

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

อุปกรณ์ทวนสัญญาณของรีโมทควบคุม
Infrared remote control repeater

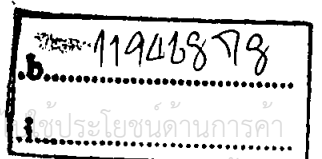


โดย
นางสาววิศรา ตรีวัชรรัตน์
นายอดิศักดิ์ สนิทเมือง

รพ.
08290
9550

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....
วัน,เดือน,ปี.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาดมหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2550



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อุปกรณ์ทวนสัญญาณของรีโมทควบคุม
Infrared remote control repeater



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2550

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ ปีการศึกษา 2550

ภาควิชา อิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง อุปกรณ์ทวนสัญญาณของรีโมทควบคุม

ผู้จัดทำ

1. นางสาววิศรา ศรีวัชรรัตน์ รหัส 47010650

2. นายอดิศักดิ์ สนธิเมือง รหัส 47010919



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อุปกรณ์ทวนสัญญาณของรีโมทควบคุม

นางสาววิศรา ตรีวัชรรัตน์ รหัส 47010650

นายอดิศักดิ์ สนธิเมือง รหัส 47010919

ผศ.พลผดุง ผดุงกุล อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2550

บทคัดย่อ

โครงการนี้จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการออกแบบอุปกรณ์ทวนสัญญาณของรีโมทที่ควบคุม อุปกรณ์เครื่องใช้ไฟฟ้าภายในบ้านด้วยสัญญาณอินฟราเรด โดยจะแบ่งอุปกรณ์ออกเป็น 2 ภาค ซึ่งภาคแรกจะทำการรับสัญญาณอินฟราเรดจากรีโมทควบคุม แล้วนำรหัสข้อมูลที่ได้มาทำการมอดคูเลทกับความถี่คลื่นพาห์ เพื่อส่งผ่านไปนสายไฟบ้าน จากนั้นอุปกรณ์ในภาคที่ 2 จะดึงสัญญาณจากสายไฟบ้าน มาแปลงเป็นรหัสข้อมูล และนำรหัสข้อมูลที่ได้ไปมอดคูเลทกับความถี่ของรีโมทควบคุม เพื่อทวนสัญญาณอินฟราเรดไปควบคุมเครื่องใช้ไฟฟ้าภายในบ้าน

Infrared remote control repeater

Miss. Varisra Treewatchararat ID.47010650

Mr. Adisak Sontimuang ID.47010919

Asst. Prof. Polphadung Phadungkul (Advisor)

Educational Year 2007

Abstract

This project aim to design the infrared remote control repeaters which apply for home electric appliances. And this device can be separate into two parts. First one means for receiving an infrared signal from remote control. And modulate this signal with carrier frequency then transmit into AC line. Another part of this device is use to retrieve the signal from AC line and convert to data. Then modulate the data with remote control frequency, act as repeater for transmit the infrared signal to home electric appliances.

กิตติกรรมประกาศ

รายงานฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ทั้งนี้เพราะท่านอาจารย์ พลผดุง ผดุงกุล ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาได้คอยให้คำแนะนำและคำปรึกษาในการทำรายงาน และ โครงการงาน อีกทั้งยังให้การสนับสนุนเครื่องมืออิเล็กทรอนิกส์ในการทดลอง ผู้จัดทำรู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่าน และขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

นอกจากนี้ขอขอบพระคุณอาจารย์ประจำภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ ที่ให้ความช่วยเหลือตลอดจนให้คำแนะนำต่างๆ จนทำให้รายงานฉบับนี้สำเร็จโดยสมบูรณ์ได้

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีในรายงานฉบับนี้ ผู้จัดทำขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	i
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ii
กิตติกรรมประกาศ	iii
สารบัญ	iv
สารบัญรูปภาพ	v
บทที่ 1 บทนำ	1
วัตถุประสงค์	1
ความเป็นมาของ โครงการ	1
ขอบเขตและ โครงสร้างของรายงาน	1
ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	2
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	3
2.1 หลักการสื่อสาร	3
2.1.1 อุปกรณ์ภาคอินพุตและอุปกรณ์ภาคเอาต์พุต	3
2.1.2 เครื่องส่ง	4
2.1.3 ช่องทางการสื่อสาร	4
2.1.4 การมอดคูเลท	4
2.1.5 การดีมอดคูเลท	9
2.1.6 สัญญาณรบกวน	10
2.2 ไอซีเบอร์ 555	12
2.2.1 การสร้างวงจระสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์โดยใช้ไอซีเบอร์ 555	13
2.3 วงจรกรองความถี่	14
2.3.1 วงจรเทงก์ LC	15
2.4 วงจรขยายสัญญาณ (Operating Amplifier)	17
2.4.1 คุณสมบัติของออปแอมป์	17
2.4.2. วงจรขยายแบบไม่กลับเฟส (Non-Inverting Amplifier)	18
2.4.3 วงจรขยายแบบกลับเฟส (Inverting Amplifier)	19

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5	ลักษณะทั่วไปของสายส่งกำลังไฟฟ้า	20
2.5.1	ชนิดของสายไฟหุ้มฉนวน	20
2.5.2	สภาพแวดล้อมของสายไฟฟ้ากำลัง	21
2.6	โฟโตไดโอด	22
2.6.1	PN โฟโตไดโอด	22
2.6.2	PIN โฟโตไดโอด	25
บทที่ 3 การออกแบบ		27
3.1	ภาครับสัญญาณจากรีโมทคอนโทรล	28
3.1.1.	โมดูลรับสัญญาณ อินฟราเรด	28
3.1.2	วงจรสร้างสัญญาณพัลส์ 100 kHz	29
3.1.3	วงจรส่งผ่านสัญญาณไปยังสายไฟบ้าน	30
3.2	ภาคส่งสัญญาณไปยังเครื่องใช้ไฟฟ้า	31
3.2.1	วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน หรือ แทงค์จูน	32
3.2.2	วงจรขยายแบบกลับเฟส	33
3.2.3	วงจรคิเทคเตอร์	34
3.2.4	วงจรเปรียบเทียบแรงดัน	35
3.2.5	วงจรสร้างสัญญาณพัลส์ความถี่ 38kHz	36
3.3	วงจรแหล่งจ่ายไฟ	37
บทที่ 4 ผลการทดลอง		38
4.1	วัดสัญญาณที่จุดเอาต์พุทของ โมดูล	38
4.2	วัดสัญญาณที่จุดเอาต์พุทของวงจรสร้างพัลส์ ความถี่ 100 kHz	38
4.3	วัดสัญญาณที่จุดอินพุทของเนนเกตตัวที่1	39
4.4	วัดสัญญาณที่จุดอินพุทของเนนเกตตัวที่1 เมื่อทำการกครีโมท	40
4.5	วัดสัญญาณที่จุดอินพุทของเนนเกต ตัวที่ 2	40
4.6	วัดสัญญาณที่จุดอินพุทของเนนเกตตัวที่2 เมื่อทำการกครีโมท	41
4.7	วัดสัญญาณที่จุดเบสของทรานซิสเตอร์ BD140	41
4.8	วัดสัญญาณที่จุดเบสของทรานซิสเตอร์ BD139	42
4.9	วัดสัญญาณที่จุดคอลเลกเตอร์ ของทรานซิสเตอร์	42
4.10	วัดสัญญาณใน AC Line	43
4.11	วัดสัญญาณที่เอาต์พุทของวงจรแทงค์	44

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้

4.12	วัดสัตตมณเฑียรที่เอาทัพุทของวงจรรขยาย	44
4.13	วัดสัตตมณเฑียรที่เอาทัพุทของวงจรเอนเวลอปคิตเคเตอร์	45
4.14	วัดสัตตมณเฑียรที่เอาทัพุทของคอมพาราเตอร์	45
บทที่ 5	สรุปผลโครงการและแนวทางการพัฒนา	46
5.1	สรุปผลโครงการ	46
5.2	ปัญหาและข้อจำกัดของโครงการ	46
5.3	แนวทางในการพัฒนาต่อ	46
	หนังสืออ้างอิง	47
	ภาคผนวก	48



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ

	หน้า
รูปที่ 2.1 ระบบสื่อสารพื้นฐาน	3
รูปที่ 2.2 การมอดคูเลทเชิงขนาดในทางเวลา	5
รูปที่ 2.3 สัญญาณในคาบของความถี่	5
รูปที่ 2.4 การมอดคูเลทเชิงความถี่	6
รูปที่ 2.5 สัญญาณ ASK (ก) Binary ASK (ข) 4-array ASK	7
รูปที่ 2.6 สัญญาณ ASK (รูปต่าง) และข้อมูลที่ต้องการส่ง (รูปบน)	8
รูปที่ 2.7 สัญญาณ FSK (ก) Binary FSK (ข) 4-array FSK	8
รูปที่ 2.8 สัญญาณ PSK (ก) Binary PSK (ข) 4-array PSK	9
รูปที่ 2.9 แสดงตัวอย่างวงจรเอ็นเวโลปคิเทคเตอร์	10
รูปที่ 2.10 โครงสร้างภายในของไอซีเบอร์ 555	12
รูปที่ 2.11 แสดงวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ โดยใช้ ไอซีเบอร์ 555	13
รูปที่ 2.12 วงจรแทงค์ LC	15
รูปที่ 2.13 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรแทงค์	16
รูปที่ 2.14 แสดงสัญลักษณ์ออปแอมป์	17
รูปที่ 2.15 วงจรขยายออปแอมป์แบบไม่กลับเฟส	18
รูปที่ 2.16 วงจรขยายออปแอมป์แบบกลับเฟส	19
รูปที่ 2.17 แสดงสัญลักษณ์ของ PN-Photodiode	22
รูปที่ 2.18 แสดงโครงสร้างของ PN-Photodiode	22
รูปที่ 2.19 แสดงการทำงานของ PN-Photodiode	24
รูปที่ 2.20 แสดงสัญลักษณ์ของ PIN-Photodiode	25
รูปที่ 2.21 แสดงโครงสร้างและการทำงานของ PIN-Photodiode	25
รูปที่ 2.22 แสดง Photodiode	26
รูปที่ 3.1 แสดงหลักการทำงานของอุปกรณ์ทวนสัญญาณ	27
รูปที่ 3.2 วงจรภาครับสัญญาณ	28
รูปที่ 3.3 แสดงวงจรภายในของโมดูลรับสัญญาณ อินฟราเรด	28
รูปที่ 3.4 วงจรอะสเตเบิล มัลติไวเบรเตอร์ ที่ใช้ ไอซี เบอร์ 555 (100 kHz)	29
รูปที่ 3.5 แสดงความสัมพันธ์ในการเก็บและคายประจุของ ไอซี 555	30

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.6	วงจรส่งผ่านสัญญาณไปยังสายไฟบ้าน	30
รูปที่ 3.7	แสดงวงจรในภาคส่งสัญญาณไปยังเครื่องใช้ไฟฟ้า	31
รูปที่ 3.8	วงจรแท่งค้ำจุน	32
รูปที่ 3.9	วงจรขยายแบบกลับเฟส	33
รูปที่ 3.10	แสดงวงจรคิเทคเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบ	34
รูปที่ 3.11	วงจรเปรียบเทียบแรงดัน	35
รูปที่ 3.12	วงจรอะอสเตเบิล มัลติไบรเบรเตอร์ ที่ใช้ ไอซี เบอร์ 555 (38 kHz)	36
รูปที่ 3.13	แสดงวงจรแหล่งจ่ายไฟ	37
รูปที่ 4.1	แสดงการวัดสัญญาณที่ขาเอาต์พุทของไมคูด	38
รูปที่ 4.2	แสดงการวัดสัญญาณที่ขาเอาต์พุทของไอซี 555 ตัวที่ 1	38
รูปที่ 4.3	แสดงการวัดสัญญาณที่ขาเอาต์พุทของไอซี 555 ตัวที่ 1 เมื่อทำการกรีโมท	39
รูปที่ 4.4	แสดงสัญญาณที่จุดอินพุทของแนนเกต ตัวที่ 1	39
รูปที่ 4.5	แสดงสัญญาณที่จุดอินพุทของแนนเกตตัวที่ 1 เมื่อทำการกรีโมท	40
รูปที่ 4.6	แสดงสัญญาณที่จุดอินพุทของแนนเกต ตัวที่ 2	40
รูปที่ 4.7	แสดงสัญญาณที่จุดอินพุทของแนนเกตตัวที่ 2 เมื่อทำการกรีโมท	41
รูปที่ 4.8	แสดงสัญญาณที่จุดเบสของทรานซิสเตอร์ BD140	41
รูปที่ 4.9	แสดงสัญญาณที่จุดเบสของทรานซิสเตอร์ BD139	42
รูปที่ 4.10	แสดงสัญญาณที่จุดคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์	42
รูปที่ 4.11	แสดงสัญญาณที่ ac line	43
รูปที่ 4.13	แสดงการขยายสัญญาณที่ ac line ขยาย	43
รูปที่ 4.14	แสดงสัญญาณที่เอาต์พุทของวงจรแท่งค้ำ	44
รูปที่ 4.15	แสดงสัญญาณที่เอาต์พุทของวงจรขยาย	44
รูปที่ 4.17	แสดงการวัดสัญญาณที่ เอาต์พุทของวงจรเอ็นเวลอปคิเทคเตอร์	45
รูปที่ 4.18	แสดงการวัดสัญญาณที่เอาต์พุทของคอมพาราเตอร์	45

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

วัตถุประสงค์

1. เพื่อศึกษาระบบการสื่อสาร และนำมาประยุกต์ใช้งาน
2. เพื่อศึกษาระบบการสื่อสารแบบไร้สาย โดยใช้คลื่นอินฟราเรด

ความเป็นมาของโครงการ

ในโลกยุคปัจจุบันเราพบว่าอุปกรณ์สื่อสารต่างๆที่อยู่ตามอาคาร สำนักงาน หรือแม้กระทั่งบ้านพักอาศัยมีแนวโน้มโน้มการพัฒนาการขึ้นอย่างรวดเร็วไม่ว่าจะเป็นคอมพิวเตอร์ เครื่องพิมพ์ โคมไฟ โทรทัศน์ และอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ต่างๆ เพื่อให้เป็นอุปกรณ์ไร้สายที่บังคับได้จากระยะไกล

อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีการส่งงานด้วยรีโมทคอนโทรล เพื่อความสะดวกสบาย แต่ในการควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้าในอาคารที่มีการติดตั้งอุปกรณ์ไว้หลายๆจุด การส่งงานผ่านรีโมท ไม่สามารถควบคุมได้ทั่วถึง หากต้องการควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้า ให้ได้ทุกจุด จำเป็นต้องอาศัยตัวกลางในการสื่อสาร ที่สามารถควบคุมได้ครอบคลุมกว่า เนื่องด้วยอาคารส่วนใหญ่ต่างก็ใช้ไฟฟ้าจากสายไฟบ้าน ดังนั้น ถ้าเราสามารถส่งข้อมูลผ่านไปในสายไฟบ้านได้ โดยผ่านอุปกรณ์ทวนสัญญาณ จะเป็นการเพิ่มความยืดหยุ่นและความคล่องตัวในการใช้งานทำให้การทำงานมีความสะดวกสบาย และรวดเร็วมากยิ่งขึ้น

ขอบเขตและโครงสร้างของรายงาน

โครงการนี้กล่าวถึงการออกแบบอุปกรณ์ทวนสัญญาณ จากรีโมทควบคุม โดยการออกแบบจะแบ่งอุปกรณ์ออกเป็น 2 ภาค คือ ภาครับสัญญาณจากรีโมทคอนโทรลและ ภาคส่งสัญญาณไปยังเครื่องใช้ไฟฟ้า วงจรภาครับสัญญาณจะทำหน้าที่รับสัญญาณจากรีโมทคอนโทรล เพื่อแยกสัญญาณออกจากคลื่นพาห์ และ นำรหัสข้อมูลที่ได้ ไปมอดคูเลท(Modulation) กับคลื่นความถี่ ประมาณ 100 kHz เพื่อป้อนลงไป ในไฟบ้าน จากนั้นวงจรภาคส่งสัญญาณจะทำหน้าที่ดึงสัญญาณจากไฟบ้านมาทำการดีมอดคูเลท(Demodulation) สัญญาณ และนำรหัสข้อมูลที่ได้ไปมอดคูเลทอีกครั้งหนึ่ง ด้วยความถี่ประมาณ 38 kHz เพื่อทำการส่งสัญญาณ อินฟราเรดออกไปควบคุมเครื่องใช้ไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในโครงการนี้จะประกอบไปด้วยเนื้อหาทั้งหมด 5 บท อันได้แก่

ในบทที่ 1 กล่าวถึง วัตถุประสงค์แนวความคิดและที่มา ขอบเขตของโครงการ และ ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

ในบทที่ 2 กล่าวถึง ทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบโครงการ

ในบทที่ 3 กล่าวถึงขั้นตอนในการออกแบบ ตลอดจนวิธีการคำนวณค่าของอุปกรณ์ต่างๆที่ ใช้ในการออกแบบ

ในบทที่ 4 เป็นการแสดงผลการทดลองวัดสัญญาณที่จุดต่างๆ ของวงจร

ในบทสุดท้าย บทที่ 5 จะกล่าวถึงการสรุปผลโครงการ ข้อจำกัดของ โครงการ และแนวทาง ในการพัฒนาต่อ

ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

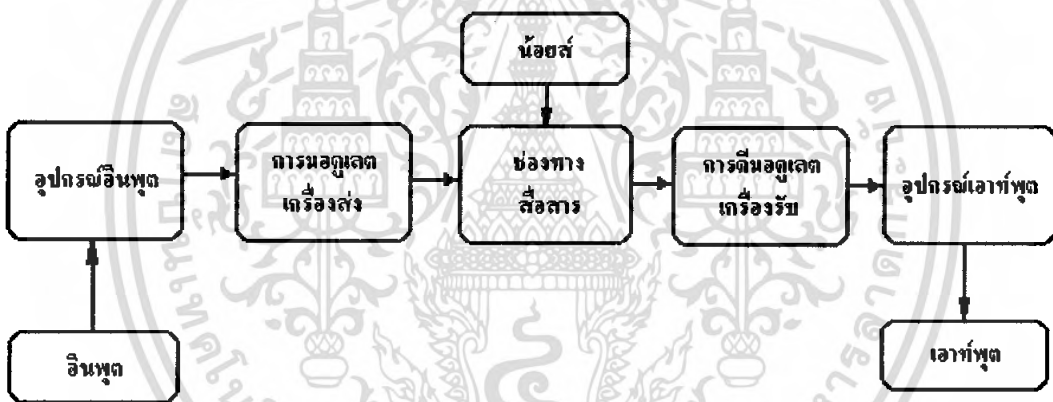
1. ความสะดวกสบายในการควบคุมอุปกรณ์เครื่องใช้ไฟฟ้าภายในบ้าน
2. ประหยัดพลังงานไฟฟ้าและทรัพยากรธรรมชาติที่ถูกใช้อย่างสิ้นเปลือง
3. เป็นแนวทางในการศึกษาเพื่อการพัฒนาให้ระบบสมบูรณ์ยิ่งขึ้น

บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 หลักการสื่อสาร

ระบบการสื่อสารพื้นฐานโดยส่วนใหญ่จะมีกระบวนการดังบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 2.1 ซึ่งประกอบไปด้วยอุปกรณ์ทางด้านอินพุต(Input) เครื่องส่ง ช่องทางการสื่อสาร ซึ่งมักจะมีสัญญาณรบกวน(Noise)เข้ามารบกวน จากนั้นสัญญาณก็จะถูกส่งไปยังเครื่องรับ และอุปกรณ์ภาคเอาต์พุต(Output)



รูปที่ 2.1 ระบบสื่อสารพื้นฐาน

2.1.1 อุปกรณ์ภาคอินพุตและอุปกรณ์ภาคเอาต์พุต ซึ่งอุปกรณ์ภาคอินพุตคืออุปกรณ์ที่แปลงข่าวสารเป็นสัญญาณไฟฟ้า และอุปกรณ์ภาคเอาต์พุตก็คืออุปกรณ์ที่แปลงสัญญาณไฟฟ้ากลับมาเป็นข่าวสารนั่นเอง

ข่าวสารที่เราทำการรับส่งสารสามารถแบ่งเป็น 3 ชนิด คือ

1. เสียง หรือ ออดิโอ(Audio) ได้แก่ เสียงพูดในระบบโทรศัพท์ เสียงเพลง หรือเสียงดนตรี ซึ่งต้องการคุณภาพเสียงที่ดี ในระบบวิทยุกระจายเสียง
2. ภาพ(Picture) ได้แก่ ภาพนิ่งในระบบโทรสาร และระบบส่งภาพระยะไกล
3. ข้อมูล (Data) ส่วนใหญ่จะส่งมาเป็นรหัสให้แก่ เครื่องจักร เครื่องคอมพิวเตอร์ เช่น ข้อมูลและคำสั่ง ในระบบโทรมาตร ข้อมูลในระบบคอมพิวเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.2 เครื่องส่ง เครื่องส่งจะทำหน้าที่รับสัญญาณไฟฟ้ามาจากอุปกรณ์อินพุต จากนั้นทำการมอดดูเลทกับคลื่นพาห้ความถี่สูง เครื่องส่งส่วนใหญ่มักมีภาคขยายเพื่อให้สัญญาณที่ทางออกมีกำลังแรงสามารถส่งได้ไกลขึ้น

2.1.3 ช่องทางการสื่อสาร ได้แก่ บรรยากาศ สายส่งสัญญาณ เป็นต้นเครื่องรับ เมื่อรับสัญญาณจากเครื่องรับ สัญญาณจะมีกำลังอ่อนลงและยังได้รับการรบกวนจากสัญญาณรบกวนด้วย เครื่องรับจึงต้องมีความสามารถพิเศษ ในการเลือกรับ และขยายเอาเฉพาะสัญญาณความถี่ที่ต้องการพร้อมทั้งต้องมีการกำจัดสัญญาณรบกวนอีกด้วย

