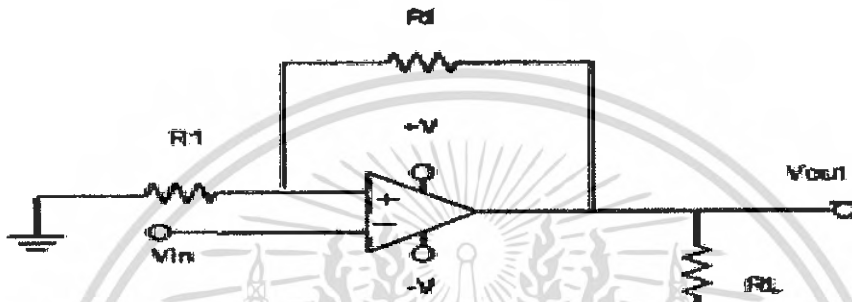
เราจะพิสูจน์ให้เห็นว่าค่าขยายแรงดัน A_v ของออปแอมป์เมื่อใช้ในโหมดของลูปปิดจะสามารถหาได้ในสมการ

$$A_v = - \frac{R_f}{R_{in}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7.3 วงจรขยายไม่กลับเฟส

วงจรขยายไม่กลับเฟสหรือนันอินเวอร์ตติ้งแอมป์จะแตกต่างกับอินเวอร์ตติ้งแอมป์ในแง่ของอัตราขยายและเฟสของเอาต์พุต แต่อย่างไรก็ตามอัตราขยายแรงดันของวงจรมันอินเวอร์ตติ้งแอมป์ก็ยังควบคุมจากอุปกรณ์ภายนอกเช่นเดิม โดยจะวิเคราะห์ห้วงจรขยายเพื่อหาค่าขยายสำหรับวงจรมันนี้



รูปที่ 2.16 แสดงวงจรขยายไม่กลับเฟส

$$A_v = \left(\frac{R_f}{R_1} \right) + 1 \quad (2.42)$$

$$V_{out} = \left[\left(\frac{R_f}{R_1} \right) + 1 \right] V_{in} \quad (2.43)$$

จากรูปที่ 2.16 แรงดันอินพุตจะถูกป้อนที่ขั้วบวก (ในขณะที่สัญญาณอินพุตในวงจรมันอินเวอร์ตติ้งจะถูกป้อนเข้าที่ขั้วลบ) และมีแรงดัน V_A ซึ่งเกิดจากการแบ่งแรงดันของเอาต์พุตตกคร่อมตัวต้านทาน R_1 จากคุณสมบัติของออปแอมป์ที่ว่า ศักย์ดาที่ขั้วอินพุตจะถูกบังคับให้มีขนาดเข้าใกล้ศักย์ดาที่ขั้วอินพุตบวกเสมอจะได้ว่า

$$V_{in} = V_A \quad (2.44)$$

ดังนั้นเราสามารถเขียนค่าขยายแรงดัน A_v ได้เท่ากับ

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (2.45)$$

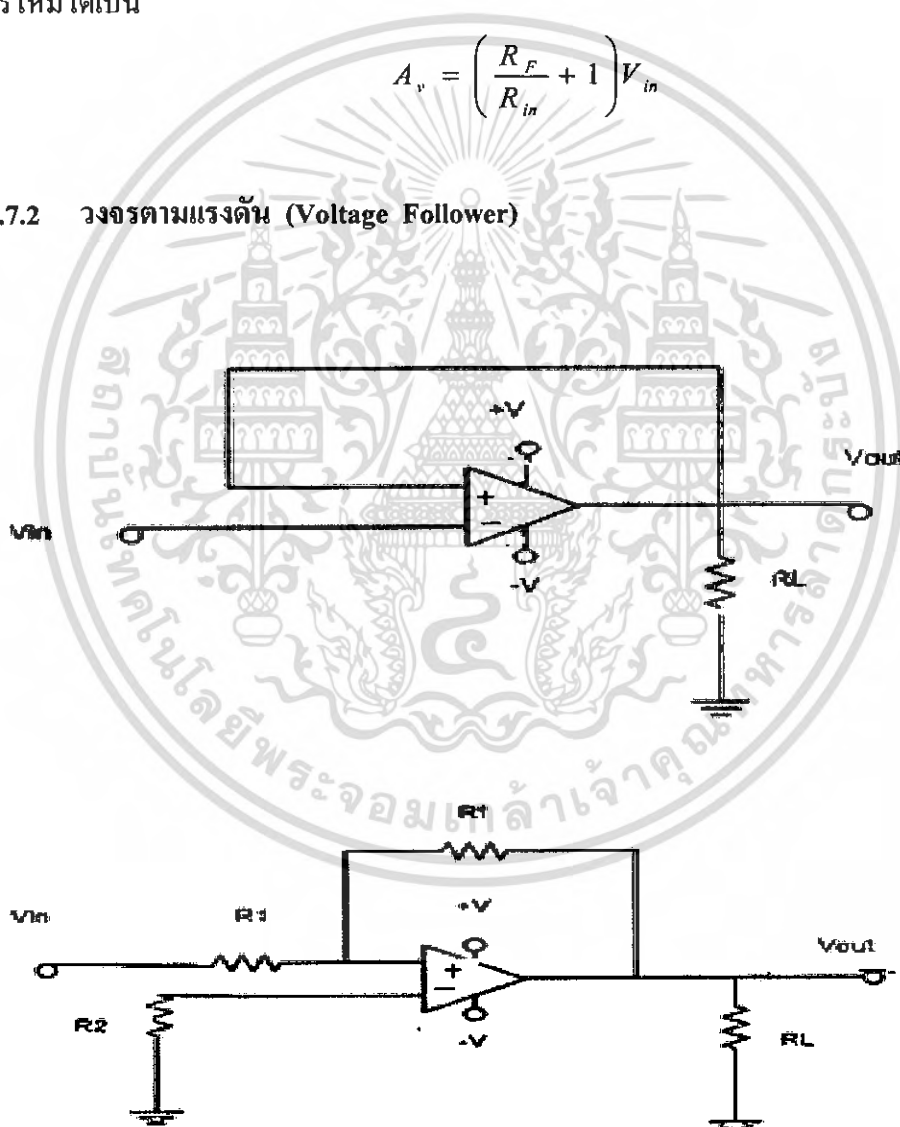
และเนื่องจาก V_A เกิดจาการแบ่งแรงดัน V_{out} จะได้

$$A_v = \frac{R_{in}}{R_F + R_{in}} V_{out} \quad (2.46)$$

จัดสมการใหม่ได้เป็น

$$A_v = \left(\frac{R_F}{R_{in}} + 1 \right) V_{in} \quad (2.47)$$

2.7.2 วงจรตามแรงดัน (Voltage Follower)



รูปที่ 2.17 แสดงวงจรตามแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในบางครั้งเราอาจต้องการวงจรออปแอมป์ซึ่งให้อัตราขยายเท่ากับหนึ่ง เพื่อนำไปใช้เป็นตัวบัฟเฟอร์ ในกรณีนี้สามารถใช้วงจรอินเวอร์ตติ้งหรือชนิดอินเวอร์ตติ้งก็ได้ดังรูปที่ 2.17 ซึ่งจะสามารถอธิบายได้ดังนี้

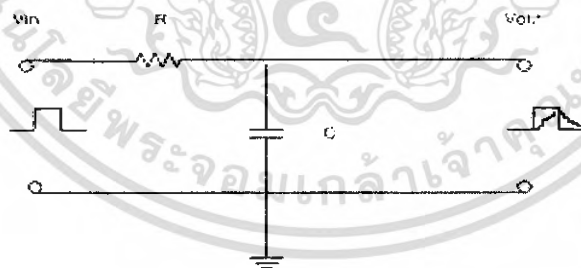
จากรูปเมื่อ R_f มีค่าเป็นศูนย์อัตราขยายแรงดันจะมีค่าเป็น

$$A = \frac{R_f}{R_{in}} + 1 = \frac{0}{R_{in}} + 1 = 1 \tag{2.48}$$

โดยที่แรงดันเอาต์พุตจะมีเฟสตรงกับอินพุต และยังมีขนาดเท่ากับอินพุตด้วย นั่นคือแรงดันเอาต์พุตจะกลับเฟส 180 องศาเทียบกับอินพุต แต่จะมีขนาดเท่ากันอย่างไรก็ตามข้อเสียของการใช้วงจรอินเวอร์ตติ้ง คืออินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรจะมีค่าลดลงเหลือเพียงเท่ากับความต้านทานของ R_{in} (10 K Ω) ส่วนตัวต้านทาน R_f ที่ขั้วบวกมีไว้เพื่อลดกระแสออฟเซตที่อินพุต (ทำให้เกิดสมดุลที่ขั้วอินพุตทั้งสอง) ค่า R_f นี้ควรมีขนาดประมาณ R_{in} ขนานกับ R_f ($R_{in} // R_f$)

2.7.5 วงจรอินทิเกรเตอร์ (Integrator)

วงจรอินทิเกรเตอร์คือ วงจรที่สามารถทำการอินทิเกรตสัญญาณที่ป้อน ณ ขั้วอินพุตหรือกล่าวอีกนัยหนึ่งก็คือ วงจรนี้จะสะสมสัญญาณที่ป้อนเข้าจากขั้วอินพุตเรื่อยๆภายในช่วงเวลาหนึ่ง และแสดงผลของการสะสมนี้ออกทางเอาต์พุต



รูปที่ 2.18 แสดงวงจรอินทิเกรเตอร์พื้นฐานที่ใช้อุปกรณ์พาสซีฟ

รูปที่ 2.18 แสดงวงจรอินทิเกรเตอร์พื้นฐานที่ใช้อุปกรณ์พาสซีฟ (ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ) แต่ก่อนที่จะวิเคราะห์ห้วงจรนี้ ควรทราบคุณสมบัติบางอย่างของตัวเก็บประจุก่อนคือ

1. แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุไม่สามารถเปลี่ยนแปลงแบบทันทีทันใดได้และแรงดันเริ่มต้นมักจะให้มีค่าเท่ากับศูนย์

2. ขณะที่ตัวเก็บประจุกำลังเก็บ (ชาร์จ) ประจุอยู่นั้น กระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุจะค่อยๆ ลดลง

เมื่อทราบคุณสมบัติดังกล่าวแล้ว เราสามารถศึกษาการทำงานของวงจรในรูปได้ง่ายขึ้นจากข้อกำหนดแรก เมื่อเริ่มต้นแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ (C) จึงมีค่าสูงขึ้นเรื่อยๆ (ความเร็วในชาร์จประจุจะขึ้นกับค่าคงตัวเวลาที่มีค่าเท่ากับผลคูณของ R และ C ซึ่งเป็นผลให้กระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ (C) มีค่าลดลงนั่นคือ แรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานจะต่ำลง และทำให้แรงดันเอาต์พุตตกลงเหลือศูนย์ โวลท์ตัวเก็บประจุก็จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน (R) ลงกราวด์(ในขณะนั้นตัวเก็บประจุทำตัวเสมือนเป็นแหล่งจ่ายไฟเอง) จากลักษณะของวงจรพาสซีฟที่แสดงมานี้ จะเห็นว่าแรงดันที่เอาต์พุตจะไม่มีทางสูงกว่าแรงดันอินพุตได้เลย นอกจากนี้ต้องระวังด้วยว่า วงจรนี้จะทำงานได้ดีเมื่อความกว้างของสัญญาณพัลส์มีค่าต่ำกว่าค่าคงตัวเวลา RC มากเท่านั้น (RC คือผลคูณของความต้านทานและคาปาซิแตนซ์)

2.8 นิยามของเคออสติกาเรียกว่าอลวน

เคออส ตามความหมายในพจนานุกรมหมายถึง ความสับสนวุ่นวาย ไร้ระเบียบ แต่เคออสที่เราศึกษานั้นคือการเกี่ยวกับเคออสในทางคณิตศาสตร์ หรือ deterministic chaos โดยในทางวิทยาศาสตร์ คือสภาพหรือกระบวนการที่ไม่มีเสถียรภาพ (Unstable) หากมีการกระทบเพียงเล็กน้อย อาจจะทำให้เกิดสัญญาณที่ไม่เป็นเส้นตรง แต่เป็นเส้นทางคดเคี้ยว วุ่นวายอลวน หรือในบางครั้งอาจจะเกิดการกระโดดข้าม ดังนั้นผลลัพธ์ที่เกิดขึ้นจึงไม่สามารถคาดเดาหรือทำนายให้ถูกต้องแม่นยำได้

พฤติกรรมแบบอลวน (chaotic behavior) เป็นพฤติกรรมที่ดูไร้ระเบียบ ที่ดูเหมือนว่าเป็นปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นอย่างสะเปะสะปะหรือเชิงสุ่มเอา (random) แต่เป็น deterministic ที่สามารถอธิบายได้ด้วยสมการทางคณิตศาสตร์ ซึ่งที่จริงแล้วแฝงไปด้วยความเป็นระเบียบ (Order)

ระบบที่ประพุดิตัวแบบเคออส จะไวต่อการเปลี่ยนแปลงเงื่อนไขเริ่มต้น (sensitivity dependent on initial condition) ทำให้ไม่สามารถทำนายได้ในระยะยาว (long-term unpredictable) โดยความคลาดเคลื่อนเพียงเล็กน้อยที่เกิดจากการวัดเงื่อนไขเริ่มต้น จะเพิ่มขึ้นแบบเอ็กโปเนนเชียล (exponential) เมื่อเวลาผ่านไปเคออสได้มีการค้นพบมานานแล้วตั้งแต่สมัยของ J.H. Poincare (1854-1912) ซึ่งตอนนั้น Poincare ได้พิสูจน์ว่าระบบสุริยะจักรวาลแบบเคออส แต่สมัยนั้นยังไม่บัญญัติศัพท์อลวน chaos ปรากฏการณ์นี้ถูกเรียกว่าเป็น pathological case

และจากหลัก uncertainty principle ของ Heisenberg ทำให้เราไม่สามารถวัดค่าพารามิเตอร์ (parameter) ทุกตัวได้อย่างแม่นยำ เพราะการให้ความแม่นยำอย่างหนึ่งมาก จะส่งผลให้เกิดความไม่แน่นอนในอีกอย่างหนึ่ง และถึงแม้ตัวแปรที่อธิบายระบบของเรามีเพียงตัว

แปรเดียว ความแม่นยำของค่าที่วัดได้ก็จะจำกัดอยู่ค่าหนึ่ง ความไม่แน่นอนที่เหลืออยู่จะเพิ่มขึ้นเรื่อยๆเมื่อเวลาผ่านไป ซึ่งทำให้เลขนัยสำคัญที่เราได้ลดลงเรื่อยๆจนเราทำนายอะไรไม่ได้เลย ดังนั้นเคออสจึงเกิดขึ้นได้ทั้งในทางทฤษฎีและในทางปฏิบัติ

สำหรับระบบที่เป็นเชิงเส้น จะเกิดความคลาดเคลื่อนเมื่อเวลาผ่านไป เป็นสัดส่วนกับความคลาดเคลื่อนเริ่มแรก เนื่องจากความสัมพันธ์เป็นแบบเชิงเส้นพฤติกรรมแบบอลวน (chaotic behavior) จึงไม่มีในระบบที่เป็นเชิงเส้นเคออส เกิดขึ้นได้เฉพาะกับระบบที่เป็นไม่เป็นเชิงเส้น (non-linear) แต่ไม่ใช่ว่าระบบที่เป็นเชิงเส้นจะเกิดความอลวนเสมอไป จะมีช่วงพารามิเตอร์ที่ทำให้ระบบประพุดัตตัวแบบอลวน แต่ระบบที่เป็นไม่เป็นเชิงเส้นบางระบบก็เป็นเคออสตลอดเวลา

จุดที่เป็นประเด็นสำคัญอีกอย่างหนึ่งในทฤษฎีเคออส คือความอ่อนไหวอย่างสูงของเงื่อนไขเริ่มต้นกับ Principle of weak ที่ถือว่าสาเหตุเบื้องต้นเพียงนิดเดียว สามารถก่อให้เกิดผลกระทบได้อย่างมาก

2.8.1 คุณลักษณะของเคออส

ระบบที่เป็นเคออส จะต้องประกอบไปด้วยคุณลักษณะดังต่อไปนี้

1) มีคุณสมบัติแบบไม่เป็นเชิงเส้น คุณสมบัติแบบไม่เป็นเชิงเส้นจะมีคุณสมบัติตรงกันข้ามกับคุณสมบัติแบบเชิงเส้น โดยที่ฟังก์ชัน f จะมีคุณสมบัติเชิงเส้นก็ต่อเมื่อ $f(x + y) = f(x) + f(y)$ นั่นก็คือ ในระบบแบบไม่เป็นเชิงเส้นผลลัพธ์ของระบบทั้งหมดไม่เท่ากับผลรวมของผลลัพธ์ที่เกิดจากส่วนย่อยๆรวมกัน (โดยอาจจะมากกว่าหรือน้อยกว่าก็ได้) ความไม่เป็นเชิงเส้นนี้เองที่ทำให้ระบบที่แสดงความเป็นอลวนไม่ได้รับการศึกษามากในอดีต เพราะค่อนข้างยากในการที่จะศึกษาและเข้าใจ ข้อพึงระวังก็คือ การที่กล่าวว่าระบบเคออสจำเป็นต้องเป็นระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้นนั้น ไม่ได้หมายความว่าระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้นทุกระบบจะเป็นระบบเคออสเสมอไป

2) ไม่ใช่เกิดแบบสุ่ม (คือเป็น deterministic ไม่ใช่ probabilistic) หรือกล่าวอีกแบบหนึ่งก็คือ ในระบบ chaos พฤติกรรมทั้งหลายเกิดขึ้นภายใต้กฎเกณฑ์ที่แน่นอน เหตุการณ์ที่ไม่สามารถทำนายล่วงหน้าแบบการทอดลูกเต๋าจึงไม่ใช่ความเป็นเคออสแต่เป็นการสุ่ม การแปลคำนี้เป็นภาษาไทยโดยใช้คำว่า “ ทฤษฎีอลวน ” จึงเป็นการแปลที่ไม่เหมาะสม เพื่อป้องกันการเข้าใจผิดว่าการเป็นเคออสไม่ใช่การสุ่ม จึงมีคนเรียกเคออสว่า deterministic chaos

3) ไวต่อสภาวะเริ่มต้น (sensitivity to initial conditions) การเริ่มต้นที่เงื่อนไขต่างกันนิดเดียวอาจทำให้ผลสุดท้ายต่างกันมาก สาเหตุที่ระบบเคออสไวต่อสภาวะเริ่มต้นก็เพราะว่ามันจะขยายความแตกต่างให้เพิ่มมากขึ้นอย่างรวดเร็ว เช่นที่พบบ่อยก็คือการขยายความแตกต่างให้เร็วขึ้นในระดับเลขยกกำลัง (exponential) ของเวลา

4) ไม่สามารถทำนายล่วงหน้าในระยะยาวได้ (long-term prediction is impossible) ซึ่งเป็นผลสืบเนื่องจากข้อ 3 เพราะการที่ไวต่อสภาวะเริ่มต้นจะทำให้เราไม่รู้ว่าระบบที่เราสนใจอยู่จะเป็นอย่างไรในระยะยาว อย่างไรก็ตาม คุณสมบัติข้อนี้ไม่ได้แปลว่าการทำนายระยะสั้น (short-term prediction) จะเป็นสิ่งที่เป็นไปได้

นอกจากนี้ที่กล่าวข้างต้นแล้ว ระบบเคออสยังมีสมบัติอีกประการหนึ่งคือ การแสดงลักษณะ “คล้ายกับตัวเอง” (self similarity) หรือที่เรียกว่า “แฟร็กทัล” (fractal) นั่นเอง ลักษณะนี้จะปรากฏขึ้นเมื่อเราพลอตเส้นทางการเคลื่อนที่ของระบบในระบบพิกัดที่บ่งถึงสภาวะ (phase space) ลักษณะคล้ายกับตัวเองนี้ หมายความว่าไม่ว่าเราจะมองเส้นทางการเคลื่อนที่นี้จากสเกลเล็กหรือใหญ่แค่ไหน มันยังมีลักษณะเหมือนเดิม อย่างไรก็ตาม) ลักษณะคล้ายกับตัวเองแบบแฟร็กนี้ไม่ได้มีส่วนเกี่ยวข้องเป็นเงื่อนไขที่จำเป็นในการเกิดเคออสแต่อย่างใด เพียงแต่มักพบร่วมกันบ่อยครั้งเท่านั้น

2.8.2 ประโยชน์ของเคออส

ในการศึกษาทฤษฎีเคออสมีประโยชน์อย่างน้อยใน 3 ทางด้วยกัน คือใช้ในการวิเคราะห์ระบบและทำนายอนาคต ใช้ในการสร้างระบบเคออสและใช้ในการควบคุม-สร้างความเสถียรให้กับระบบ ดังสามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้

1) ใช้ในการวิเคราะห์ระบบและทำนายอนาคต

อย่างที่กล่าวมาข้างต้นว่า แม้เราจะไม่สามารถทำนายอนาคตของระบบเคออสในระยะยาวได้ แต่เรายังสามารถทำนายอนาคตของมันในระยะสั้นได้ หากเราสามารถหาโมเดลที่อธิบายพฤติกรรมของระบบนั้น และทราบสภาวะเริ่มต้นอย่างแม่นยำพอสมควร เช่น ในปัจจุบันได้ใช้เคออสในการวิจัยเพื่อทำนายอนุกรมตามลำดับเวลา (time-series data)

2) ใช้ในการสร้างระบบเคออส

ทำไมเราต้องสร้างระบบเคออสขึ้นมาด้วย ก็เพราะมีผู้เชื่อว่า “ในธรรมชาติ ความอลวนเป็นสิ่งสากลมากกว่าและดีกว่าระเบียบแบบง่าย” อย่างเช่น บริษัทแททสตีชิตะใช้ทฤษฎีเคออสควบคุมหัวฉีดของเครื่องล้างจานซึ่งพบว่าสามารถล้างจานได้สะอาดโดยประหยัดน้ำได้มากกว่าเครื่องล้างจานแบบอื่นๆ ทั้งนี้เพราะเส้นทางการเคลื่อนที่ของหัวฉีดที่ดูเหมือนไร้ระเบียบทำให้ครอบคลุมพื้นที่ได้ดีกว่าการเคลื่อนที่ตามแบบแผนปกติ

3) ใช้ในการควบคุม-สร้างความเสถียรให้กับระบบ

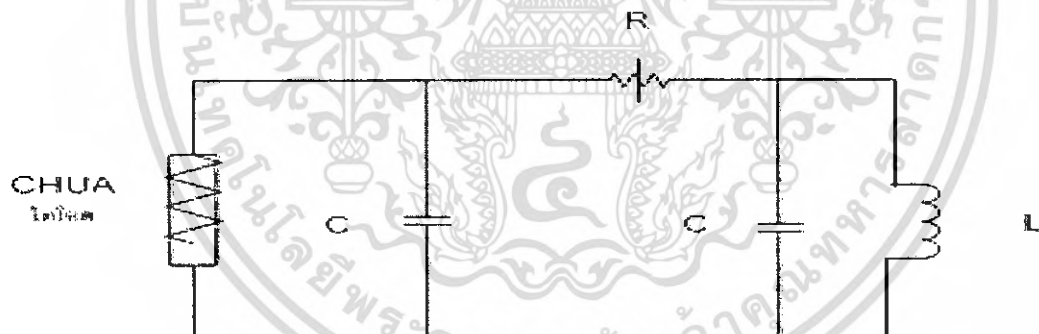
การที่ระบบเคออสนั้นไวต่อสภาวะเริ่มต้นมาก การรบกวนเพียงเล็กน้อยจึงอาจก่อให้เกิดผลขยายได้มากในงานวิศวกรรมควบคุม (control engineering) การเติมสัญญาณรบกวนเพียงเล็กน้อย

ที่เหมาะสมสำหรับที่เป็นระบบเคออส จึงสามารถใช้ควบคุมให้ระบบนั้นอยู่ในสภาวะเสถียรหรือขับเคลื่อนให้ระบบนั้นไปสู่สภาวะที่ต้องการได้อย่างมีประสิทธิภาพ

นอกจากการประยุกต์ใช้หลักๆดังกล่าวข้างต้นแล้ว ทฤษฎีเคออสยังสามารถประยุกต์ใช้ได้ อีกในหลายสาขา เช่นในด้านการสื่อสาร เราสามารถใช้สัญญาณแบบเคออสในการเข้ารหัสข้อมูล (encryption) เพื่อป้องกันคนแอบดูข้อมูล หรือใช้หลักการของทฤษฎีนี้ช่วยในการหาค่าที่ดีที่สุด (optimization) ของฟังก์ชันหนึ่งได้ค่าที่ดีที่สุดที่แท้จริง (global optimum) ได้ง่ายขึ้น เพราะเคออสสามารถช่วยให้หลบการนได้ค่าที่ดีที่สุดเฉพาะบริเวณ (local optimum) ได้

2.8.3 วงจร Chua (Chua's circuit)

วงจร Chua เป็นวงจรอิเล็กทรอนิกส์ซึ่งสามารถสร้างสัญญาณอลวนที่มีความหลากหลาย เนื่องจากความหลากหลายและเป็นสากล วงจร Chua จึงได้รับความสนใจอย่างมาก และกลายเป็นมาตรฐานสำหรับวงจรอลวน สาเหตุสำคัญที่ทำให้วงจร Chua นี้ง่าย เพราะส่วนประกอบของวงจร ประกอบด้วยอุปกรณ์เพียงแก่อุปกรณ์ที่เป็นเชิงเส้น 4 อุปกรณ์ และอุปกรณ์ที่ไม่เป็นเชิงเส้นอีก 1 อุปกรณ์



รูปที่ 2.19 วงจร Chua

2.9 มอเตอร์

โดยทั่วไป มอเตอร์ที่ใช้ในงานปัจจุบันสามารถแบ่งออกเป็น 2 ประเภท ตามลักษณะระบบไฟฟ้าของแหล่งจ่าย หลักการหมุน และโครงสร้าง ได้แก่

2.9.1 มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับ (alternating current motors: AC motors) เป็นมอเตอร์ที่ทิศทางการไหลของกระแสไฟฟ้าในขดลวดของมอเตอร์ไหลกลับไปมาตลอดเวลา สามารถแบ่งออกเป็นชนิดต่างๆ ตามความสำคัญและสัดส่วนของการใช้งาน ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- มอเตอร์เหนี่ยวนำ (induction motors)
- มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว (single-phase induction motors) แบ่งเป็น
 - เริ่มเดินเครื่องด้วยการแยกเฟส (split-phase start)
 - แบบเริ่มเดินเครื่องด้วยตัวเก็บประจุ เดินเครื่องด้วยการเหนี่ยวนำ (capacitor start induction run)
 - แบบเริ่มเดินและเดินเครื่องด้วยตัวเก็บประจุ (capacitor start and run)
- แบบรีพัลชัน (repulsion start)
- มอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส (three-phase induction motors) แบ่งเป็น
 - แบบกรงกระรอก (squirrel-cage) แบ่งออกเป็นชนิด single speed , two speed และ three speed
 - แบบโรเตอร์พันลวด (wound-rotor) แบ่งออกเป็นชนิด slip ring และ commutator
- มอเตอร์ซิงโครนัส (synchronous motors)
- มอเตอร์สเต็ปป์ (stepping motors)
- มอเตอร์แบบมีคอมมิวเตเตอร์ (commutator motors)

2.9.2 มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง (direct current motors: DC motors)

- มอเตอร์แบบวงจรขั้วแม่เหล็กขนาน (shunt motors)
- มอเตอร์แบบวงจรขั้วแม่เหล็กอนุกรม (series motors)
- มอเตอร์แบบวงจรขั้วแม่เหล็กผสม (compound motors)

มอเตอร์เหนี่ยวนำเป็นมอเตอร์ที่ใช้กันอยู่อย่างแพร่หลาย เพราะมีความแข็งแรงทนทาน ราคาถูก ประสิทธิภาพสูง ความแน่นอนในการใช้งานสูง และบำรุงรักษาได้ง่าย ในปัจจุบันอาจกล่าวได้ว่าอุตสาหกรรมเกือบทั้งหมดใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำเป็นต้นกำลังกล ขนาดมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสจะมีขนาดตั้งแต่ต่ำกว่าหนึ่งแรงม้าที่แรงดันต่ำ (110-660 โวลต์) จนกระทั่งถึงหลายพันแรงม้าที่แรงดันสูง (3.0 กิโลวัตต์ หรือสูงกว่า)