จุดมุ่งหมายหลักของการสื่อสารคือ การที่สามารถส่งผ่านข้อมูลข่าวสาร จากอุปกรณ์ส่งสัญญาณลงบนช่องทางการสื่อสาร ให้ไปถึงภาครับได้อย่างถูกต้องตามต้องการ สัญญาณที่ออกจากแหล่งกำเนิดข้อมูลเรียกว่าสัญญาณเบสแบนด์(Baseband) ก่อนส่งสัญญาณนี้ลงบนช่องทางการสื่อสารมักจะมีการนำสัญญาณดังกล่าวไปผ่านกระบวนการเลื่อนความถี่ขึ้น เพื่อให้เหมาะสมกับคุณลักษณะของช่องสัญญาณที่จะส่งออก ขณะเดียวกันที่ภาครับก็จะมีกระบวนการที่สลับกันกับภาคส่ง คือมีการเลื่อนความถี่ลง กระบวนการในการเลื่อนความถี่นี้เรียกว่า การมอดดูเลทจากนั้นจึงส่งสัญญาณออกไป และส่วนภาครับก็จะมีกระบวนการดึงสัญญาณกลับคืนมา ซึ่งเรียกกระบวนการนี้ว่า การดีมอดดูเลท

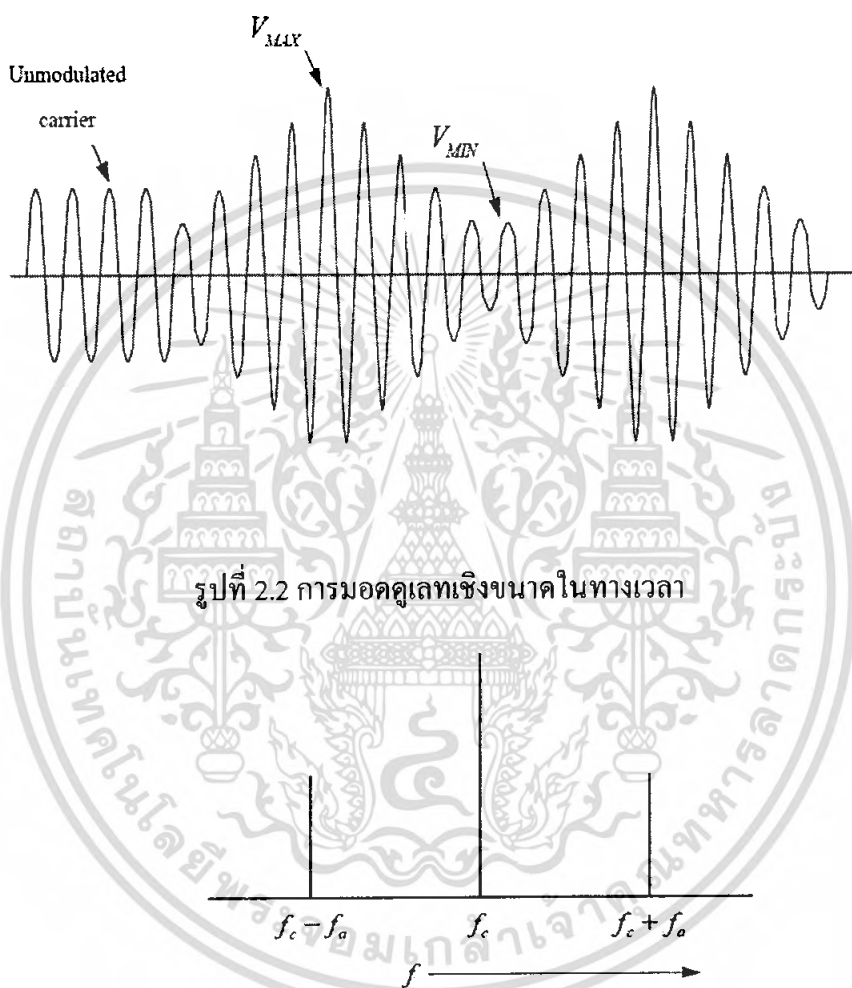
2.1.4 การมอดดูเลท

ความถี่ของข้อมูลหรือสัญญาณ โดยทั่วไปมักจะมีค่าต่ำ ซึ่งการแพร่กระจายของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าความถี่ต่ำจะกระทำไม่ได้ดี เนื่องจากสัญญาณความถี่ต่ำจะมีความยาวคลื่นมาก เราสามารถที่จะเลื่อนความถี่ของสัญญาณให้มีค่าสูงขึ้นได้โดยการมอดดูเลท สัญญาณที่ต้องการจะส่งกับคลื่นพาห้(Carrier) ความถี่สูง หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งได้ว่าการมอดดูเลทคือกระบวนการที่สัญญาณที่จะส่ง (Modulating Signal) ทำให้คุณสมบัติของคลื่นพาห้ (ขนาด ความถี่ และเฟส) เปลี่ยนแปลงไปตามสภาวะของสัญญาณ สัญญาณคลื่นพาห้ที่ใช้กันส่วนใหญ่คือ สัญญาณไซน์ซอซอด์ และสัญญาณที่ได้จากการมอดดูเลทเรียกว่า Modulated Signal วิธีการมอดดูเลทสามารถแบ่งได้เป็น 2 ประเภทใหญ่ๆ คือการมอดดูเลทแบบอนาลอก และการมอดดูเลทแบบดิจิทัล การมอดดูเลทแบบอนาลอก สามารถแบ่งได้ 3 ประเภท คือ

1.การมอดดูเลทเชิงขนาด(Amplitude Modulation:AM) การมอดดูเลทเชิงขนาด คือ การผสมสัญญาณข่าวสารกับสัญญาณพาห้โดยสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการมอดดูเลทจะเป็นสัญญาณพาห้ที่มีการเปลี่ยนแปลงขนาดซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงตามขนาดของสัญญาณข่าวสารที่นำมามอดดูเลทดังแสดงในรูปที่2.2การเปลี่ยนแปลงของสัญญาณพาห้ในรูป เรียกว่ากรอบของสัญญาณการมอดดูเลท ซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงรูปร่างของสัญญาณเปลี่ยนแปลงตามสัญญาณที่เข้ามามอดดูเลท(เป็นบวกหรือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลบ) สัญญาณที่แสดงได้มากกว่าการมอดคูเลทกับสัญญาณที่เป็นไซน์ในขณะที่ไม่มีการมอดคูเลท สัญญาณพหุมีขนาดของสัญญาณอยู่ระหว่าง V_{max} และ V_{min} หรือมีค่าเท่ากับ $(V_{max} + V_{min}) / 2$ สิ่งสำคัญที่มีผลต่อขนาดของสัญญาณก็คือสัญญาณที่นำเข้ามามอดคูเลทซึ่งทำให้ขนาดของสัญญาณพหุมีการเปลี่ยนแปลง



รูปที่ 2.2 การมอดคูเลทเชิงขนาดในทางเวลา

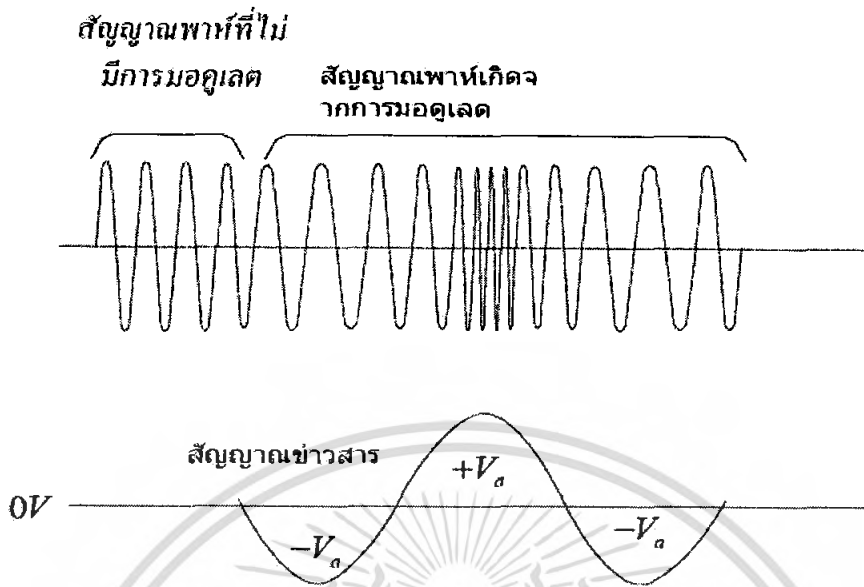
รูปที่ 2.3 สัญญาณในคาบของความถี่

2. การมอดคูเลทเชิงความถี่ (Frequency Modulation :FM) การมอดคูเลทเชิงความถี่ คือ กระบวนการมอดคูเลทที่ทำให้ความถี่ของสัญญาณพหุมีการเปลี่ยนแปลงตามความถี่ของสัญญาณที่เข้ามามอดคูเลท โดยอัตราการเปลี่ยนแปลงความถี่ ΔF_C ของสัญญาณพหุจะเป็นสัดส่วน กับ แอมปลิจูด V_A ของสัญญาณที่เข้ามามอดคูเลทดังในสมการ

$$\Delta F_C = K V_A$$

K คือ ความไวในการเบี่ยงเบนความถี่ (ความถี่/V)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 การมอดคูเลตเชิงความถี่

จากรูปที่ 2.4 แสดงสัญญาณพาห้ที่มีการเปลี่ยนแปลงความถี่ตามแอมพลิจูดของสัญญาณข่าวสาร ดังแสดงในรูป เมื่อสัญญาณข่าวสารมีศักย์เป็นค่าบวกส่งผลให้ความถี่ของสัญญาณพาห้มีค่าสูงและความถี่ของสัญญาณจะต่ำเมื่อสัญญาณข่าวสารมีศักย์เป็นลบ ทิศทางของการเปลี่ยนแปลงความถี่จะเริ่มเมื่อสัญญาณข่าวสารเป็นบวก ความถี่ของสัญญาณพาห้จะสูงขึ้นตามกับระดับแอมพลิจูดของสัญญาณข่าวสารจนความถี่ของสัญญาณพาห้สูงสุดที่ระดับแอมพลิจูดของสัญญาณข่าวสารมีแอมพลิจูดสูงสุด และเมื่อแอมพลิจูดของสัญญาณข่าวสารเริ่มลดลงความถี่ของสัญญาณพาห้ก็จะลดลงจนเมื่อแอมพลิจูดของสัญญาณข่าวสารถึงระดับที่ต่ำสุด ความถี่ของสัญญาณพาห้ก็จะมีค่าต่ำสุดด้วยเช่นกัน

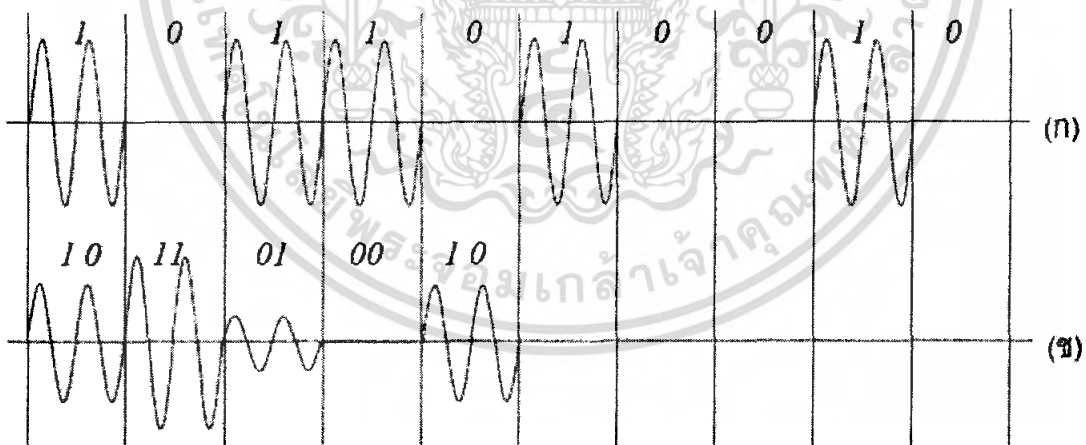
พิจารณาความถี่ไซด์แบนด์ที่เกิดจากการมอดคูเลตเชิงความถี่จะมีความแตกต่างกันกับการมอดคูเลตเชิงขนาด การมอดคูเลตเชิงความถี่เป็นการมอดคูเลตที่ใช้สำหรับสัญญาณพาห้เพียงสัญญาณเดียวสามารถทำให้เกิดความถี่ไซด์แบนด์ต่างๆขึ้นมากมาย ซึ่งความถี่ไซด์แบนด์ที่เกิดขึ้นจะมีจำนวนมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับดัชนีการมอดคูเลตด้วย

3. Pulse Modulation คลื่นพาห้จะเป็นพัลส์ และสัญญาณจะทำให้คุณสมบัติต่างๆของพัลส์เปลี่ยนแปลงไป เช่น ขนาดของพัลส์ ความกว้างของพัลส์ เป็นต้น ส่วนการมอดคูเลตแบบดิจิทัลสามารถแบ่งได้ 3 ประเภทเช่นเดียวกัน คือ

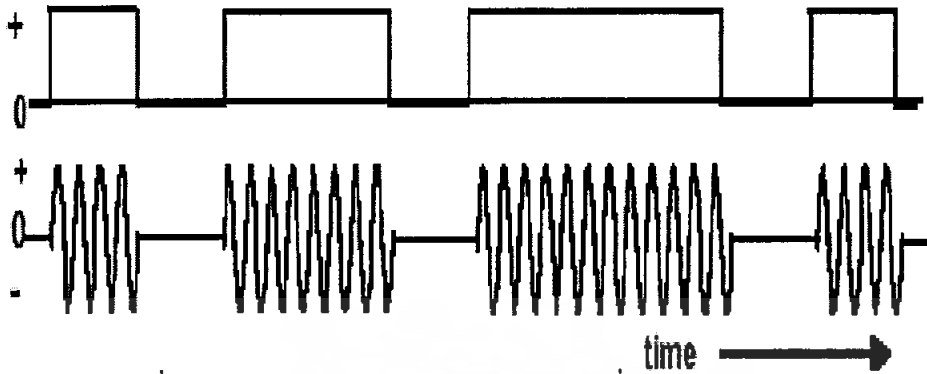
1. การมอดคูเลตเชิงขนาด (Amplitude-Shift Keying :ASK) หรือเรียกอีกชื่อหนึ่งได้ว่า Digital Amplitude Modulation (DAM) เป็นการเปลี่ยนขนาดของสัญญาณคลื่นพาห้ ซึ่งการเปลี่ยนจะเป็นระดับที่แน่นอน เช่นการเปลี่ยนตาม บิต '0' '1' จะได้สัญญาณที่แน่นอน 2 ระดับ เรียกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นการมอดคูเลท แบบ Binary ASK ในกรณีที่ใช้ระดับสูงสุดแทนข้อมูล '1' และระดับสัญญาณพาห้เป็นศูนย์เมื่อข้อมูลเป็น '0' จะเรียกว่าการมอดคูเลทแบบ On-off Keying : OOk ดังแสดงในรูปที่ 2.5 (ก) ส่วนในรูป 2.5(ข) เป็นการเปลี่ยนระดับของสัญญาณคลื่นพาห้เป็น 4 ระดับ ซึ่งจะทำให้สามารถ แทนบิตข้อมูลได้สองบิต ในแต่ละระดับของสัญญาณพาห้ เรียกว่าเป็นการมอดคูเลทแบบ M-array ASK โดยที่ M=4 และจะพบว่าในรูปที่ ก กรณี Binary ASK การเปลี่ยนแปลงสัญญาณพาห้แต่ละครั้ง หมายถึงมีบิตข้อมูลหนึ่งบิต ถูกส่งออกไปหรือรับเข้ามา แต่ในกรณีรูป 2.5(ข) การเปลี่ยนแปลงสัญญาณพาห้แต่ละครั้งแสดงว่ามีบิตข้อมูลสองบิตถูกส่งออกไปหรือรับเข้ามา แสดงให้เห็นว่า จำนวนบิตข้อมูลเท่ากัน กรณี M-array ASK จะใช้จำนวนการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณพาห้บ่อยครั้งกว่า หมายถึงการส่งได้เร็วขึ้นซึ่งอัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณพาห้เรียกว่า บอด (Baud) นิยามเป็นอัตราเร็วของสัญลักษณ์มีความสัมพันธ์ กับอัตราเร็วบิต คือถ้าหนึ่งสัญลักษณ์คือ หนึ่งบิต อัตราเร็วบิต เท่ากับ บอด เช่น กรณี Binary ASK แต่ถ้าหนึ่งบิต เป็นอัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณพาห้มีค่าเท่ากันทั้งกรณี Binary ASK และ 4-array ASK ถ้าส่งสัญญาณนี้ไปในช่องสัญญาณหนึ่งจะพบว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณทั้งสอง แทบไม่ต่างกันเลย แต่จะได้อัตราบิตที่ต่างกัน ด้วยวิธีนี้จึงทำให้สามารถส่งข้อมูลที่มีอัตราบิตสูง ไปในช่องสัญญาณที่มีแบนด์วิดท์แคบได้

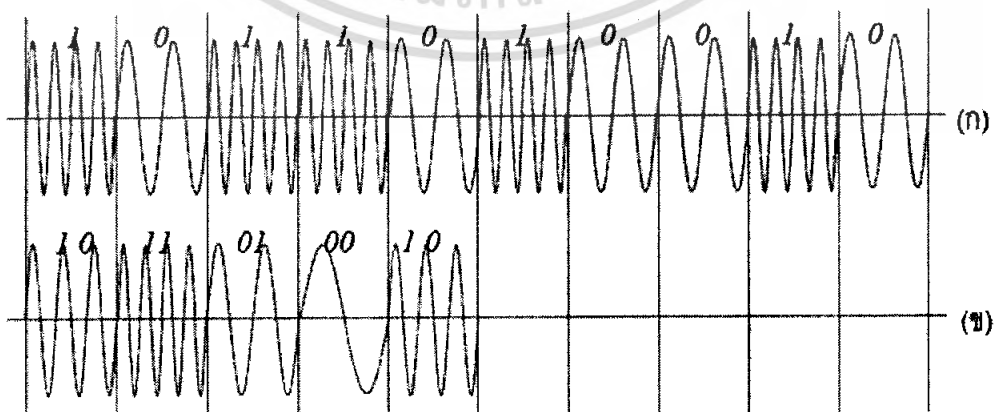


รูปที่ 2.5 สัญญาณ ASK (ก) Binary ASK (ข) 4-array ASK



รูปที่ 2.6 สัญญาณ ASK (รูปล่าง) และข้อมูลที่ต้องการส่ง (รูปบน)

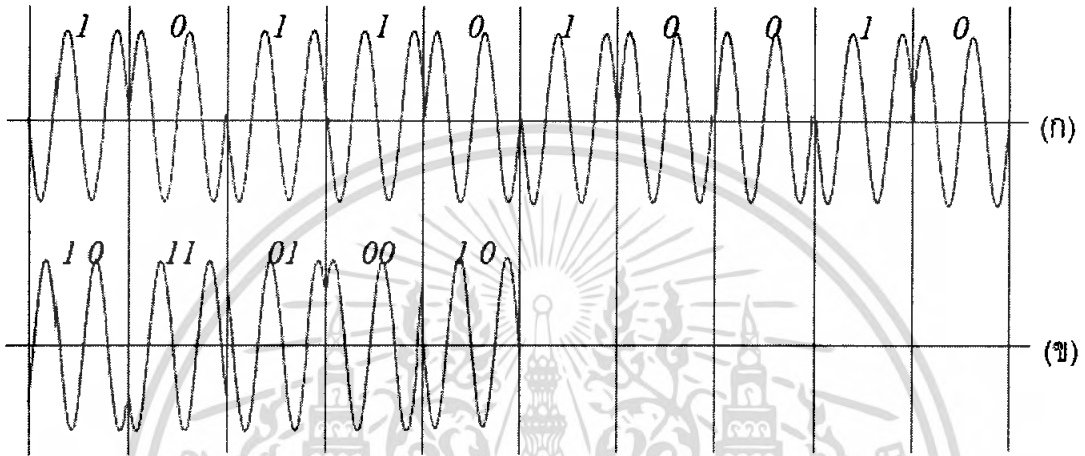
2. Frequency-Shift Keying (FSK) เป็นการมอดคูเลทเช่นเดียวกับการมอดคูเลทเชิงความถี่ที่มีแอมพลิจูด และเฟสคงที่ แต่แตกต่างกันตรงที่อินพุท ของ FSK จะมีเพียงแค่ 2 ระดับ สัญญาณดิจิทัลซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงระดับของสัญญาณจากที่เป็น “1” เปลี่ยนเป็น “0” ซึ่งเลข 1 แทนการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณเพิ่มขึ้น และสัญญาณเปลี่ยนแปลงลดระดับลงแทนด้วย 0 ซึ่งเป็นการมอดคูเลทแบบ Binary FSK ทำให้สัญญาณพาห้เปลี่ยนไปเป็นความถี่สองความถี่ ดังแสดงในรูปที่ 2.7 (ก) และเมื่อใช้หลายความถี่เพื่อแทนคอมบินชันของบิตข้อมูลที่มากขึ้น จะทำให้ความถี่ของพาห้เปลี่ยนไปหลายความถี่ ใดเป็นการมอดคูเลทแบบ M-array FSK ดังรูปที่ 2.7(ข) ซึ่งเป็นกรณี 4 array- FSK จะทำให้ได้อัตราบิตที่สูงขึ้นทำนองเดียวกับ M-array ASK แต่การใช้หลายความถี่ ในการแทนคอมบินชันของบิตข้อมูลเช่นนี้จะทำให้แบนด์วิดท์ของสัญญาณที่มอดคูเลทแล้ว กว้างขึ้นอย่างมีนัยสำคัญ ต่างกับกรณี M-array ASK ที่ยังคงเป็นความถี่เดียวอยู่ ทำให้แบนด์วิดท์ของสัญญาณที่มอดคูเลทแล้ว ไม่กว้างขึ้นอย่างมีนัยสำคัญการมอดคูเลทแบบ FSK นี้จึงมักนิยมใช้กันในการส่ง สัญญาณที่มีอัตราบิตไม่สูงมากนัก เช่น 800-1200 บิต/วินาที



รูปที่ 2.7 สัญญาณ FSK (ก) Binary FSK (ข) 4-array FSK

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. Phase-Shift Keying (PSK) เป็นการเปลี่ยนเฟสของสัญญาณพาห้ ตามการเปลี่ยนบิต ข้อมูล ในกรณีของ Binary PRK เป็นการเปลี่ยนเฟสของคลื่นพาห้ ระหว่าง สองเฟส โดยจะเป็นการกลับเฟสคือ ให้มีความแตกต่างของเฟสมากที่สุด ดังแสดงในรูปที่ 2.8 (ก) และเมื่อมอดคูเลทแบบ M-array PSK จะได้สัญญาณในรูป 2.8 (ข) ซึ่งเป็น 4-array PSK



รูปที่ 2.8 สัญญาณ PSK (ก) Binary PSK (ข) 4-array PSK

2.1.5 การคีมอดคูเลท

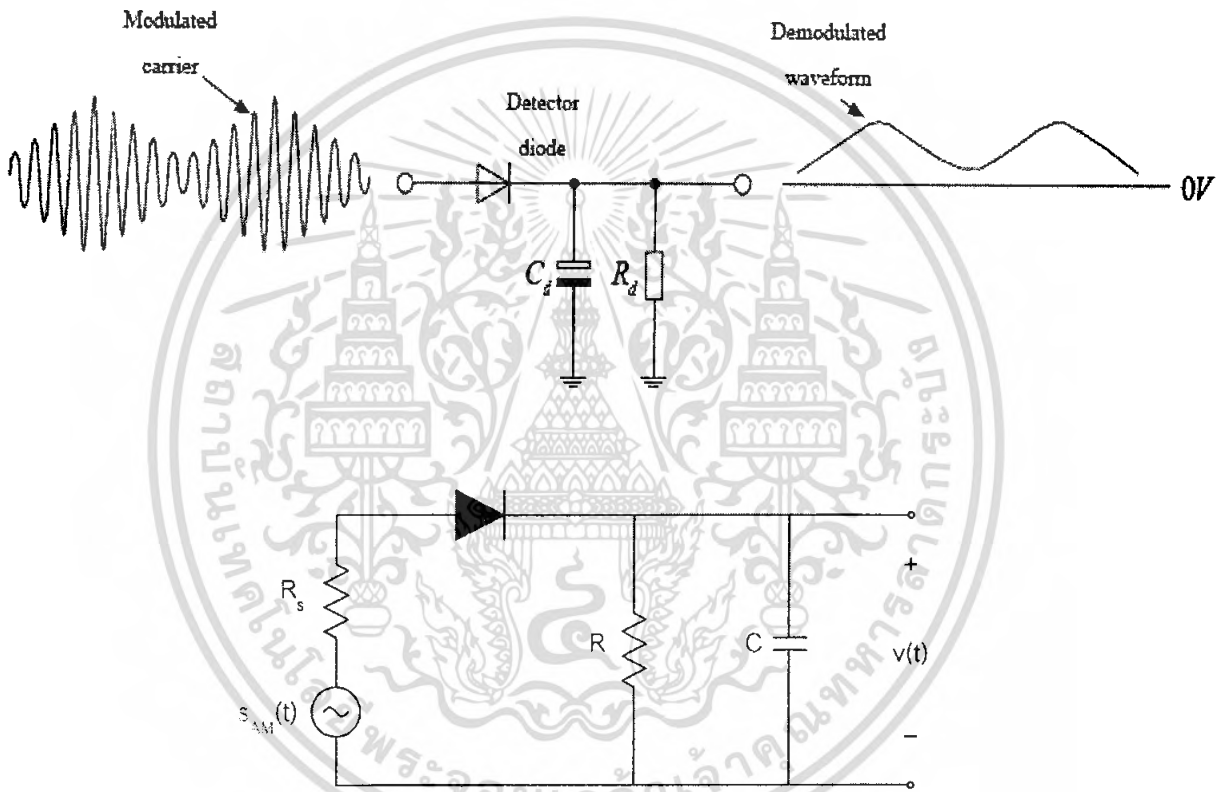
การคีมอดคูเลทเชิงขนาด คือการคืนรูปสัญญาณข้อมูลจากระบบการส่งสัญญาณข้อมูลแบบ AM ซึ่งจะทำให้แยกสัญญาณข้อมูลออกจากสัญญาณพาห้ที่ส่งมาด้วย โดยจะทำให้การกรองเอาแต่เฉพาะสัญญาณที่เป็นข้อมูลออกมา ในการคีมอดคูเลทสัญญาณเพื่อให้ได้สัญญาณข้อมูลกลับคืนมาสามารถทำได้หลายวิธีการ การคีมอดคูเลทที่นิยมมากที่สุดคือ เอ็นเวโลปดีเทคเตอร์ (Envelope Detector) เนื่องจากเป็นวิธีที่ไม่ซับซ้อน มีโครงสร้างของวงจรที่ค่อนข้างง่าย และยังให้ประสิทธิภาพที่ใช้งานได้ ข้อจำกัดของวิธีการนี้คือ ความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห้ จะต้องใหญ่กว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลมากเพียงพอ และค่าเปอร์เซ็นต์การมอดคูเลทที่ใช้ก็จะต้องมีขนาดน้อยกว่า 100 เปอร์เซ็นต์

วงจรเอ็นเวโลปดีเทคเตอร์นี้ ประกอบไปด้วย ไดโอด ตัวต้านทาน และตัวเก็บประจุ ซึ่งมีหลักการทำงานดังนี้ ในขณะที่สัญญาณทางขาเข้า มีค่าเป็นบวก ไดโอด จะถูกไบอัสตรง และตัวเก็บประจุ จะทำการประจุจนมีแรงดันเท่ากับสัญญาณที่ทางเข้า จนกระทั่งสัญญาณที่ทางเข้ามีขนาดสูงสุด จากนั้นเมื่อสัญญาณเริ่มตกลง ส่งผลให้ไดโอดถูกไบอัสย้อนกลับ ในขณะที่ตัวเก็บประจุ จะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่อยๆคายประจุที่เก็บไว้โดยผ่านตัวต้านทานR การคายประจุจะเกิดขึ้นจนกระทั่งสัญญาณที่ทางเข้ากลับมาเป็นค่าบวกอีกครั้งและมีแรงดันสูงกว่าแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ ส่งผลให้ไดโอดถูกไบอัสตรงอีกครั้ง ซึ่งค่าพารามิเตอร์(Parameter)มีความสัมพันธ์ในการคำนวณดังนี้

$$1/RC \ll f_c$$



รูปที่ 2.9 แสดงตัวอย่างวงจรเอนVELOPE ดีเทคเตอร์

2.1.6 สัญญาณรบกวน

การเดินทางของสัญญาณจากเครื่องส่ง ไปยังเครื่องรับจะถูกลดทอนให้มีกำลังต่ำลงในขณะที่เดินทางผ่านตัวกลาง เมื่อสัญญาณไฟฟ้าที่มีกำลังลดลง จะมีโอกาสถูกรบกวนจากสัญญาณรบกวนที่มีอยู่ระหว่างเส้นทาง ยิ่งไปกว่านั้น ภายในอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ ก็สามารถเป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนได้อีกด้วย สัญญาณรบกวนนั้นอาจจะแบ่งได้เป็น 2 ประเภท คือ

1. CORRELATED NOISE เป็นสัญญาณรบกวน ที่เกิดจากตัวสัญญาณเอง ซึ่งจะมีรูปร่างที่

แน่นอน สัญญาณรบกวนชนิดนี้ได้แก่ Harmonic Distortions และ Intermodulation Distortions

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. UNCORRELATE NOISE เป็นสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นตลอดเวลาไม่ว่าจะมีสัญญาณหรือไม่ก็ตาม ซึ่ง สัญญาณรบกวนชนิดนี้มักอยู่ในรูปของสัญญาณแบบสุ่ม (Random signal) ไม่มีรูปร่างที่แน่นอน Uncorrelete noise นี้ยังสามารถแบ่งได้เป็นอีก 2 แบบ คือ

แบบแรกคือ EXTERNAL NOISE เป็นสัญญาณรบกวน ที่เกิดขึ้นภายนอกตัวอุปกรณ์หรือวงจร ได้แก่

- MAN-MADE NOISE OR INDUSTRIAL NOISE เกิดจากการกระทำของมนุษย์ สาเหตุสำคัญที่ทำให้เกิดสัญญาณรบกวน ชนิดนี้ คือ การสวิตช์ไม่ว่าจะเป็นกลไก หรืออิเล็กทรอนิกส์ การลดสัญญาณรบกวน ชนิดนี้ อาจทำได้โดยการต่อบายพาส หรือ คีลป์ปลิง (Bypass or Decoupling) แหล่งจ่ายไฟตรง และการชิลด์

- ATMOSPHERIC NOISE เกิดโดยธรรมชาติ จากความปั่นป่วนของประจุไฟฟ้า ในบรรยากาศของโลก แถบความถี่ของ Atmospheric noise จะแผ่กระจาย ตลอดย่านความถี่วิทยุ แต่อย่างไรก็ตาม Atmospheric noise จะมีผลต่อระบบสื่อสารน้อยที่ความถี่มากกว่า 30 MHz

- SPACE NOISE หรือ EXTRATERRESTRIAL NOISE เกิดจากสัญญาณไฟฟ้า นอกโลก ซึ่งอาจเกิดจากดวงอาทิตย์ ทางช้างเผือก หรือกาแล็กซี่อื่น

แบบที่สองคือ INTERNAL NOISE เป็นสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ในวงจร ณ จุดต่อสัญญาณเข้า ก็จะมีสัญญาณรบกวน เกิดขึ้น ณ จุดนั้นแล้ว การออกแบบวงจรภาคแรกๆของเครื่องรับ ต้องมีความพิถีพิถันเป็นพิเศษ เพราะสัญญาณที่ได้รับมาครั้งแรก (ก่อนถูกขยาย) มักจะมีขนาดเล็ก ถ้าสัญญาณรบกวน ที่เกิดขึ้น ณ จุดต่อสัญญาณเข้า ที่เกิดจากตัวอุปกรณ์ในวงจรมีค่ามากก็จะทำให้การสื่อสารล้มเหลว เนื่องจาก สัญญาณรบกวน จะรวมเข้ากับสัญญาณ จนไม่สามารถแยกแยะออกได้ สามารถแบ่งออกเป็น 6 ชนิด ได้แก่

- THERMAL NOISE หรือ WHITE NOISE สังเกตพบว่ามีแรงดันไฟฟ้าซึ่งไม่มีคาบเวลาที่แน่นอน เกิดขึ้นกับอุปกรณ์ทุกชนิดที่มีความต้านทานไฟฟ้าทุกชนิด และมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น

- SHOT NOISE เป็นสัญญาณรบกวน เกิดขึ้นภายในตัวอุปกรณ์ที่ใช้ในการขยาย เกิดจากการกระเพื่อมของกระแส (Fluctuation of current) ไปจากค่ากระแสเฉลี่ย

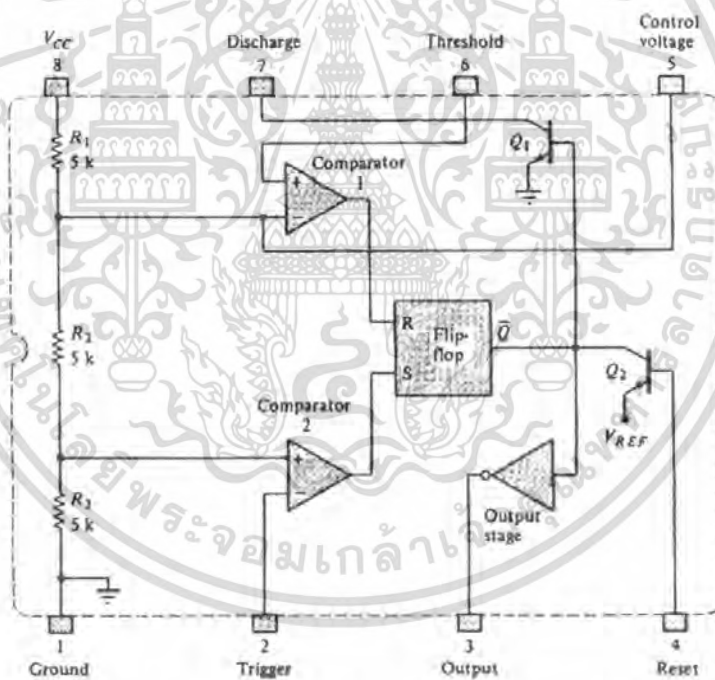
- TRANSITTIME NOISE เป็น สัญญาณรบกวน ที่เกิดขึ้นที่ความถี่สูง ของตัวอุปกรณ์ขยายสัญญาณ การเคลื่อนที่ของประจุจากขั้วไฟฟ้าที่เป็นต้นกำเนิดของประจุ ไปยังขั้วไฟฟ้าที่ทางออก จะต้องใช้เวลาค่าหนึ่ง เรียกว่า transittime หรือ delay time ประจุพาหะส่วนนี้บางส่วน เมื่อเดินทางไปยังขั้วไฟฟ้าที่ทางออก จะเคลื่อนที่สะท้อนกลับมายังจุดกำเนิด ถ้าคาบเวลาของสัญญาณมีค่าใกล้เคียงหรือน้อยกว่า transit delay time ของประจุพาหะ จะทำให้เกิดสัญญาณรบกวน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- FLICKER NOISE หรือ CONTACT NOISE เกิดจากการกระเพื่อมของสภาพนำไฟฟ้า เนื่องจาก ความไม่สมบรูณ์ของจุดต่อระหว่างสาร 2 ชนิด เช่น หน้าสัมผัสของสวิทช์ จุดต่อของสารกึ่งตัวนำกับลวด (Ohmic contact) เป็นต้น
- POP CORN NOISE หรือ BURST NOISE เกิดจากข้อบกพร่องในการผลิต

2.2 ไอซีเบอร์ 555

ไอซีเบอร์ 555 เป็นวงจรรวม ที่สามารถตั้งเวลา และสร้างเป็นวงจรมัลติไวเบรเตอร์แบบต่างๆ เช่น โมโนสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ วงจรออสซิลเลเตอร์ (หรือวงจรถ่ายสัญญาณ) และวงจรถ่ายเวลา โครงสร้างภายในของไอซีเบอร์ 555 แสดงในรูปที่ 2.10



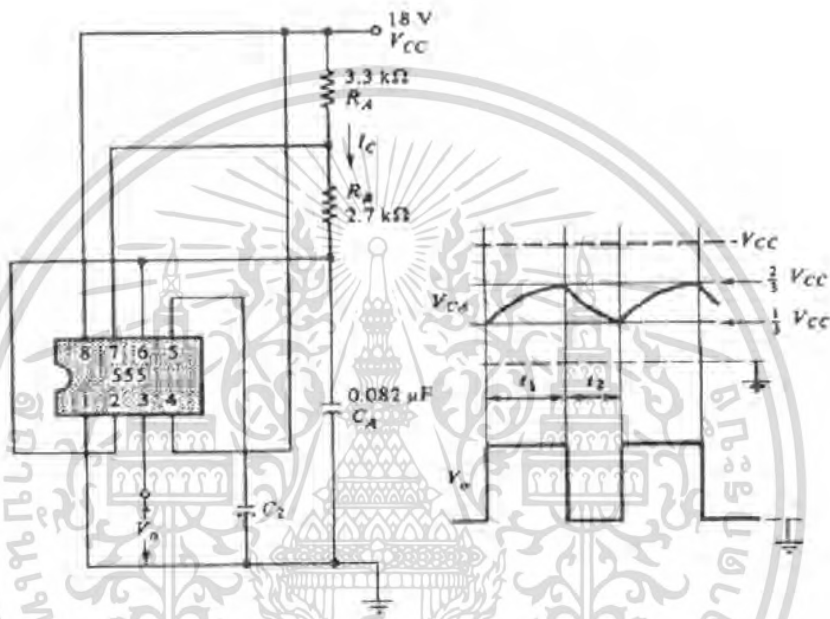
รูปที่ 2.10 โครงสร้างภายในของไอซีเบอร์ 555

โครงสร้างภายในของไอซีเบอร์ 555 ประกอบด้วย ออปแอมป์ ซึ่งทำหน้าที่เปรียบเทียบแรงดัน 2 ตัว ฟลิปฟลอป และ อินเวอร์เตอร์ 1 ตัว มีวงจรมีแรงดัน โดยมี R1, R2, R3 ต่ออยู่เพื่อป้อนให้กับวงจรเปรียบเทียบแรงดัน ตัวที่ 1 และตัวที่ 2 ซึ่งค่าเอาต์พุตจะป้อนให้กับ RS Flip Flop

และค่าเอาต์พุตที่ได้จะนำไปต่อกับทรานซิสเตอร์ 2 ตัว และค่าเอาต์พุตที่ได้จะนำไปใช้ประโยชน์ด้านการคำนวณเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการคำนวณใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.1 การสร้างวงจรอะอสเตบิลมัลติไวเบรเตอร์โดยใช้ไอซีเบอร์ 555

การสร้างวงจรอะอสเตบิลมัลติไวเบรเตอร์โดยใช้ไอซีเบอร์ 555 ทำได้โดยการต่อขา 12 (Trigger Input) เข้ากับขา 6 (Threshold) ซึ่งต่อกับตัวเก็บประจุอยู่ เพื่อให้แรงดันที่เปลี่ยนแปลงของตัวเก็บประจุ ป้อนเข้ากระดุนการทำงานของวงจรแทนการกระตุ้นสัญญาณจากภายนอก



รูปที่ 2.11 แสดงวงจรอะอสเตบิลมัลติไวเบรเตอร์โดยใช้ไอซีเบอร์ 555

การทำงานของวงจร เมื่อ V_{CA} ต่ำกว่า $1/3 V_{CC}$ แรงดันที่ขาออกของออปแอมป์เปรียบเทียบกับแรงดันตัวที่ 2 จะต่ำกว่าแรงดันที่ขาบวก (เนื่องจาก $V_{C3} = 1/3 V_{CC}$) เอาต์พุตของออปแอมป์ตัวที่ 2 จะเป็นสถานะ High และฟลิปฟล็อปจะอยู่ในสถานะเซ็ท (Set) ให้ Q' เป็นสถานะ Low ในขณะนี้ทรานซิสเตอร์ Q1 จะไม่ทำงาน และตัวเก็บประจุ C_A จะทำการเก็บประจุผ่านตัวต้านทาน R_A และ R_B เมื่อ C_A เก็บประจุจนมีค่าแรงดันเท่ากับ $2/3 V_{CC}$ ที่ขาบวกของออปแอมป์เปรียบเทียบกับแรงดันตัวที่ 1 จะเป็นสถานะ High ทำให้สถานะของฟลิปฟล็อปเป็นรีเซต ผลคือ Q' จะเป็นสถานะ High และทรานซิสเตอร์ Q1 จะทำงาน ทำให้ตัวเก็บประจุ C_A คายประจุผ่านทรานซิสเตอร์ Q1 ผ่านไปยังตัวต้านทาน R_B ซึ่งจะคายประจุจนกระทั่งแรงดัน V_{CA} มีค่าเท่ากับ $1/3 V_{CC}$ ที่จุดนี้เอาต์พุตของออปแอมป์ตัวที่ 2 จะมีสถานะเป็น High ทำให้เอาต์พุตของฟลิปฟล็อปเป็นสถานะ Low ทรานซิสเตอร์ Q1 จะไม่ทำงาน อีกครั้ง กระบวนการนี้จะเกิดต่อเนื่องตลอดไป ผลที่ได้รับคือแรงดันเอาต์พุตที่ขา 3 ของไอซีเบอร์ 555 เป็นรูปพัลส์สี่เหลี่ยมที่มีความกว้างพัลส์ เท่ากับ T ดังรูปที่ 2.11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 วงจรกรองความถี่

รูปแบบพื้นฐานของวงจรกรองความถี่ มีอยู่ด้วยกัน 4 แบบคือ

1. วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low-Pass Filter ,LPF) เป็นวงจรที่ยอมให้ความถี่ต่ำผ่านไปได้ดี และทำการลดทอนสัญญาณที่มีความถี่สูงออกไป
2. วงจรกรองความถี่สูงผ่าน (High-Pass Filter ,HPF) เป็นวงจรที่ยอมให้ความถี่สูงผ่านไปได้ดี และทำการลดทอนสัญญาณที่มีความถี่ต่ำออกไป
3. วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (Band-Pass Filter ,BPF) เป็นวงจรที่ยอมให้ช่วงความถี่บางช่วงผ่านไปได้ดี และทำการลดทอนสัญญาณที่มีความถี่ต่ำกว่าและสูงกว่าออกไป
4. วงจรกำจัดแถบความถี่ (Band-Reject Filter ,BRF) เป็นวงจรที่ยอมให้ความถี่ต่ำกว่าและสูงกว่าผ่านออกไปได้ดี และทำการลดทอนสัญญาณในช่วงแถบความถี่ที่กำหนดไว้

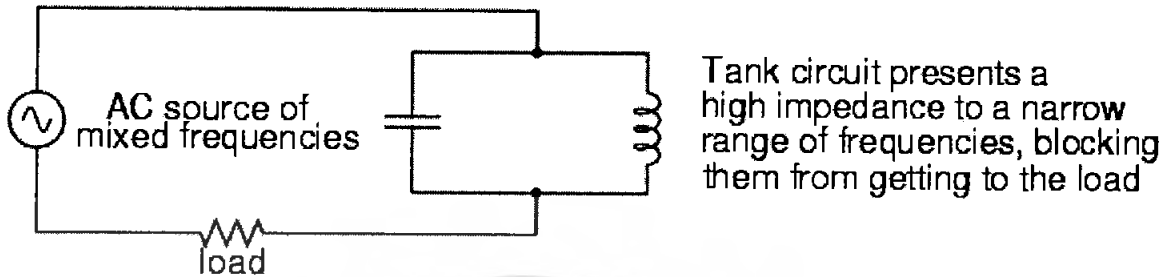
การสร้างวงจรกรองความถี่สามารถทำได้หลายวิธี ซึ่งจะแบ่ง ตามชนิดของวงจรกรองความถี่ตามอุปกรณ์ที่สร้างได้เป็น 2 ชนิด คือ

1. วงจรกรองแอกทีฟ (Active Filter) เป็นวงจรกรองความถี่ที่สร้างมาจาก อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ เช่น ทรานซิสเตอร์ ออปแอมป์ หรือไอซีวงจรรวมต่างๆ โดยนำมาต่อร่วมกับ ตัวต้านทานตัวเหนี่ยวนำ หรือตัวเก็บประจุ ข้อดีของวงจรแบบนี้ก็คือสามารถขยายสัญญาณ ได้ด้วย และยังสามารถทำงานในระบบบอดาล็อกหรือดิจิทัลก็ได้ด้วย