โครงสร้างและการทำงานพื้นฐาน

มอเตอร์ทำหน้าที่เปลี่ยนพลังงานไฟฟ้าเป็นพลังงานกล การหมุนของมอเตอร์เกิดจากแรงของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า (magnetic field) 2 ชุด คือที่สเตเตอร์ (stator) และโรเตอร์ (rotor) พยายามที่จะจัดเส้นแรงแม่เหล็กให้อยู่ในแนวเดียวกัน การที่สนามแม่เหล็กทั้ง 2 ชุดกระทำลักษณะดังกล่าวทำให้มอเตอร์หมุนได้และยังมุมที่แตกต่างกันของแนวแกนของสนามแม่เหล็ก ทั้งที่สเตเตอร์และโรเตอร์รวมทั้งความเข้มของสนามแม่เหล็กมีค่ามากเท่าไร ก็ยิ่งทำให้เกิดแรงทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่กระทำให้นิวของสนามแม่เหล็กทั้ง 2 ชุดเคลื่อนที่เข้าหากันมากขึ้นเท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลลัพธ์ของแรงกระทำอันนี้คือ แรงบิดของมอเตอร์หรือ ทอร์ก (torque) โดยปกติแล้ว สนามแม่เหล็กในมอเตอร์แบบต่างๆจะมีทั้งที่แบบหมุนไปรอบๆตัวของมอเตอร์ และแบบที่หยุดนิ่งอยู่กับที่ ตัวอย่างแบบสนามแม่เหล็กหมุน ได้แก่มอเตอร์กระแสไฟฟ้าสลับชนิดเหนี่ยวนำแบบกรงกระรอก ส่วนแบบสนามหยุดนิ่ง ได้แก่มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง มอเตอร์เหนี่ยวนำแบบกรงกระรอก เป็นที่นิยมใช้กันมากที่สุด เนื่องจากโครงสร้างที่ง่าย แข็งแรง และไม่ต้องใช้แปรงถ่าน (carbon brush) มีการทำงานเกิดจากสนามแม่เหล็กในแกนเหล็ก (core) ที่เกิดขดลวดปฐมภูมิ (primary winding) หมุนแล้วเหนี่ยวนำโรเตอร์ที่มีขดลวดทุติยภูมิ (secondary winding) ให้หมุนตามไป หรือตัวนำในโรเตอร์เกิดจากสนามแม่เหล็กที่มีค่าคงที่ แต่เคลื่อนหมุนไปรอบๆสเตเตอร์ สนามแม่เหล็กจะถูกส่งผ่านช่องอากาศ (air gap) มาเหนี่ยวนำตัวนำที่โรเตอร์ทำให้เกิดแรงดันกระแส และสนามแม่เหล็กจากโรเตอร์ ความเร็วของสนามแม่เหล็กหมุนจากสเตเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ เกิดจากแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่ป้อนเข้าทางสเตเตอร์ สำหรับในระบบ 50 เฮิร์ตซ์ที่ใช้กันในประเทศไทยจะทำให้สนามแม่เหล็กหมุนด้วยความเร็วที่ 750 1000 1500 และ 3000 รอบต่อนาที สำหรับมอเตอร์แบบ 8 6 4 และ 2 ขั้วตามลำดับเราเรียกความเร็วนี้ว่าซิงโครนัสของมอเตอร์ (synchronous speed)

ทฤษฎีมอเตอร์กระแสตรง (DC Motor)

มอเตอร์กระแสตรงเป็นทรานส์ดิวเซอร์แรงบิดซึ่งมีคุณลักษณะพิเศษคือแรงบิดเพลลาของมอเตอร์กระแสตรงจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับกระแสอาร์มาเจอร์ แรงบิดเพลลาของมอเตอร์กระแสตรงจะได้ผลระหว่างสนามแม่เหล็กและขดลวดตัวนำ หลักการนี้แสดงได้ในรูป ในที่นี้กระแสที่ไหลในขดลวดตัวนำจะสร้างสนามที่ประกอบด้วยเส้นแรงแม่เหล็ก (Φ) และขดลวดตัวนำเหล่านั้นอยู่ห่างจากศูนย์กลางการหมุนเท่ากับ r ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดของเพลลาและกระแสเท่ากับ

$$T = K\Phi I \quad (2.48)$$

เมื่อ T คือ แรงบิดของเพลลา มีหน่วยเป็น นิวตัน-เมตร

Φ คือ เส้นแม่เหล็ก มีหน่วยเป็น เวเบอร์

i คือ กระแส มีหน่วยเป็น แอมแปร์

K คือ ค่าคงตัว

ดังนั้นแรงของเฟลาจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับผลคูณของเส้นแรงแม่เหล็กและกระแสเมื่อขดลวดตัวนำเคลื่อนที่ในสนามแม่เหล็กก็จะทำให้เกิดโวลต์เตจตกคร่อมตัวมันเอง โวลต์เตจนี้จะเป็นสัดส่วนกับความเร็วของเฟลาของมอเตอร์และด้านการไหลของกระแส ความสัมพันธ์ระหว่างโวลต์เตจย้อนกลับนี้ และความเร็วของเฟลามอเตอร์คือ

$$E = K \Phi \omega \quad (2.49)$$

เมื่อ E คือ โวลต์เตจย้อนกลับ emf มีหน่วยเป็น โวลต์

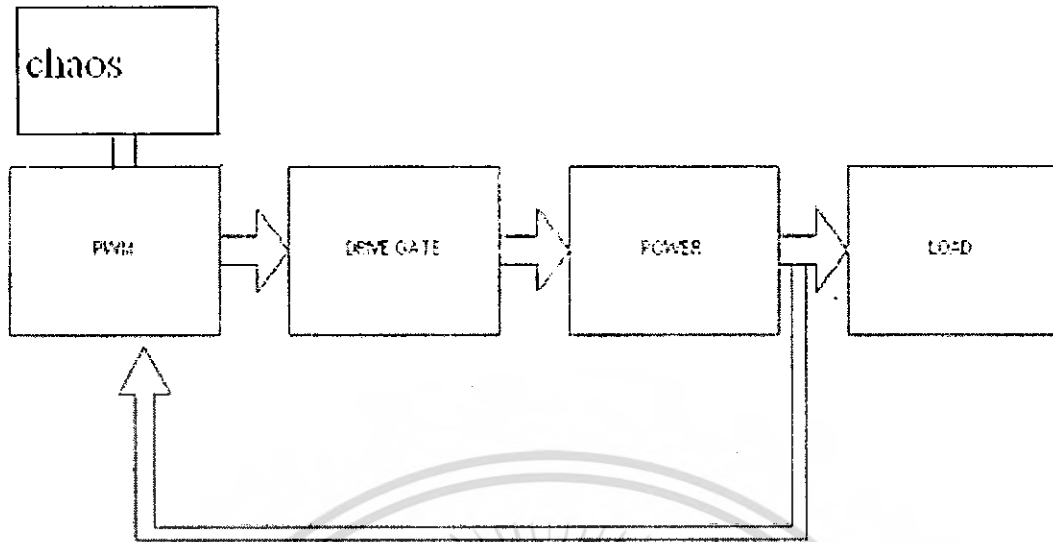
ω คือ เส้นแรงแม่เหล็ก มีหน่วยเป็น เวเบอร์

Φ คือ ความเร็วมอเตอร์ มีหน่วยเป็น เรเดียน/วินาที

สมการ (2.48) - (2.49) เป็นสมการที่แสดงถึงหลักการทำงานพื้นฐานของมอเตอร์กระแสตรง

การทำให้มอเตอร์กระแสตรงทำงาน ก็เพียงเราป้อนความต่างศักย์แล้วทำให้กระแสไหลผ่านมอเตอร์กระแสตรง โดยการหมุนจะหมุนตามเข็มนาฬิกาหรือทวนเข็มนาฬิกา ก็จะเป็นขึ้นอยู่กับว่าป้อนความต่างศักย์ที่เป็นบวกให้กับขั้วไหน

จากสมการที่ (2.49) จะเห็นได้ว่า ความเร็วมอเตอร์แปรผันตามความต่างศักย์ที่ตกคร่อมมอเตอร์ ดังนั้นถ้ามีความต่างศักย์ที่ตกคร่อมมอเตอร์กระแสตรงสูง จะทำให้มอเตอร์กระแสตรงจะหมุนด้วยความเร็วรอบสูง ในทางกลับกันถ้าความต่างศักย์ที่ตกคร่อมมอเตอร์กระแสตรงต่ำ จะทำให้มอเตอร์กระแสตรงจะหมุนด้วยความเร็วรอบต่ำเช่นกัน

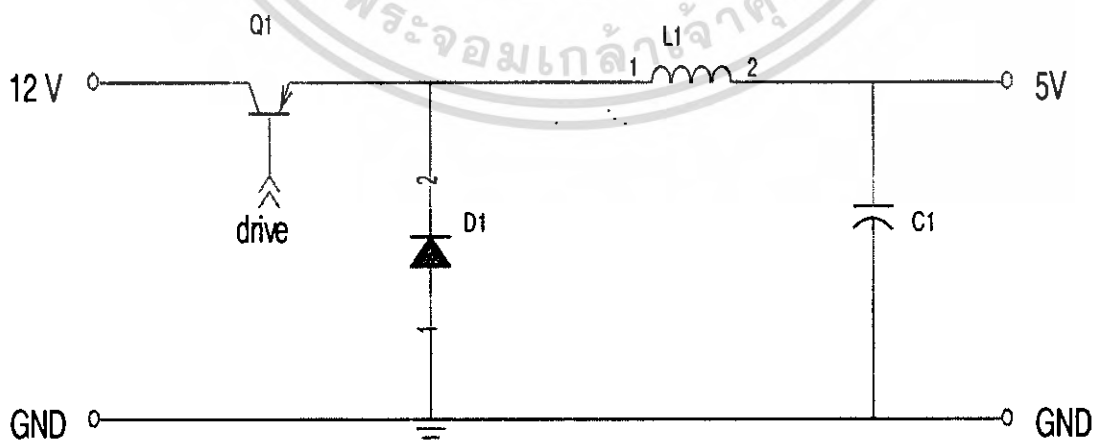


รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรม

3.2 ส่วนของกำลังวงจร

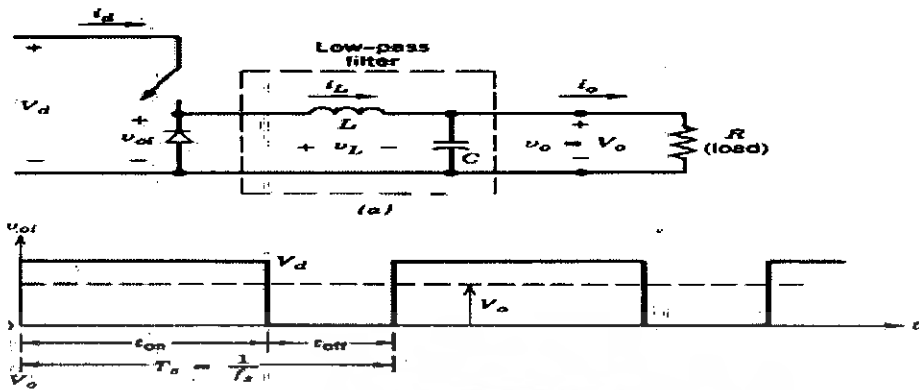
3.2.1 วงจร Step down หรือบักคอนเวอร์เตอร์

ในโครงการนี้จะเลือกใช้วงจรบักซึ่งทำงานได้ในย่านกว้าง ในการปรับแรงดันทางด้านอินพุต เพื่อให้ตอบสนองต่อความต้องการแรงดัน DC – Link คอนเวอร์เตอร์ และจะเป็นวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ทำหน้าที่สร้างค่าเฉลี่ยแรงดันทางด้านเอาต์พุต ให้มีค่าต่ำกว่าแรงดันดีซีทางด้านอินพุต การประยุกต์ใช้งานหลักๆ ได้แก่ จำพวกชุดไดร์มอเตอร์กระแสตรงแนวความคิดของวงจรพื้นฐานจะสามารถแสดงได้ดังรูปต่อไปนี้

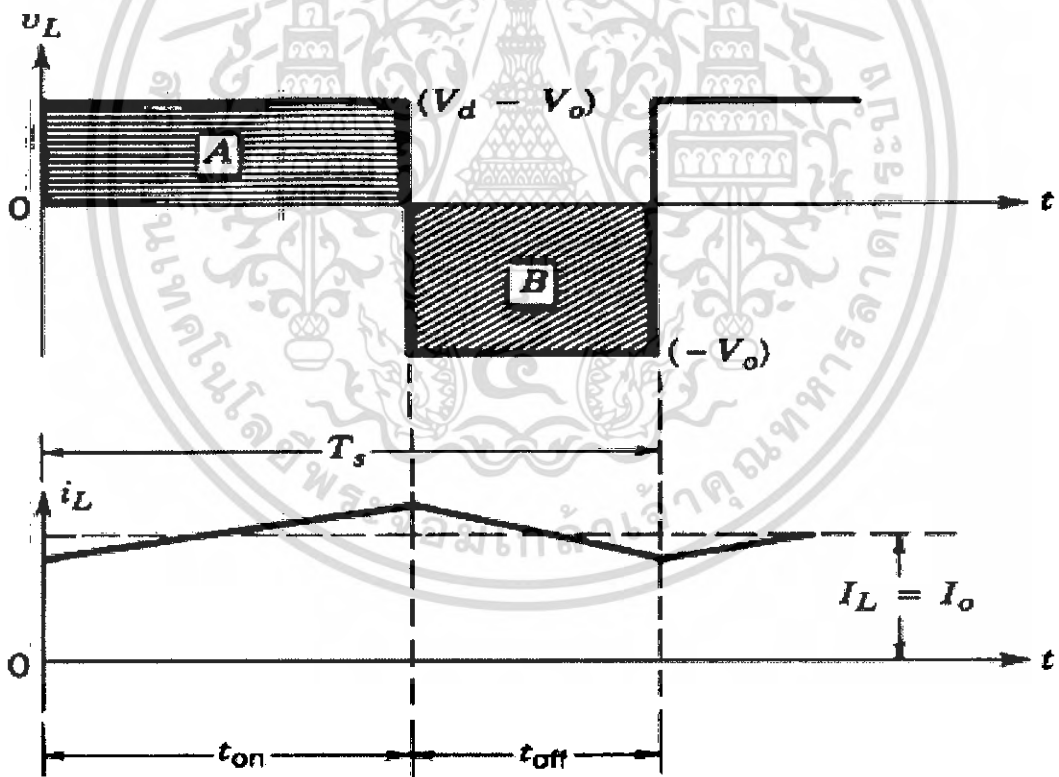


รูปที่ 3.3 วงจรบักคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

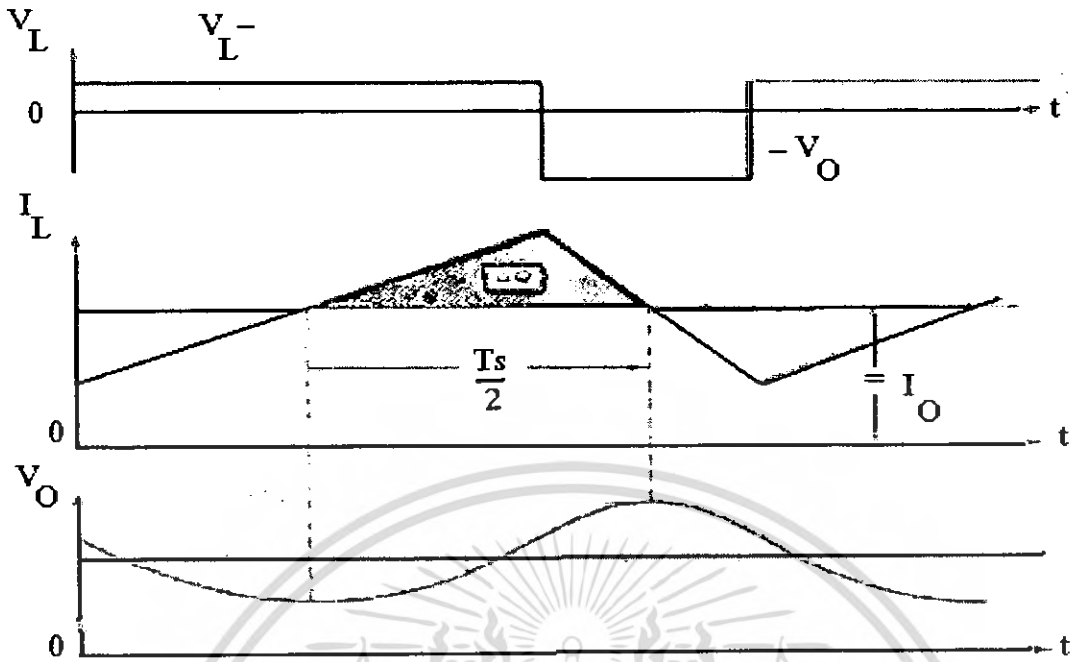


รูปที่ 3.4 การทำงานวงจรบักคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 3.5 แสดงการทำงานในโหมดการนำกระแสต่อเนื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.6 รูปเปิดในแรงดันเอาต์พุตของวงจรบัค

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = D$$

$$\Delta V_{out} = \frac{(1-D)}{8LCf^2}$$

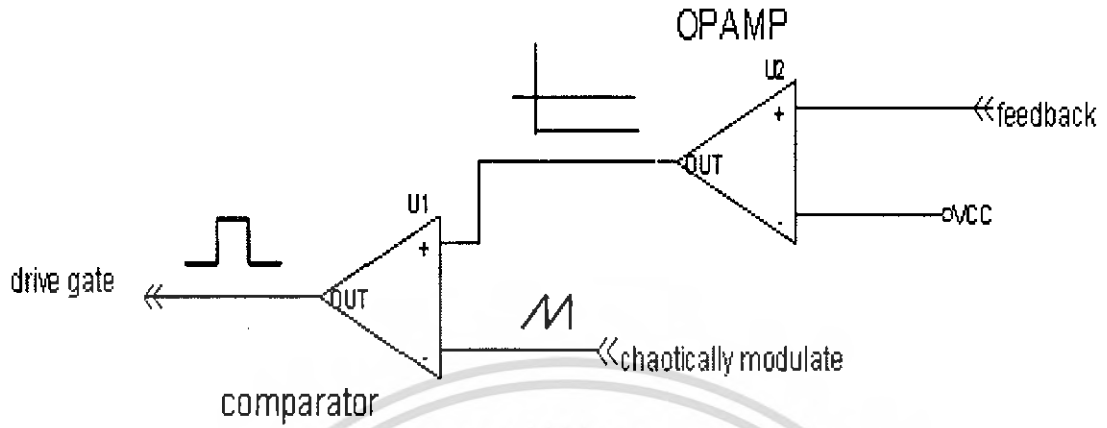
$$L_{max} = \frac{(1-D)R}{2f}$$

3.3 ส่วนวงจรควบคุม

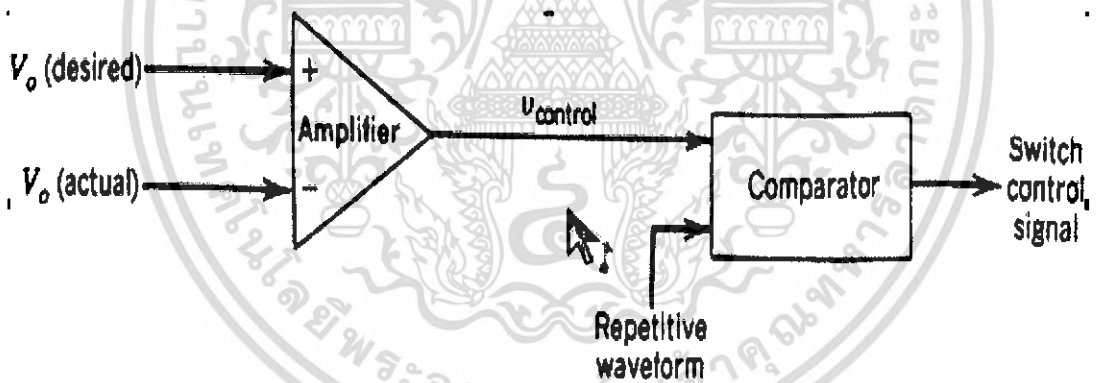
3.3.1 ส่วน Pulse Width Modulation(PWM)

การมอดูเลตแบบความกว้างของพัลส์(PWM) นั้นมีการใช้งานกันอย่างกว้างขวางในหลายแขนง กรณีที่ความถี่ของสัญญาณพาห้คือสัญญาณสามเหลี่ยมที่นำมาเปรียบเทียบกับนั้นมีค่าสูงกว่าความถี่ของสัญญาณอินพุตที่เป็นสัญญาณซำวสารมาก (มากกว่า 10 เท่า) ก็จะพบว่าสัญญาณ PWM มีค่าคาบเวลาคงที่ได้ ส่วนสัญญาณสามเหลี่ยมที่ใช้เป็นคลื่นพาห้ นั้นมีอยู่ 2 แบบคือ สัญญาณสามเหลี่ยมแบบฟันเลื่อยและสัญญาณสามเหลี่ยมธรรมดา สัญญาณ PWM ที่ได้จากการเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยมจะเป็นสัญญาณ PWM แบบ Single side ส่วนสัญญาณ PWM ที่เปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยมธรรมดาจะเป็นสัญญาณ PWM แบบ Double side

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

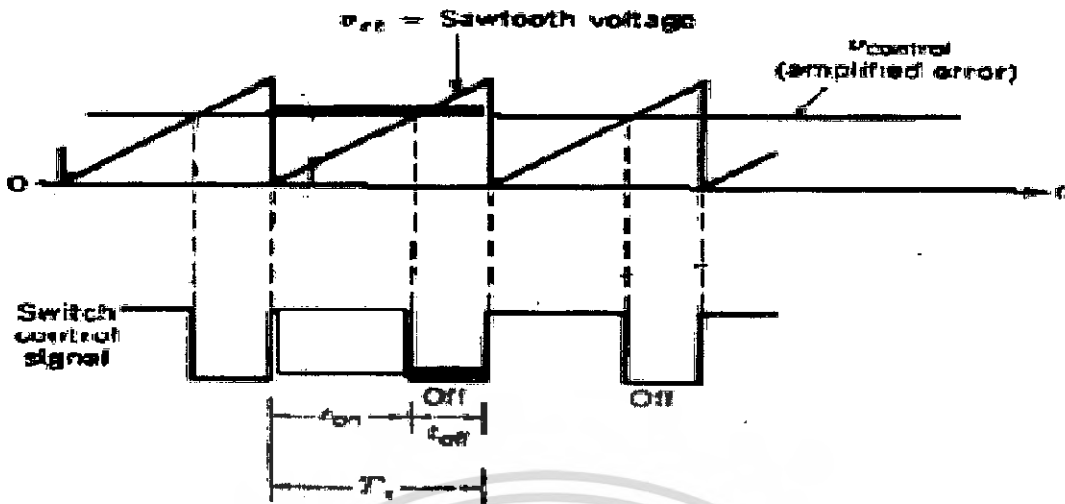


รูปที่ 3.7 วงจรควบคุม



รูปที่ 3.8 บล็อกไดอะแกรมส่วนของ PWM

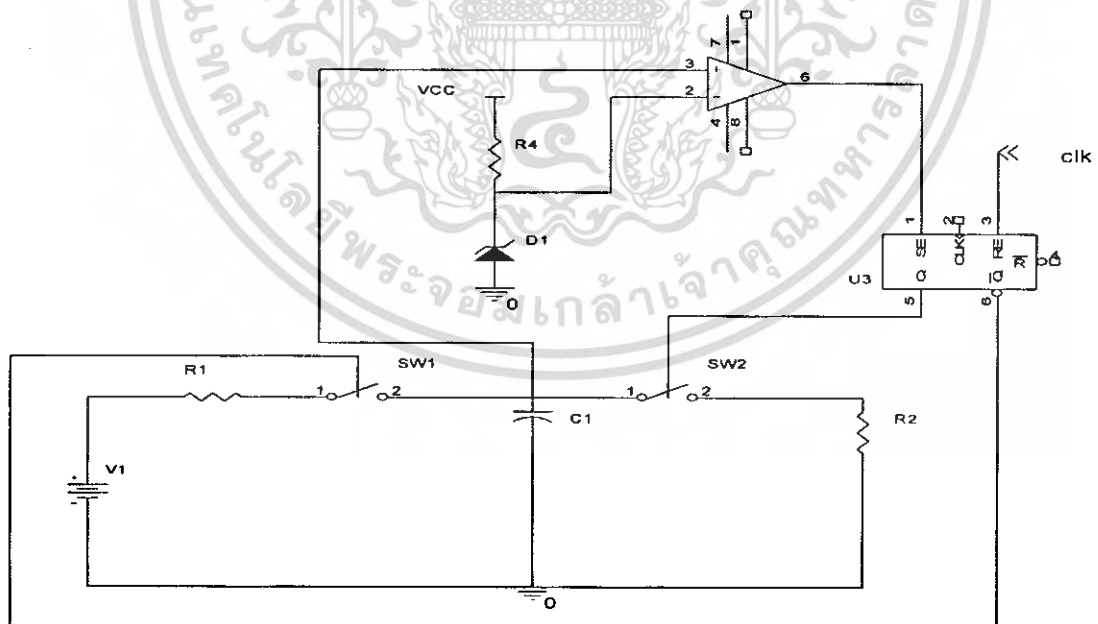
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.9 สถานะการทำงานของ PWM

3.3.2 ส่วนของวงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม

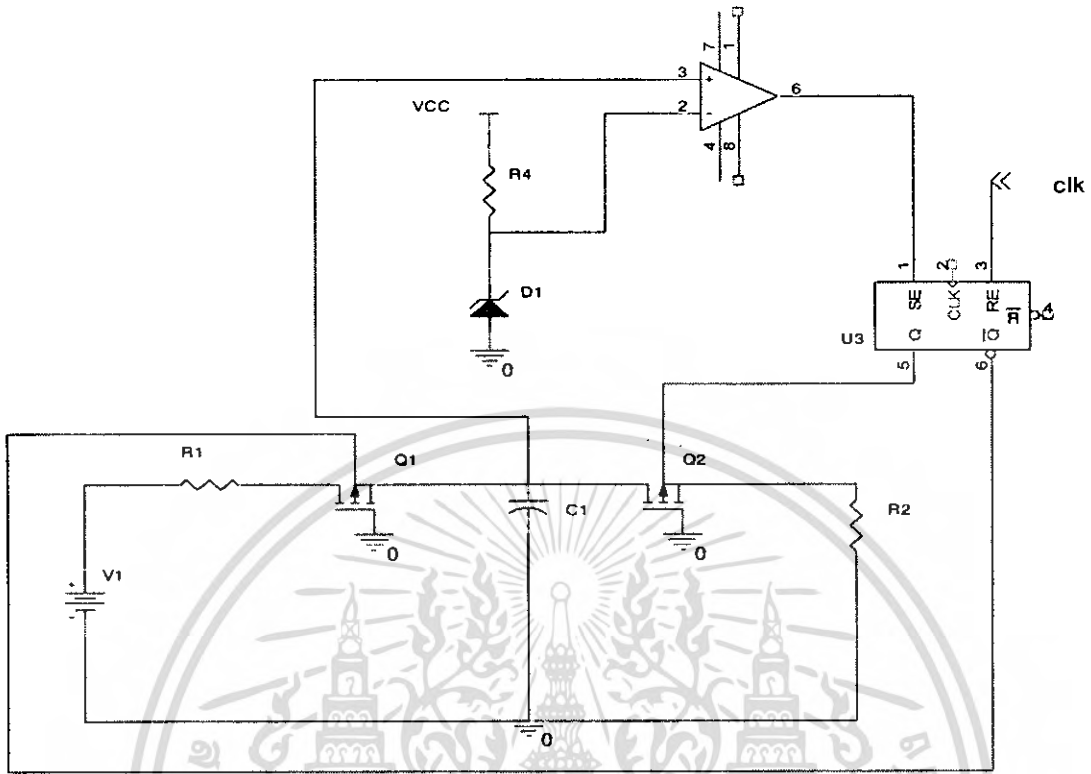
จะเป็นตัวควบคุมความถี่ของการสวิตช์ของวงจร PWM ซึ่งจะควบคุมความถี่ของวงจรสัญญาณสามเหลี่ยม โดยอาศัยหลักการใช้สัญญาณเคออสซึ่งเป็นเจนเนอเรเตอร์ (generator) ไปมอดูเลทกับสัญญาณนาฬิกา (clock generator) ก็จะได้สัญญาณสามเหลี่ยม



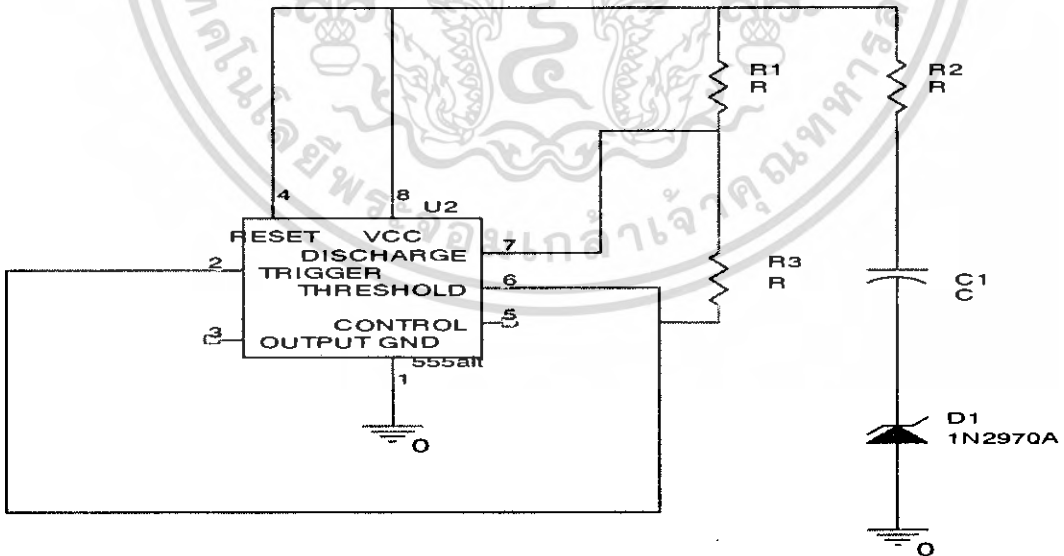
รูปที่ 3.10 ลักษณะการทำงานของสวิตช์เคออส