2. วงจรกรองพาสซีฟ (Passive Filter) เป็นวงจรกรองความถี่ที่สร้างมาจากอุปกรณ์ 3 ตัวคือ ตัวต้านทาน (R) ตัวเหนี่ยวนำ(L) และตัวเก็บประจุ (C) เนื่องจาก อิมพีแดนซ์ของ C และ L จะเปลี่ยนแปลงตามความถี่ โดยการนำไปต่อในวงจรตามตำแหน่งที่เหมาะสม (อนุกรม/ขนาน)

ในระบบสื่อสาร โดยทั่วไป เราจะใช้สัญญาณที่เป็นสัญญาณผ่านแถบ ที่ซึ่งสเปกตรัมของสัญญาณมีค่าอยู่ในช่วงความถี่หนึ่งๆ ดังนั้นเพื่อที่จะผ่านสัญญาณนี้อย่างเหมาะสม ระบบที่จะเป็นทางผ่านของสัญญาณนี้จึงควรที่จะเป็นระบบผ่านแถบเช่นกัน วงจรกรองพาสซีฟอย่างง่ายคือวงจรกรองอันดับสอง หรือ ไบควอด(Biquad) ที่สร้างมาจากตัวกำทอน(Resonant) โดยจะเริ่มพิจารณาจากวงจรแทงค์LC (LC tank)

2.3.1 วงจรเทงก์ LC



รูปที่ 2.12 วงจรเทงก์ LC

วงจรกำหนดแบนด์พาสอย่างง่ายประกอบด้วยตัวเก็บประจุ และขดลวดเหนี่ยวนำต่อขนานกัน ซึ่งจะให้อาชีพที่เป็นสัญญาณรูปไซน์ความถี่คงที่ โดยอาศัยหลักการแลกเปลี่ยนพลังงานระหว่างตัวเก็บประจุและขดลวดเหนี่ยวนำ จากวงจรเมื่อความถี่ออสซิลเลทมีค่าเพิ่มขึ้นค่ารีแอกแตนซ์ของตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าเพิ่มขึ้น ตรงข้ามกับตัวเก็บประจุซึ่งจะมีค่าน้อยลง เมื่อค่ารีแอกแตนซ์ของตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำมีค่าเท่ากันจะได้ว่า

ค่ารีแอกแตนซ์ของตัวเก็บประจุ $X_L = 2\pi fL$

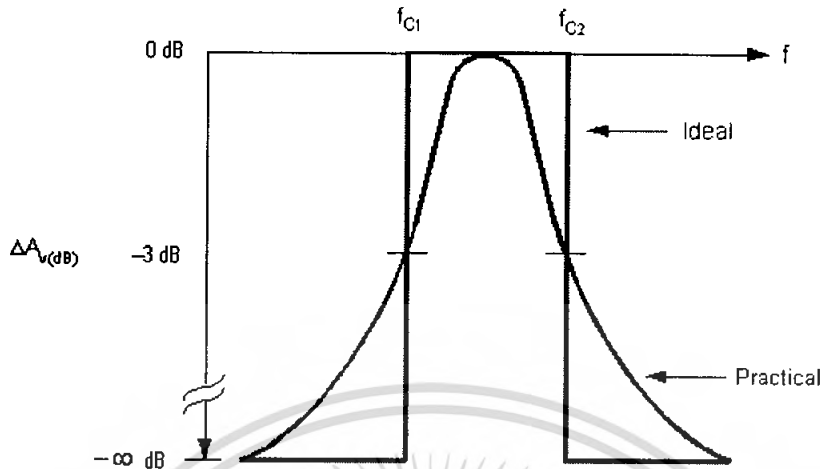
ค่ารีแอกแตนซ์ของตัวเหนี่ยวนำ $X_C = \frac{1}{2\pi fC}$

$X_L = X_C$; $2\pi fL = \frac{1}{2\pi fC}$

$$f^2 = \frac{1}{2\pi^2 LC}$$

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

ความถี่ที่ใช้กำหนดในวงจรเทงก์ ขึ้นกับค่าของตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำเพียงอย่างเดียว ไม่ขึ้นกับขนาดของแรงดัน หรือกระแส ในวงจรออสซิลเลเตอร์ทางอินพุท วงจรเทงก์สามารถใช้ในการจำกัดความถี่ หรือช่วงความถี่ที่ต้องการ โดยทำการคัดเลือกความถี่ หรือกรองความถี่ที่ต้องการออกจากความถี่ค่าอื่นได้



รูปที่ 2.13 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรแท่งค้ำ

ในทางอุดมคติวงจรแท่งค้ำจะสามารถลดทอนสัญญาณที่อยู่ภายนอกช่วงความถี่ f_{c1} และ f_{c2} ให้เป็นศูนย์ (อัตราขยาย = $-\infty$ dB) ที่ความถี่ f_{c1} อัตราขยายจะมีค่าเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว จนกระทั่งความถี่เป็น f_{c2} อัตราขยายจะตกลงเป็นศูนย์ทันที โดยความถี่ที่อยู่ในช่วง f_{c1} และ f_{c2} เท่านั้นที่สามารถผ่านไปได้ แต่ในทางปฏิบัติ อัตราขยายไม่สามารถเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดได้ ดังนั้นข้อควรคำนึงถึงในการออกแบบคือ

- ควรออกแบบให้วงจรมีการตอบสนองใกล้เคียงกับทางอุดมคติมากที่สุด
- สำหรับการใช้งานทั่วไปควรออกแบบให้วงจรมีค่าแบนด์วิดท์ที่ต่ำๆ

การออกแบบให้วงจรมีการตอบสนองใกล้เคียงกับทางอุดมคติ นั้นขึ้นกับค่า Quality factor หรือ ค่า Q มีค่าเท่ากับ

$$Q = \frac{f_0}{BW}$$

จากความสัมพันธ์ วงจรมีแบนด์วิดท์แคบๆ (มีค่าน้อย) ค่า Q ก็จะมีค่ามาก

ในทางปฏิบัติวงจรแท่งค้ำ โดยทั่วไปจะมี ค่า Q อยู่ในช่วง

$$10 < Q < 100$$

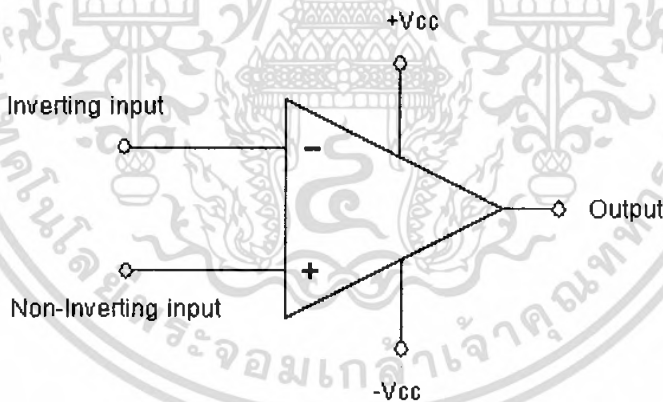
(เป็นไปได้ที่จะมี Q นอกเหนือไปจากช่วงนี้ แต่ต้องการการออกแบบเป็นพิเศษ) ดังนั้นในทางปฏิบัติ สัญญาณแถบผ่านจึงควรที่จะมีอัตราส่วนของ f_0/BW อยู่ในช่วงนี้ด้วย ทั้งนี้ก็เพื่อป้องกันการเกิดความเพี้ยนนั่นเอง จากเงื่อนไขนี้ จึงเขียนความสัมพันธ์ได้ว่า

$$0.01 < BW/f_0 < 0.1$$

2.4 วงจรขยายสัญญาณ (Operating Amplifier)

2.4.1 คุณสมบัติของออปแอมป์

ออปแอมป์ (Op-Amp) เป็นชื่อย่อสำหรับเรียกวงจรถ่ายขยายที่มาจาก Operating Amplifier เป็นวงจรถ่ายขยายแบบต่อตรง (Direct coupled amplifier) ที่มีอัตราขยายสูงมากใช้การป้อนกลับแบบลบไปควบคุมลักษณะการทำงาน ทำให้ผลการทำงานของวงจรไม่ขึ้นกับพารามิเตอร์ภายในของออปแอมป์ วงจรภายในประกอบด้วยวงจรถ่ายขยายที่ต่ออนุกรมกัน ภาควิธีคือ วงจรถ่ายขยายดิฟเฟอเรนเชียลด้านทางเข้า วงจรถ่ายขยายดิฟเฟอเรนเชียลภาคที่สอง วงจรเลื่อนระดับและวงจรถ่ายขยายกำลังด้านทางออก สัญลักษณ์ที่ใช้แทนออปแอมป์จะเป็นรูปสามเหลี่ยม ไอซีออปแอมป์เป็นไอซีที่แตกต่างไปจากลิเนียร์ไอซีต่างๆ ไปคือ ไอซีออปแอมป์มีขาอินพุท 2 ขา เรียกว่าขาเข้าไม่กลับเฟส (Non-Inverting Input) หรือ ขา + และขาเข้ากลับเฟส (Inverting Input) หรือขา - ส่วนทางด้านออกมีเพียงขาเดียว เมื่อสัญญาณป้อนเข้าขาไม่กลับเฟสสัญญาณทางด้านออกจะมีเฟสตรงกับทางด้านเข้า แต่ถ้าป้อนสัญญาณเข้าที่ขาเข้ากลับเฟส สัญญาณทางออกจะมีเฟสต่างไป 180 องศา จากสัญญาณทางด้านเข้า



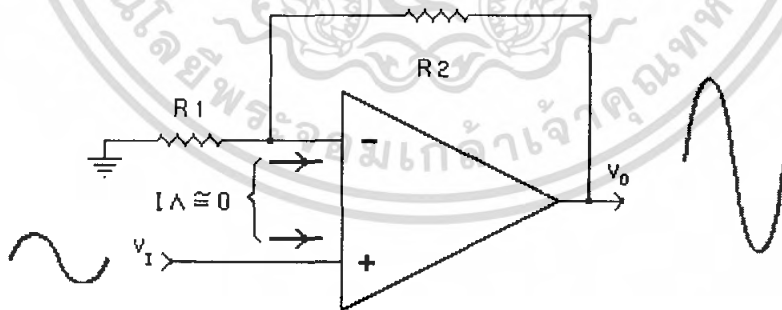
รูปที่ 2.14 แสดงสัญลักษณ์ออปแอมป์

คุณสมบัติของออปแอมป์ในทางอุดมคติ

1. อัตราขยายมีค่าสูงมากเป็นอนันต์หรือ อินฟินิตี้
2. อินพุตอิมพีแดนซ์มีค่าสูงมากเป็นอนันต์
3. เอาท์พุทอิมพีแดนซ์มีค่าต่ำมากเท่ากับศูนย์
4. ความกว้างของแบนด์วิท (Bandwidth) ในการขยายสูงมาก
5. สามารถขยายสัญญาณได้ทั้งสัญญาณ AC และ DC
6. การทำงานไม่ขึ้นกับอุณหภูมิ

เมื่อศึกษาคุณสมบัติของออปแอมป์ในอุดมคติแล้วพบว่า ออปแอมป์ได้รวมข้อดีของวงจรขยายไว้ได้อย่างครบถ้วน เนื่องจากมีอัตราขยายเป็นอนันต์และสามารถขยายสัญญาณได้ทั้งไฟกระแสถัดและไฟกระแสตรง การนำไปใช้งานในบางครั้งเมื่อต้องการลดอัตราขยายก็สามารถทำได้โดยการป้อนกลับ (Feed Back) และข้อดีอีกประการหนึ่งก็คือ อินพุตอิมพีแดนซ์มีค่าสูงมาก จึงทำให้เหมือนไม่มีกระแสอินพุทไหลเลย ลักษณะเช่นนี้จึงทำให้วงจรทางอินพุทไม่โหลดวงจรส่งกำลังในส่วนหน้า ส่วนทางด้านเอาท์พุทก็มีอิมพีแดนซ์ต่ำมากเป็นศูนย์ซึ่งสามารถนำไปเชื่อมต่อกับวงจรอื่นได้ดี

2.4.2. วงจรขยายแบบไม่กลับเฟส (Non-Inverting Amplifier)



รูปที่ 2.15 วงจรขยายออปแอมป์แบบไม่กลับเฟส

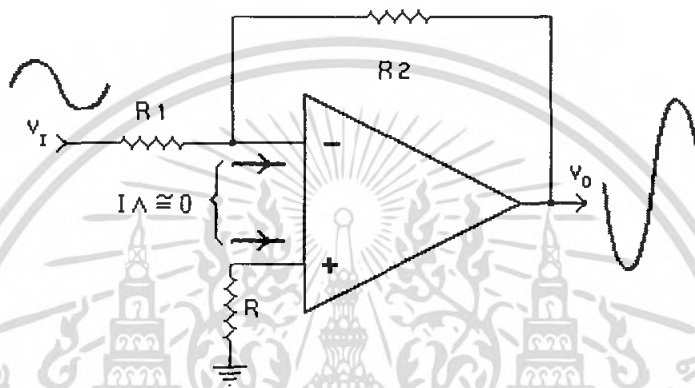
วงจรวจรขยายนี้เป็นวงจรวจรขยายอีกแบบหนึ่งที่ต้องการเฟสในการขยายเป็นเฟสเดียวกัน ดังนั้นการป้อนสัญญาณอินพุทจึงต้องป้อนเข้าที่ขาอินพุทไม่กลับเฟส (+) ซึ่งเมื่อขยายออกที่เอาท์พุทแล้วจะได้สัญญาณเอาท์พุทที่มีเฟสเหมือนเดิม ดังนั้นในวงจรวจรขยายแบบไม่กลับเฟสนี้การป้อนกลับเพื่อลดอัตราขยายจึงยังคงต้องป้อนไปยังขาอินเวอร์ตติ้ง (-) เพื่อให้เกิดการหักล้างของสัญญาณกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภายในตัวไอซีออปแอมป์ โดยสามารถหาอัตราขยายของวงจรได้จากสูตร

$$A_v = \frac{R_2}{R_1} + 1$$

2.4.3 วงจรขยายแบบกลับเฟส (Inverting Amplifier)



รูปที่ 2.16 วงจรขยายออปแอมป์แบบกลับเฟส

ในวงจรขยายออปแอมป์นั้นสามารถที่จะกำหนดอัตราขยายของวงจรได้โดยการใช้วงจรเนกาทีฟฟีดแบ็ค (Negative Feedback) เมื่อเราป้อนสัญญาณเข้าทางขากลับเฟส (ขา -) แรงดันด้านทางออกจะมีมูมเฟสต่างไปจากแรงดันทางเข้า 180 องศา ซึ่งมีลักษณะตรงข้าม สัญญาณตรงกันข้ามนี้จะถูกป้อนกลับผ่าน R_2 เข้ามายังขาอินเวอร์ตอีกครึ่งหนึ่ง ตรงจุดนี้จะทำให้สัญญาณเกิดการหักล้างกันอัตราขยายก็จะลดลง ถ้าตัวต้านทานที่เป็นตัวป้อนกลับมีค่ามาก จะทำให้สัญญาณป้อนกลับมีขนาดเล็กอัตราขยายออกจึงสูง ถ้าตัวต้านทานที่ป้อนกลับมีค่าน้อยสัญญาณป้อนกลับไปได้มากอัตราขยายก็จะลดลง ฉะนั้นอัตราส่วนของความต้านทาน R_1 และ R_2 จะเป็นตัวกำหนดอัตราขยายของวงจร โดยไม่ขึ้นกับอัตราขยายของออปแอมป์ ซึ่งสามารถหาอัตราขยายแรงดันได้จากสูตร

$$A_v = -\frac{R_2}{R_1}$$

2.5 ลักษณะทั่วไปของสายส่งกำลังไฟฟ้า

สายไฟฟ้าโดยทั่วไปมี 2 ลักษณะด้วยกันคือ สายแข็ง (Solid wire) และสายตีเกลียว (Stranded Wire) และวัสดุที่นำมาใช้เป็นสายไฟฟ้ามีทั้งอะลูมิเนียม และทองแดง สายไฟฟ้าที่ทำจากอะลูมิเนียมมักจะเป็นสายไฟแรงสูงในระบบสายส่ง และเป็นสายเปลือยมากกว่าที่จะใช้ทำเป็นสายไฟแรงต่ำ ส่วนสายไฟฟ้าที่ทำจากทองแดงสามารถแบ่งออกได้เป็นสายเปลือย และสายหุ้มฉนวน สายไฟที่ทำจากทองแดงจะต้องมีองค์ประกอบของทองแดง ไม่น้อยกว่า 98% และสายไฟที่ทำจากอะลูมิเนียมต้องมีองค์ประกอบของอะลูมิเนียม ไม่น้อยกว่า 99.3%

2.5.1 ชนิดของสายไฟหุ้มฉนวน

ฉนวนที่ใช้หุ้มสายไฟแต่ละชนิดแตกต่างกันเพื่อให้เหมาะสมกับสภาพการใช้งาน

- ชนิด IV

สายส่งชนิดนี้ทำด้วยทองแดงหุ้มด้วยฉนวน PVC ใช้ติดตั้งในบ้านพักอาศัยทั่วไป สามารถทนอุณหภูมิสูงถึง 60 องศาเซลเซียส ใช้กับแรงดันไฟฟ้า 250 โวลต์ และใช้เป็นสายเมนจากวัดค้อโฮ้ห่มมิเตอร์เข้าบ้านได้

- ชนิด VCT

ตัวนำไฟฟ้าทำด้วยทองแดง หุ้มด้วยฉนวน PVC ใช้ติดตั้งเครื่องจักรกลต่างๆ สามารถทนอุณหภูมิสูงถึง 60 องศาเซลเซียสและใช้ได้กับแรงดันไฟฟ้า 750 โวลต์

- ชนิด VAF

ตัวนำไฟฟ้าทำด้วยทองแดง หุ้มด้วยฉนวน PVC ใช้ติดตั้งในบ้านพักอาศัยทั่วไป สามารถทนอุณหภูมิได้ถึง 60 องศาเซลเซียส ใช้กับแรงดันไฟฟ้า 250 โวลต์

- ชนิด TW

ตัวนำไฟฟ้าทำด้วยทองแดง หุ้มด้วยฉนวน PVC ใช้ติดตั้งในบ้านพักอาศัย สำนักงาน และงานอุตสาหกรรมทั่วไป สามารถทนอุณหภูมิสูงถึง 60 องศาเซลเซียสและใช้ได้กับแรงดันไฟฟ้า 750 โวลต์

- ชนิด THW

ตัวนำไฟฟ้าทำด้วยทองแดง หุ้มด้วยฉนวน PVC ใช้งานกรณีเดียวกับแบบ TW แต่ทนอุณหภูมิได้สูง 75 องศาเซลเซียส และใช้กับแรงดัน 750 โวลต์

- ชนิด NYY

ตัวนำไฟฟ้าทำด้วยทองแดง หุ้มด้วยฉนวน PVC ใช้ติดตั้งใต้พื้นดิน สามารถทนอุณหภูมิสูงถึง 60 องศาเซลเซียสและใช้ได้กับแรงดันไฟฟ้า 750 โวลต์

- ชนิด VFF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวนำไฟฟ้าทำด้วยทองแดง ชนิดงอได้ ใช้กับเครื่องใช้ไฟฟ้าที่เคลื่อนที่ได้ สามารถทนอุณหภูมิได้ถึง 60 องศาเซลเซียส ใช้กับแรงดันไฟฟ้า 250 โวลต์

- ชนิด AV

ตัวนำไฟฟ้าทำด้วยทองแดง หุ้มด้วยฉนวน PVC ใช้ติดตั้งกับงานไฟฟ้ารถยนต์ สามารถทนอุณหภูมิได้ถึง 60 องศาเซลเซียส ใช้กับแรงดันไฟฟ้าต่ำ

2.5.2 สภาพแวดล้อมของสายไฟฟ้ากำลัง

สายไฟฟ้าทุกเส้นมีความต้านทานภายใน ความต้านทานของสายไฟนี้จะมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับความยาวถ้าสายไฟมีความยาวมาก ความต้านทานก็มากตาม ดังนั้นเมื่อมีกระแสไหลผ่านสายไฟ จะเกิดแรงดันไฟฟ้าลดที่สายนั้น เมื่อแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนให้กับเครื่องใช้ไฟฟ้าลดลงต่ำกว่าขนาดที่เครื่องใช้ไฟฟ้ากำหนด ก็จะทำให้การทำงานผิดพลาด หรือไม่เท่าที่ควร

แรงดันไฟฟ้าที่สายป้อน feeder ไม่ควรเกิน 2% และแรงดันไฟฟ้าลดที่วงจรย่อย ไม่ควรเกิน 3% หรือทั้งสายป้อนและวงจรย่อยรวมกันแล้ว ไม่ควรเกิน 5% ข้อแนะนำนี้เป็นค่าสูงสุด แต่ถ้าจะให้ดีไม่ควรเกิน 2%

เนื่องจากสายส่งของระบบไฟฟ้ากำลังถูกออกแบบมาเพื่อใช้ในการส่งสัญญาณไฟฟ้ากำลัง 50 หรือ 60 Hz เท่านั้น โดยไม่ได้คำนึงถึงการส่งสัญญาณสื่อสารความถี่สูง ดังนั้นปัญหาที่สำคัญที่อาจเกิดขึ้นกับการส่งสัญญาณสื่อสารนี้คือ

- การลดทอนของสัญญาณสื่อสาร อันเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงอิมพีแดนซ์ของสายไฟฟ้า ซึ่งอิมพีแดนซ์จะเปลี่ยนแปลงเนื่องจากอุปกรณ์ที่ต่อเข้ากับระบบไฟฟ้าทำให้สัญญาณสื่อสารถูกลดทอนได้ อีกประการหนึ่งคือที่จุดเชื่อมต่อกับอุปกรณ์ไฟฟ้ามีอิมพีแดนซ์ไม่เท่ากัน สัญญาณสื่อสารบางส่วนจะสะท้อนกลับ ทำให้เกิดการลดทอนได้เช่นกัน
- สัญญาณรบกวนต่างๆ ในระบบไฟฟ้าเช่น Impulse noise, White noise, Continuous wave source โดยที่ Impulse noise เกิดจากการต่อ โหลดประเภทอินดักทีฟ เข้ากับระบบไฟฟ้าจะเกิดสัญญาณ อิมพัลส์ขึ้น มีหน้าคลื่นชันเป็นสัญญาณรบกวนที่ป้องกันได้ยาก และถ้าหากในระบบมีโหลดประเภทคาปาซิทีฟ ที่สามารถเกิดรีโซแนนซ์ กับความถี่ของสัญญาณรบกวนอิมพัลส์ พอดี จะเกิดสัญญาณรบกวนที่เรียกว่า Continuous wave source ซึ่งจะรบกวนสัญญาณสื่อสารตลอดเวลาโดยที่ไม่สามารถคาดได้ว่า สัญญาณรบกวนนี้จะมีค่าเท่าใด และยังมีสัญญาณรบกวนอีกอย่างหนึ่งที่มีการกระจายของพลังงานทุกความถี่ เรียกว่า White noise