จากรูป 3.10 สวิตช์ 1 และ สวิตช์ 2 จะสลับกันทำงานเมื่อคาปาซิเตอร์ชาร์จและดิชาร์จ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้กับโรงเรียนเพื่อใช้ประกอบการเรียนการสอนเท่านั้น เมื่อผู้ดูแลเห็นประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

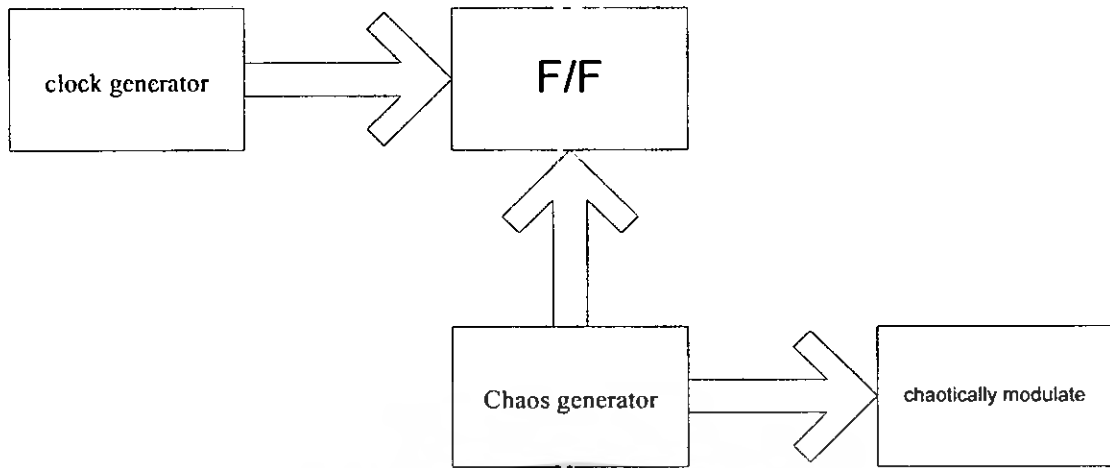


รูปที่ 3.11 วงจรกำเนิดสัญญาณแคออส



รูปที่ 3.12 วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกาโดยใช้ไอซี 555

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.13 บล็อกไดอะแกรมการสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

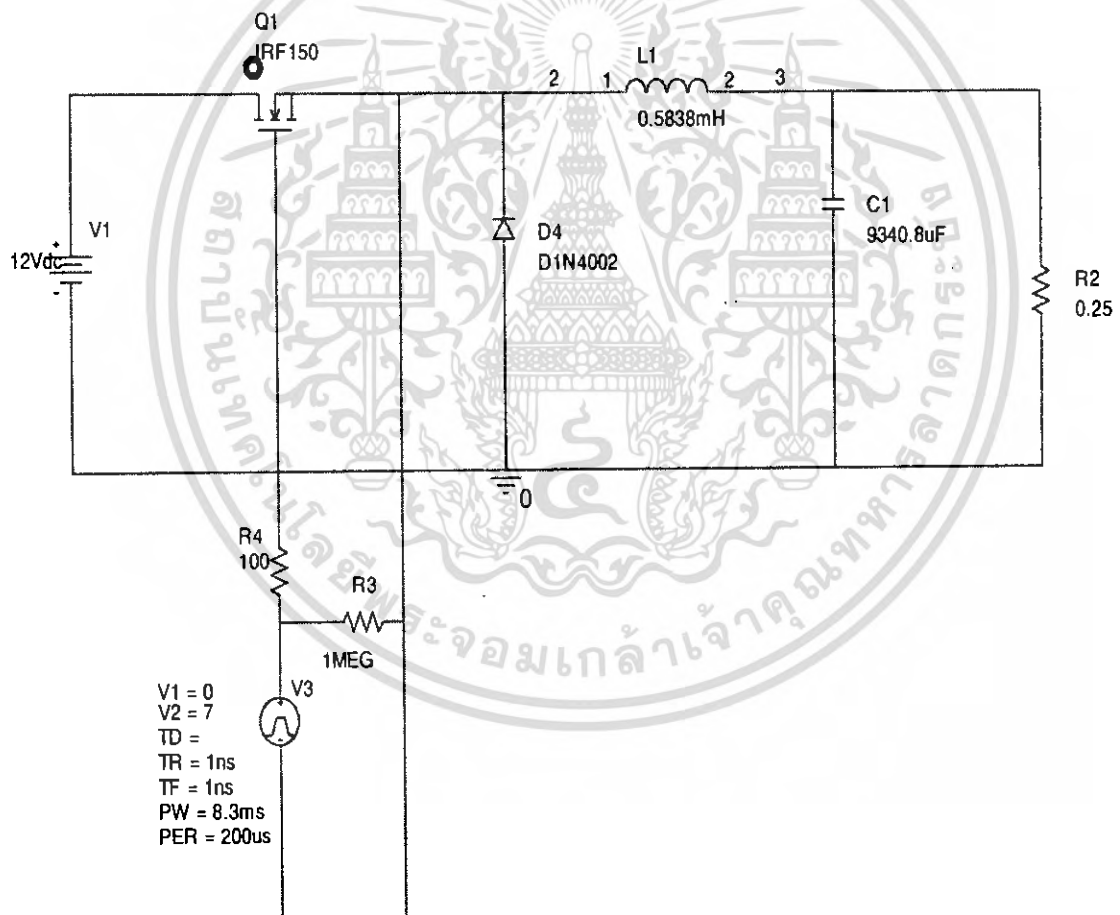
บทที่ 4

ผลการทดลอง

4.1 การจำลองการทำงานโดยคอมพิวเตอร์

การจำลองการทำงาน โดยใช้โปรแกรมทางคอมพิวเตอร์นั้นจะใช้โปรแกรมORCAD ในการจำลองการทำงาน เพราะเป็น โปรแกรมที่ใช้ง่ายและมีอุปกรณ์ที่ใช้ในการจำลองจำนวนมากมายหลายชนิดและหลายยี่ห้อ

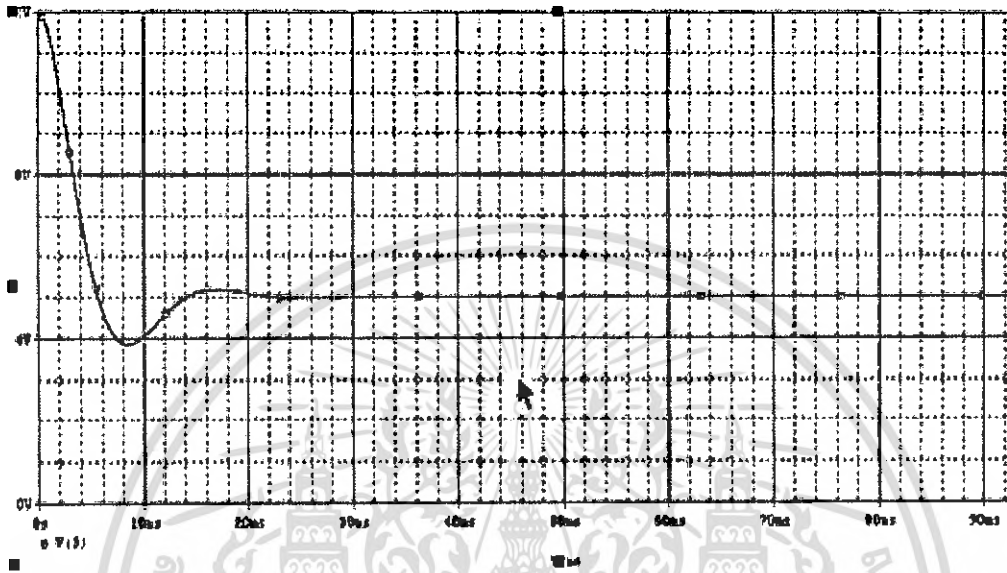
4.1.1 วงจรที่ใช้ในการจำลองการทำงานในส่วนของวงจรบัค คอนเวอร์เตอร์



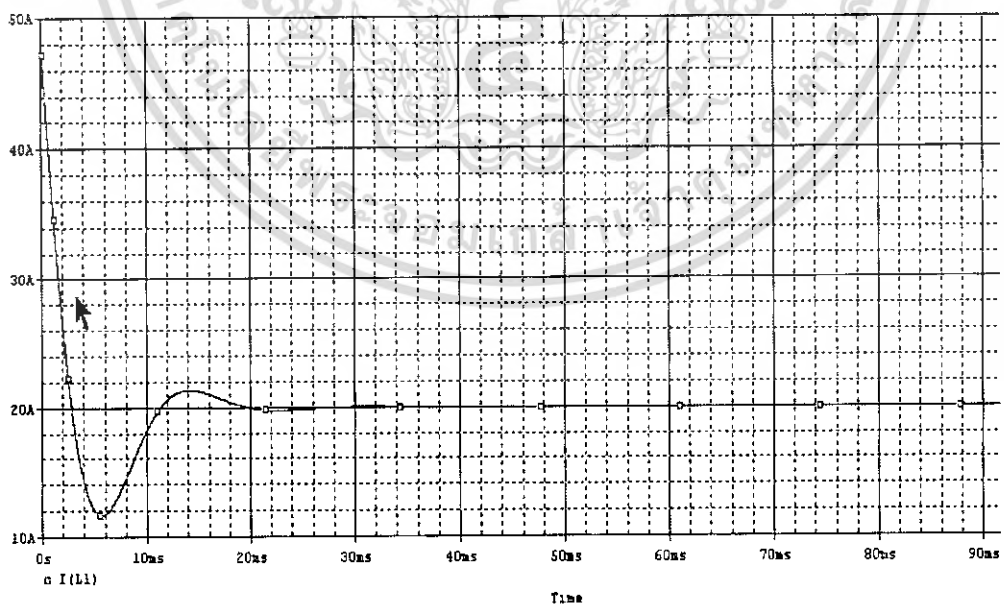
รูปที่ 4.1 วงจรบัค คอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.2 ผลการจำลองวงจรบัค คอนเวอร์เตอร์

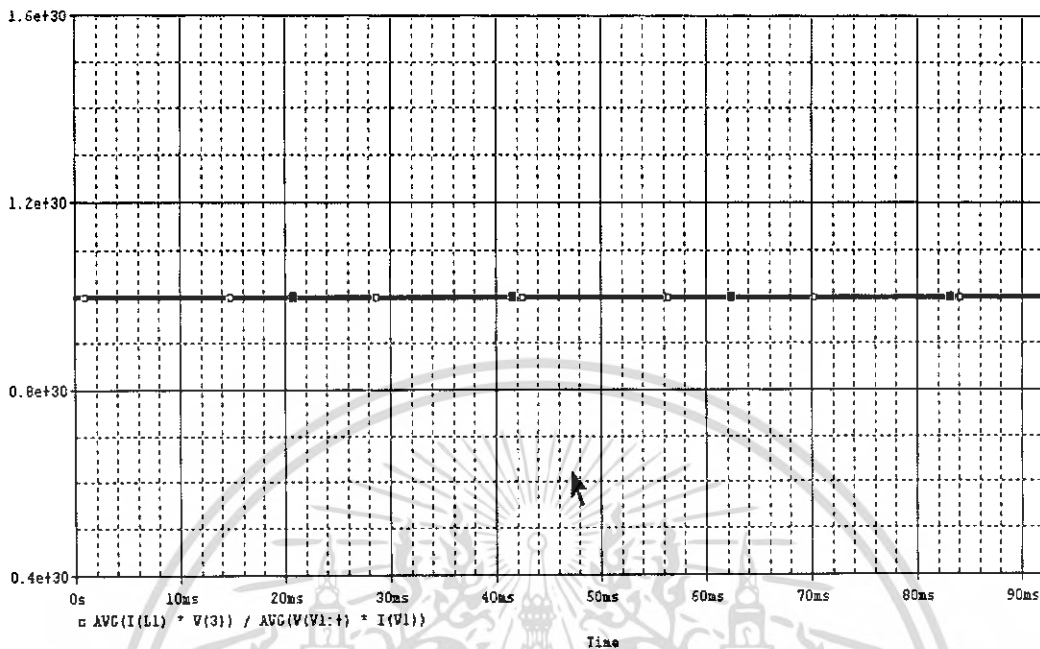


รูปที่ 4.2 รูปสัญญาณแรงดันที่เอาต์พุต

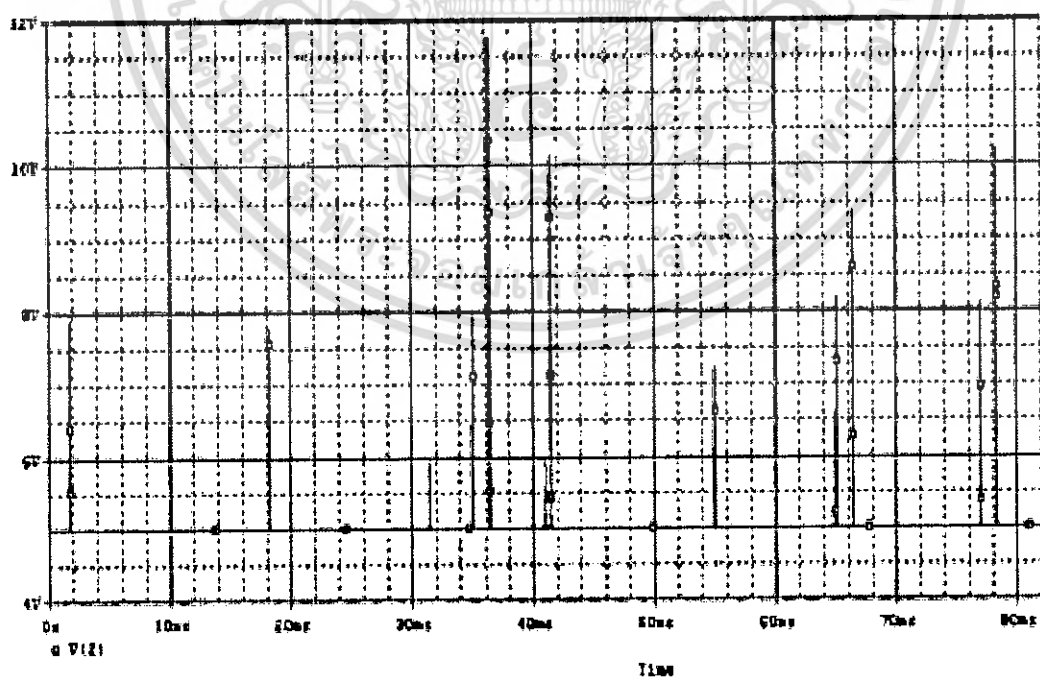


รูปที่ 4.3 รูปสัญญาณกระแสที่ผ่านขดลวด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 ประสิทธิภาพการทำงานของวงจร



รูปที่ 4.5 รูปสัญญาณฮาร์โมนิกที่เพิ่มขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(3)

DC COMPONENT = 5.000010E+00

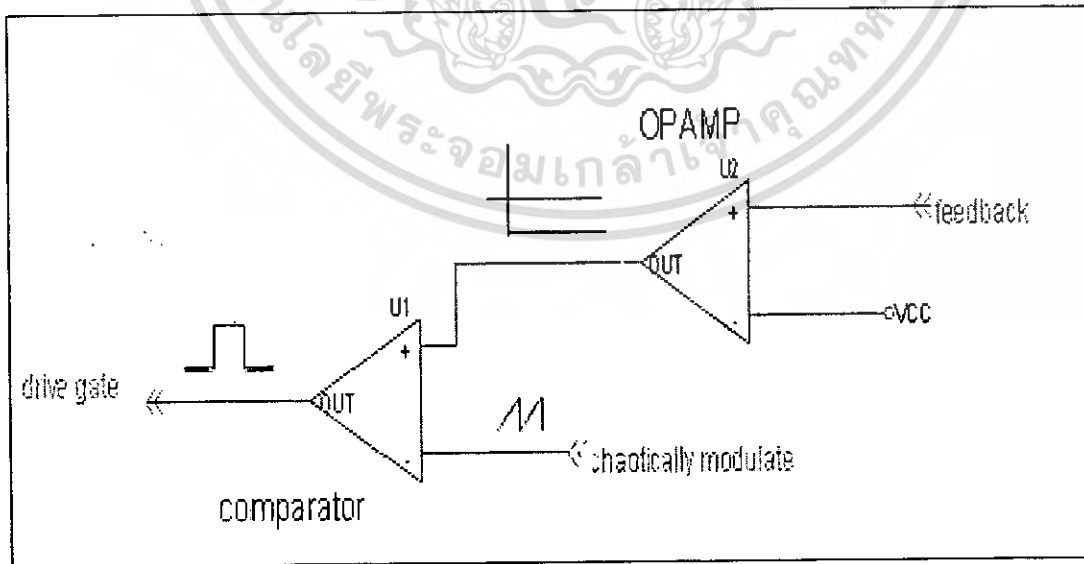
HARMONIC FREQUENCY FOURIER NORMALIZED PHASE NORMALIZED
NO (HZ) COMPONENT COMPONENT (DEG) PHASE (DEG)

1	5.000E+03	2.233E-15	1.000E+00	-3.589E+01	0.000E+00
2	1.000E+04	7.626E-16	3.415E-01	6.907E+01	1.408E+02
3	1.500E+04	1.480E-15	6.627E-01	-5.359E+01	5.408E+01
4	2.000E+04	4.656E-16	2.085E-01	-1.044E+01	1.331E+02
5	2.500E+04	1.907E-15	8.540E-01	-1.402E+02	3.925E+01
6	3.000E+04	1.020E-15	4.568E-01	-1.508E+02	6.453E+01
7	3.500E+04	7.543E-16	3.377E-01	-3.117E+01	2.200E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 1.285019E+02 PERCENT

รูปที่ 4.6 ผลการวิเคราะห์แบบฟูรีเยร์เพื่อหาค่าแรงดันที่เอาต์พุตเฉลี่ย

4.1.3 วงจรที่ใช้ในการจำลองการทำงานในส่วนของวงจรควบคุมแบบPWM

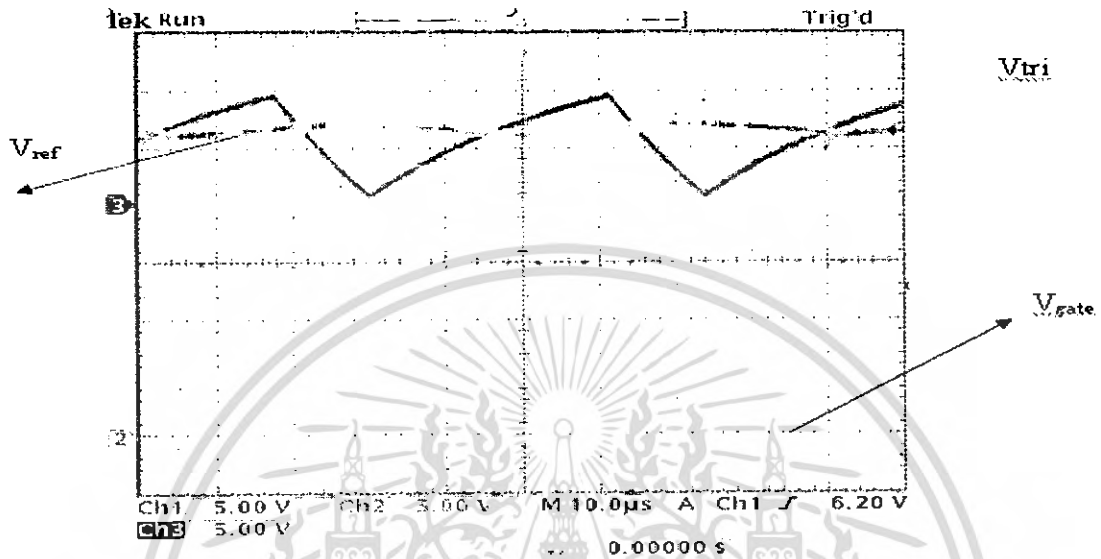


รูปที่ 4.7 วงจรควบคุมแบบPWM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

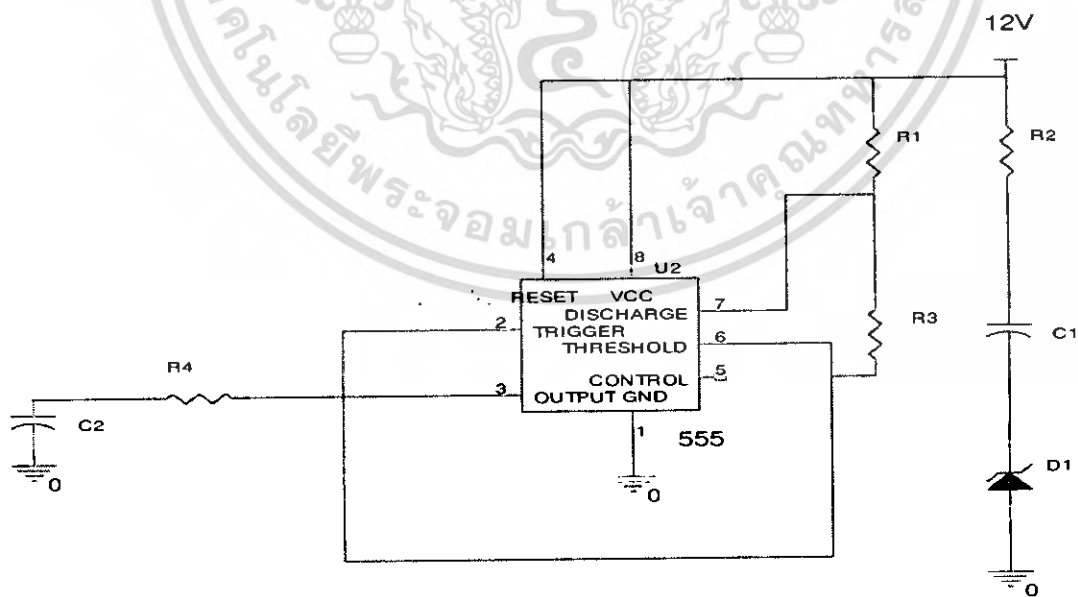
4.1.4 ผลการจำลองวงจรควบคุม (PWM)

ในการจำลองการทำงานในส่วนของวงจรควบคุมเนื่องจากโปรแกรมออร์เคด (ORCAD) มีข้อจำกัดในการจำลองจึงใช้โปรแกรมแมทแลป (MATLAB) ในการทดลองแทน



รูปที่ 4.8 ผลการจำลองในส่วนของวงจรควบคุมแบบPWM

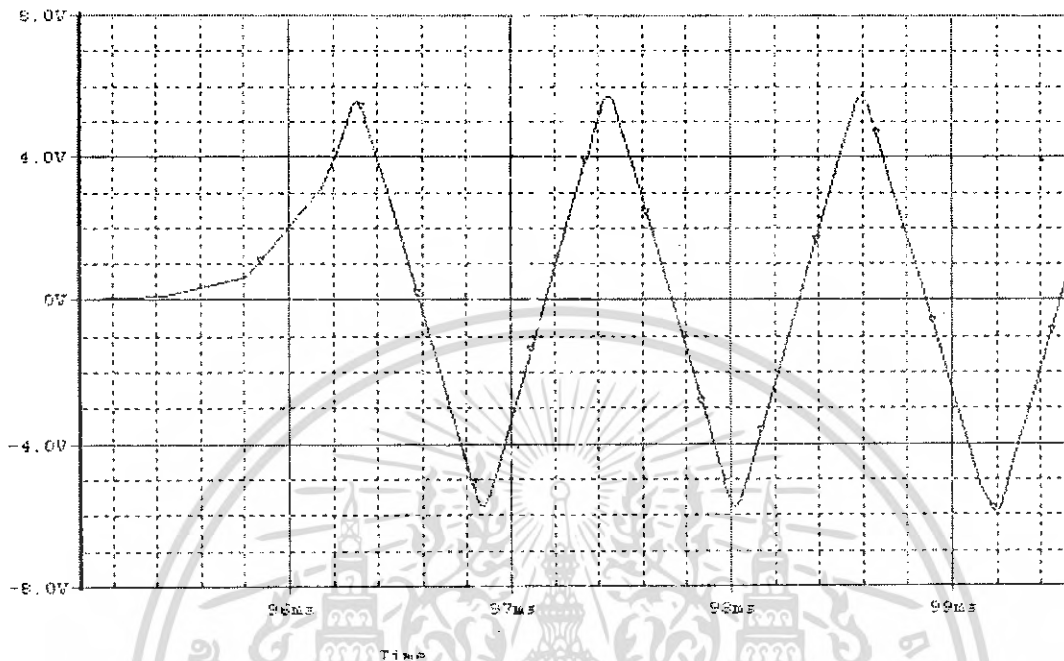
4.1.5 วงจรที่ใช้ในการสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม



รูปที่ 4.9 วงจรที่ใช้ในการสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม

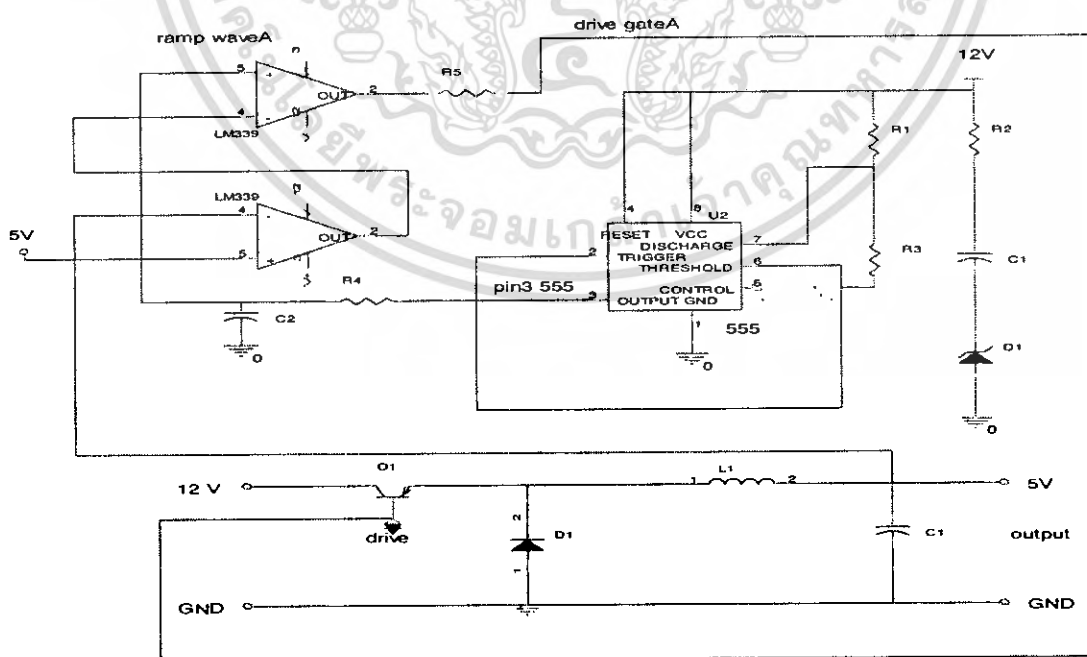
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.6 ผลการจำลองวงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม



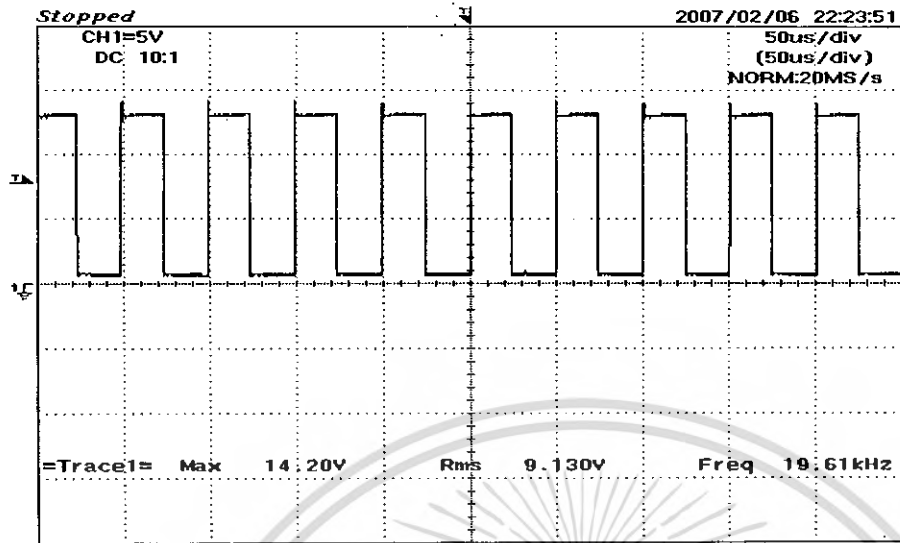
รูปที่ 4.10 ผลการจำลองวงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม

4.2 ผลการทดลองจริงของวงจร PWM แบบปกติ



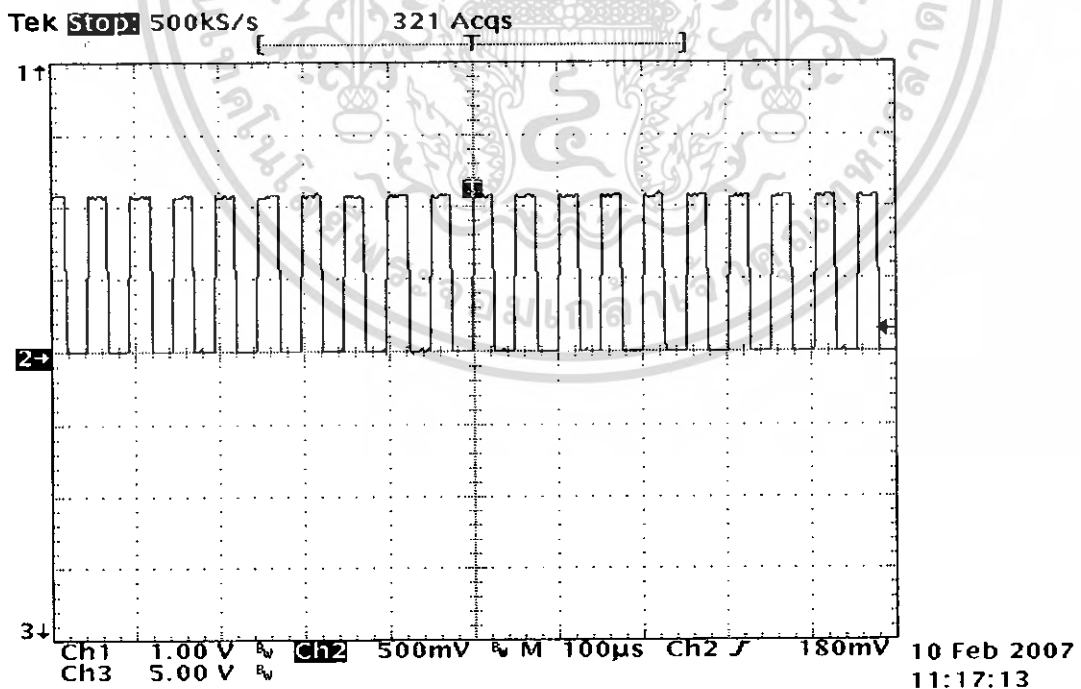
รูปที่ 4.11 วงจร PWM แบบปกติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



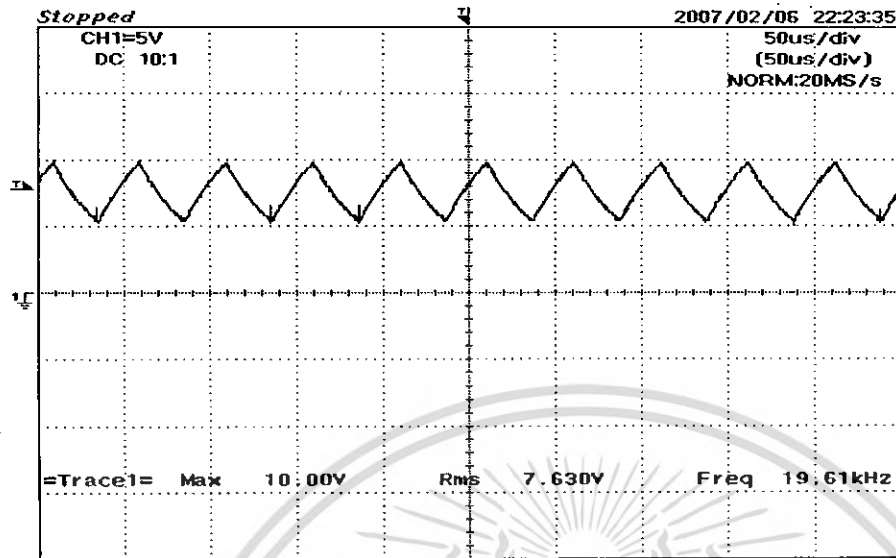
=Filter= Smoothing : OFF BW : FULL
 =Offset= CH1 : 0.00V CH2 : 0.0V
 =Record Length= Main : 10K Zoom : 100
 =Trigger= Mode : AUTO Type : EDGE CH1 Delay : 0.0ns Hold Off : MINIMUM

รูปที่ 4.12 จุดที่ 1 แบบ open loop จากขา 3 ไอซี 555



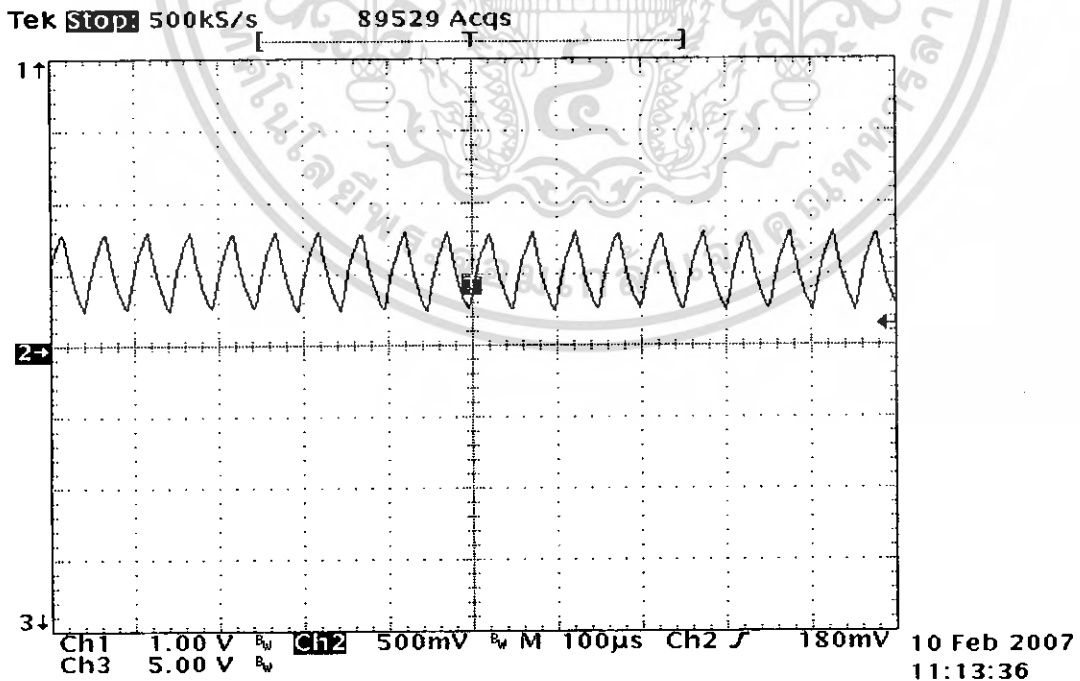
รูปที่ 4.13 จุดที่ 1 แบบ close loop จากขา 3 ไอซี 555

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



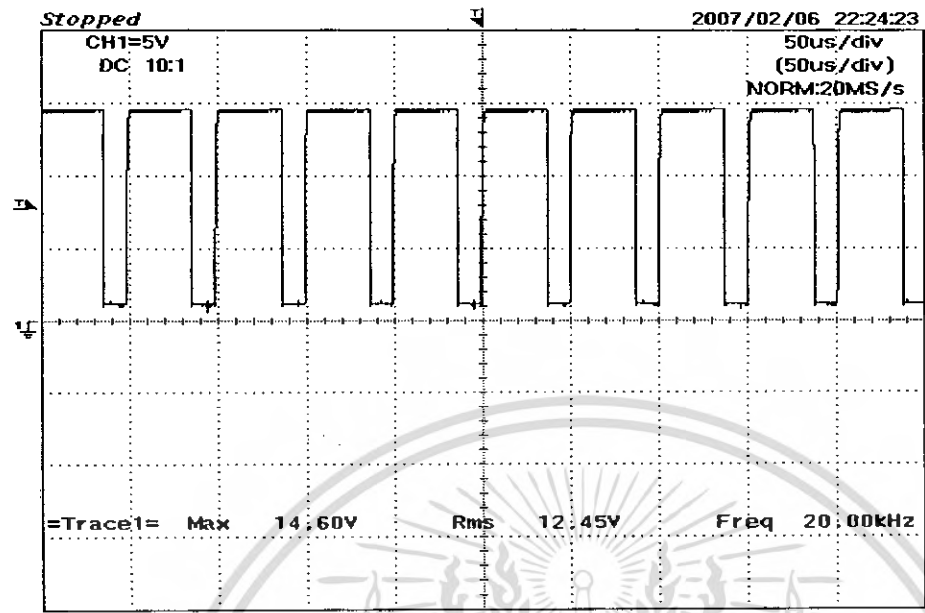
=Filter= Smoothing : OFF BW : FULL
 =Offset= CH1 : 0.00V CH2 : 0.0V
 =Record Length= Main : 10K Zoom : 100
 =Trigger= Mode : AUTO Type : EDGE CH1 Delay : 0.0ns Hold Off : MINIMUM

รูปที่ 4.14 จุดที่ 2 แบบ open loop ผ่านวงจร RC



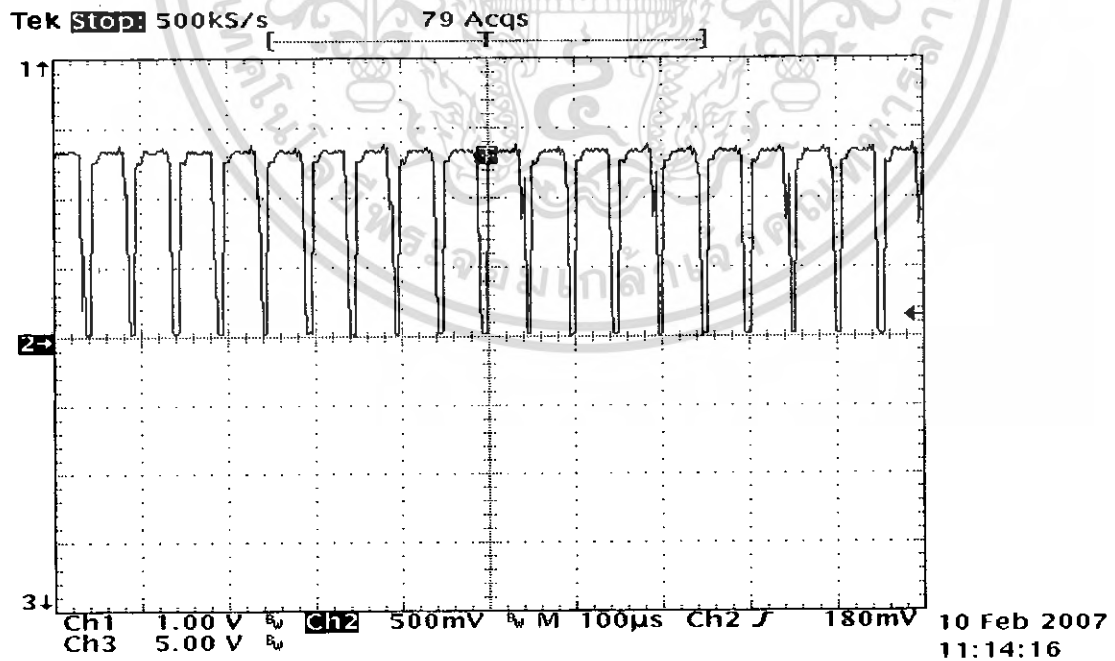
รูปที่ 4.15 จุดที่ 2 แบบ close loop ผ่านวงจร RC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



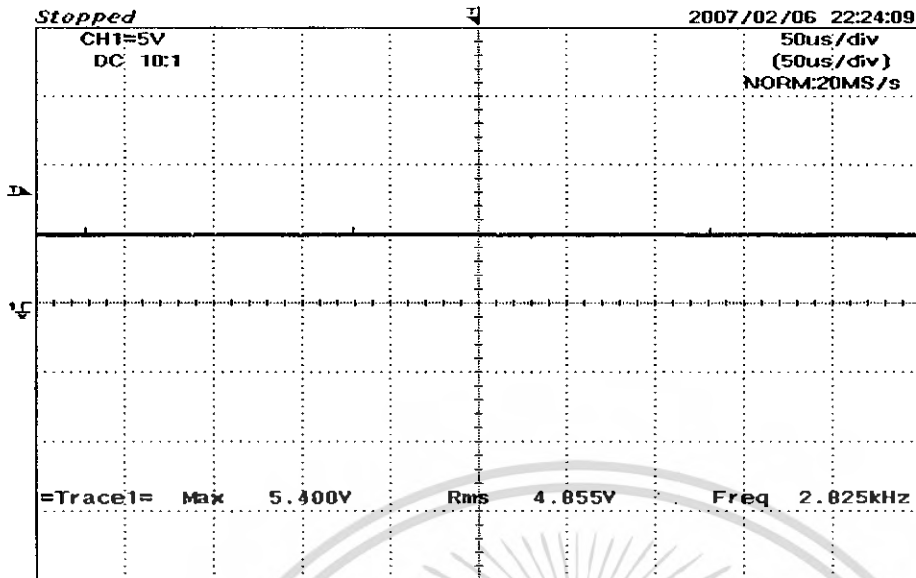
=Filter= Smoothing : OFF BW : FULL
 =Offset= CH1 : 0.00V CH2 : 0.0V
 =Record Length= Main : 10K Zoom : 100
 =Trigger= Mode : AUTO Type : EDGE CH1 Delay : 0.0ns Hold Off : MINIMUM

รูปที่ 4.16 จุดที่ 3 แบบ open loop ไป drive gate



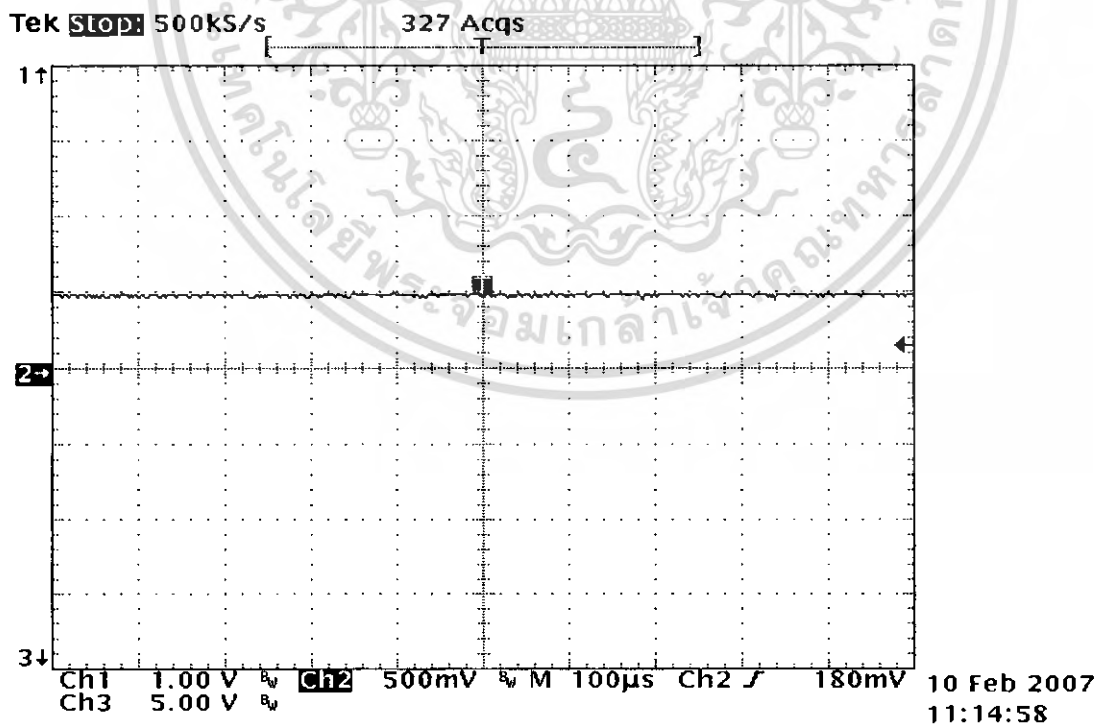
รูปที่ 4.17 จุดที่ 3 แบบ close loop ไป drive gate

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



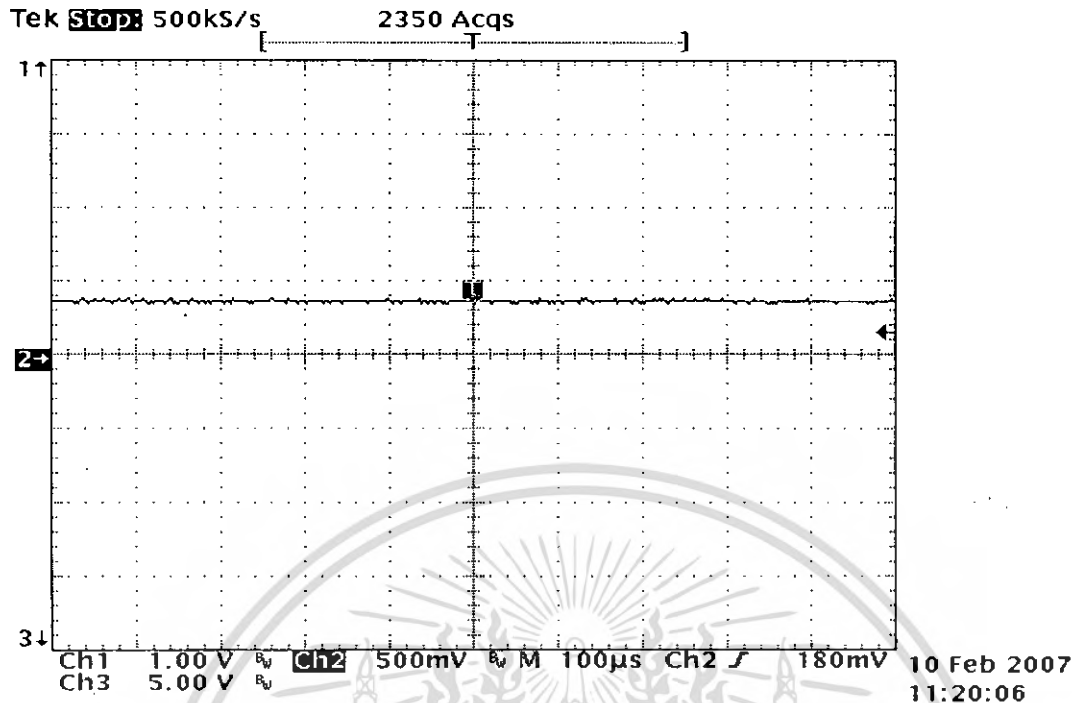
=Filter= Smoothing : OFF BW : FULL
 =Offset= CH1 : 0.00V CH2 : 0.0V
 =Record Length= Main : 10K Zoom : 100
 =Trigger= Mode : AUTO Type : EDGE CH1 Delay : 0.0ns Hold Off : MINIMUM

รูปที่ 4.18 จุดที่ 4 แบบ open loop ที่เอาท์พุท

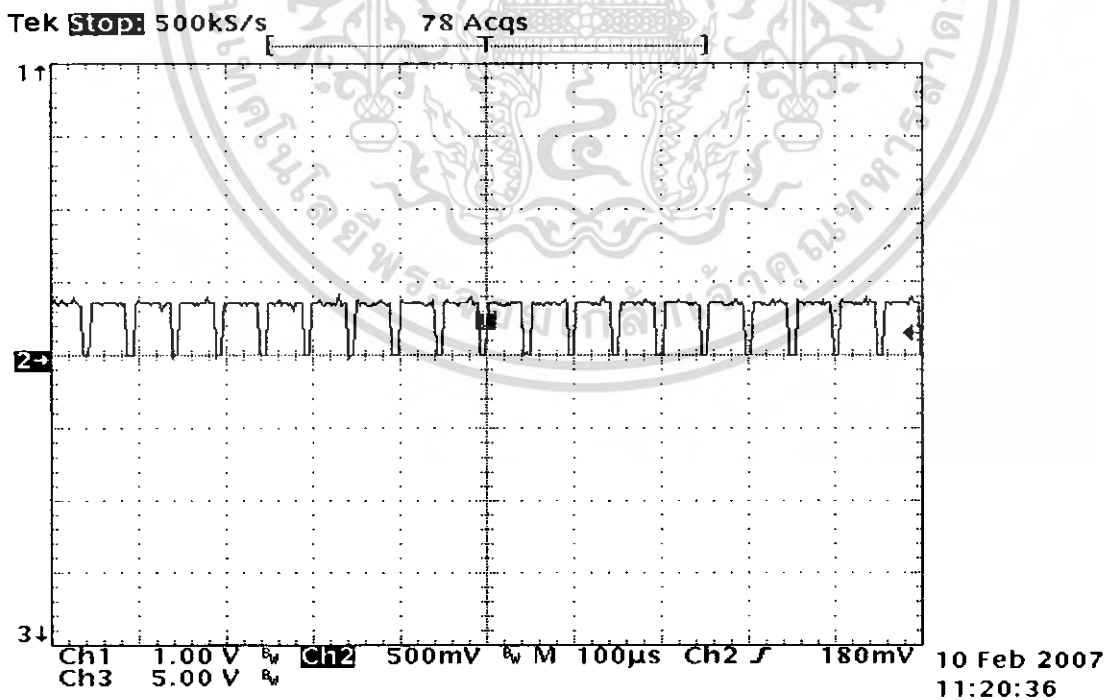


รูปที่ 4.19 จุดที่ 4 แบบ close loop ที่เอาท์พุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



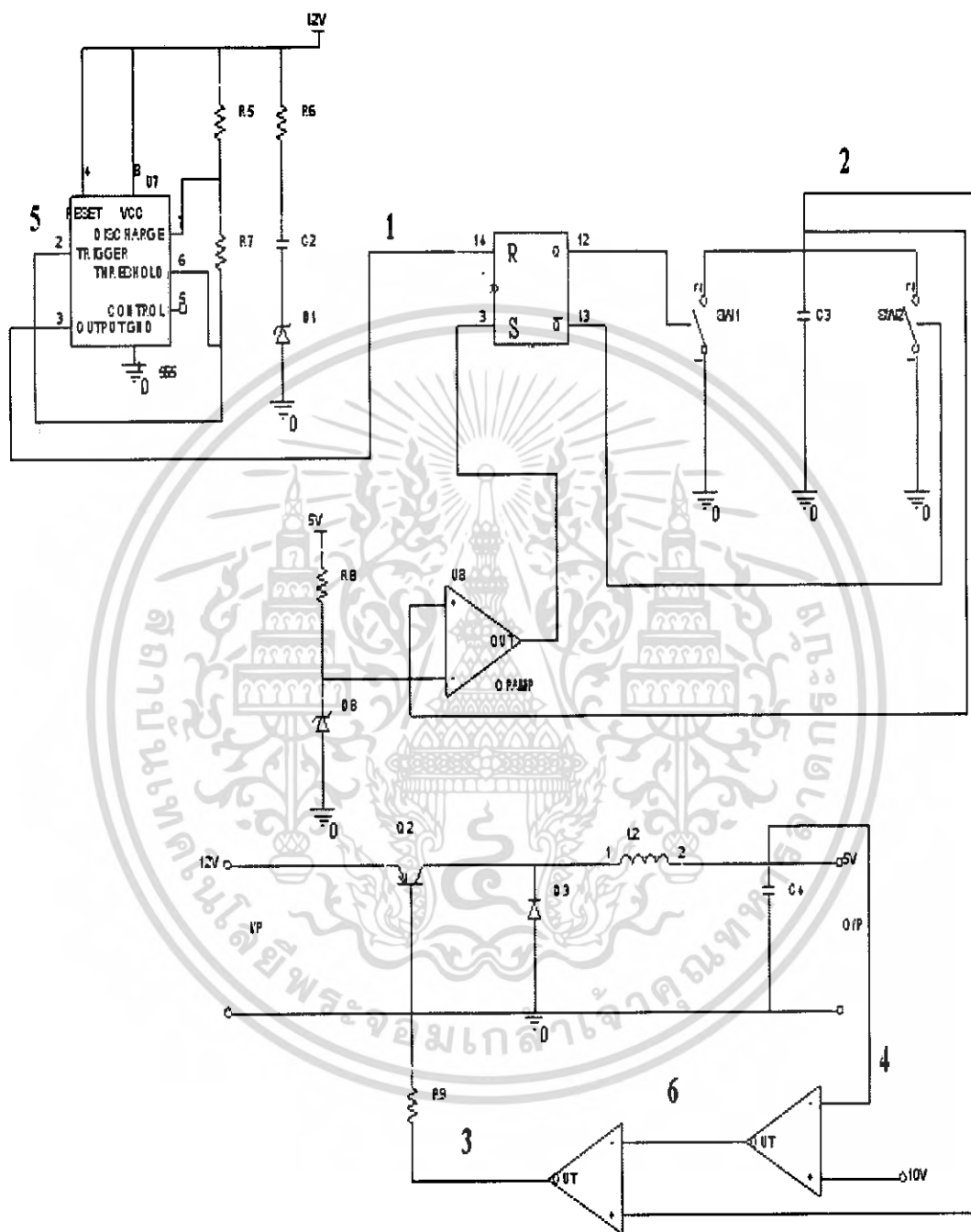
รูปที่ 4.20 จุดที่ 5 แบบ open loop ที่จุด error signal



รูปที่ 4.21 จุดที่ 5 แบบ close loop ที่จุด error signal

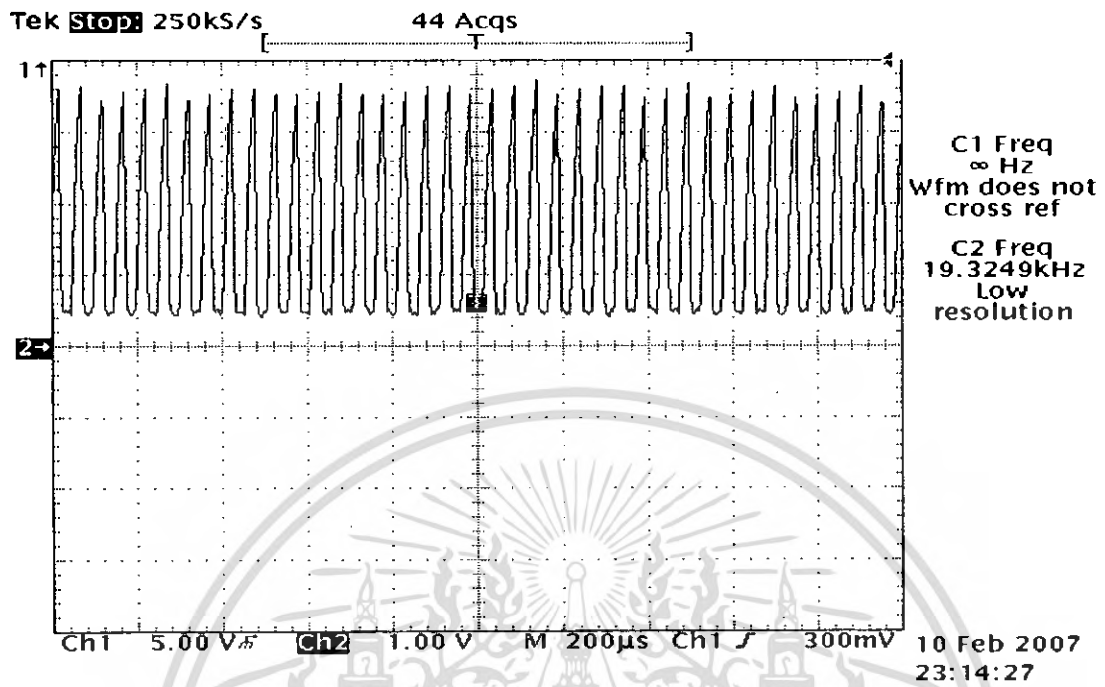
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 วงจร PWM ที่ใช้สัญญาณ เกออสเป็นตัวกำเนิดสัญญาณออสซิลเลเตอร์

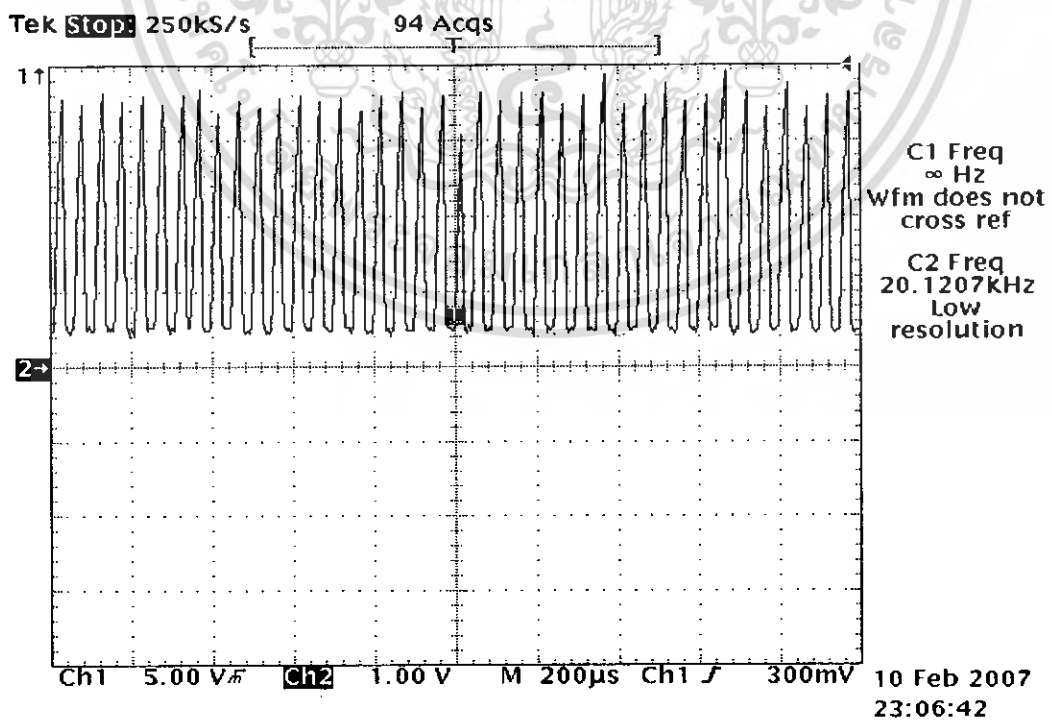


รูปที่ 4.22 วงจร PWM แบบมีสัญญาณเกออส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

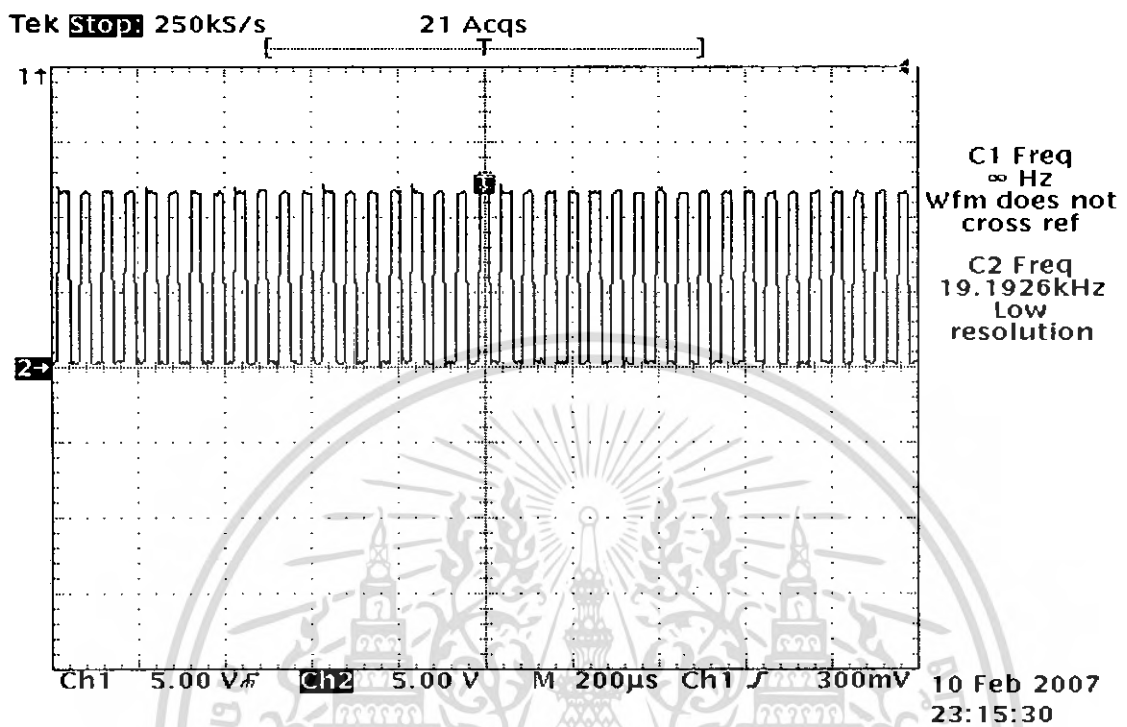


รูปที่ 4.23 จุดที่ 1 แบบ Open loop สร้างสัญญาณสามเหลี่ยมเพื่อลดฮาร์โมนิก

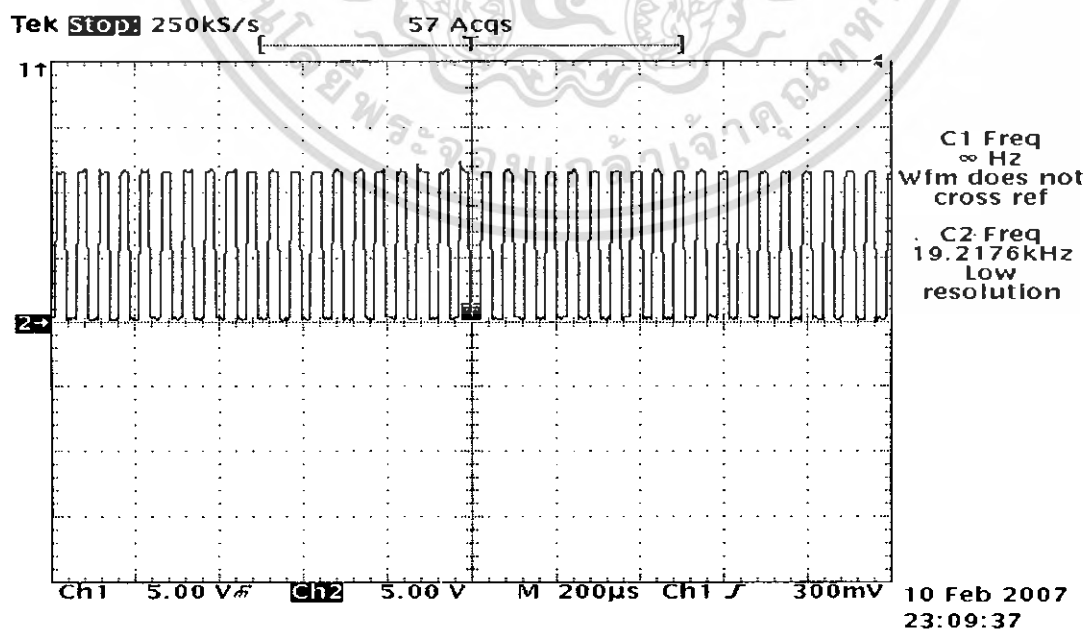


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.24 จุดที่ 1 แบบ Close loop สร้างสัญญาณสามเหลี่ยมเพื่อลดฮาร์โมนิก

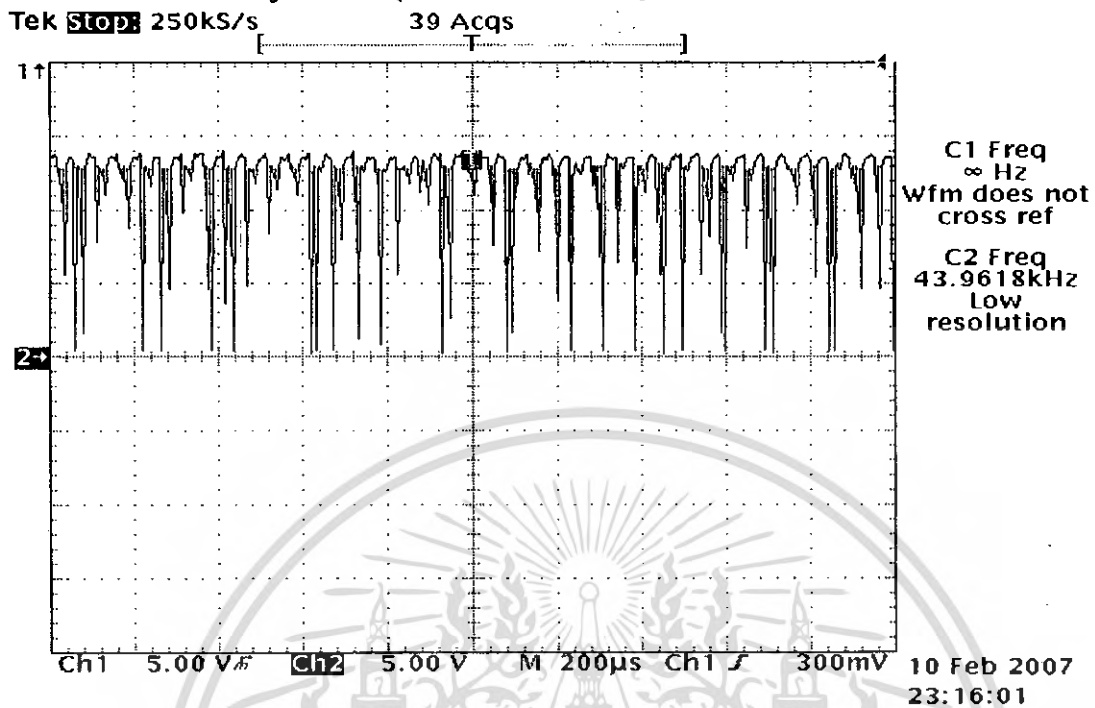


รูปที่ 4.25 จุดที่ 2 แบบ Open loop จากขา 3 ไอซี 555

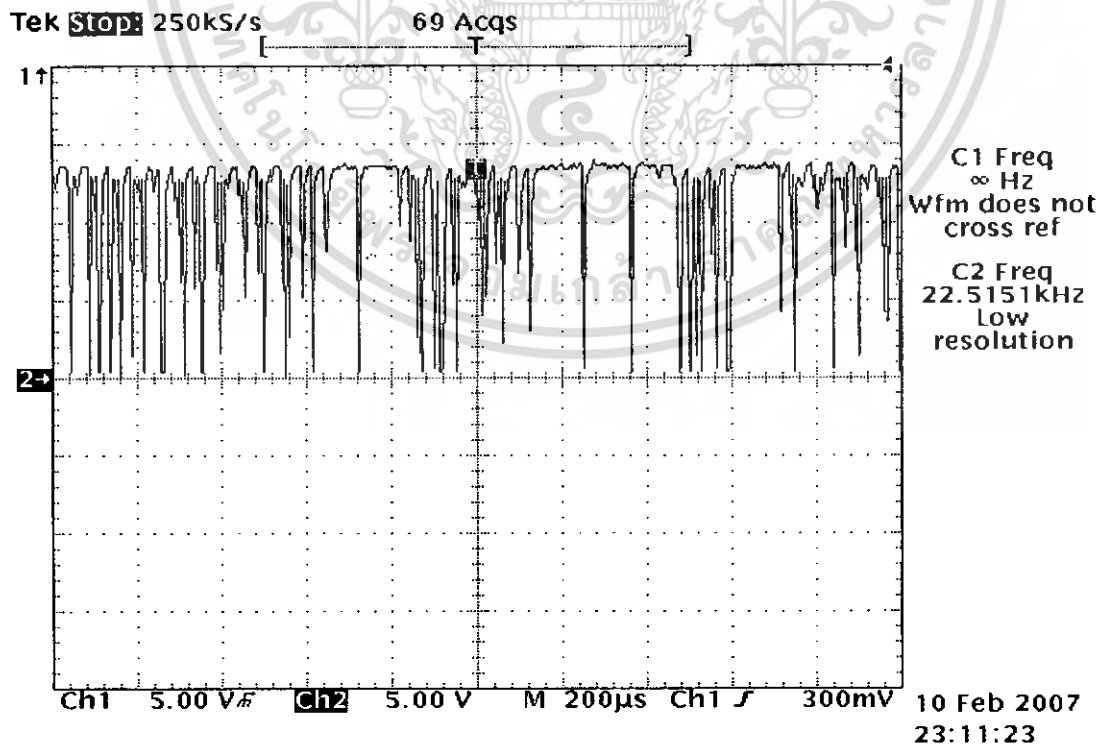


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.26 จุดที่ 2 แบบ Close loop จากขา 3 ไอซี 555

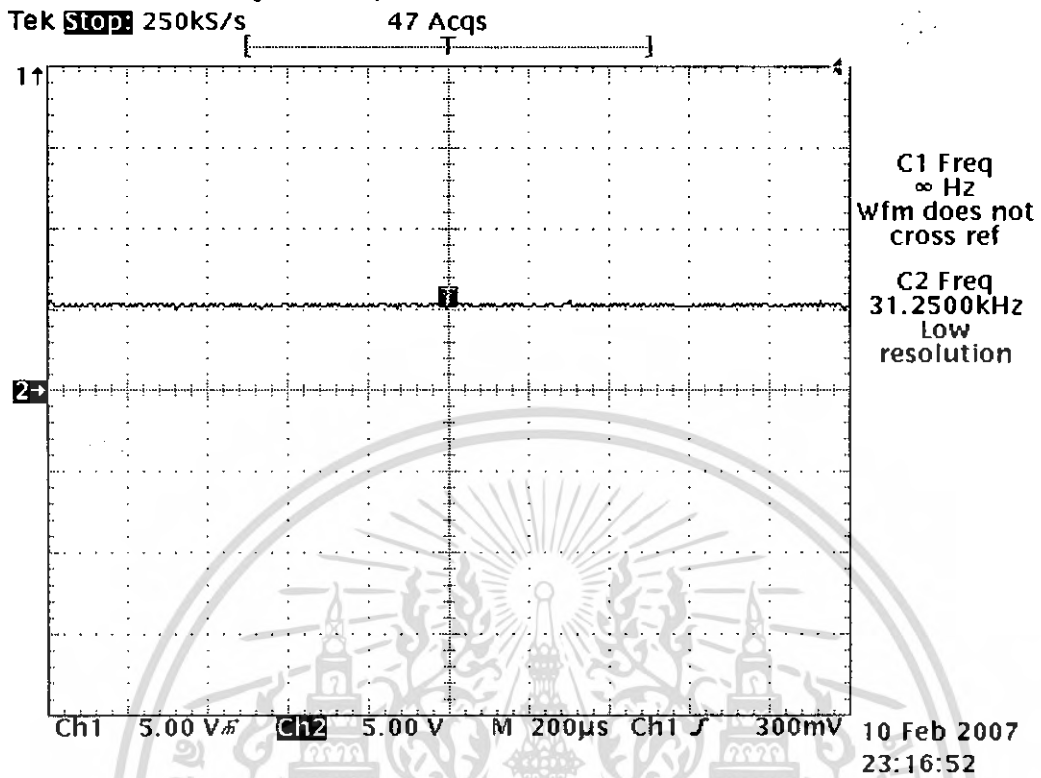


รูปที่ 4.27 จุดที่ 3 แบบ Open loop ไป drive gate

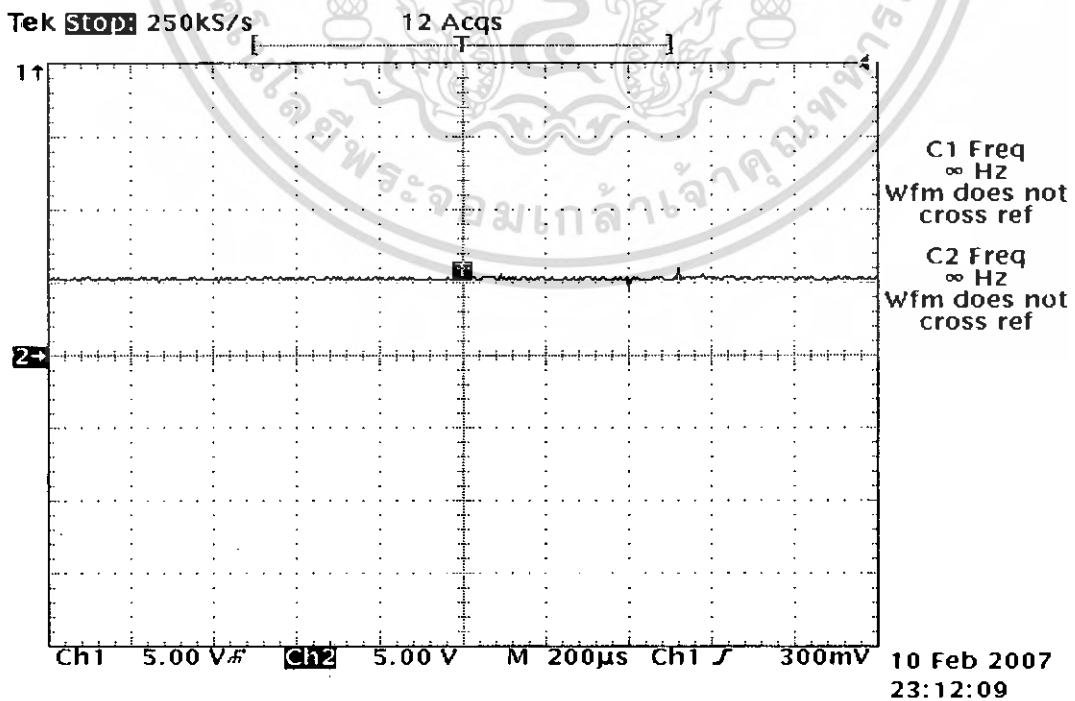


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.28 จุดที่ 3 แบบ Close loop ไป drive gate

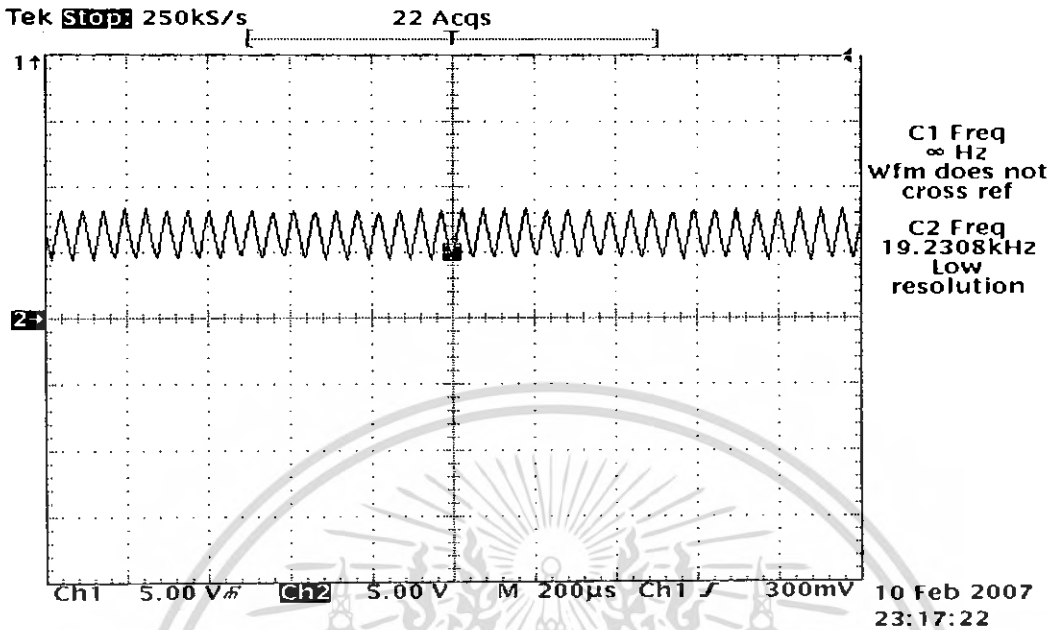


รูปที่ 4.29 จุดที่ 4 แบบ Open loop ที่เอาท์พุท

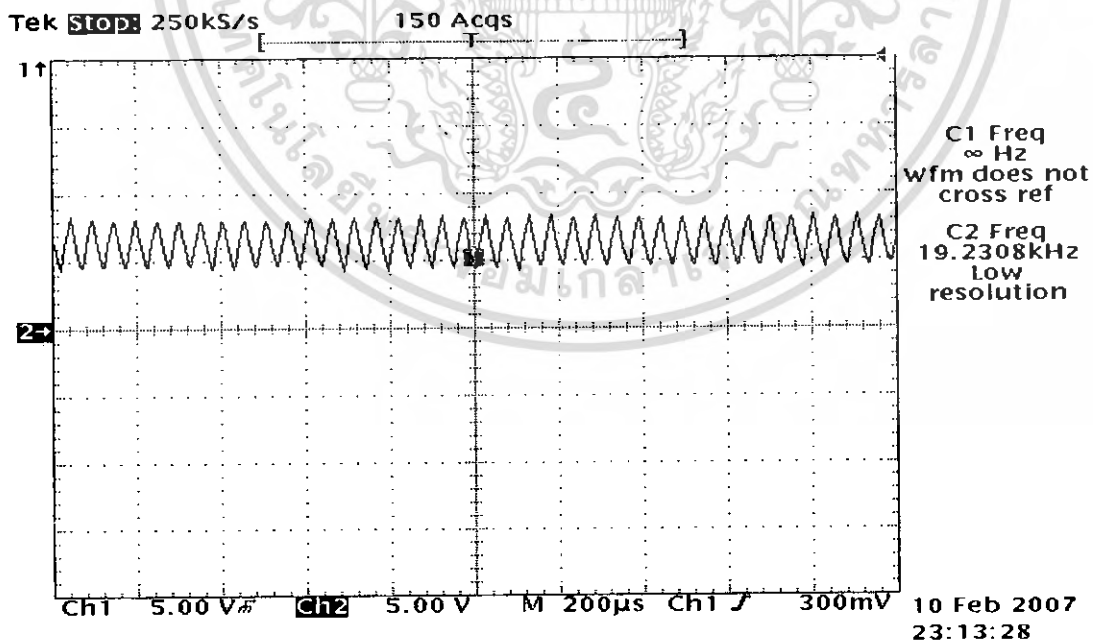


รูปที่ 4.30 จุดที่ 4 แบบ Close loop ที่เอาท์พุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

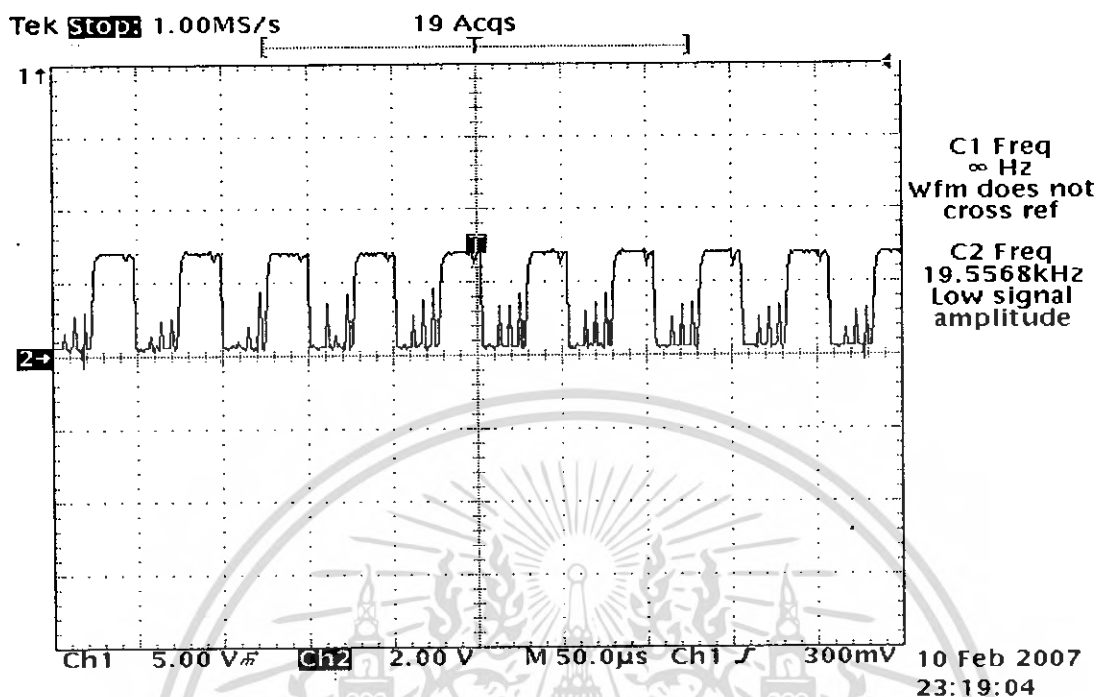


รูปที่ 4.31 จุดที่ 5 แบบ open loop จากขา 2 ไอซี 555

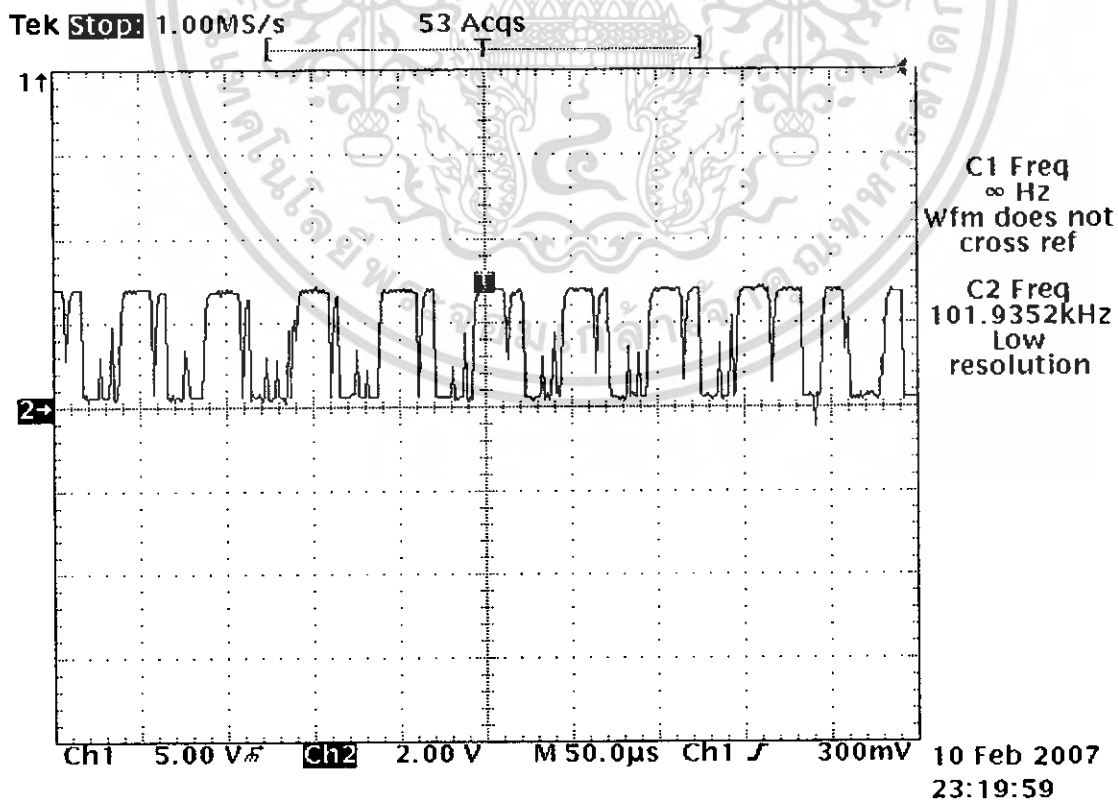


รูปที่ 4.32 จุดที่ 5 แบบ close loop จากขา 2 ไอซี 555

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



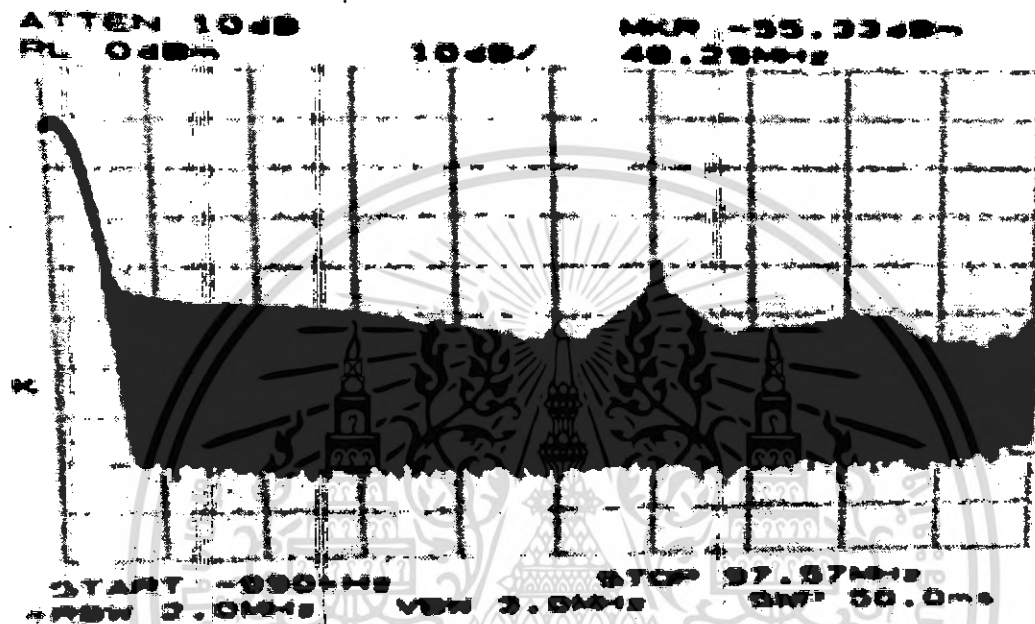
รูปที่ 4.33 จุดที่ 6 แบบ open loop ที่จุด error signal