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

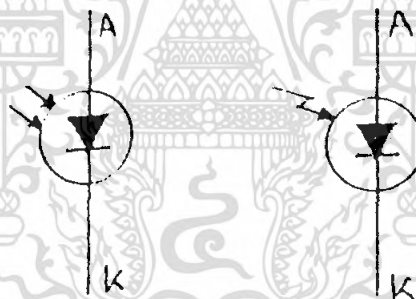
- ผลกระทบจากการติดตั้งสายไฟฟ้าหลายเส้นทางเนื่องจากระบบไฟฟ้ากำลังจะมีการส่งสัญญาณไฟฟ้าไปตามสายไฟฟ้าหลายเส้นทางและความยาวของสายไฟฟ้างี้จะต่างกัน สัญญาณสื่อสารที่ถูส่งไปตามสายไฟฟ้าเส้นต่างๆ จะมีเฟสต่างกันหากมาบรรจบกัน สัญญาณอาจถูกลดทอนได้ หรืออาจจะหายไปที่จุดบรรจบนั้นมีสัญญาณสื่อสารจาก สองเส้นทางที่มีเฟสต่างกัน 180 องศาพอดี

อิมพีแดนซ์ภายในสายมีค่าประมาณ 10-100 โอห์ม ขนาดของตัวเก็บประจุภายในสายประมาณ 10-100 พิโคฟารัด ต่อ 1000 ฟุต ขนาดความต้านทานในสายประมาณ 0.1-1 โอห์ม ต่อ 1000 ฟุต ความต้านทานในสายยังมีความไม่แน่นอนขึ้นอยู่กับจำนวนการต่ออุปกรณ์ไฟฟ้าอีกด้วย

2.6 โฟโตไดโอด

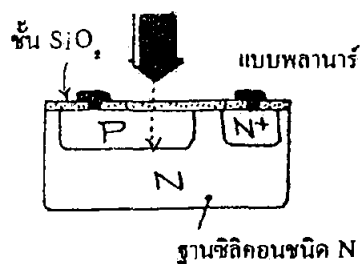
2.6.1 PN โฟโตไดโอด

PN โฟโตไดโอด (Photo Diode : PD) เป็นสารกึ่งตัวนำที่จะให้กระแสไหลผ่านได้เมื่อถูกแสง ถ้าใช้รอยต่อ พี-เอ็น ก็จะเรียกว่า พี-เอ็นโฟโตไดโอด สารกึ่งตัวนำที่ใช้ก็จะเป็นซิลิคอน



รูปที่ 2.17 แสดงสัญลักษณ์ของ PN-Photodiode

รอยต่อ พี-เอ็น เป็นรอยต่อของสารกึ่งตัวนำชนิด พี และ เอ็น ชนิด พี เกิดจากการเจือสารพวกแอกเซปเตอร์ (acceptor) ส่วนชนิด เอ็น เกิดจากการเจือสารจำพวกโดเนอร์ (donor)



รูปที่ 2.18 แสดงโครงสร้างของ PN-Photodiode

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

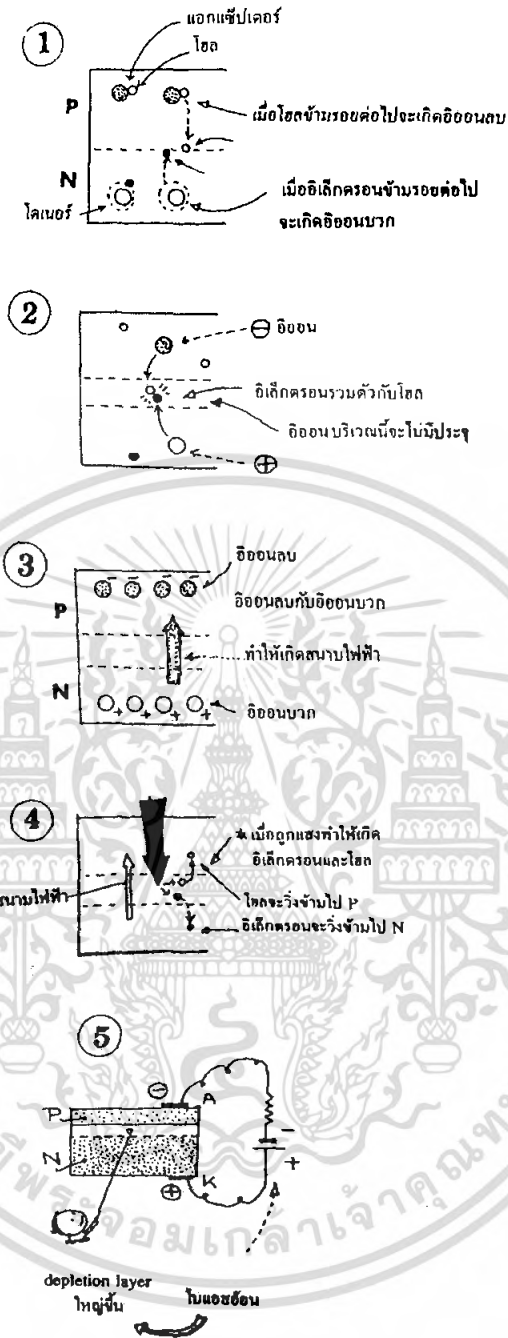
ตรงบริเวณรอยต่อ พี-เอ็น นี้ จากรูป 2.18 จะเห็นว่าโฮลในสารชนิด พี และอิเล็กตรอนในสารชนิด เอ็น จะแพร่กระจายเข้ามา ทำให้เกิดการรวมตัวกันในบริเวณนี้ จึงไม่มีประจุไฟฟ้าบริเวณรอยต่อนี้ทำให้เกิดชั้นที่เรียกว่า depletion layer ขึ้น

ในสารชนิด พี เมื่อโฮลลดน้อยลงก็จะเกิดอ็อนประจุลบ ส่วนในสารชนิด เอ็น เมื่ออิเล็กตรอนน้อยลงก็จะเกิดประจุบวกขึ้น ดังนั้นบริเวณรอยต่อจะเห็นประจุลบและบวกทั้งสองด้าน จึงเกิดสนามไฟฟ้าขึ้น

เมื่อมีแสงมาตกกระทบที่รอยต่อ พี-เอ็น นี้ พลังงานแสงจะเร่งทำให้อิเล็กตรอนหลุดออกจากอะตอมทำให้เกิดโฮล อิเล็กตรอนที่มีประจุลบและโฮลที่มีประจุบวกจะถูกแรงของสนามไฟฟ้าตรงรอยต่อทำให้เกิดการเคลื่อนที่ข้ามรอยต่อได้คือ กระแสไหลตรงรอยต่อ พี-เอ็น ได้

ดังนั้น จะเห็นว่าเมื่อฉายแสงไปที่รอยต่อจะเกิดกระแสไหล จึงใช้เป็นโฟโตเซ็นเซอร์ได้ อิเล็กตรอนและโฮลที่เกิดจากรอยต่อนั้น ถ้าทิ้งไว้เฉยๆอาจรวมตัวกันอีก ดังนั้นตรงบริเวณรอยต่อจึงมักให้แรงดันไบอัสย้อนกลับไว้ ตามรูป 2.19(4) เพื่อให้ depletion layer มีขนาดใหญ่ขึ้น



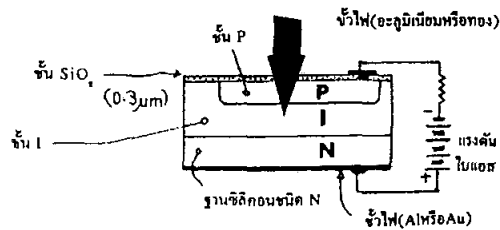
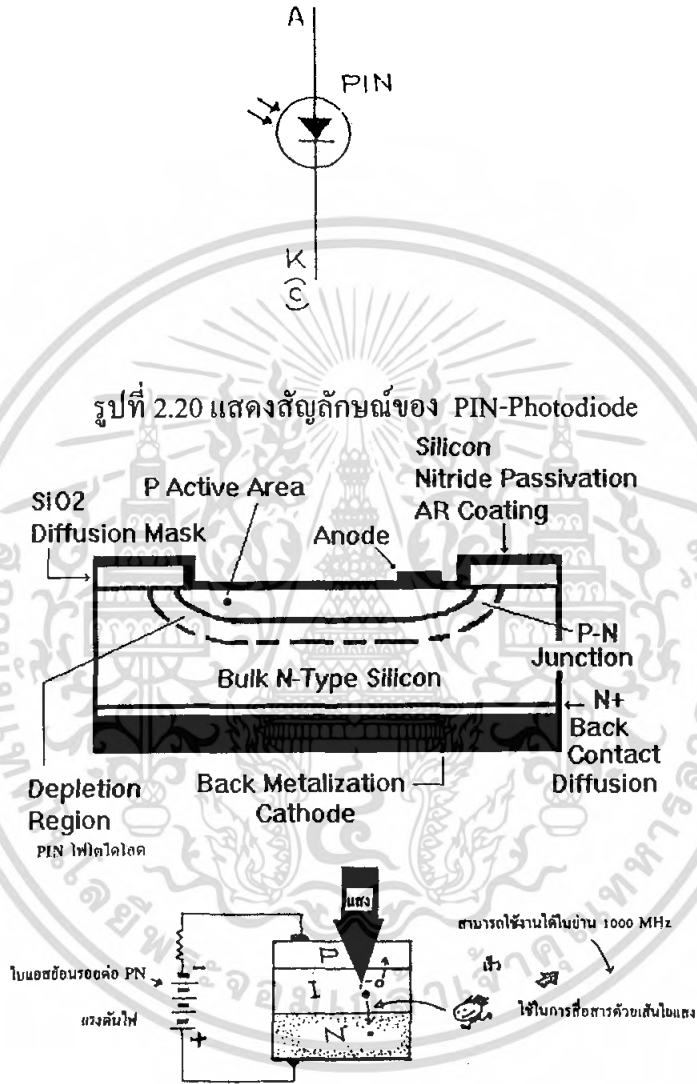


รูปที่ 2.19 แสดงการทำงานของ PN-Photodiode

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.2 PIN โฟโตไดโอด

มีรูปร่างเหมือน พี-เอ็น โฟโตไดโอดที่ได้กล่าวไว้ในหัวข้อที่ผ่านมา เพียงแต่เพิ่มชั้น I ตรงกลางระหว่างชั้น พีและ เอ็น จึงมีชั้น PIN ตามชื่อของโฟโตไดโอด



รูปที่ 2.21 แสดงโครงสร้างและการทำงานของ PIN-Photodiode

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชั้น I เป็นชั้นของสารกึ่งตัวนำที่ไม่เป็นทั้งชนิด พี และ เอ็น เป็นชั้นของสารกึ่งตัวนำบริสุทธิ์ ไม่มีสารเจือปน I ย่อมาจากคำว่า Intrinsic

เมื่อสอดชั้น I เข้าไปในระหว่างชั้น พี และ เอ็น แล้วจะทำให้เกิด depletion layer ที่มีค่าความต้านทานสูง และชั้นของสารกึ่งตัวนำจะมีความหนามากขึ้น

เมื่อไบอัสย้อนรอยต่อ พี-เอ็น นี้ (ชั้นลบที่สาร พี ขั้วบวกที่สาร เอ็น) จะทำให้แรงดันเกือบทั้งหมดมาตกคร่อมบนชั้น I นี้ ทำให้เกิดสนามไฟฟ้าที่แรงขึ้น

เมื่อนำแสงให้ตกกระทบบนรอยต่อจะมีอิเล็กตรอนหลุดออกจากอะตอม เนื่องจากแสงจะเข้ามาจากชั้น พี เข้ามาในชั้น I จึงทำให้ในชั้น I เกิดโฮลและอิเล็กตรอนขึ้น โฮลและอิเล็กตรอนที่เกิดจากแสงนี้จะถูกอิทธิพลของสนามไฟฟ้าที่ชั้น I ผลักดันให้เกิดการเคลื่อนที่ อิเล็กตรอนจะวิ่งไปที่ขั้วบวกของสาร เอ็น ส่วนโฮลจะวิ่งไปที่ขั้วลบของสาร พี เกิดกระแสไหลขึ้น ถ้าเพิ่มแรงดันไบอัสให้มากขึ้น การเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนและโฮลจะเร็วขึ้นมาก เมื่อเทียบกับ พี-เอ็น โฟโตไดโอดธรรมดา ทำให้สามารถวัดการเปลี่ยนแปลงของแสงได้อย่างรวดเร็ว หมายถึงมีผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงของแสงเร็วนั่นเอง

PIN โฟโตไดโอดมีความเร็วในการทำงานสูงสามารถใช้กับความถี่ได้สูงถึง 1 กิกะเฮิรตซ์ จึงใช้เป็นตัวรับแสงเพื่อตรวจวัดการเปลี่ยนแปลงของแสงใช้ในการสื่อสารด้วยเส้นใยแสง ใช้ในการส่งสัญญาณ PCM ของโทรศัพท์ และยังใช้เป็นตัวรับแสงของรีโมทคอนโทรลของเครื่องวีดีโออีกด้วย



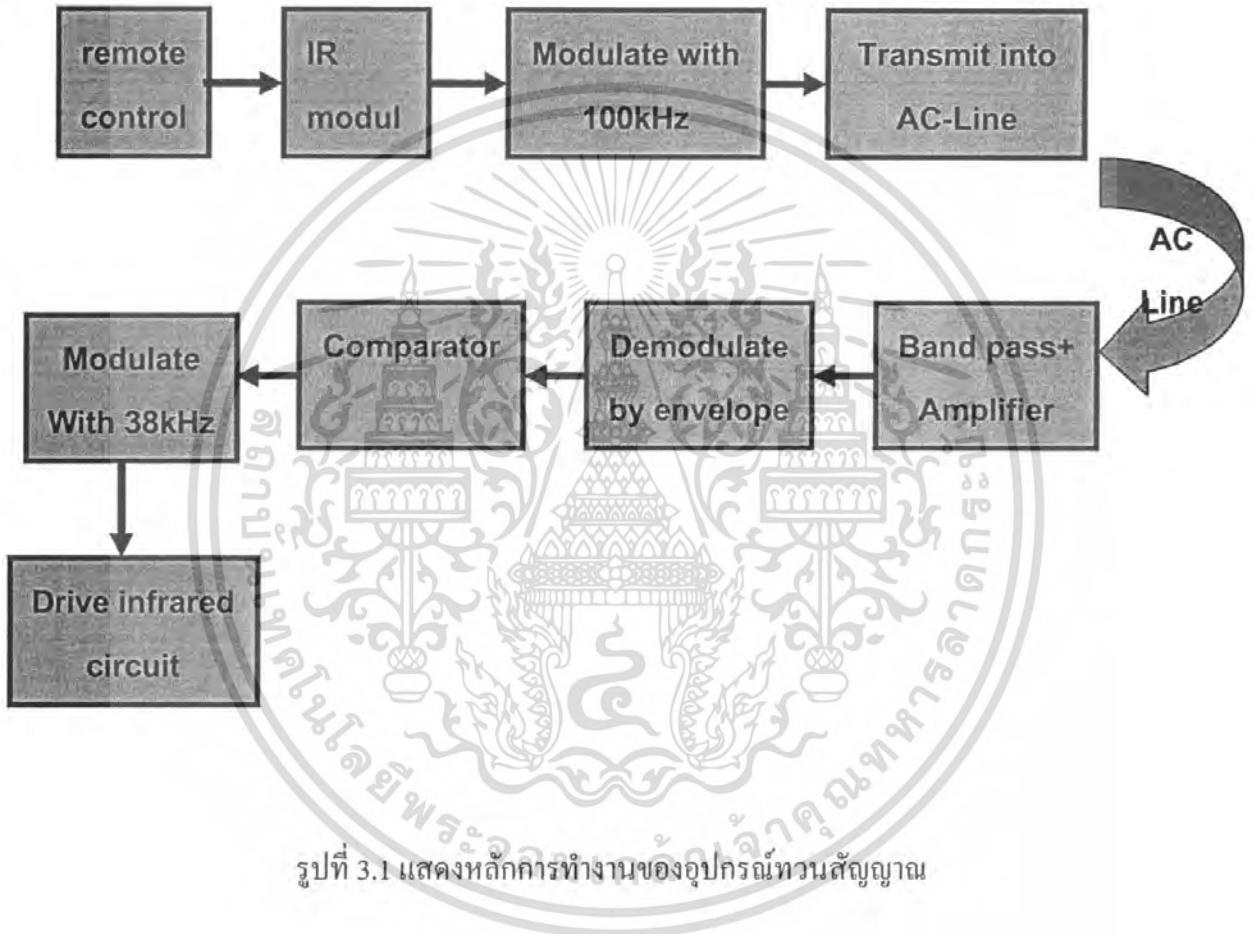
รูปที่ 2.22 แสดง Photodiode

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การออกแบบ

การออกแบบวงจรจะแบ่งเป็น 2 ส่วนใหญ่ๆ คือ ส่วนของภาครับสัญญาณและส่วนของภาคส่งสัญญาณ แสดงดังรูปที่ 3.1

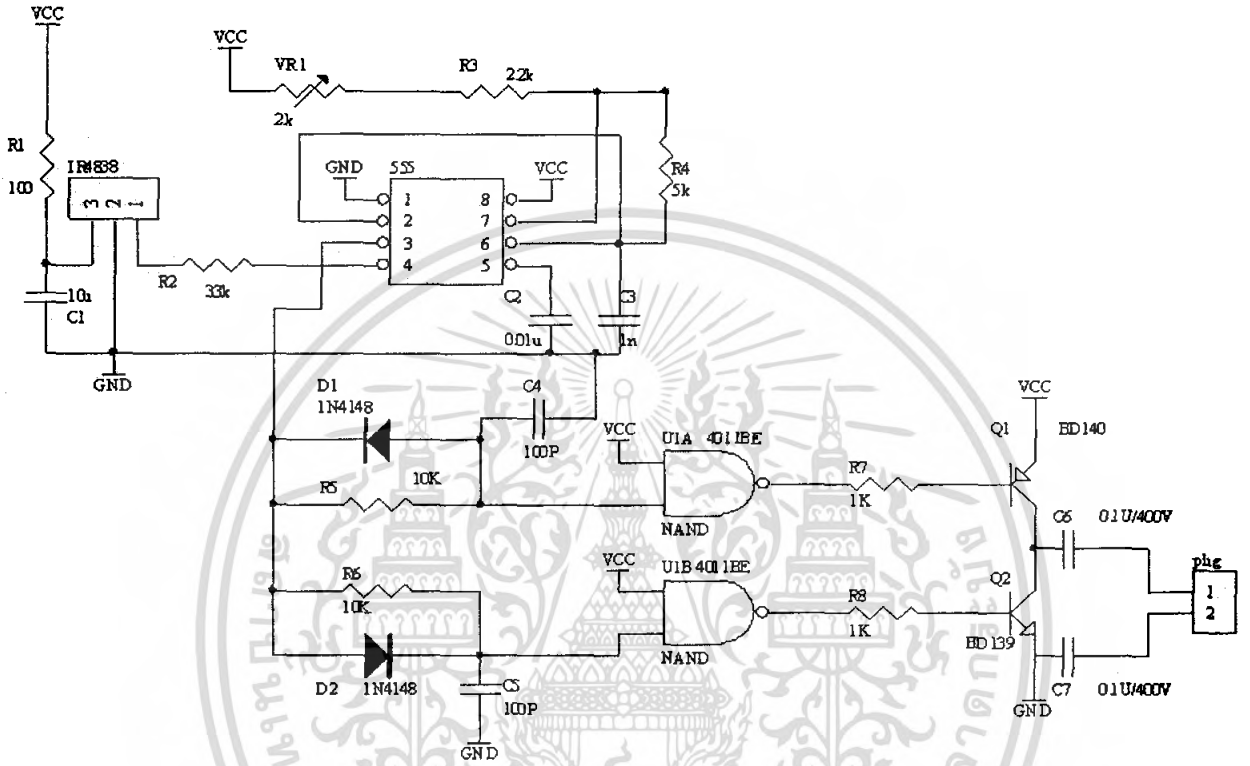


รูปที่ 3.1 แสดงหลักการทำงานของอุปกรณ์ทวนสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

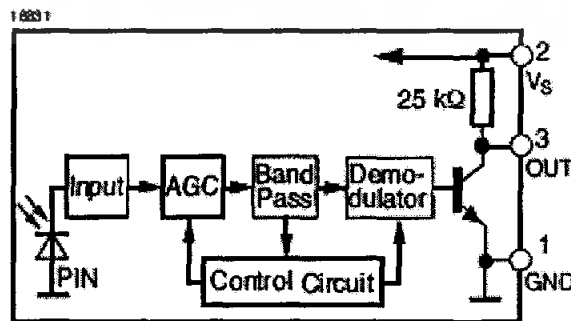
3.1 ภาครับสัญญาณจากรีโมทคอนโทรล

ภาครับสัญญาณ จะทำหน้าที่รับสัญญาณจากรีโมทคอนโทรล แล้วส่งสัญญาณนั้นผ่านไปยังสายไฟบ้าน



รูปที่ 3.2 วงจรภาครับสัญญาณ

3.1.1. โมดูลรับสัญญาณ อินฟราเรด ทำหน้าที่รับสัญญาณอินฟราเรดจากรีโมทคอนโทรล แล้วนำสัญญาณที่ได้มาแปลงเป็นรหัสข้อมูลออกมา