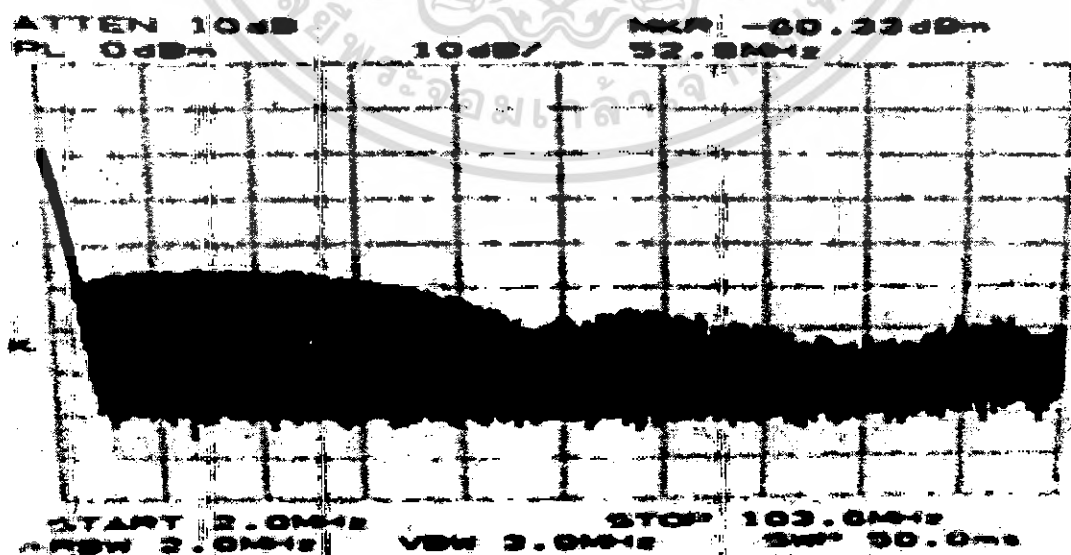
รูปที่ 4.34 จุดที่ 6 แบบ Close loop ที่จุด error signal

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 ผลการทดลองจากการวัด spectrum

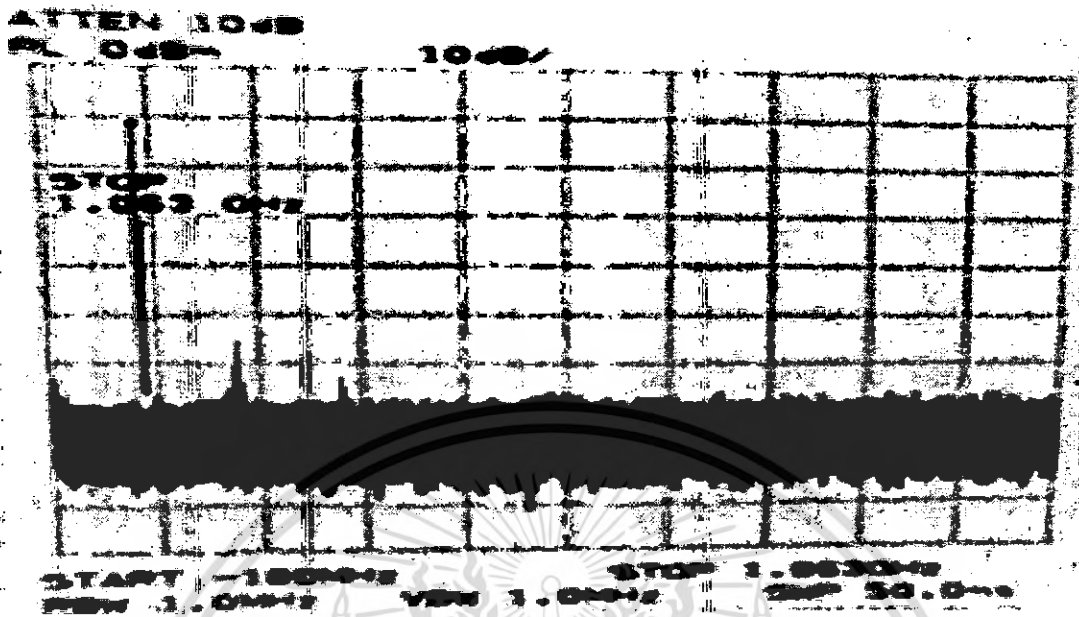


รูปที่ 4.35 ผลการวัดสเปกตรัมที่ความถี่ 100 MHz (ไม่มีสัญญาณเคออส)

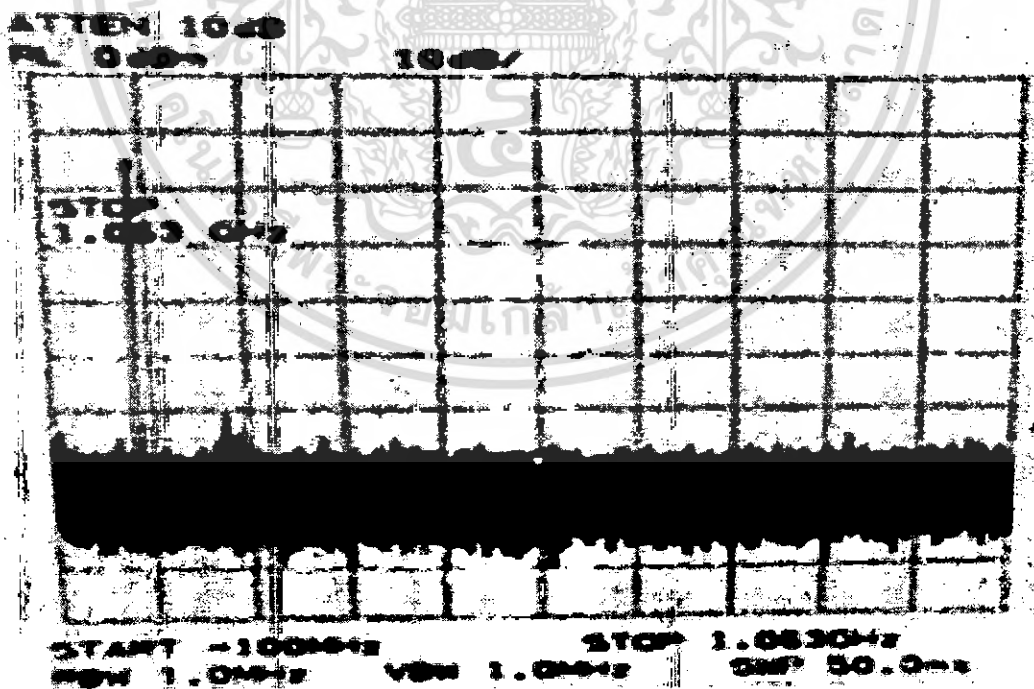


รูปที่ 4.36 ผลการวัดสเปกตรัมที่ความถี่ 100 MHz (มีสัญญาณเคออส)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.37 ผลการวัดสเปกตรัมที่ความถี่ 1 GHz (ไม่มีสัญญาณเคออส)



รูปที่ 4.38 ผลการวัดสเปกตรัมที่ความถี่ 1 GHz (มีสัญญาณเคออส)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปและวิจารณ์

5.1 สรุปผลการทดลอง

ผลการทดลองจากการจำลองโปรแกรมจากคอมพิวเตอร์ ในสถานะโหลดความต้านทาน และความเหนี่ยวนำจะเห็นได้ว่ากระแสจะไหลอย่างต่อเนื่อง และมีสไปค์เกิดขึ้นมากกว่าโหลดที่เป็นความต้านทานอย่างเฉียบ แต่จากการทดลองของวงจรจริงกระแสไม่สไปค์เพราะต้องเลือกค่าอินดักแตนซ์ และคาปาซิเตอร์ที่เหมาะสม

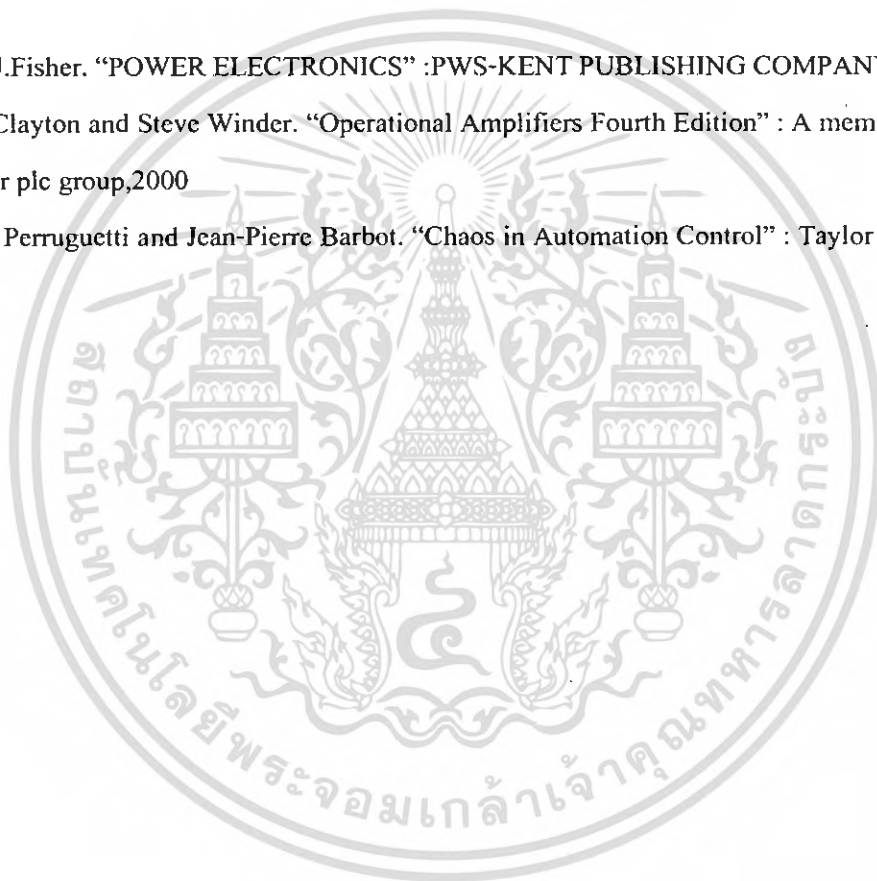
- วงจรยังไม่สามารถทำงานได้ในย่านกว้างโดยเฉพะความถี่ต่ำกว่า 20 KHz เนื่องมาจากขีดจำกัดของอุปกรณ์แอคทีฟที่ใช้
- การปรับค่าทั้งขนาดและความถี่ ยังไม่สามารถทำให้ได้ในเชิงอิเล็กทรอนิกส์อย่างสมบูรณ์
- วงจรกำเนิดสัญญาณ PWM ยังมีโครงสร้างซับซ้อน อีกทั้งความถี่ของสัญญาณ PWM เอาท์พุท

5.2 วิจารณ์ผลการทดลอง

ในการจำลองวงจรโดยใช้วงจรORCADเป็นแค่แนวทาง แต่การสร้างวงจรจริง ขึ้นมานั้น ต้องมีการปรับปรุงเปลี่ยนแปลงให้ตรงกับสภาพความเป็นจริง ทำให้วงจรจำลองกับวงจรที่สร้างขึ้นจริงมีส่วนแตกต่างกันมาก ขึ้นอยู่กับเทคนิคการออกแบบวงจรและข้อจำกัดของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์แต่ละตัว กรณีของ โหลดที่เป็นความต้านทานจะไม่มีปัญหาการควบคุมแต่ถ้าเป็นกรณีของโหลดที่เป็นมอเตอร์ จะค่อนข้างมีปัญหาในการควบคุมเนื่องมาจากผลของสไปค์และแรงดันย้อนกลับ ได้เอาท์พุทที่ได้ไม่สามารถได้ตามพิกัด

บรรณานุกรม

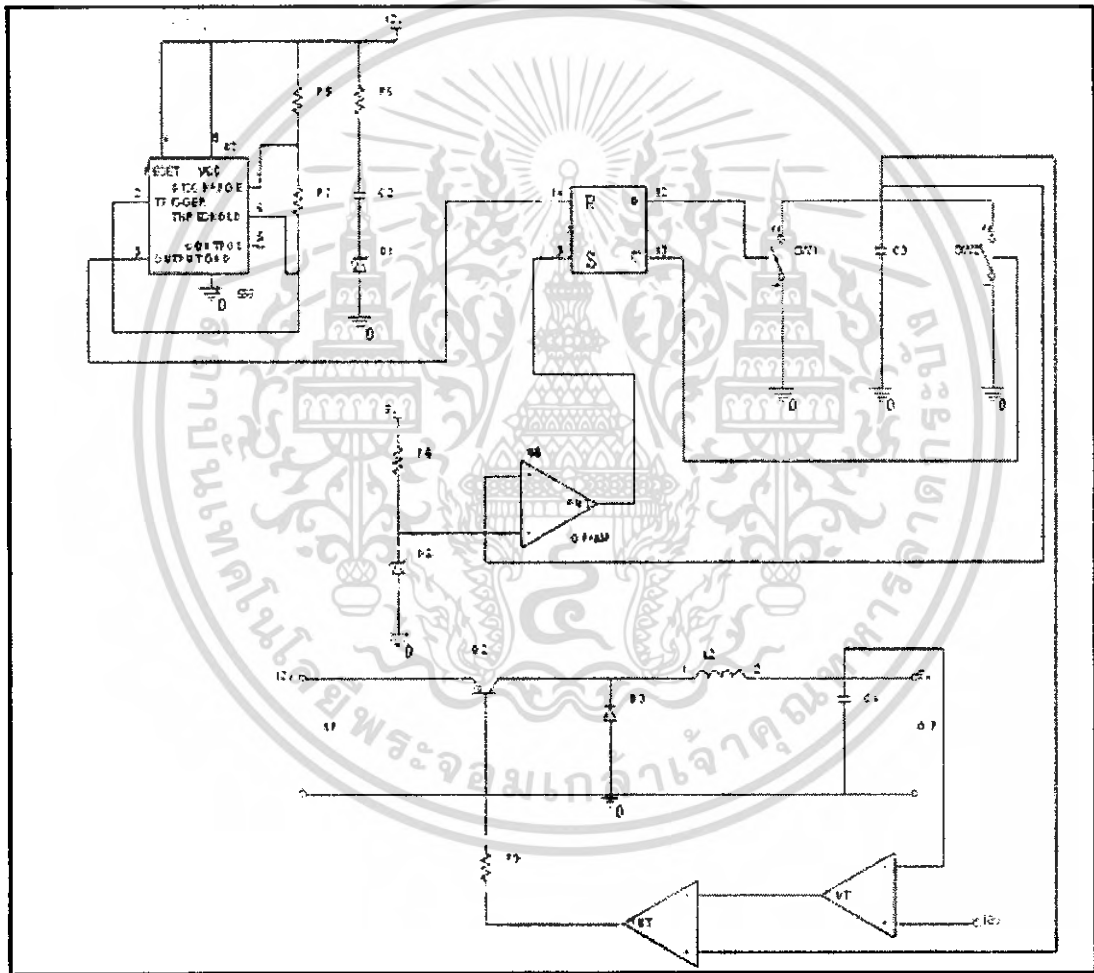
- [1] สุวัฒน์ คั่น. “เทคนิคและการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย” :บริษัท เอนเทนเทลไทย จำกัด ,2538
- [2] ชัยยงค์ แก้วมงคล และ นภัทร์ วัฒนเทพินทร์. “อิเล็กทรอนิกส์กำลัง 1” : บริษัท สกาย บู้กส์ จำกัด ,2540
- [3] ธวัชชัย ชยวนิช. “ Easy PSpice for Windows” : บริษัท เพียร์สัน เอ็ดดูเคชั่น อินโดไชน่า จำกัด ,2542
- [4] Mavin J.Fisher. “POWER ELECTRONICS” :PWS-KENT PUBLISHING COMPANY,1991
- [5] Gorge Clayton and Steve Winder. “Operational Amplifiers Fourth Edition” : A member of the Reed Elsevier plc group,2000
- [6] Wilfrid Perrugueti and Jean-Pierre Barbot. “Chaos in Automation Control” : Taylor & Francis group,2005



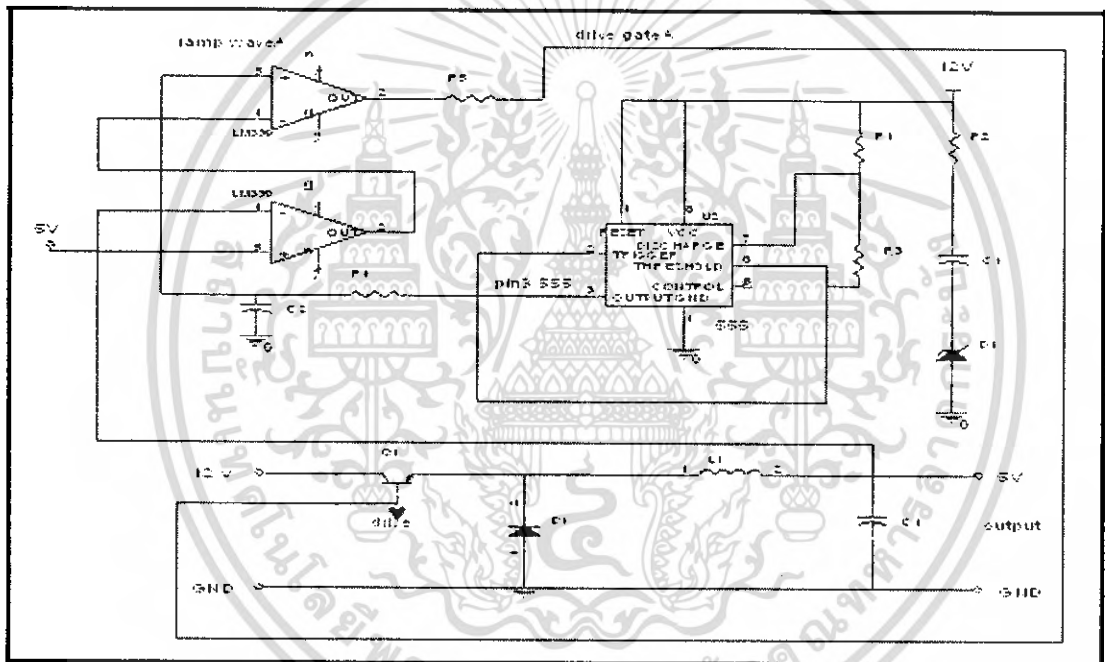
ภาคผนวก ก
วงจรและลายแผ่นวงจร



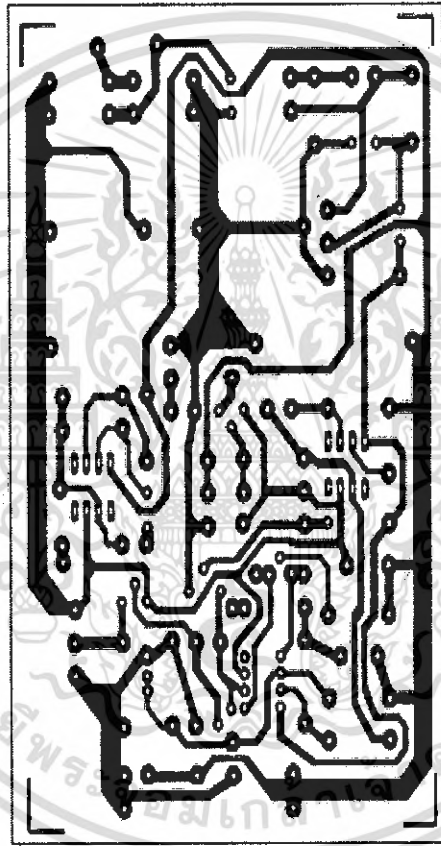
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



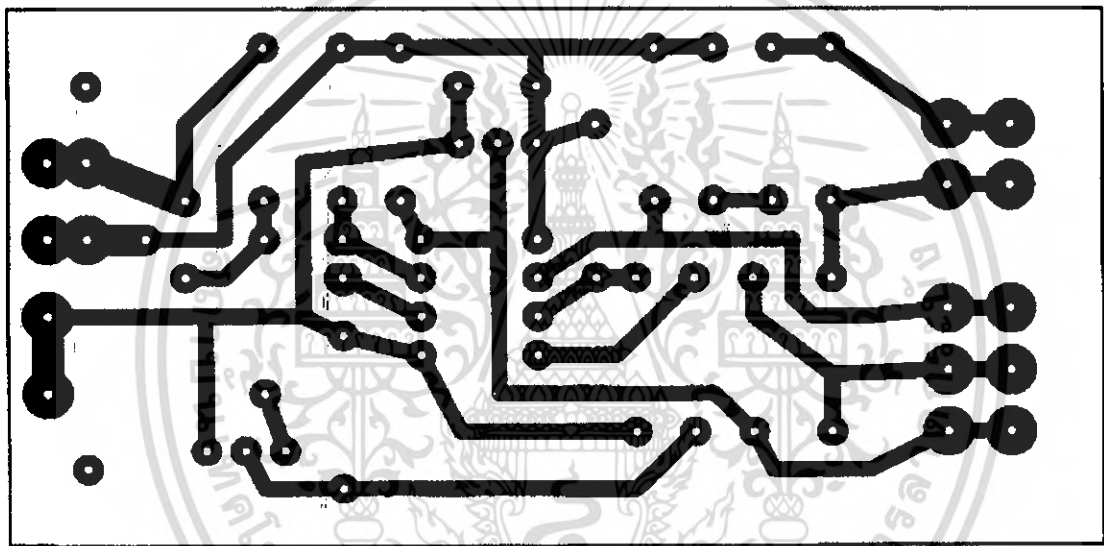
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข

Data Sheet



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This datasheet has been downloaded from:

www.DatasheetCatalog.com

Datasheets for electronic components.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM555/NE555/SA555

Single Timer

Features

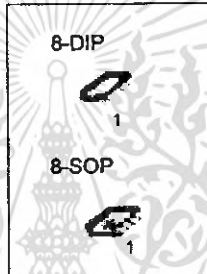
- High Current Drive Capability (200mA)
- Adjustable Duty Cycle
- Temperature Stability of 0.005%/°C
- Timing From μ Sec to Hours
- Turn off Time Less Than 2 μ Sec

Applications

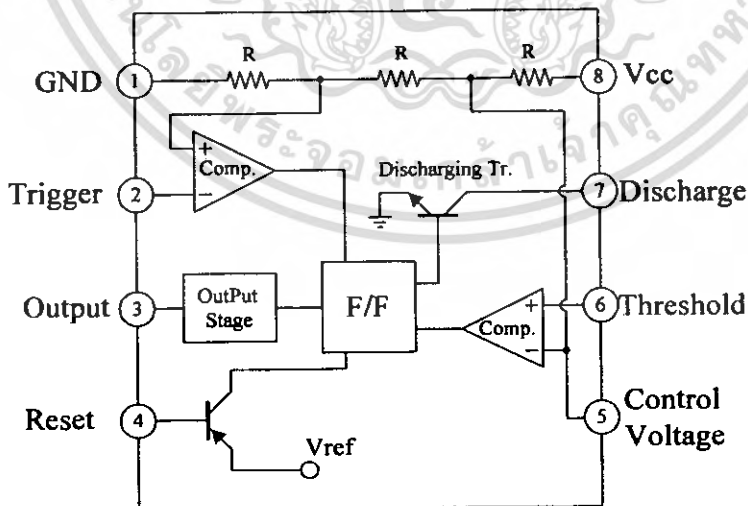
- Precision Timing
- Pulse Generation
- Time Delay Generation
- Sequential Timing

Description

The LM555/NE555/SA555 is a highly stable controller capable of producing accurate timing pulses. With a monostable operation, the time delay is controlled by one external resistor and one capacitor. With an astable operation, the frequency and duty cycle are accurately controlled by two external resistors and one capacitor.



Internal Block Diagram



Rev. 1.0.3

Absolute Maximum Ratings (TA = 25°C)

Parameter	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage	VCC	16	V
Lead Temperature (Soldering 10sec)	TLEAD	300	°C
Power Dissipation	PD	600	mW
Operating Temperature Range LM555/NE555 SA555	TOPR	0 ~ +70 -40 ~ +85	°C
Storage Temperature Range	TSTG	-65 ~ +150	°C



Electrical Characteristics

($T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = 5 \sim 15\text{V}$, unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
Supply Voltage	V_{CC}	-	4.5	-	16	V
Supply Current (Low Stable) (Note1)	I_{CC}	$V_{CC} = 5\text{V}$, $R_L = \infty$	-	3	6	mA
		$V_{CC} = 15\text{V}$, $R_L = \infty$	-	7.5	15	mA
Timing Error (Monostable) Initial Accuracy (Note2) Drift with Temperature (Note4) Drift with Supply Voltage (Note4)	ACCUR $\Delta V/\Delta T$ $\Delta V/\Delta V_{CC}$	$R_A = 1\text{k}\Omega$ to $100\text{k}\Omega$ $C = 0.1\mu\text{F}$	-	1.0 50 0.1	3.0 -	% ppm/ $^\circ\text{C}$ %/V
Timing Error (Astable) Initial Accuracy (Note2) Drift with Temperature (Note4) Drift with Supply Voltage (Note4)	ACCUR $\Delta V/\Delta T$ $\Delta V/\Delta V_{CC}$	$R_A = 1\text{k}\Omega$ to $100\text{k}\Omega$ $C = 0.1\mu\text{F}$	-	2.25 150 0.3	-	% ppm/ $^\circ\text{C}$ %/V
Control Voltage	V_C	$V_{CC} = 15\text{V}$	9.0	10.0	11.0	V
		$V_{CC} = 5\text{V}$	2.6	3.33	4.0	V
Threshold Voltage	V_{TH}	$V_{CC} = 15\text{V}$	-	10.0	-	V
		$V_{CC} = 5\text{V}$	-	3.33	-	V
Threshold Current (Note3)	I_{TH}	-	-	0.1	0.25	μA
Trigger Voltage	V_{TR}	$V_{CC} = 5\text{V}$	1.1	1.67	2.2	V
		$V_{CC} = 15\text{V}$	4.5	5	5.6	V
Trigger Current	I_{TR}	$V_{TR} = 0\text{V}$	-	0.01	2.0	μA
Reset Voltage	V_{RST}	-	0.4	0.7	1.0	V
Reset Current	I_{RST}	-	-	0.1	0.4	mA
Low Output Voltage	V_{OL}	$V_{CC} = 15\text{V}$ $I_{SINK} = 10\text{mA}$ $I_{SINK} = 50\text{mA}$	-	0.06 0.3	0.25 0.75	V V
		$V_{CC} = 5\text{V}$ $I_{SINK} = 5\text{mA}$	-	0.05	0.35	V
High Output Voltage	V_{OH}	$V_{CC} = 15\text{V}$ $I_{SOURCE} = 200\text{mA}$ $I_{SOURCE} = 100\text{mA}$	12.75	12.5 13.3	-	V V
		$V_{CC} = 5\text{V}$ $I_{SOURCE} = 100\text{mA}$	2.75	3.3	-	V
Rise Time of Output (Note4)	t_R	-	-	100	-	ns
Fall Time of Output (Note4)	t_F	-	-	100	-	ns
Discharge Leakage Current	I_{LKG}	-	-	20	100	nA

Notes:

- When the output is high, the supply current is typically 1mA less than at $V_{CC} = 5\text{V}$.
- Tested at $V_{CC} = 5.0\text{V}$ and $V_{CC} = 15\text{V}$.
- This will determine the maximum value of $R_A + R_B$ for 15V operation, the max. total $R = 20\text{M}\Omega$, and for 5V operation, the max. total $R = 6.7\text{M}\Omega$.
- These parameters, although guaranteed, are not 100% tested in production.

Application Information

Table 1 below is the basic operating table of 555 timer:

Table 1. Basic Operating Table

Threshold Voltage (V _{th})(PIN 6)	Trigger Voltage (V _{tr})(PIN 2)	Reset(PIN 4)	Output(PIN 3)	Discharging Tr. (PIN 7)
Don't care	Don't care	Low	Low	ON
V _{th} > 2V _{cc} / 3	V _{th} > 2V _{cc} / 3	High	Low	ON
V _{cc} / 3 < V _{th} < 2 V _{cc} / 3	V _{cc} / 3 < V _{th} < 2 V _{cc} / 3	High	-	-
V _{th} < V _{cc} / 3	V _{th} < V _{cc} / 3	High	High	OFF

When the low signal input is applied to the reset terminal, the timer output remains low regardless of the threshold voltage or the trigger voltage. Only when the high signal is applied to the reset terminal, the timer's output changes according to threshold voltage and trigger voltage.

When the threshold voltage exceeds 2/3 of the supply voltage while the timer output is high, the timer's internal discharge Tr. turns on, lowering the threshold voltage to below 1/3 of the supply voltage. During this time, the timer output is maintained low. Later, if a low signal is applied to the trigger voltage so that it becomes 1/3 of the supply voltage, the timer's internal discharge Tr. turns off, increasing the threshold voltage and driving the timer output again at high.

1. Monostable Operation

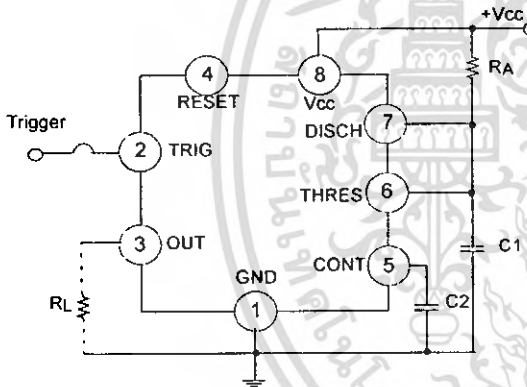


Figure 1. Monoatable Circuit

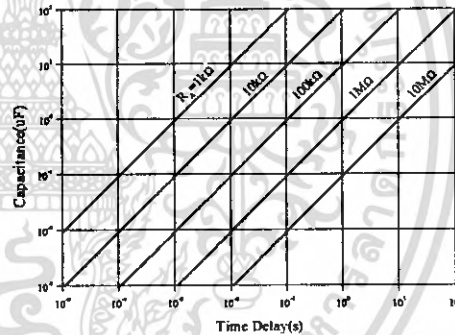


Figure 2. Resistance and Capacitance vs. Time delay(t_d)

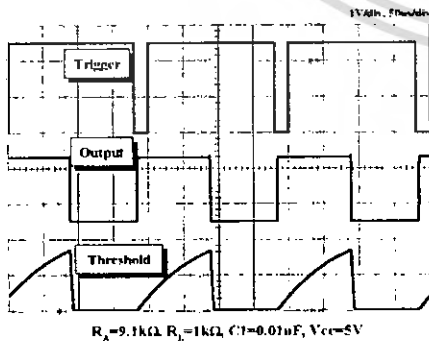


Figure 3. Waveforms of Monostable Operation

Figure 1 illustrates a monostable circuit. In this mode, the timer generates a fixed pulse whenever the trigger voltage falls below $V_{CC}/3$. When the trigger pulse voltage applied to the #2 pin falls below $V_{CC}/3$ while the timer output is low, the timer's internal flip-flop turns the discharging Tr off and causes the timer output to become high by charging the external capacitor $C1$ and setting the flip-flop output at the same time.