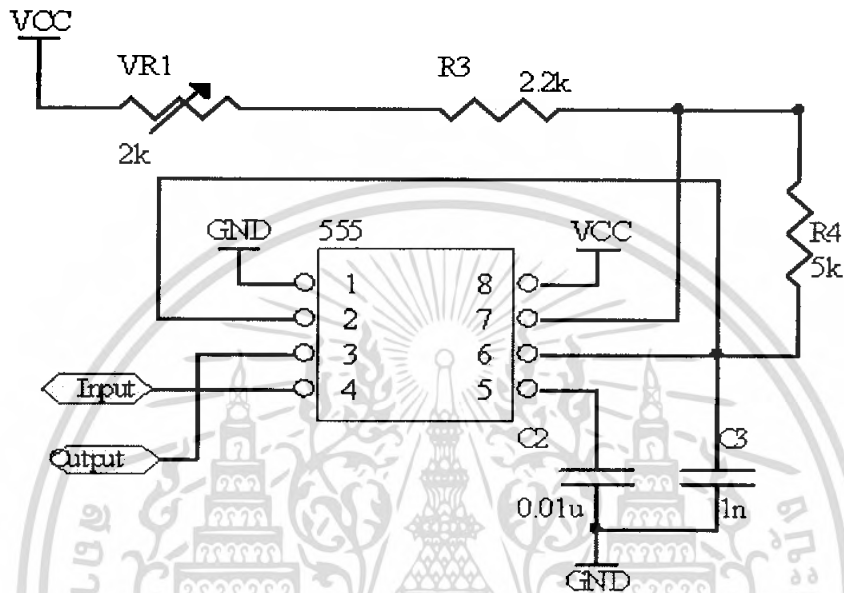


รูปที่ 3.3 แสดงวงจรภายในของโมดูลรับสัญญาณ อินฟราเรด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.2 วงจรสร้างสัญญาณพัลส์ 100 kHz

โดยใช้วงจรออสซิลเลเตอร์ มัลติไบรเบรเตอร์โดยใช้ ไอซี ซีมอส NE555



รูปที่ 3.4 วงจรออสซิลเลเตอร์ มัลติไบรเบรเตอร์ ที่ใช้ ไอซี เบอร์ 555 (100 kHz)

การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ มัลติไบรเบรเตอร์ ที่ใช้ ไอซี เบอร์ 555 ทำได้โดยการต่อขา Trigger เข้าด้วยกันกับขา Threshold ทำให้วงจรสามารถสร้างพัลส์ โดยอาศัยความสัมพันธ์ของการเก็บและคายประจุ ความต้านทาน R_3 , R_4 และตัวเก็บประจุ C_3 ที่เหมาะสมกับความถี่ของ V_o ที่ต้องการ โดยพิจารณาที่ ตัวเก็บประจุ C_3 ขณะที่มีการประจุ จะมีกระแส ผ่านยังตัวต้านทาน R_3 และ R_4 จากแรงดัน $1/3 V_{cc}$ จนถึง $2/3 V_{cc}$ ในรูป 3.5

จะได้ความสัมพันธ์ ของช่วงเวลาในการประจูดังนี้

เวลาในการเก็บประจุ $t_1 = 0.69 (VR_1 + R_3 + R_4)C_3$

และเมื่อ C_1 คายประจุจะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

เวลาในการคายประจุ $t_2 = 0.69 R_4 C_3$

และคาบเวลา $T = t_1 + t_2$

ความถี่ออสซิลเลท $f = 1/T$

$$= 1.44 / (VR_1 + R_3 + 2R_4)C$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

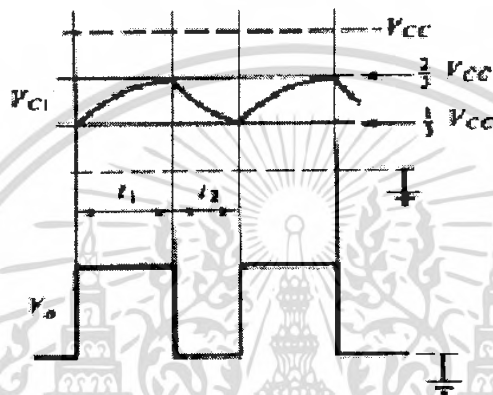
ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ ในการหาค่า Duty cycle : $Duty = t_1/T$
 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในการออกแบบมีดังนี้

$$R3 = 2.2K \Omega$$

$$R4 = 5K \Omega$$

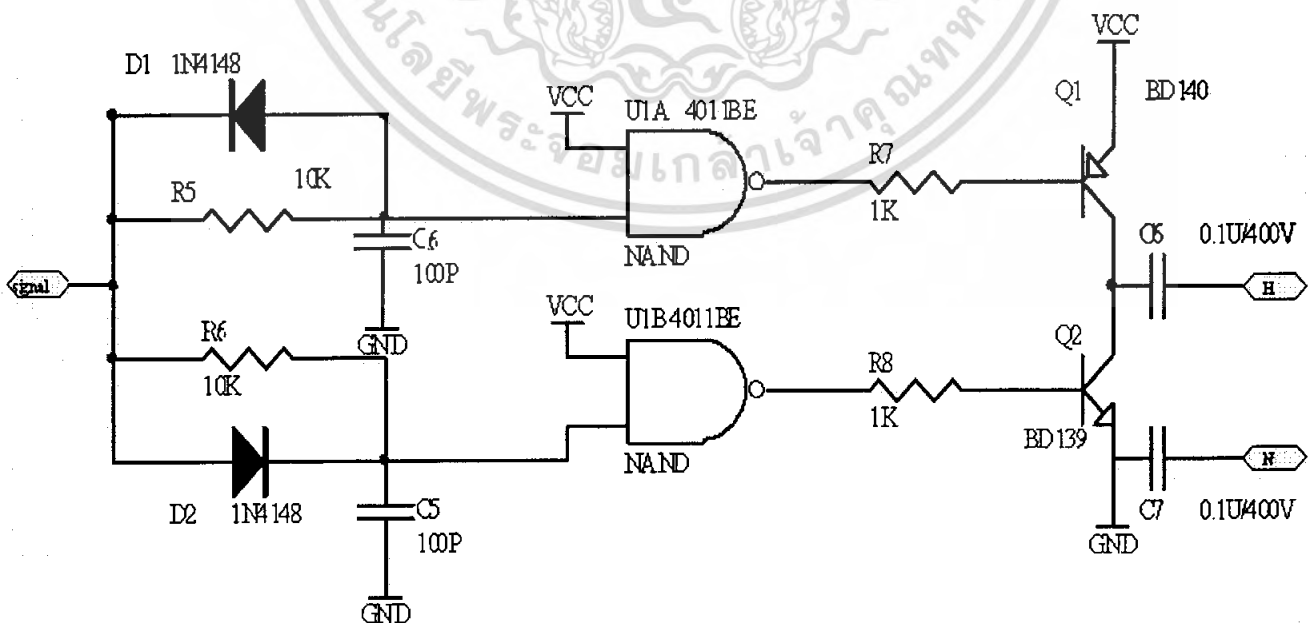
$$C2 = 0.01\mu F$$

$$C3 = 1nF$$



รูปที่ 3.5 แสดงความสัมพันธ์ในการเก็บและคายประจุของไอซี 555

3.1.3 วงจรส่งผ่านสัญญาณไปยังสายไฟบ้าน

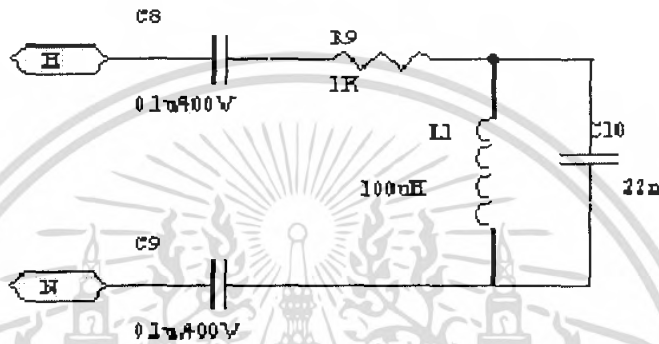


รูปที่ 3.6 วงจรส่งผ่านสัญญาณไปยังสายไฟบ้าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.1 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน หรือ แทงค์จูน

วงจรแทงค์จูน จะประกอบไปด้วยตัวเก็บประจุและ ตัวเหนี่ยวนำต่อขนานกัน ซึ่งจะให้อาห์พุทเป็นสัญญาณรูปไซน์ความถี่คงที่ โดยอาศัยหลักการแลกเปลี่ยนพลังงานระหว่างตัวเก็บประจุและขดลวดเหนี่ยวนำ



รูปที่ 3.8 วงจรแทงค์จูน

เมื่อทำการส่งสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลทแล้ว เข้าไปยังสายไฟบ้าน ซึ่งประกอบด้วยคลื่นความถี่ที่หลากหลาย วงจรแทงค์สามารถใช้ในการจำกัดความถี่ หรือช่วงความถี่ที่ต้องการ โดยทำการคัดเลือกความถี่ หรือกรองความถี่ที่ต้องการออกจากความถี่ค่าอื่นได้ โดยอาศัยความสัมพันธ์ดังนี้

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

ใช้ค่า $L = 100 \mu\text{H}$

ใช้ค่า $C = 22 \text{ nF}$

จะได้ความถี่ $F = 112 \text{ KHz}$

สำหรับการออกแบบเพื่อให้วงจรมีผลการตอบสนองใกล้เคียงอุดมคติ ควรออกแบบให้วงจรมีค่าแบนด์วิดท์แคบ ซึ่ง การออกแบบให้วงจรมีการตอบสนองใกล้เคียงกับทางอุดมคติ นั้นขึ้นกับค่า Quality factor หรือค่า Q มีค่าเท่ากับ

$$Q = \frac{f_0}{BW}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยค่า Q ที่ดี ในทางปฏิบัติวงจรเทงก์ จะมีค่าอยู่ในช่วง

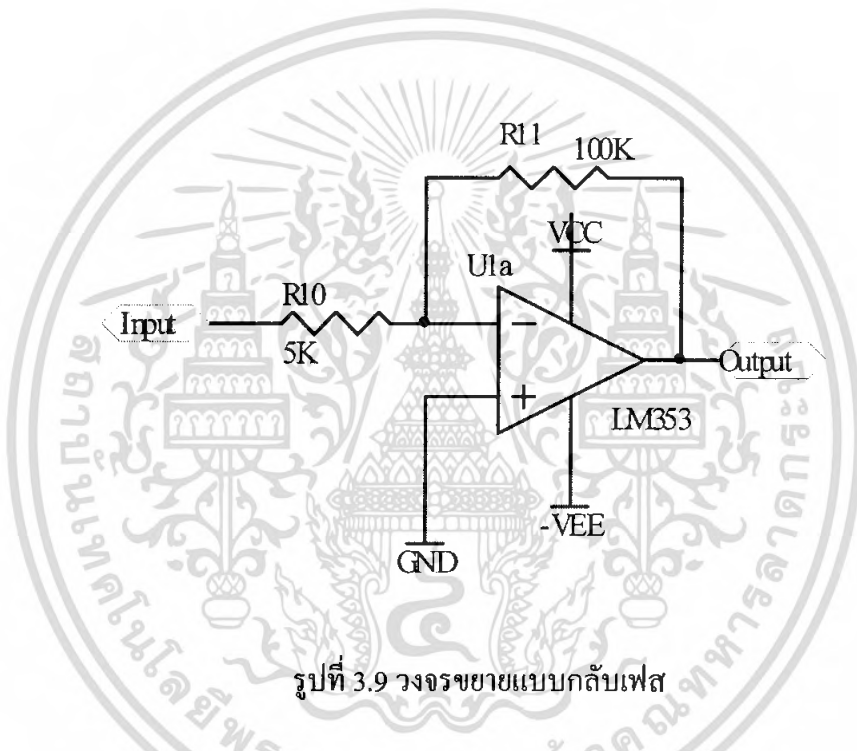
$$10 < Q < 100$$

จากวงจรสามารถคำนวณค่า Q ได้จาก

$$Q = \frac{R}{\sqrt{L/C}}$$

โดยที่ $R = R_9 // R_{10}$ จะได้ค่า Q ประมาณ 14

3.2.2 วงจรขยายแบบกลับเฟส



รูปที่ 3.9 วงจรขยายแบบกลับเฟส

วงจขยายสัญญาณแบบกลับเฟสคือวงจรออปแอมป์ที่กลับสัญญาณอินพุตให้มีเครื่องหมายตรงกันข้ามกับของเดิม ซึ่งสามารถกำหนดอัตราขยายได้โดยอาศัยความสัมพันธ์ดังนี้

$$\text{อัตราขยาย : } A_v = -\frac{R_{11}}{R_{10}}$$

ใช้ค่า $R_{10} = 5K$

ใช้ค่า $R_{11} = 100K$

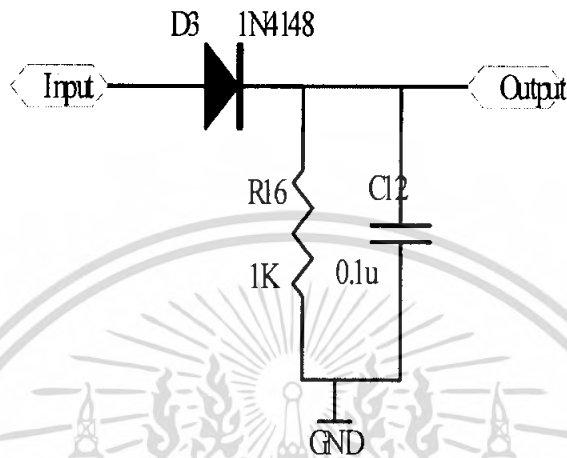
จะได้อัตราขยาย $A_v = 20$ เท่า

เครื่องหมายลบ เป็นตัวบอกว่าสัญญาณทางเอาต์พุตที่ได้กลับเฟส กับสัญญาณทางอินพุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.3 วงจรดีเทคเตอร์

ในที่นี้เลือกใช้วงจร เอ็นVELOป ดีเทคเตอร์เนื่องจาก วงจรไม่ซับซ้อนและมีราคาถูก



รูปที่ 3.10 แสดงวงจรดีเทคเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบ

ในการคำนวณในวงจรจะใช้ไดโอดเป็นตัวเรียงกระแส จากนั้นใช้ค่าการเก็บและคายประจุของวงจร RC กองความถี่ต่ำๆ เพื่อคิมอดคูเลทเอารหัสข้อมูล โดยตั้งค่าความถี่อยู่ที่

$$F = 1/RC$$

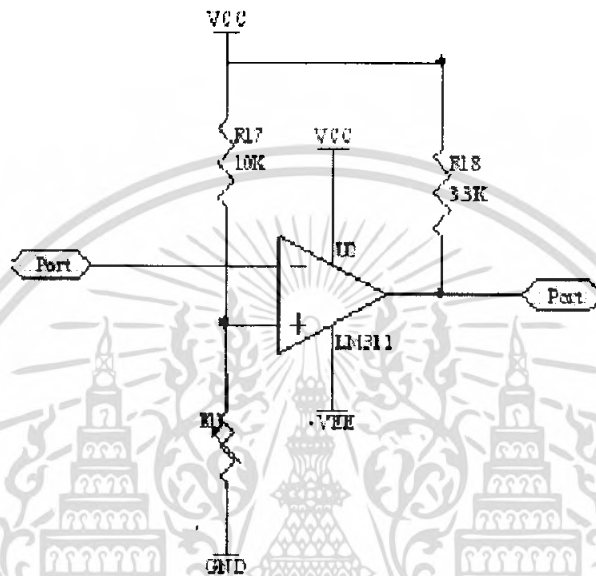
ใช้ค่า $R16 = 1K\Omega$

ใช้ค่า $C12 = 0.1 \mu F$

จะได้ความถี่ คัทออฟ อยู่ที่ 10 KHz

3.2.4 วงจรเปรียบเทียบแรงดัน

ในการเปรียบเทียบสัญญาณนั้นเราจะตั้งแรงดันอ้างอิงให้สามารถตัดสัญญาณรบกวนออกไป โดยตั้งแรงดันอ้างอิงไว้ที่ขาลบของวงจรเปรียบเทียบ และเปรียบเทียบระดับสัญญาณจากวงจรอื่นเวโลป

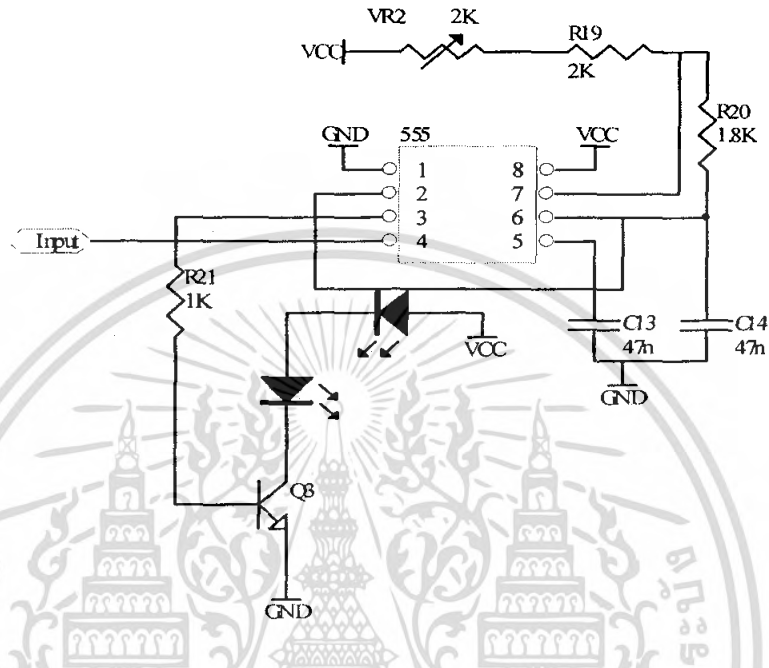


รูปที่ 3.11 วงจรเปรียบเทียบแรงดัน

การตั้งแรงดันอ้างอิงที่ขาลบ ในที่นี้เลือกใช้ ตัวต้านทานปรับค่าได้และตัวต้านทานธรรมดาต่ออนุกรมกัน แบ่งแรงดันกัน ซึ่งจะได้ค่าแรงดันตกคร่อมตัวต้านทานปรับค่าได้ประมาณ 1.4 โวลต์

3.2.5 วงจรสร้างสัญญาณพัลส์ความถี่ 38kHz

โดยใช้วงจรอะอสเตเบิล มัลติไบนารีโดยใช้ ไอซี ซีมอส NE555



รูปที่ 3.12 วงจรอะอสเตเบิล มัลติไบนารีที่ใช้ ไอซี เบอร์ 555 (38 kHz)

จะได้ความสัมพันธ์ ของช่วงเวลาในการประจุดังนี้

$$\text{เวลาในการเก็บประจุ } t_1 = 0.69 [R_{20} + (R_{19} + VR_2)C_{14}]$$

และเมื่อ C_{14} คายประจุจะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$\text{เวลาในการคายประจุ } t_2 = 0.69(R_{20}C_{14})$$

$$\text{และคาบเวลา } T = t_1 + t_2$$

$$\text{ความถี่ของสัญญาณ } f = 1/T$$

$$= 1.44 / [2R_{20} + (R_{19} + VR_2)C_{14}]$$

ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ ในการหาค่า Duty cycle ดังนี้

$$\text{Duty} = R_{20} / (2R_{20} + R_{19} + VR_2)$$

และค่าพารามิเตอร์ต่างๆ สามารถคำนวณ ได้ดังนี้

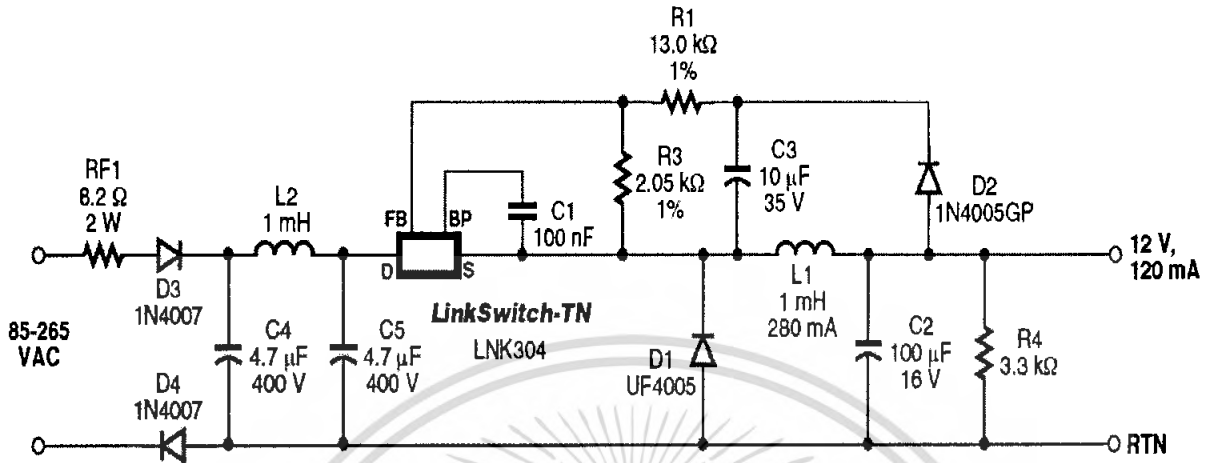
$$R_{19} = 2 \text{ k}\Omega \quad C_{14} = 4.7 \text{ nF}$$

$$R_{20} = 1.8 \text{ k}\Omega \quad C_{13} = 4.7 \text{ nF}$$

$$VR_2 = 2 \text{ K}\Omega \quad f_c = 38 \text{ kHz}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 วงจรแหล่งจ่ายไฟ



รูปที่ 3.13 แสดงวงจรแหล่งจ่ายไฟ

เลือกใช้ไอซี เบอร์ LNK306 ซึ่งมีการต่อวงจรดังรูปด้านบน พารามิเตอร์ต่างๆที่หน้าที่ยกนี้
 - ไดโอด D1 เป็นฟรีวีลิ่งไดโอด (Freewheeling Diode) ต้องเป็นไดโอดชนิดที่มีความไวสูง (Ultra fast Type) สำหรับการใช้งานในโหมดไม่ต่อเนื่อง MDCM (Mostly discontinuous mode) ไดโอดต้องมีค่าเวลาในการฟื้นตัวย้อนกลับ (reverse recovery time: t_{rr}) น้อยกว่า 75 ns ใช้งานที่อุณหภูมิต่ำกว่า 70 องศาเซลเซียส แต่ถ้าใช้ในโหมดต่อเนื่อง CCM (Continuous conduction mode) ต้องมีค่า t_{rr} น้อยกว่า 35 ns

- ไดโอด D2 เป็นพีคแบค ไดโอดสามารถใช้ไดโอดตระกูล 1N400X ได้เนื่องจากราคาไม่แพงและควรจะเป็นชนิด glass passivated

- ตัวเหนี่ยวนำ L1 ควรเลือกแกนให้เป็นเฟอร์ไรต์ เนื่องจากมีราคาถูกและยังมีสัญญาณรบกวนต่ำ ค่าของตัวเหนี่ยวนำอาจมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับ ที่กำหนดได้

- ตัวเก็บประจุ C2 หน้าที่หลักคือช่วยให้กระแสที่ตัวเหนี่ยวนำเรียบขึ้น

- ตัวต้านทาน R1 และ R3 ทำหน้าที่แบ่งแรงดันเพื่อป้องกันให้กับขาพีคแบคของ ไอซี ซึ่งถ้าใช้ค่าตามวงจรดังรูปด้านบนจะได้แรงดันเท่ากับ 1.65 โวลต์

- ตัวเก็บประจุ C3 ทำหน้าที่เป็น Sampling and hold ควรมีค่าอยู่ในช่วง 10 μF - 22 μF

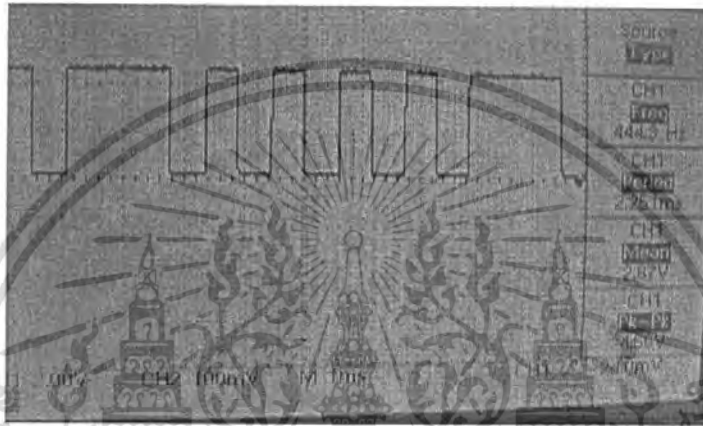
- ตัวต้านทาน R4 ทำหน้าที่เป็น Pre-load ให้แก่วงจร

บทที่ 4

ผลการทดลอง

4.1 วัดสัญญาณที่จุดเอาต์พุตของโมดูล

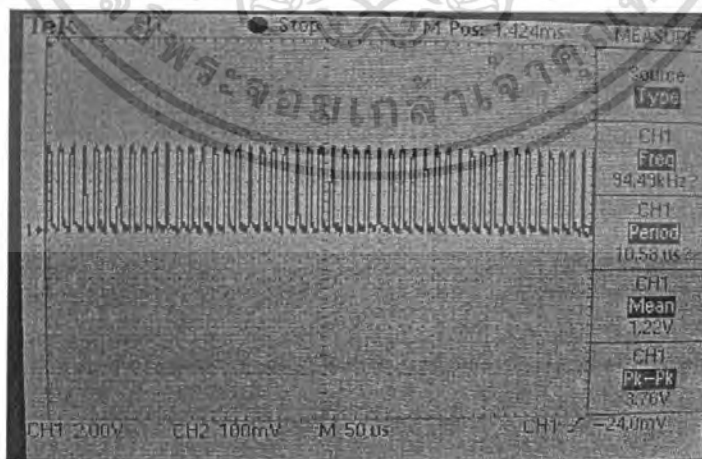
เมื่อทำการวัดสัญญาณที่จุดเอาต์พุตของโมดูล จะได้รูปรหัสข้อมูลจากกริโมท



รูปที่ 4.1 แสดงการวัดสัญญาณที่ขาเอาต์พุตของ โมดูล

4.2 วัดสัญญาณที่จุดเอาต์พุตของวงจรสร้างพัลส์ ความถี่ 100 kHz

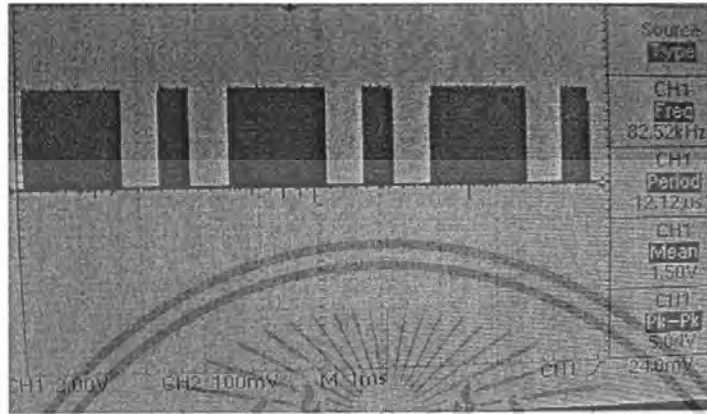
เมื่อทำการวัดสัญญาณจาก ไอซี 555 จะ ได้รูปสัญญาณพัลส์ ความถี่ 100 kHz



รูปที่ 4.2 แสดงการวัดสัญญาณที่ขาเอาต์พุตของ ไอซี 555 ตัวที่ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทำการกรีโมท และวัดสัญญาณ ที่เอาพุทของ ไอซี 555 ตัวที่ 1 จะเห็นรหัสสัญญาณซึ่ง ถูกมอดดูเลทด้วยความถี่ 100 kHz



รูปที่ 4.3 แสดงการวัดสัญญาณที่ขาเอาท์พุทของ ไอซี 555 ตัวที่ 1 เมื่อกรีโมท

4.3 วัดสัญญาณที่จุดอินพุทของแนนเกตตัวที่ 1

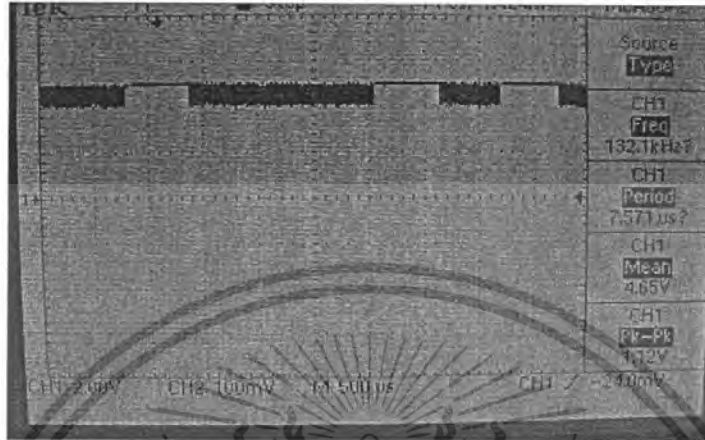
เมื่อยังไม่มีการกรีโมท จะ ได้สัญญาณพัลส์ความถี่ 100 kHz



รูปที่ 4.4 แสดงสัญญาณที่จุดอินพุทของแนนเกต ตัวที่ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

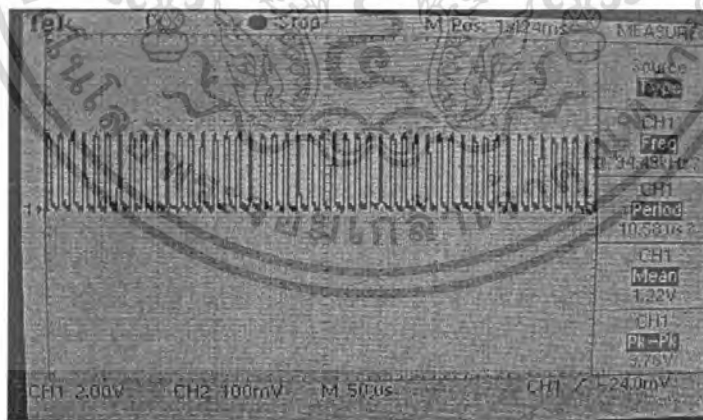
4.4 วัดสัญญาณที่จุดอินพุทของเนนเกตตัวที่1 เมื่อทำการกตรีโมท



รูปที่ 4.5 แสดงสัญญาณที่จุดอินพุทของเนนเกตตัวที่ 1 เมื่อทำการกตรีโมท

4.5 วัดสัญญาณที่จุดอินพุทของเนนเกต ตัวที่ 2

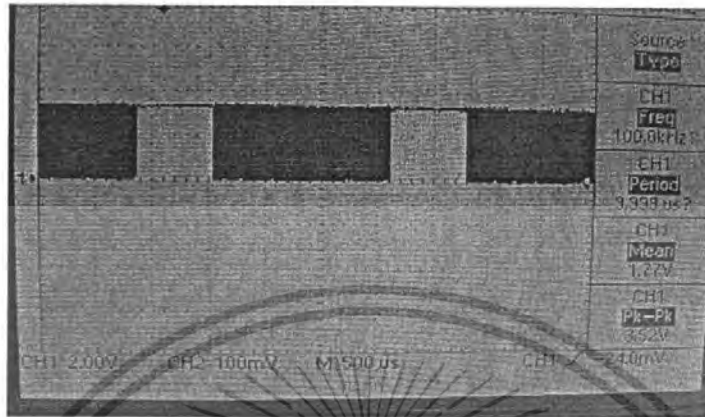
เมื่อยังไม่มีการกตรีโมท จะได้สัญญาณพัลส์ความถี่ 100 kHz



รูปที่ 4.6 แสดงสัญญาณที่จุดอินพุทของเนนเกต ตัวที่2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.6 วัดสัญญาณที่จุดอินพุทของเนนเกตตัวที่2 เมื่อทำการกรัดรีโมท



รูปที่ 4.7 แสดงสัญญาณที่จุดอินพุทของเนนเกตตัวที่ 2 เมื่อทำการกรัดรีโมท

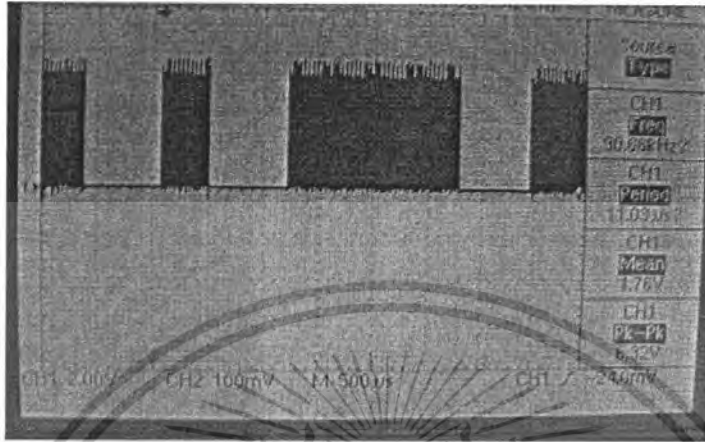
4.7 วัดสัญญาณที่จุดเบสของทรานซิสเตอร์ BD140



รูปที่ 4.8 แสดงสัญญาณที่จุดเบสของทรานซิสเตอร์ BD140

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.8 วัดสัญญาณที่จุดเบสของทรานซิสเตอร์ BD139



รูปที่ 4.9 แสดงสัญญาณที่จุดเบสของทรานซิสเตอร์ BD139

4.9 วัดสัญญาณที่จุดคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์

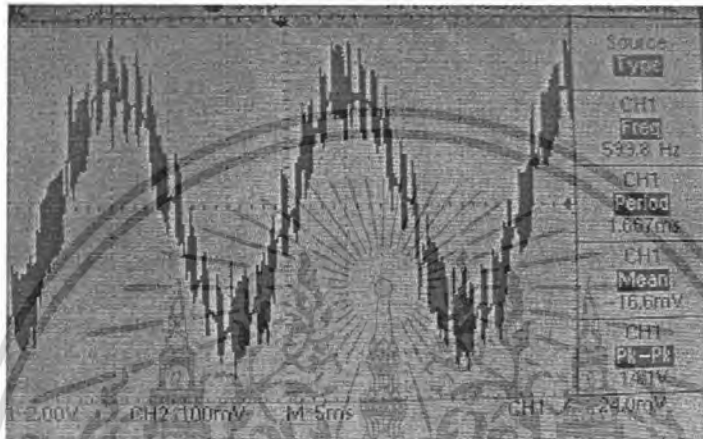


รูปที่ 4.10 แสดงสัญญาณที่จุดคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์

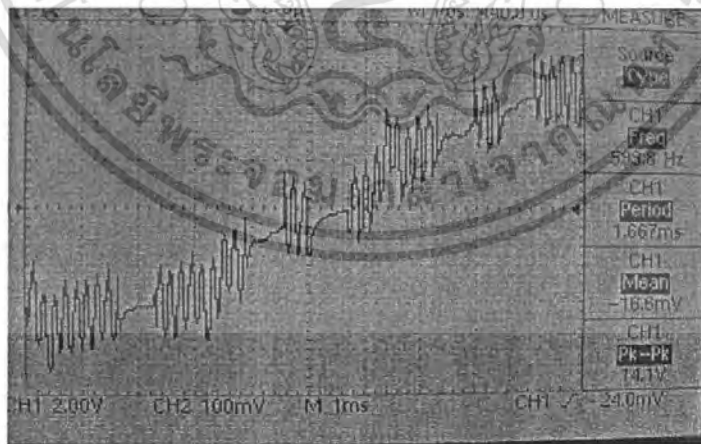
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.10 วัดสัญญาณใน AC Line

เมื่อทำการขยายภาพสัญญาณใน AC Line จะเห็นว่ามีสัญญาณที่ถูกส่งออกไปชื้ออยู่บนไฟบ้าน



รูปที่ 4.11 แสดงสัญญาณที่ ac line

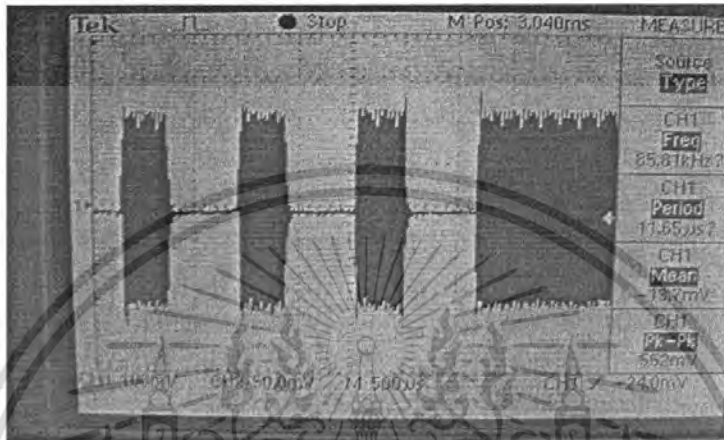


รูปที่ 4.13 แสดงการขยายสัญญาณที่ ac line ขยาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.11 วัดสัญญาณที่เอาต์พุตของวงจรแทรกซ์

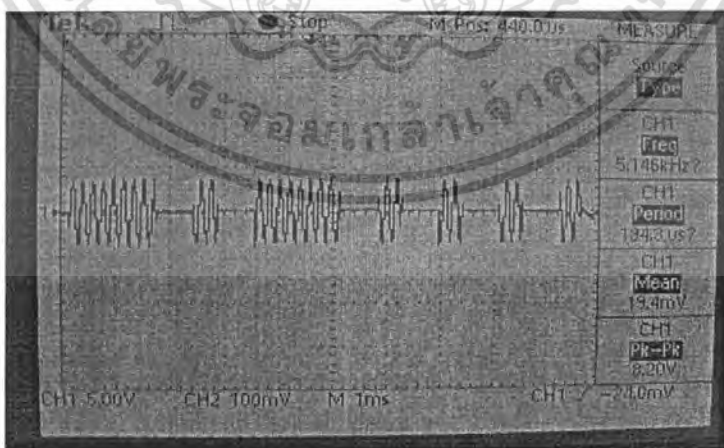
สัญญาณที่จุดนี้จะเป็นการตัดความถี่ของไฟบ้านออก ให้เหลือแต่สัญญาณของข้อมูลที่ส่งมาจากไฟบ้าน



รูปที่ 4.14 แสดงสัญญาณที่เอาต์พุตของวงจรแทรกซ์

4.12 วัดสัญญาณที่เอาต์พุตของวงจรขยาย

เนื่องจากสัญญาณที่ผ่านวงจรแทรกซ์นั้นมีขนาดเล็กจึงนำมาขยายให้ได้สัญญาณที่มีขนาดใหญ่ขึ้น

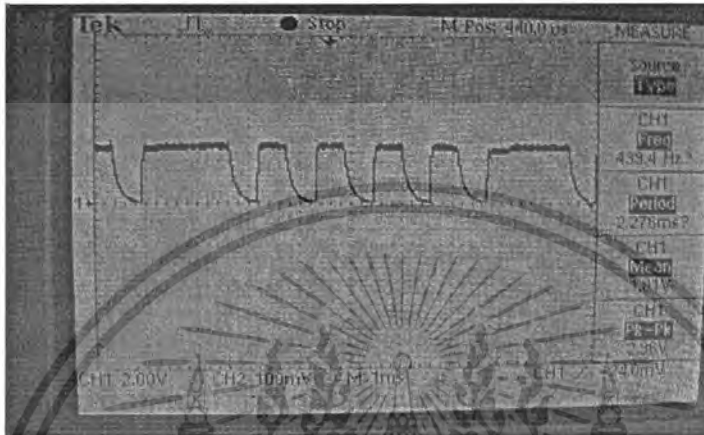


รูปที่ 4.15 แสดงสัญญาณที่เอาต์พุตของวงจรขยาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.13 วัดสัญญาณที่เอาต์พุตของวงจรเอนเวลอปดีเทคเตอร์

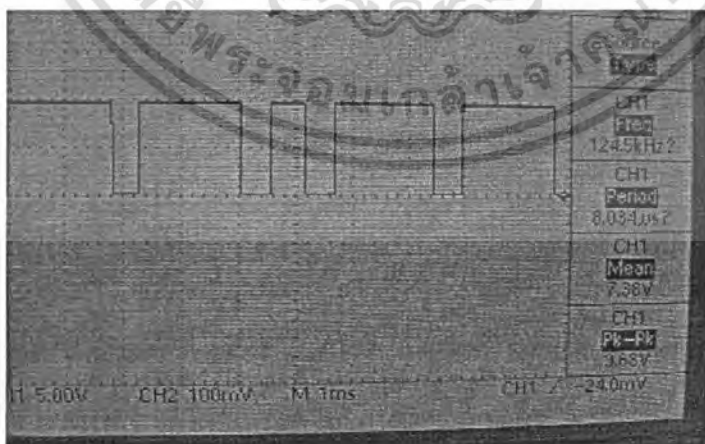
เมื่อทำการวัดสัญญาณที่ผ่านวงจร เอนเวลอปดีเทคเตอร์ จะได้รูปขอบของกรหัสสัญญาณ โดยใช้ความถี่คัทออฟที่ 10 kHz



รูปที่ 4.17 แสดงการวัดสัญญาณที่เอาต์พุตของวงจรเอนเวลอปดีเทคเตอร์

4.14 วัดสัญญาณที่เอาต์พุตของคอมพาราเตอร์

เมื่อทำการเปรียบเทียบสัญญาณจากวงจรเอนเวลอปดีเทคเตอร์ กับแรงดันอ้างอิงที่ตั้งไว้



รูปที่ 4.18 แสดงการวัดสัญญาณที่เอาต์พุตของคอมพาราเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลโครงการและแนวทางการพัฒนา

5.1 สรุปผลโครงการ

- โครงการนี้ได้ทำการออกแบบส่วนของการควบคุมอุปกรณ์เครื่องใช้ไฟฟ้าโดย ผ่าน อุปกรณ์ทวนสัญญาณ ซึ่งสามารถควบคุมอุปกรณ์ต่างๆที่ใช้รีโมทคอนโทรล
- สามารถส่งสัญญาณ ไปควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้าได้เป็นระยะประมาณ 3 เมตร
- สามารถรับ-ส่งสัญญาณ ได้ทุกทิศทางข้อมูล

5.2 ปัญหาและข้อจำกัดของโครงการ

- สามารถควบคุมเครื่องใช้ไฟฟ้าได้ภายในพื้นที่จำกัดที่สัญญาณอินฟราเรดสามารถส่งไปถึง
- ควบคุมได้เฉพาะที่ใช้รีโมทคอนโทรล
- ค่าของตัวเก็บประจุหรือขดลวดเหนี่ยวนำในวงจรเทงค์ที่สามารถปรับค่าได้ ทำได้ยากจึงทำการคงค่าไว้แล้ว ไปเปลี่ยนค่าของควมถี่พาห้แทน
- ไอซี 555 ตัวเดิม ใช้ค่าความต้านทานน้อยเกินไปทำให้กินกระแสมากจึงทำการเพิ่มความต้านทานใหม่
- มีสัญญาณรบกวนจากแหล่งจ่ายไฟเข้าไปในวงจร
- ในการส่งข้อมูล ถ้าส่งในระยะไกลขึ้น หรือ ส่งไปคนละสาย จะทำให้มีสัญญาณรบกวนมากกว่าปกติ

5.3 แนวทางในการพัฒนาต่อ

- พัฒนาในส่วนของการมอดคูเลทให้มีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น
- ปรับปรุงในส่วนของการลดสัญญาณรบกวน
- พัฒนาในส่วนของการป้องกันข้อมูลสูญหายที่เกิดจากการส่ง
- นำไปเชื่อมต่อกับ ไมโครคอนโทรลเลอร์ โดยการออกแบบ ให้ไมโครสามารถรับข้อมูลได้ทุกทิศทางข้อมูลและสามารถเก็บข้อมูลเอาไว้เพื่อนำไปส่งคำสั่งที่กำหนดไว้ในตัวไมโคร
- ปรับปรุงในส่วนของการวงจรจ่ายแรงดันไฟเลี้ยง ให้มีประสิทธิภาพมากขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1. ถัญฉกร วุฒิสัททิกุลกิจ, "พื้นฐานระบบสื่อสารแอนะล็อก", สำนักพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 144 หน้า, 2542
2. สุชาติ กังวารจิตต์, "เครื่องรับส่งวิทยุและระบบวิทยุสื่อสาร", บริษัท ซีเอ็ดดูเคชั่น จำกัด, 65 หน้า, 2538
3. กำพล ทองเรือง, "ทฤษฎี และการออกแบบวงจรพัลส์", สำนักพิมพ์จิตร์วัฒน์, 251หน้า, 2539
4. ประภากร สุวรรณะ, "Electronics Engineering 1", คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 42 หน้า



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LF353

Dual Operational Amplifier (JFET)

Features

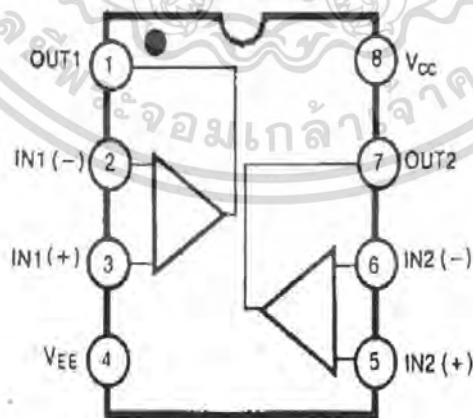
- Internally trimmed offset voltage: 10mV
- Low input bias current: 50pA
- Wide gain bandwidth: 4MHz
- High slew rate: 13V/ μ s
- High Input impedance: $10^{12}\Omega$

Description

The LF353 is a JFET input operational amplifier with an internally compensated input offset voltage. The JFET input device provides wide bandwidth, low input bias currents and offset currents.