The voltage across the external capacitor $C1$, V_{C1} increases exponentially with the time constant $t=R_A \cdot C$ and reaches $2V_{CC}/3$ at $t=1.1R_A \cdot C$. Hence, capacitor $C1$ is charged through resistor R_A . The greater the time constant $R_A C$, the longer it takes for the V_{C1} to reach $2V_{CC}/3$. In other words, the time constant $R_A C$ controls the output pulse width.

When the applied voltage to the capacitor $C1$ reaches $2V_{CC}/3$, the comparator on the trigger terminal resets the flip-flop, turning the discharging Tr on. At this time, $C1$ begins to discharge and the timer output converts to low.

In this way, the timer operating in the monostable repeats the above process. Figure 2 shows the time constant relationship based on R_A and C . Figure 3 shows the general waveforms during the monostable operation.

It must be noted that, for a normal operation, the trigger pulse voltage needs to maintain a minimum of $V_{CC}/3$ before the timer output turns low. That is, although the output remains unaffected even if a different trigger pulse is applied while the output is high, it may be affected and the waveform does not operate properly if the trigger pulse voltage at the end of the output pulse remains at below $V_{CC}/3$. Figure 4 shows such a timer output abnormality.

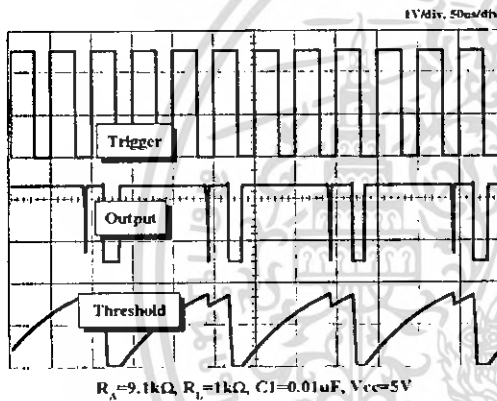


Figure 4. Waveforms of Monostable Operation (abnormal)

2. Astable Operation

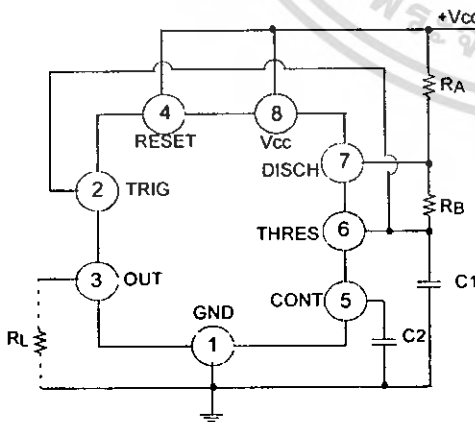


Figure 5. Astable Circuit

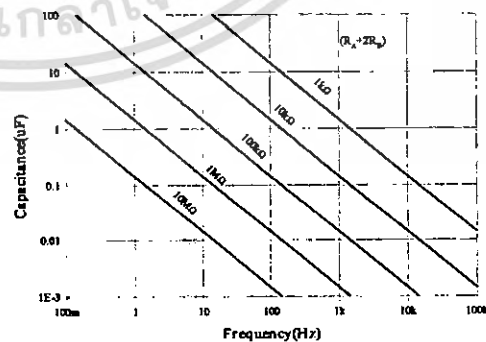


Figure 6. Capacitance and Resistance vs. Frequency

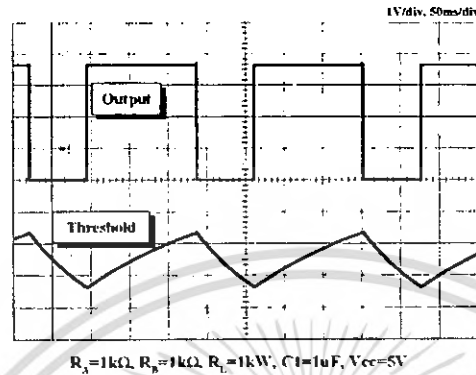
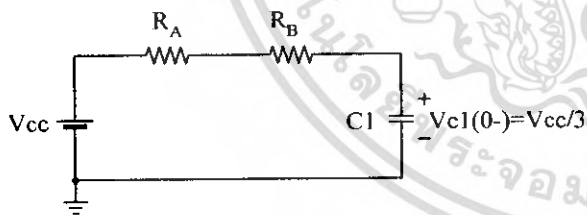


Figure 7. Waveforms of Astable Operation

An astable timer operation is achieved by adding resistor R_B to Figure 1 and configuring as shown on Figure 5. In the astable operation, the trigger terminal and the threshold terminal are connected so that a self-trigger is formed, operating as a multi vibrator. When the timer output is high, its internal discharging Tr turns off and the V_{C1} increases by exponential function with the time constant $(R_A+R_B)*C$.

When the V_{C1} , or the threshold voltage, reaches $2V_{CC}/3$, the comparator output on the trigger terminal becomes high, resetting the F/F and causing the timer output to become low. This in turn turns on the discharging Tr and the $C1$ discharges through the discharging channel formed by R_B and the discharging Tr . When the V_{C1} falls below $V_{CC}/3$, the comparator output on the trigger terminal becomes high and the timer output becomes high again. The discharging Tr turns off and the V_{C1} rises again.

In the above process, the section where the timer output is high is the time it takes for the V_{C1} to rise from $V_{CC}/3$ to $2V_{CC}/3$, and the section where the timer output is low is the time it takes for the V_{C1} to drop from $2V_{CC}/3$ to $V_{CC}/3$. When timer output is high, the equivalent circuit for charging capacitor $C1$ is as follows:



$$C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = \frac{V_{CC} - V(0-)}{R_A + R_B} \quad (1)$$

$$V_{C1}(0+) = V_{CC}/3 \quad (2)$$

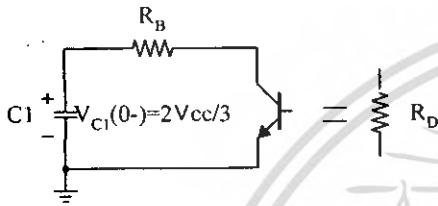
$$V_{C1}(t) = V_{CC} \left(1 - \frac{2}{3} e^{-\left(\frac{1}{(R_A+R_B)C_1}\right)t} \right) \quad (3)$$

Since the duration of the timer output high state(t_H) is the amount of time it takes for the $V_{C1}(t)$ to reach $2V_{CC}/3$,

$$V_{C1}(t) = \frac{2}{3}V_{CC} = V_{CC} \left(1 - \frac{2}{3} e^{-\left(\frac{t_H}{(R_A + R_B)C_1}\right)} \right) \quad (4)$$

$$t_H = C_1(R_A + R_B)\ln 2 = 0.693(R_A + R_B)C_1 \quad (5)$$

The equivalent circuit for discharging capacitor C1, when timer output is low is, as follows:



$$C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} + \frac{1}{R_A + R_B} V_{C1} = 0 \quad (6)$$

$$V_{C1}(t) = \frac{2}{3}V_{CC} e^{-\frac{t}{(R_A + R_D)C_1}} \quad (7)$$

Since the duration of the timer output low state (t_L) is the amount of time it takes for the $V_{C1}(t)$ to reach $V_{CC}/3$,

$$\frac{1}{3}V_{CC} = \frac{2}{3}V_{CC} e^{-\frac{t_L}{(R_A + R_D)C_1}} \quad (8)$$

$$t_L = C_1(R_B + R_D)\ln 2 = 0.693(R_B + R_D)C_1 \quad (9)$$

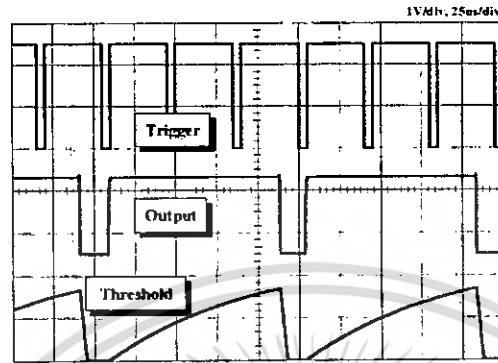
Since R_D is normally $R_B \gg R_D$ although related to the size of discharging T_r ,
 $t_L = 0.693R_B C_1$ (10)

Consequently, if the timer operates in astable, the period is the same with
 $T = t_H + t_L = 0.693(R_A + R_B)C_1 + 0.693R_B C_1 = 0.693(R_A + 2R_B)C_1$ because the period is the sum of the charge time and discharge time. And since frequency is the reciprocal of the period, the following applies.

$$\text{frequency, } f = \frac{1}{T} = \frac{1.44}{(R_A + 2R_B)C_1} \quad (11)$$

3. Frequency divider

By adjusting the length of the timing cycle, the basic circuit of Figure 1 can be made to operate as a frequency divider. Figure 8. illustrates a divide-by-three circuit that makes use of the fact that retriggering cannot occur during the timing cycle.



$R_A=9.1k\Omega, R_1=1k\Omega, C1=0.01\mu F, V_{cc}=5V$

Figure 8. Waveforms of Frequency Divider Operation

4. Pulse Width Modulation

The timer output waveform may be changed by modulating the control voltage applied to the timer's pin 5 and changing the reference of the timer's internal comparators. Figure 9 illustrates the pulse width modulation circuit. When the continuous trigger pulse train is applied in the monostable mode, the timer output width is modulated according to the signal applied to the control terminal. Sine wave as well as other waveforms may be applied as a signal to the control terminal. Figure 10 shows the example of pulse width modulation waveform.

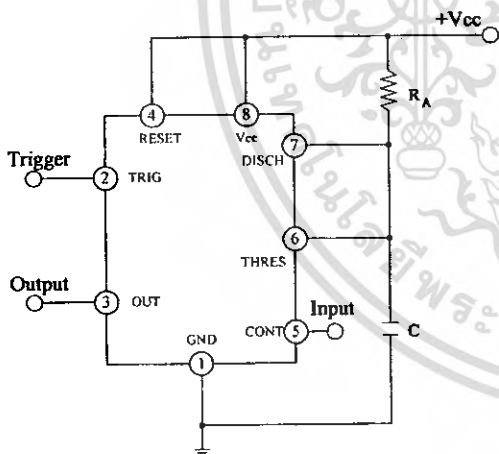
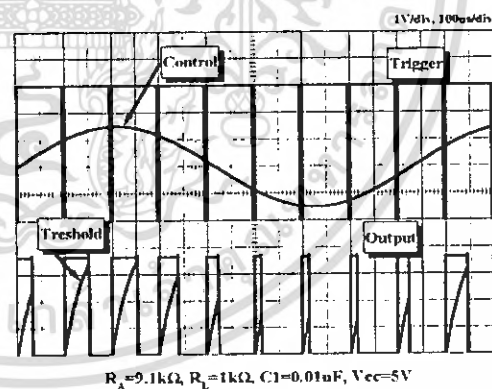


Figure 9. Circuit for Pulse Width Modulation



$R_A=9.1k\Omega, R_1=1k\Omega, C1=0.01\mu F, V_{cc}=5V$

Figure 10. Waveforms of Pulse Width Modulation

5. Pulse Position Modulation

If the modulating signal is applied to the control terminal while the timer is connected for the astable operation as in Figure 11, the timer becomes a pulse position modulator.

In the pulse position modulator, the reference of the timer's internal comparators is modulated which in turn modulates the timer output according to the modulation signal applied to the control terminal.

Figure 12 illustrates a sine wave for modulation signal and the resulting output pulse position modulation : however, any wave shape could be used.

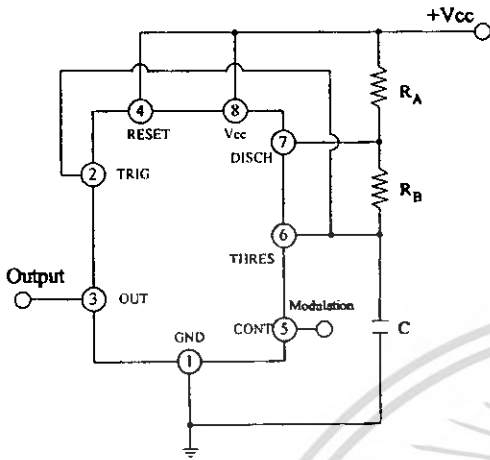


Figure 11. Circuit for Pulse Position Modulation

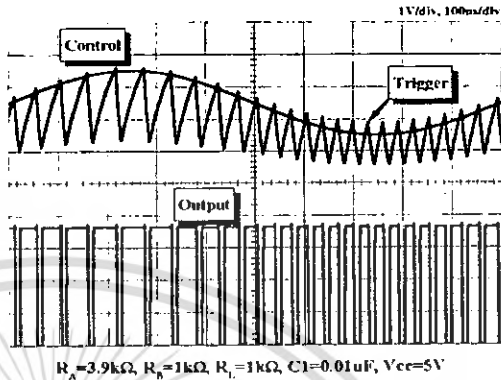


Figure 12. Waveforms of pulse position modulation

6. Linear Ramp

When the pull-up resistor RA in the monostable circuit shown in Figure 1 is replaced with constant current source, the VC1 increases linearly, generating a linear ramp. Figure 13 shows the linear ramp generating circuit and Figure 14 illustrates the generated linear ramp waveforms.

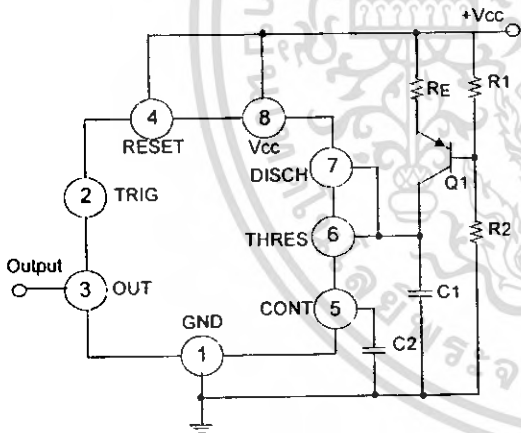


Figure 13. Circuit for Linear Ramp

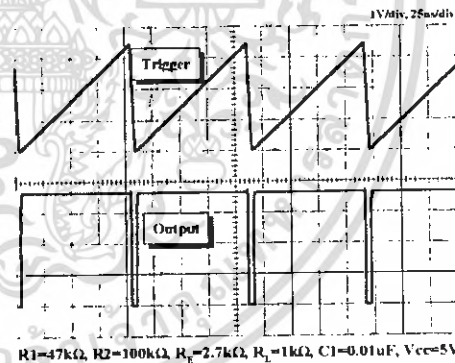


Figure 14. Waveforms of Linear Ramp

In Figure 13, current source is created by PNP transistor Q1 and resistor R1, R2, and RE.

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_E}{R_E} \quad (12)$$

Here, V_E is

$$V_E = V_{BE} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} \quad (13)$$

For example, if $V_{CC}=15V$, $R_E=20k\Omega$, $R_1=5k\Omega$, $R_2=10k\Omega$, and $V_{BE}=0.7V$,
 $V_E=0.7V+10V=10.7V$
 $I_C=(15-10.7)/20k=0.215mA$

When the trigger starts in a timer configured as shown in Figure 13, the current flowing through capacitor C1 becomes a constant current generated by PNP transistor and resistors. Hence, the V_C is a linear ramp function as shown in Figure 14. The gradient S of the linear ramp function is defined as follows:

$$S = \frac{V_{p-p}}{T} \quad (14)$$

Here the V_{p-p} is the peak-to-peak voltage.

If the electric charge amount accumulated in the capacitor is divided by the capacitance, the V_C comes out as follows:

$$V=Q/C \quad (15)$$

The above equation divided on both sides by T gives us

$$\frac{V}{T} = \frac{Q/T}{C} \quad (16)$$

and may be simplified into the following equation.

$$S=I/C \quad (17)$$

In other words, the gradient of the linear ramp function appearing across the capacitor can be obtained by using the constant current flowing through the capacitor.

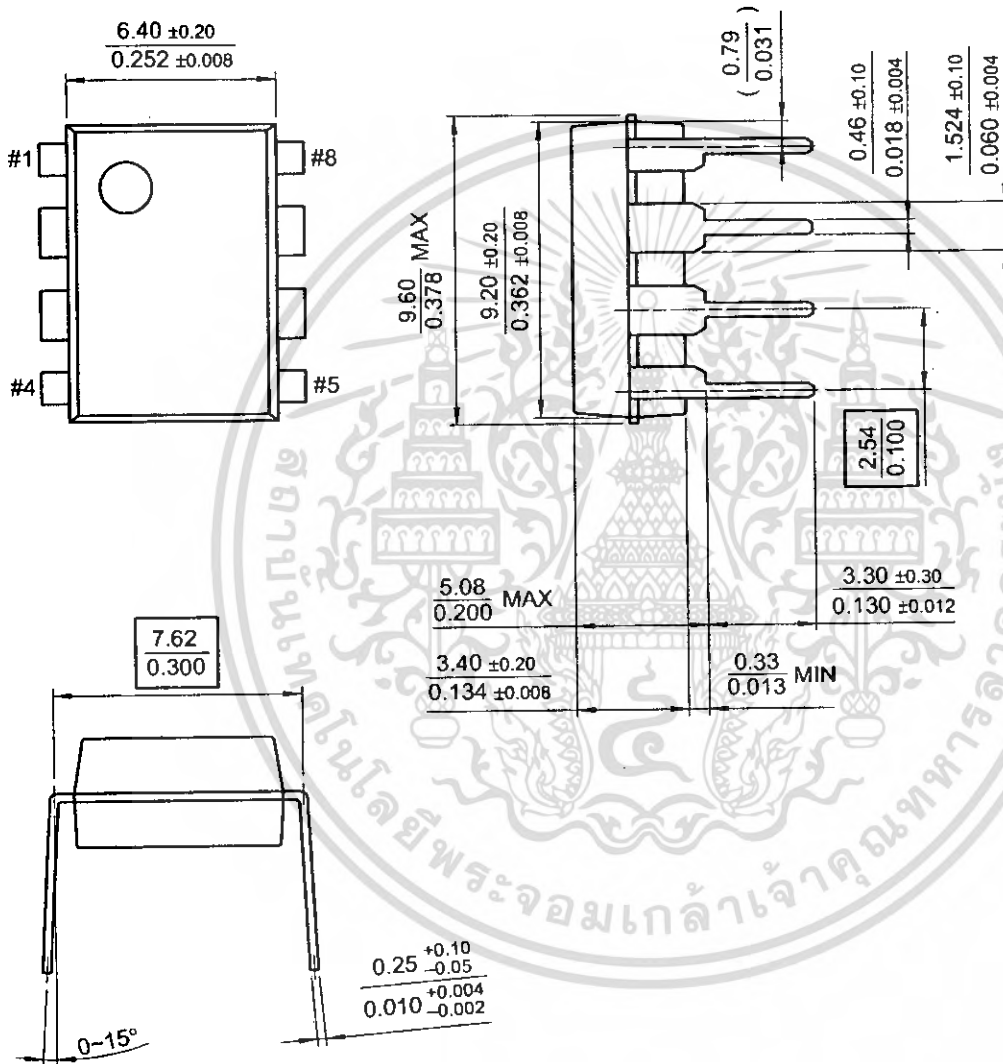
If the constant current flow through the capacitor is 0.215mA and the capacitance is $0.02\mu\text{F}$, the gradient of the ramp function at both ends of the capacitor is $S = 0.215\text{m}/0.022\mu = 9.77\text{V/ms}$.

Mechanical Dimensions

Package

Dimensions in millimeters

8-DIP



Ordering Information

Product Number	Package	Operating Temperature
LM555CN	8-DIP	0 ~ +70°C
LM555CM	8-SOP	
Product Number	Package	Operating Temperature
NE555N	8-DIP	0 ~ +70°C
NE555D	8-SOP	
Product Number	Package	Operating Temperature
SA555	8-DIP	-40 ~ +85°C
SA555D	8-SOP	





DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS.

LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury of the user.
2. A critical component in any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

This datasheet has been download from:

www.datasheetcatalog.com

Datasheets for electronics components.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TIP120, TIP121, TIP122 (NPN); TIP125, TIP126, TIP127 (PNP)

Preferred Devices

Plastic Medium-Power Complementary Silicon Transistors

Designed for general-purpose amplifier and low-speed switching applications.

Features

- High DC Current Gain –
 $h_{FE} = 2500$ (Typ) @ $I_C = 4.0$ Adc
- Collector–Emitter Sustaining Voltage – @ 100 mAdc
 $V_{CE(sus)} = 60$ Vdc (Min) – TIP120, TIP125
 $= 80$ Vdc (Min) – TIP121, TIP126
 $= 100$ Vdc (Min) – TIP122, TIP127
- Low Collector–Emitter Saturation Voltage –
 $V_{CE(sat)} = 2.0$ Vdc (Max) @ $I_C = 3.0$ Adc
 $= 4.0$ Vdc (Max) @ $I_C = 5.0$ Adc
- Monolithic Construction with Built–In Base–Emitter Shunt Resistors
- Pb–Free Packages are Available*



ON Semiconductor®

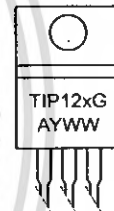
<http://onsemi.com>

**DARLINGTON
5 AMPERE
COMPLEMENTARY SILICON
POWER TRANSISTORS
60–80–100 VOLTS, 65 WATTS**



TO-220AB
CASE 221A
STYLE 1

MARKING
DIAGRAM



TIP12x = Device Code
x = 0, 1, 2, 5, 6, or 7
A = Assembly Location
Y = Year
WW = Work Week
G = Pb-Free Package

ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 2 of this data sheet.

Preferred devices are recommended choices for future use and best overall value.

*For additional information on our Pb-Free strategy and soldering details, please download the ON Semiconductor Soldering and Mounting Techniques Reference Manual, SOLDERRM/D.

TIP120, TIP121, TIP122 (NPN); TIP125, TIP126, TIP127 (PNP)

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	TIP120, TIP125	TIP121, TIP126	TIP122, TIP127	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	60	80	100	Vdc
Collector-Base Voltage	V_{CB}	60	80	100	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EB}	5.0			Vdc
Collector Current - Continuous - Peak	I_C	5.0 8.0			Adc
Base Current	I_B	120			mAdc
Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	65 0.52			W W/ $^\circ\text{C}$
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	2.0 0.016			W W/ $^\circ\text{C}$
Unclamped Inductive Load Energy (Note 1)	E	50			mJ
Operating and Storage Junction, Temperature Range	T_J, T_{stg}	-65 to +150			$^\circ\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction-to-Case	$R_{\theta JC}$	1.92	$^\circ\text{C/W}$
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	$R_{\theta JA}$	62.5	$^\circ\text{C/W}$

Maximum ratings are those values beyond which device damage can occur. Maximum ratings applied to the device are individual stress limit values (not normal operating conditions) and are not valid simultaneously. If these limits are exceeded, device functional operation is not implied, damage may occur and reliability may be affected.

1. $I_C = 1\text{ A}$, $L = 100\text{ mH}$, P.R.F. = 10 Hz, $V_{CC} = 20\text{ V}$, $R_{BE} = 100\ \Omega$

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
TIP120	TO-220	50 Units / Rail
TIP120G	TO-220 (Pb-Free)	50 Units / Rail
TIP121	TO-220	50 Units / Rail
TIP121G	TO-220 (Pb-Free)	50 Units / Rail
TIP122	TO-220	50 Units / Rail
TIP122G	TO-220 (Pb-Free)	50 Units / Rail
TIP125	TO-220	50 Units / Rail
TIP125G	TO-220 (Pb-Free)	50 Units / Rail
TIP126	TO-220	50 Units / Rail
TIP126G	TO-220 (Pb-Free)	50 Units / Rail
TIP127	TO-220	50 Units / Rail
TIP127G	TO-220 (Pb-Free)	50 Units / Rail

<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน 2 การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TIP120, TIP121, TIP122 (NPN); TIP125, TIP126, TIP127 (PNP)

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit	
OFF CHARACTERISTICS					
Collector-Emitter Sustaining Voltage (Note 2) ($I_C = 100\text{ mAdc}$, $I_B = 0$)	TIP120, TIP125 TIP121, TIP126 TIP122, TIP127	$V_{CE0(sus)}$	60 80 100	- - -	Vdc
Collector Cutoff Current ($V_{CE} = 30\text{ Vdc}$, $I_B = 0$) ($V_{CE} = 40\text{ Vdc}$, $I_B = 0$) ($V_{CE} = 50\text{ Vdc}$, $I_B = 0$)	TIP120, TIP125 TIP121, TIP126 TIP122, TIP127	I_{CEO}	- - -	0.5 0.5 0.5	mAdc
Collector Cutoff Current ($V_{CB} = 60\text{ Vdc}$, $I_E = 0$) ($V_{CB} = 80\text{ Vdc}$, $I_E = 0$) ($V_{CB} = 100\text{ Vdc}$, $I_E = 0$)	TIP120, TIP125 TIP121, TIP126 TIP122, TIP127	I_{CBO}	- - -	0.2 0.2 0.2	mAdc
Emitter Cutoff Current ($V_{BE} = 5.0\text{ Vdc}$, $I_C = 0$)		I_{EBO}	-	2.0	mAdc

ON CHARACTERISTICS (Note 2)

DC Current Gain ($I_C = 0.5\text{ Adc}$, $V_{CE} = 3.0\text{ Vdc}$) ($I_C = 3.0\text{ Adc}$, $V_{CE} = 3.0\text{ Vdc}$)	h_{FE}	1000 1000	- -	-
Collector-Emitter Saturation Voltage ($I_C = 3.0\text{ Adc}$, $I_B = 12\text{ mAdc}$) ($I_C = 5.0\text{ Adc}$, $I_B = 20\text{ mAdc}$)	$V_{CE(sat)}$	- -	2.0 4.0	Vdc
Base-Emitter On Voltage ($I_C = 3.0\text{ Adc}$, $V_{CE} = 3.0\text{ Vdc}$)	$V_{BE(on)}$	-	2.5	Vdc

DYNAMIC CHARACTERISTICS

Small-Signal Current Gain ($I_C = 3.0\text{ Adc}$, $V_{CE} = 4.0\text{ Vdc}$, $f = 1.0\text{ MHz}$)	h_{fo}	4.0	-	-
Output Capacitance ($V_{CB} = 10\text{ Vdc}$, $I_E = 0$, $f = 0.1\text{ MHz}$)	C_{ob}	- -	300 200	pF

2. Pulse Test: Pulse Width $\leq 300\ \mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2\%$

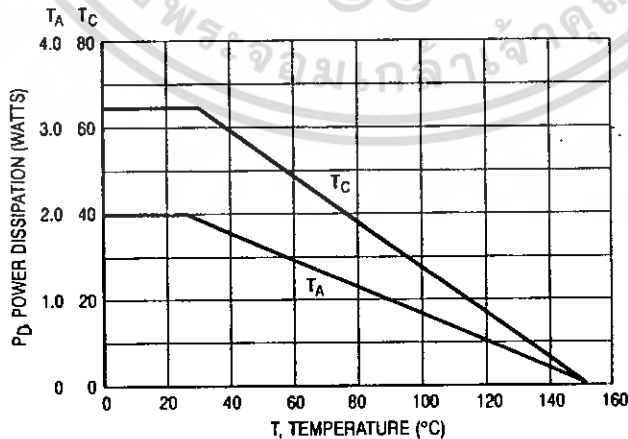


Figure 1. Power Derating

<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TIP120, TIP121, TIP122 (NPN); TIP125, TIP126, TIP127 (PNP)

R_B & R_C VARIED TO OBTAIN DESIRED CURRENT LEVELS
 D_1 MUST BE FAST RECOVERY TYPE, eg:
 1N5825 USED ABOVE $I_B = 100$ mA
 MSD6100 USED BELOW $I_B = 100$ mA

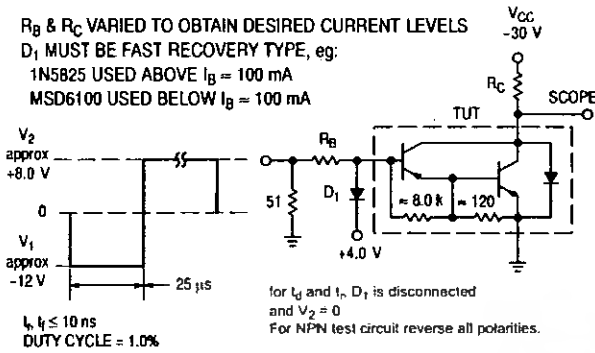


Figure 2. Switching Times Test Circuit

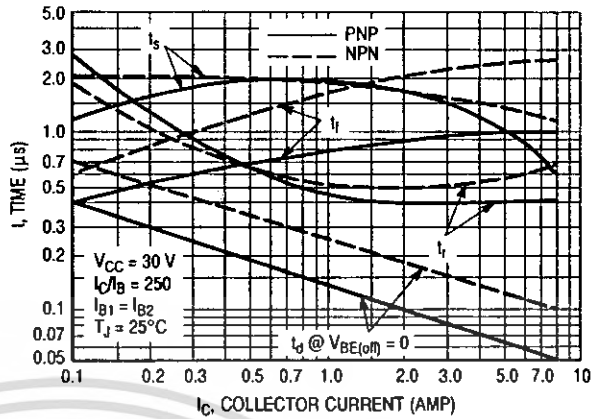


Figure 3. Switching Times

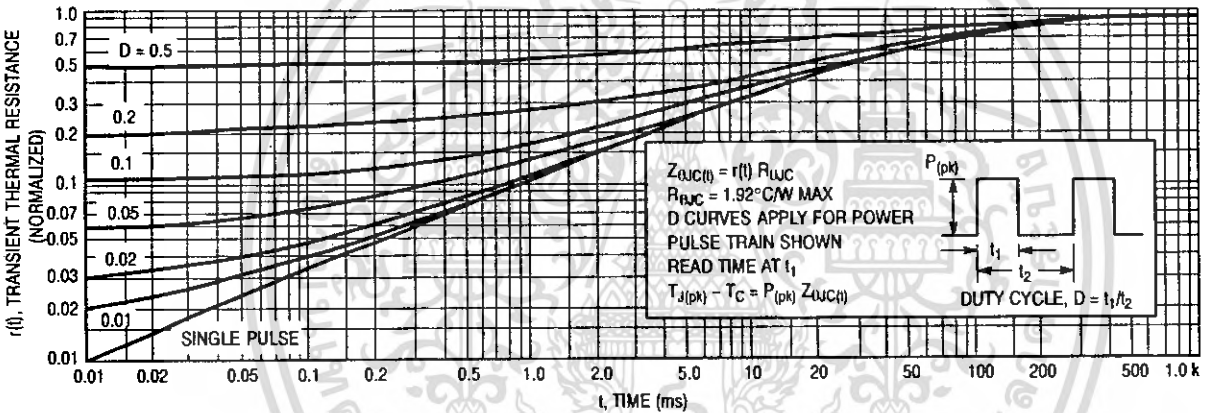


Figure 4. Thermal Response

TIP120, TIP121, TIP122 (NPN); TIP125, TIP126, TIP127 (PNP)

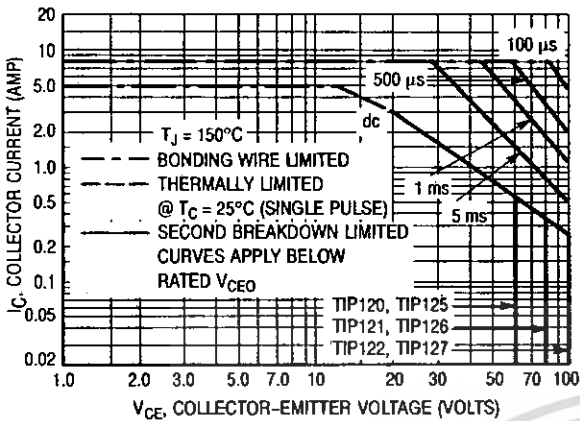


Figure 5. Active-Region Safe Operating Area

There are two limitations on the power handling ability of a transistor: average junction temperature and second breakdown. Safe operating area curves indicate $I_C - V_{CE}$ limits of the transistor that must be observed for reliable operation, i.e., the transistor must not be subjected to greater dissipation than the curves indicate.

The data of Figure 5 is based on $T_{J(pk)} = 150^\circ\text{C}$; T_C is variable depending on conditions. Second breakdown pulse limits are valid for duty cycles to 10% provided $T_{J(pk)} < 150^\circ\text{C}$. $T_{J(pk)}$ may be calculated from the data in Figure 4. At high case temperatures, thermal limitations will reduce the power that can be handled to values less than the limitations imposed by second breakdown

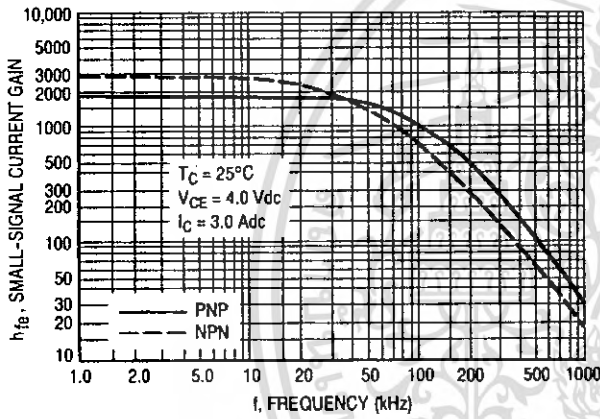


Figure 6. Small-Signal Current Gain

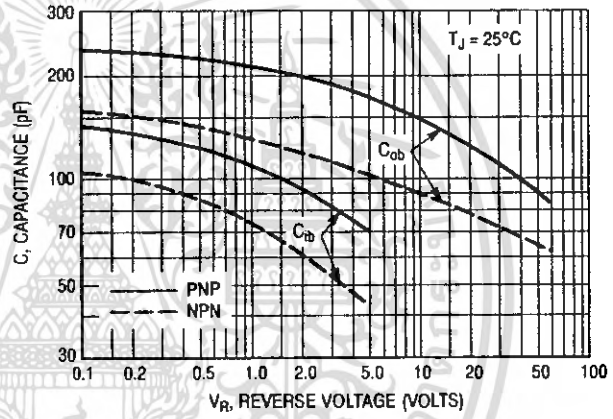
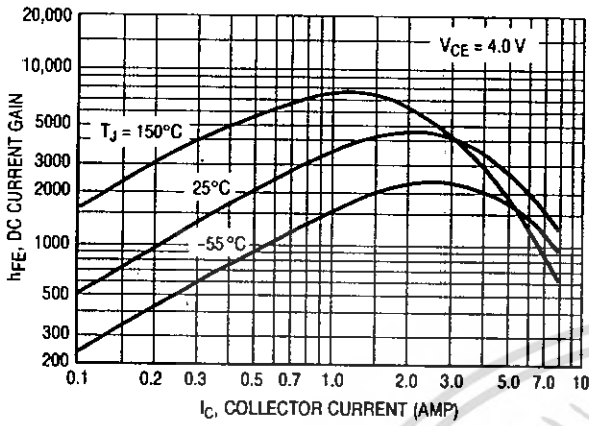


Figure 7. Capacitance

TIP120, TIP121, TIP122 (NPN); TIP125, TIP126, TIP127 (PNP)

NPN
TIP120, TIP121, TIP122



PNP
TIP125, TIP126, TIP127

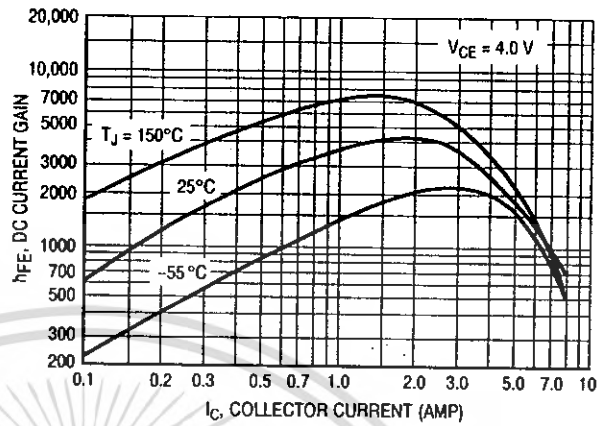


Figure 8. DC Current Gain

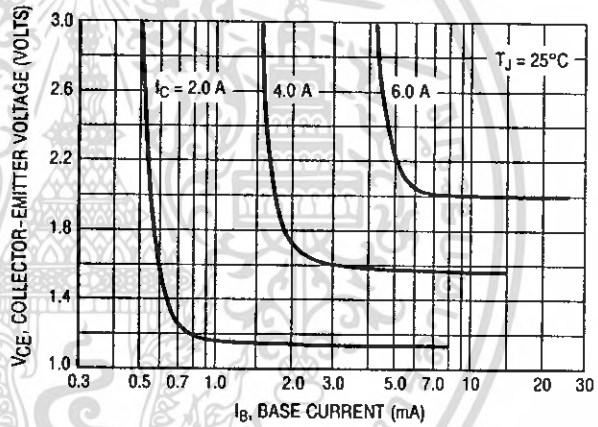
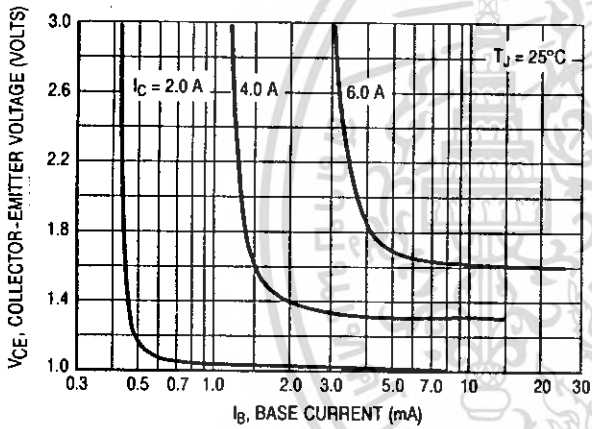


Figure 9. Collector Saturation Region

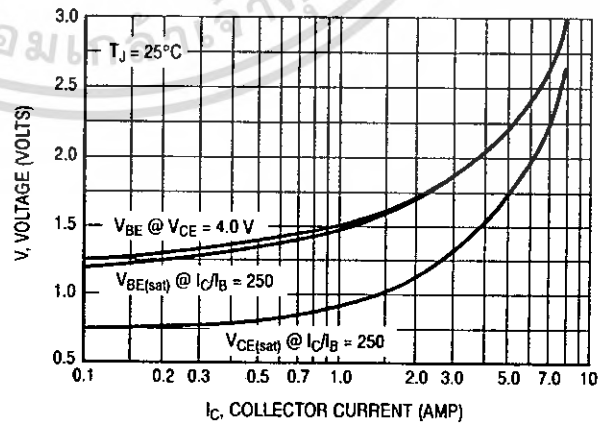
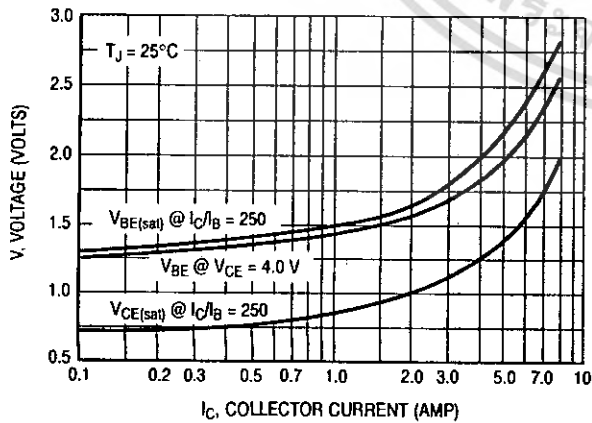


Figure 10. "On" Voltages

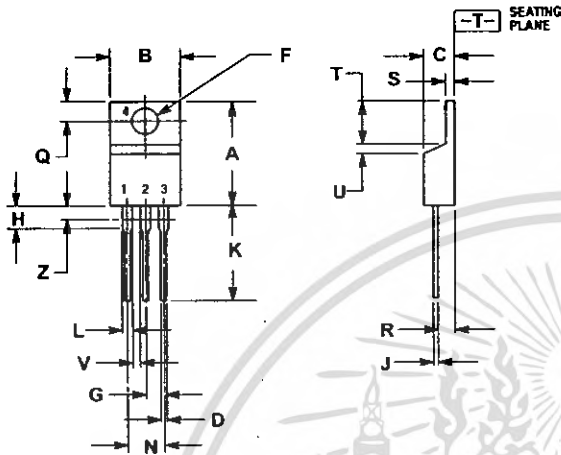
<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน 6 เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TIP120, TIP121, TIP122 (NPN); TIP125, TIP126, TIP127 (PNP)

PACKAGE DIMENSIONS

TO-220
CASE 221A-09
ISSUE AA



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
 3. DIMENSION Z DEFINES A ZONE WHERE ALL BODY AND LEAD IRREGULARITIES ARE ALLOWED.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.570	0.620	14.48	15.75
B	0.390	0.405	9.66	10.28
C	0.160	0.190	4.07	4.82
D	0.025	0.035	0.64	0.88
F	0.142	0.147	3.61	3.73
G	0.095	0.105	2.42	2.66
H	0.110	0.155	2.80	3.93
J	0.018	0.025	0.46	0.64
K	0.500	0.562	12.70	14.27
L	0.045	0.060	1.15	1.52
N	0.190	0.210	4.83	5.33
Q	0.100	0.120	2.54	3.04
R	0.080	0.110	2.04	2.79
S	0.045	0.055	1.15	1.39
T	0.235	0.255	5.97	6.47
U	0.000	0.050	0.00	1.27
V	0.045	---	1.15	---
Z	---	0.080	---	2.04

- STYLE 1:
PIN 1: BASE
2: COLLECTOR
3: EMITTER
4: COLLECTOR

ON Semiconductor and are registered trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC (SCILLC). SCILLC reserves the right to make changes without further notice to any products herein. SCILLC makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does SCILLC assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in SCILLC data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. SCILLC does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. SCILLC products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the SCILLC product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use SCILLC products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold SCILLC and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that SCILLC was negligent regarding the design or manufacture of the part. SCILLC is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer. This literature is subject to all applicable copyright laws and is not for resale in any manner.

PUBLICATION ORDERING INFORMATION

LITERATURE FULFILLMENT:

Literature Distribution Center for ON Semiconductor
P.O. Box 81312, Phoenix, Arizona 85082-1312 USA
Phone: 480-829-7710 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada
Fax: 480-829-7709 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada
Email: orderlit@onsemi.com

N. American Technical Support: 800-282-9855 Toll Free
USA/Canada

Japan: ON Semiconductor, Japan Customer Focus Center
2-9-1 Kammeguro, Meguro-ku, Tokyo, Japan 153-0051
Phone: 81-3-5773-3850

ON Semiconductor Website: <http://onsemi.com>

Order Literature: <http://www.onsemi.com/ltorder>

For additional information, please contact your local Sales Representative.

TIP120/D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CD4093BC Quad 2-Input NAND Schmitt Trigger

General Description

The CD4093B consists of four Schmitt-trigger circuits. Each circuit functions as a 2-input NAND gate with Schmitt-trigger action on both inputs. The gate switches at different points for positive and negative-going signals. The difference between the positive (V_T^+) and the negative voltage (V_T^-) is defined as hysteresis voltage (V_H).

All outputs have equal source and sink currents and conform to standard B-series output drive (see Static Electrical Characteristics).

- Equal source and sink currents
- No limit on input rise and fall time
- Standard B-series output drive
- Hysteresis voltage (any input) $T_A = 25^\circ\text{C}$

Typical	$V_{DD} = 5.0\text{V}$	$V_H = 1.5\text{V}$
	$V_{DD} = 10\text{V}$	$V_H = 2.2\text{V}$
	$V_{DD} = 15\text{V}$	$V_H = 2.7\text{V}$
Guaranteed	$V_H = 0.1 V_{DD}$	

Features

- Wide supply voltage range: 3.0V to 15V
- Schmitt-trigger on each input with no external components
- Noise immunity greater than 50%

Applications

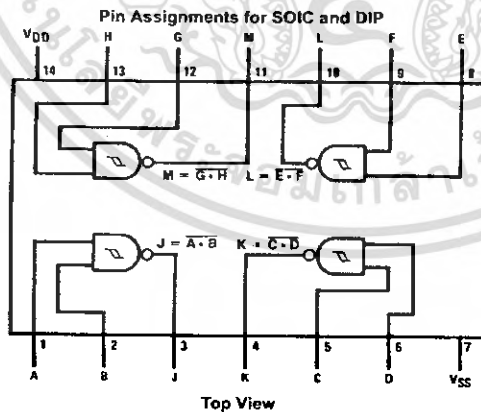
- Wave and pulse shapers
- High-noise-environment systems
- Monostable multivibrators
- Astable multivibrators
- NAND logic

Ordering Code:

Order Number	Package Number	Package Description
CD4093BCM	M14A	14-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-120, 0.150" Narrow Body
CD4093BCN	N14A	14-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300" Wide

Devices also available in Tape and Reel. Specify by appending the suffix letter 'X' to the ordering code.

Connection Diagram



Absolute Maximum Ratings(Note 1)

(Note 2)

DC Supply Voltage (V_{DD})	-0.5 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)	260°C

Recommended Operating Conditions (Note 2)

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

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.

DC Electrical Characteristics (Note 2)

Symbol	Parameter	Conditions	-40°C		+25°C			+85°C		Units
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	
I_{DD}	Quiescent Device Current	$V_{DD} = 5V$		1.0			1.0		7.5	μA
		$V_{DD} = 10V$		2.0			2.0		15.0	μA
		$V_{DD} = 15V$		4.0			4.0		30.0	μA
V_{OL}	LOW Level Output Voltage	$V_{IN} = V_{DD}, I_{OL} < 1 \mu A$								
		$V_{DD} = 5V$		0.05		0	0.05		0.05	V
		$V_{DD} = 10V$		0.05		0	0.05		0.05	V
V_{OH}	HIGH Level Output Voltage	$V_{IN} = V_{SS}, I_{OL} < 1 \mu A$								
		$V_{DD} = 5V$	4.95		4.95	5		4.95		V
		$V_{DD} = 10V$	9.95		9.95	10		9.95		V
V_{T-}	Negative-Going Threshold Voltage (Any Input)	$V_{DD} = 5V, V_O = 4.5V$	1.3	2.25	1.5	1.8	2.25	1.5	2.3	V
		$V_{DD} = 10V, V_O = 9V$	2.05	4.5	3.0	4.1	4.5	3.0	4.65	V
		$V_{DD} = 15V, V_O = 13.5V$	4.35	6.75	4.5	6.3	6.75	4.5	6.9	V
V_{T+}	Positive-Going Threshold Voltage (Any Input)	$V_{DD} = 5V, V_O = 0.5V$	2.75	3.6	2.75	3.3	3.5	2.65	3.5	V
		$V_{DD} = 10V, V_O = 1V$	5.5	7.15	5.5	6.2	7.0	5.35	7.0	V
		$V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V$	8.25	10.65	8.25	9.0	10.5	8.1	10.5	V
V_H	Hysteresis ($V_{T+} - V_{T-}$) (Any Input)	$V_{DD} = 5V$	0.5	2.35	0.5	1.5	2.0	0.35	2.0	V
		$V_{DD} = 10V$	1.0	4.3	1.0	2.2	4.0	0.70	4.0	V
		$V_{DD} = 15V$	1.5	6.3	1.5	2.7	6.0	1.20	6.0	V
I_{OL}	LOW Level Output Current (Note 3)	$V_{IN} = V_{DD}$								
		$V_{DD} = 5V, V_O = 0.4V$	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
I_{OH}	HIGH Level Output Current (Note 3)	$V_{IN} = V_{SS}$								
		$V_{DD} = 5V, V_O = 4.6V$	-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
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

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

AC Electrical Characteristics (Note 4) $T_A = 25^\circ\text{C}$, $C_L = 50\text{ pF}$, $R_L = 200\text{ k}$, Input $t_r, t_f = 20\text{ ns}$, unless otherwise specified

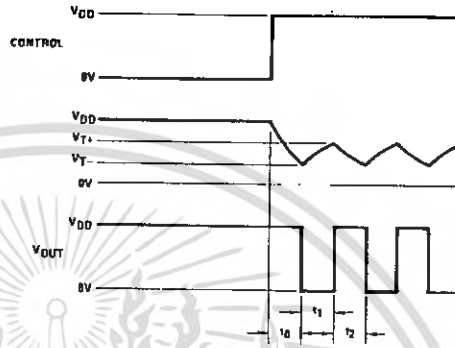
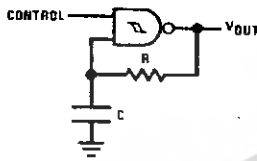
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
t_{PHL}, t_{PLH}	Propagation Delay Time	$V_{DD} = 5\text{V}$		300	450	ns
		$V_{DD} = 10\text{V}$		120	210	ns
		$V_{DD} = 15\text{V}$		80	160	ns
t_{THL}, t_{TLH}	Transition Time	$V_{DD} = 5\text{V}$		90	145	ns
		$V_{DD} = 10\text{V}$		50	75	ns
		$V_{DD} = 15\text{V}$		40	60	ns
C_{IN}	Input Capacitance	(Any Input)		5.0	7.5	pF
C_{PD}	Power Dissipation Capacitance	(Per Gate)		24		pF

Note 4: AC Parameters are guaranteed by DC correlated testing.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications

Gated Oscillator



Assume $t_1 + t_2 \gg t_{PIH} + t_{PLH}$ then:

$$t_0 = RC / n [V_{DD}/V_{T-}]$$

$$t_1 = RC / n [(V_{DD} - V_{T-})/(V_{DD} - V_{T+})]$$

$$t_2 = RC / n [V_{T-}/V_{T+}]$$

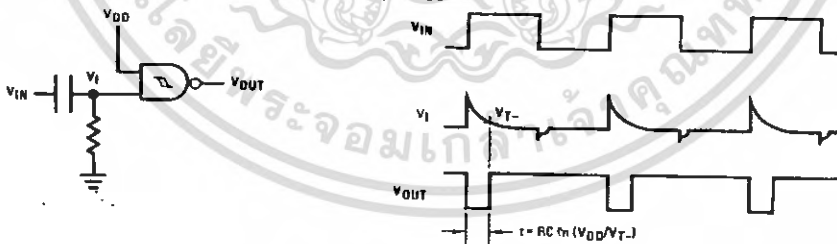
$$f = \frac{1}{t_1 - t_2} = \frac{1}{RC / n \left(\frac{V_{T+}}{V_{T-}} \frac{V_{DD} - V_{T-}}{V_{DD} - V_{T+}} \right)}$$

Gated One-Shot

(a) Negative-Edge Triggered

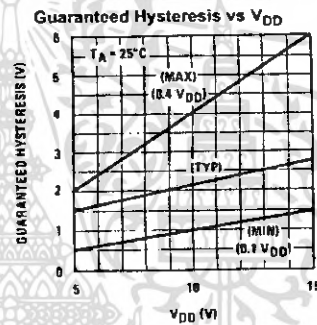
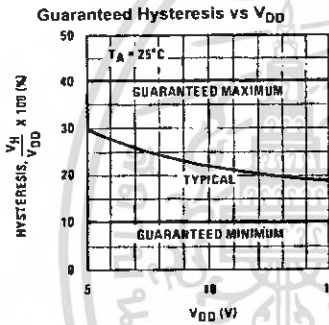
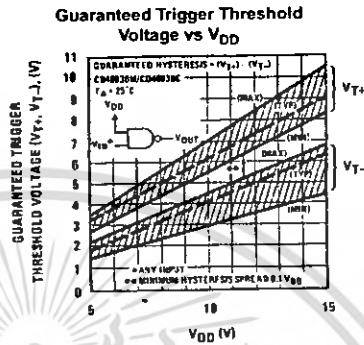
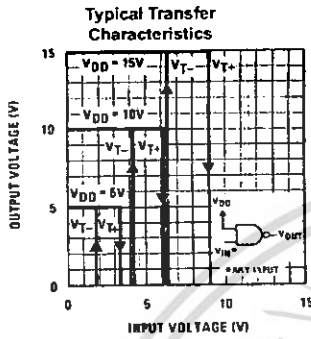


(b) Positive-Edge Triggered

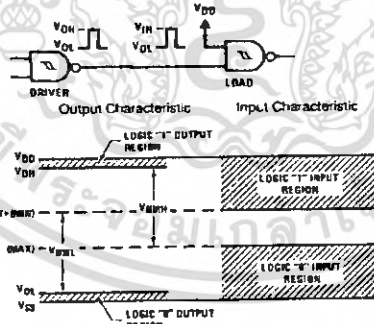


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics



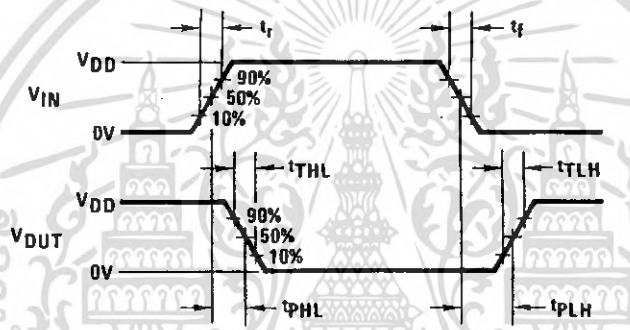
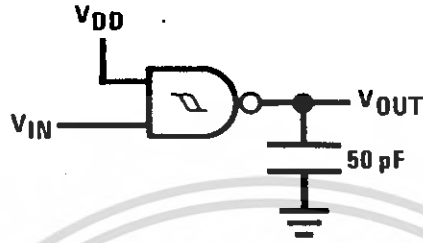
Input and Output Characteristics



$V_{OH} = V_{IH(MIN)} - V_{OL} = V_{IH(MIN)} = V_{T+}(MIN)$
 $V_{OH} = V_{OH} - V_{IL(MAX)} = V_{DD} - V_{IL(MAX)} = V_{DD} - V_{T-}(MAX)$

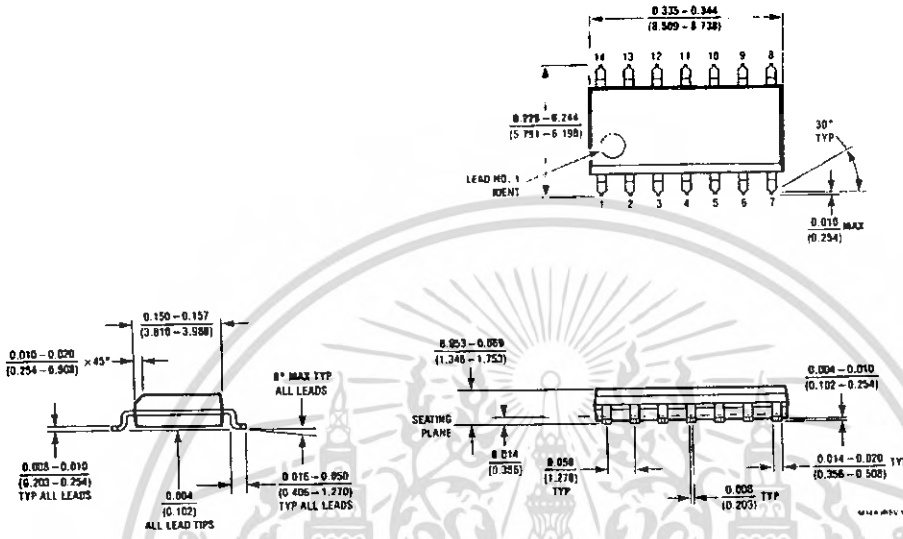
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AC Test Circuits and Switching Time Waveforms



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

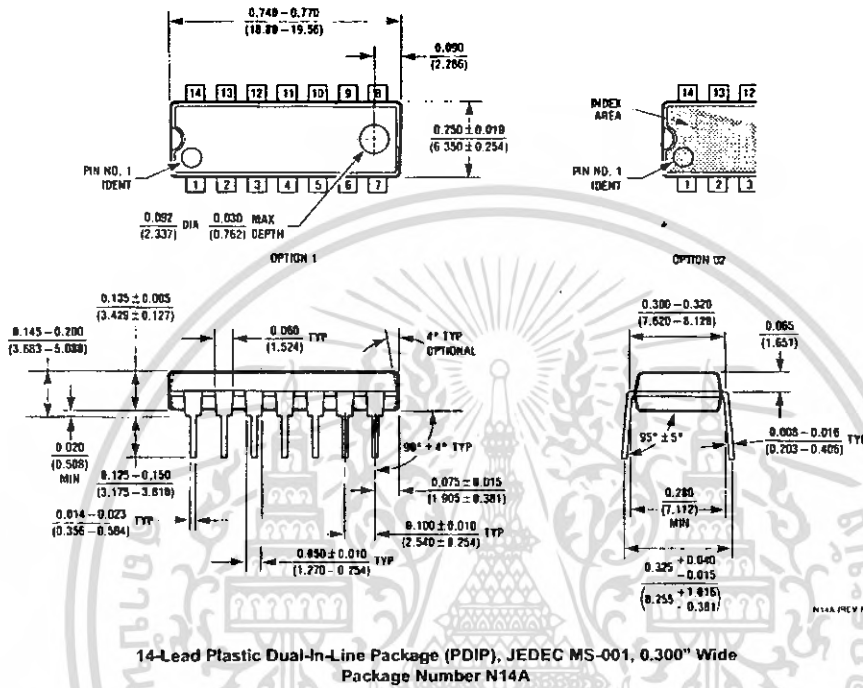
Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted



**14-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-120, 0.150" Narrow Body
Package Number M14A**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component in any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

www.fairchildsemi.com

Fairchild does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and Fairchild reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้