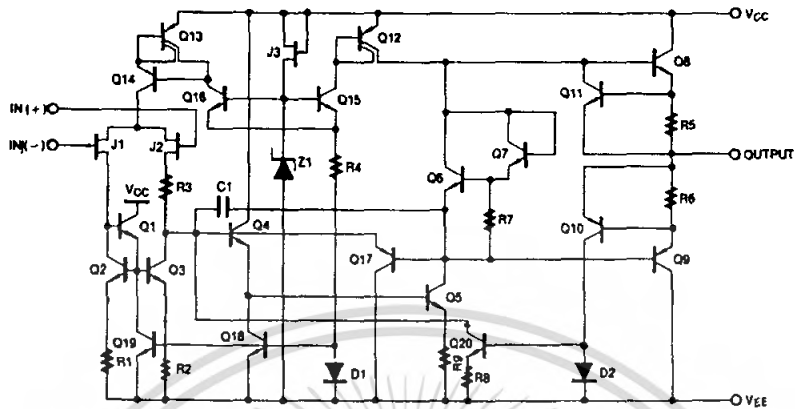


Internal Block Diagram



Schematic Diagram

(One Section Only)



Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage	VCC	±18	V
Differential Input Voltage	VI(DIFF)	30	V
Input Voltage Range	VI	±15	V
Output Short Circuit Duration	-	Continuous	-
Power Dissipation	PD	500	mW
Operating Temperature Range	TOPR	0 ~ +70	°C
Storage Temperature Range	TSTG	-65 ~ +150	°C

Electrical Characteristics

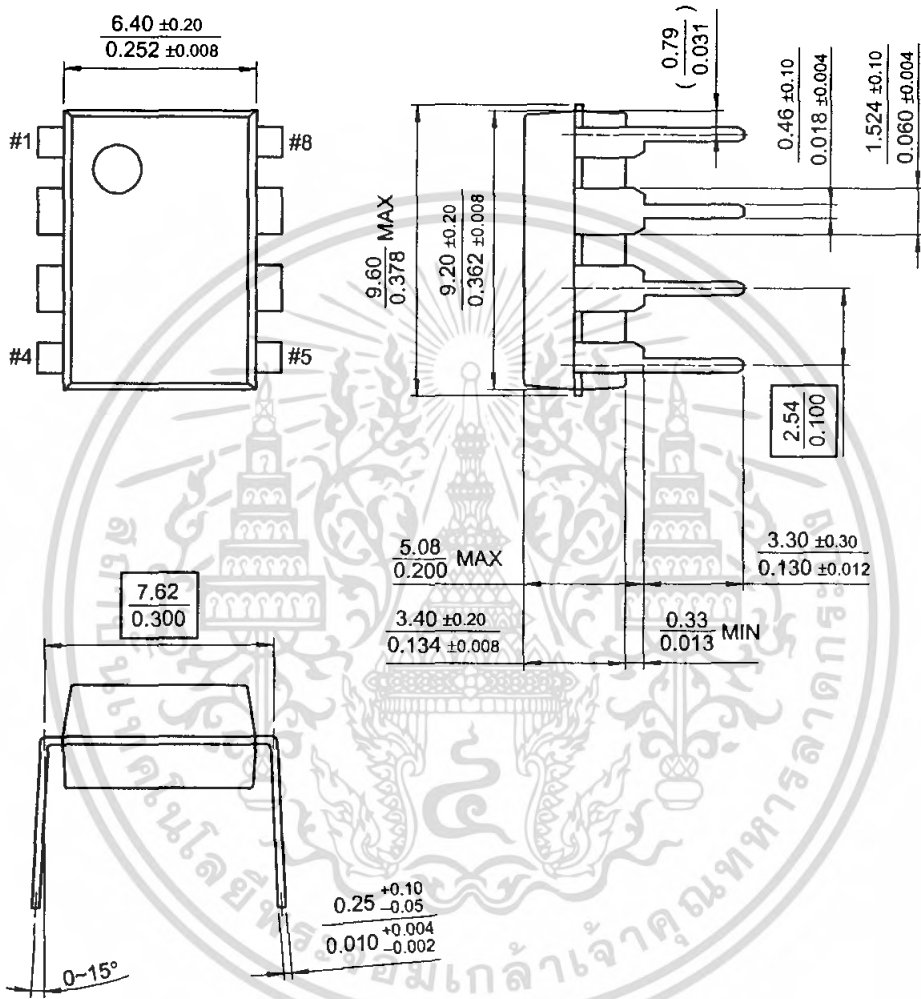
(VCC = +15V, VEE = -15V, TA = 25 °C, unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
Input Offset Voltage	V _{IO}	RS=10KΩ	-	5.0	10	mV
		0 °C ≤ TA ≤ +70 °C	-	-	-	-
Input Offset Voltage Drift	ΔV _{IO} /ΔT	RS=10KΩ	-	10	-	μV/°C
Input Offset Current	I _{IO}		-	25	100	pA
		0 °C ≤ TA ≤ +70 °C	-	-	4	nA
Input Bias Current	I _{BIAS}		-	50	200	pA
		0 °C ≤ TA ≤ +70 °C	-	-	8	nA
Input Resistance	R _I	-	-	10 ¹²	-	Ω
Large Signal Voltage Gain	G _V	V _{O(P-P)} = ±10V	25	100	-	V/mV
		R _L = 2KΩ	15	-	-	-
Output Voltage Swing	V _{O(P-P)}	R _L = 10KΩ	±12	±13.5	-	V
Input Voltage Range	V _{I(R)}	-	±11	±15/-12	-	V
Common Mode Rejection Ratio	CMRR	R _S ≤ 10KΩ	70	100	-	dB
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	R _S ≤ 10KΩ	70	100	-	dB
Power Supply Current	I _{CC}	-	-	3.6	6.5	mA
Slew Rate	SR	G _V = 1	-	13	-	V/μS
Gain-Bandwidth Product	GBW	-	-	4	-	MHz
Channel Separation	CS	f = 1Hz ~ 20KHz (Input referenced)	-	120	-	dB
Equivalent Input Noise Voltage	V _{NI}	R _S = 100Ω f = 1KHz	-	16	-	nV/ √Hz
Equivalent Input Noise Current	I _{NI}	f = 1KHz	-	0.01	-	pA/ √Hz

Mechanical Dimensions

Package

8-DIP



Ordering Information

Product Number	Package	Operating Temperature
LF353N	8-DIP	0 ~ + 70°C
LF353M	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.

www.fairchildsemi.com

6/1/01 0.0m 001
 Stock#DSxxxxxxx
 © 2001 Fairchild Semiconductor Corporation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Voltage comparator

LM111/211/311/ LM311B

DESCRIPTION

The LM111 series are voltage comparators that have input currents approximately a hundred times lower than devices like the $\mu A710$. They are designed to operate over a wider range of supply voltages; from standard $\pm 15V$ op amp supplies down to a single 3V supply. Their output is compatible with RTL, DTL, and TTL as well as MOS circuits. Further, they can drive lamps or relays, switching voltages up to 50V at currents as high as 50mA.

Both the inputs and the outputs of the LM111 series can be isolated from system ground, and the output can drive loads referred to ground, the positive supply, or the negative supply. Offset balancing and strobe capability are provided and outputs can be wire-ORed.

Although slower than the $\mu A710$ (200ns response time vs 40ns), the devices are also much less prone to spurious oscillations. The LM111 series has the same pin configuration as the $\mu A710$ series.

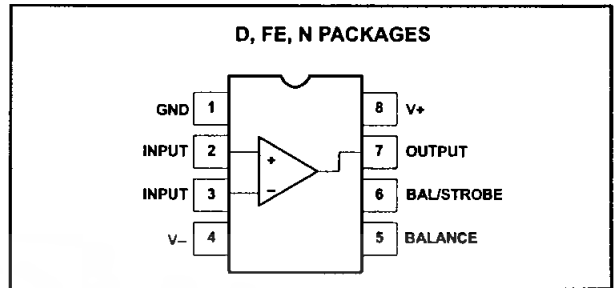
FEATURES

- Operates from single 3V supply (LM311B)
- Maximum input bias current: 150nA (LM311—250nA)
- Maximum offset current: 20nA (LM311—50nA)
- Differential input voltage range: $\pm 30V$
- Power consumption: 135mW at $\pm 15V$
- High sensitivity—200V/mV
- Zero crossing detector

ORDERING INFORMATION

DESCRIPTION	TEMPERATURE RANGE	ORDER CODE	DWG #
8-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-55°C to +125°C	LM111N	0404B
8-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-25°C to +85°C	LM211N	0404B
8-Pin Plastic Small Outline Package (SO)	0 to +70°C	LM311D	0174C
8-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	0 to +70°C	LM311N	0404B
8-Pin Plastic Small Outline Package (SO)	-25°C to +85°C	LM211D	0174C
8-Pin Ceramic Dual In-Line Package (CERDIP)	-55°C to +125°C	LM111FE	0580A
8-Pin Plastic Small Outline Package (SO)	0 to +70°C	LM311BD	0174C
8-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	0 to +70°C	LM311BN	0404B

PIN CONFIGURATION



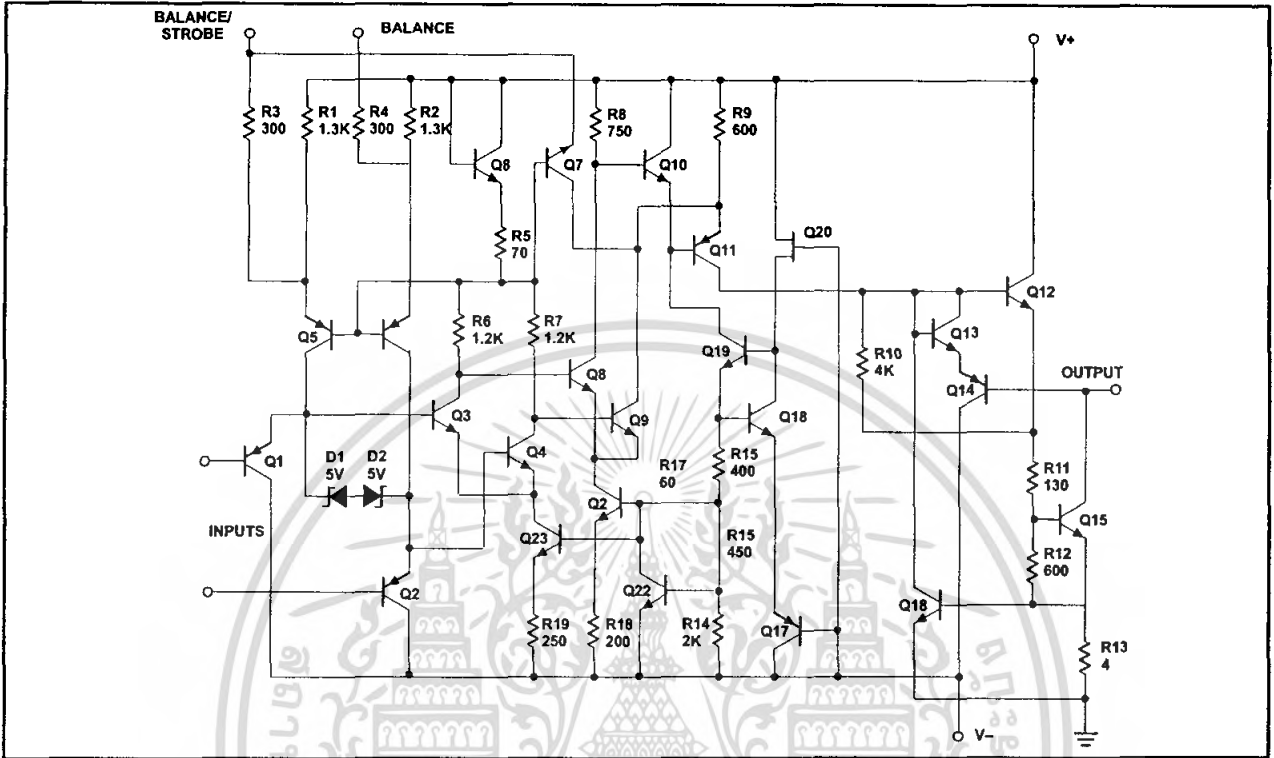
APPLICATIONS

- Precision squarer
- Positive/negative peak detector
- Low voltage adjustable reference supply
- Switching power amplifier

Voltage comparator

LM111/211/311/
LM311B

EQUIVALENT SCHEMATIC



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

SYMBOL	PARAMETER	RATING	UNIT
V_S	Total supply voltage	36	V
	Output to negative supply voltage: LM111/LM211	50	V
	LM311/LM311B	40	V
	Ground to negative supply voltage	30	V
	Differential input voltage	± 30	V
V_{IN}	Input voltage ¹	± 15	V
$P_{D MAX}$	Maximum power dissipation, $T_A=25^\circ\text{C}$ (still-air) ²		
	F package	810	mW
	N package	1190	mW
	D package	780	mW
I	Output short-circuit duration	10	sec
T_A	Operating ambient temperature range		
	LM111	-55 to +125	$^\circ\text{C}$
	LM211	-25 to +85	$^\circ\text{C}$
	LM311/LM311B	0 to +70	$^\circ\text{C}$
T_{STG}	Storage temperature range	-65 to +150	$^\circ\text{C}$
T_{SOLD}	Lead soldering temperature (10sec max)	300	$^\circ\text{C}$

NOTES:

1. This rating applies for $\pm 15\text{V}$ supplies. The positive input voltage limit is 30V above the negative supply. The negative input voltage limit is equal to the negative supply voltage or 30V below the positive supply, whichever is less.
2. Derate above 25°C , at the following rates: F package at $6.4\text{mW}/^\circ\text{C}$; N package at $9.5\text{mW}/^\circ\text{C}$; D package at $6.2\text{mW}/^\circ\text{C}$

Voltage comparator

LM111/211/311/
LM311BDC ELECTRICAL CHARACTERISTICS^{1, 2, 3, 6}

Over temperature range unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	LM111/LM211			LM311			LM311B			UNIT
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
V _{OS}	Input offset voltage ³	T _A =25°C, R _S ≤50kΩ		0.7	3.0		2.0	7.5		2.0	7.5	mV
I _{OS}	Input offset current ³	T _A =25°C		4.0	10		6.0	50		6	25	nA
I _{BIAS}	Input bias current	T _A =25°C		60	100		100	250		100	200	nA
A _V	Voltage gain	T _A =25°C		200			200			200		V/mV
	Response time ⁴	T _A =25°C		200			200			500		ns
V _{SAT}	Saturation voltage	LM111/211 V _{IN} ≤-5mV, I _{OUT} =50mA LM311/B V _{IN} ≤-10mV, I _{OUT} =50mA T _A =25°C		0.75	1.5		0.75	1.5		0.75	1.5	V
I _{BAL/STR}	Strobe on current	T _A =25°C		3.0			3.0			3.0		mA
I _{LEAKAGE}	Output leakage current ⁶	LM111/211 V _{IN} ≥5mV, V _{OUT} =35V LM311/B V _{IN} ≥10mV, V _{OUT} =35V T _A =25°C, I _{STROBE} =3mA (V ₋ = V _{GND} = -5V)		0.2	10		0.2	50		0.2	50	nA
V _{OS}	Input offset voltage ³	R _S ≤50kΩ			4.0			10			10	mV
I _{OS}	Input offset current ³				20			70			50	nA
I _{BIAS}	Input bias current				150			300			250	nA
V _{IN}	Input voltage range	V=±15V (Pin 7 may go to 5V)	-14.5	13.8 to -14.7	13.0	-14.5	13.8 to -14.7	13.0	V- +0.5		V+ -1.5	V
V _{OL}	Saturation voltage ⁶	V ₊ ≥ 4.5V, V ₋ = 0 LM111/211 V _{IN} ≤-6mV, I _{SINK} ≤8mA LM311/B V _{IN} ≤-10mV, I _{SINK} ≤8mA		0.23	0.4		0.23	0.4		0.23	0.4	V
I _{OH}	Output leakage current	V _{IN} ≥5mV, V _{OUT} =35V		0.1	0.5							μA
I _{CC}	Positive supply current	T _A =25°C		5.1	6.0		5.1	7.5		1.6	3.5	mA
I _{EE}	Negative supply voltage	T _A =25°C		4.1	5.0		4.1	5.0				mA

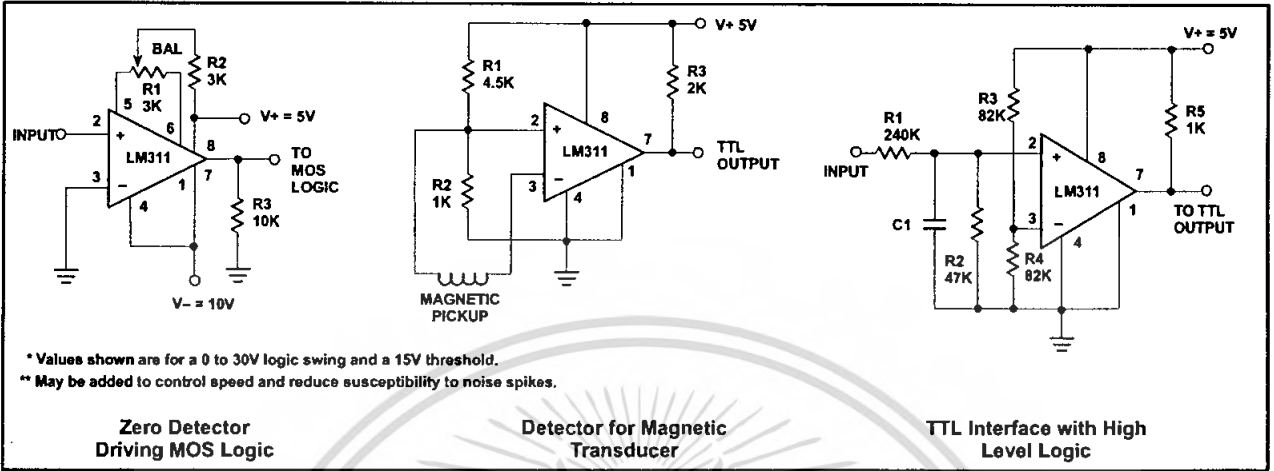
NOTES:

1. This rating applies for ±15V supplies. The positive input voltage limit is 30V above the negative supply. The negative input voltage limit is equal to the negative supply voltage or 30V below the positive supply, whichever is less.
2. These specifications apply for V_S=±15V and 0°C < T_A < 70°C unless otherwise specified. With the LM211, however, all temperature specifications are limited to -25°C ≤ T_A ≤ 85°C and for the LM111 is limited to -55°C T_A < 125°C. The offset voltage, offset current, and bias current specifications apply for any supply voltage from a single 5V supply up to ±15V supplies.
3. The offset voltages and offset currents given are the maximum values required to drive the output within a volt of either supply with 1mA load. Thus, these parameters define an error band and take into account the worst case effects of voltage gain and input impedance.
4. The response time specified is for a 100mV input step with 5mV over-drive.
5. Do not short the strobe pin to ground; it should be current driven at 3mA to 5mA.
6. LM311B, all parameters are at V₊ = 3V ±10%, V₋ = GND = 0V.

Voltage comparator

LM111/211/311/
LM311B

TYPICAL APPLICATIONS



LNK302/304-306

LinkSwitch-TN Family

Lowest Component Count, Energy Efficient
Off-Line Switcher IC



Product Highlights

Cost Effective Linear/Cap Dropper Replacement

- Lowest cost and component count buck converter solution
- Fully integrated auto-restart for short-circuit and open loop fault protection – saves external component costs
- LNK302 uses a simplified controller without auto-restart for very low system cost
- 66 kHz operation with accurate current limit – allows low cost off-the-shelf 1 mH inductor for up to 120 mA output current
- Tight tolerances and negligible temperature variation
- High breakdown voltage of 700 V provides excellent input surge withstand
- Frequency jittering dramatically reduces EMI (~10 dB) – minimizes EMI filter cost
- High thermal shutdown temperature (+135 °C minimum)

Much Higher Performance over Discrete Buck and Passive Solutions

- Supports buck, buck-boost and flyback topologies
- System level thermal overload, output short-circuit and open control loop protection
- Excellent line and load regulation even with typical configuration
- High bandwidth provides fast turn-on with no overshoot
- Current limit operation rejects line ripple
- Universal input voltage range (85 VAC to 265 VAC)
- Built-in current limit and hysteretic thermal protection
- Higher efficiency than passive solutions
- Higher power factor than capacitor-fed solutions
- Entirely manufacturable in SMD

EcoSmart® – Extremely Energy Efficient

- Consumes typically only 50/80 mW in self-powered buck topology at 115/230 VAC input with no load (opto feedback)
- Consumes typically only 7/12 mW in flyback topology with external bias at 115/230 VAC input with no load
- Meets California Energy Commission (CEC), Energy Star, and EU requirements

Applications

- Appliances and timers
- LED drivers and industrial controls

Description

LinkSwitch-TN is specifically designed to replace all linear and capacitor-fed (cap dropper) non-isolated power supplies in the

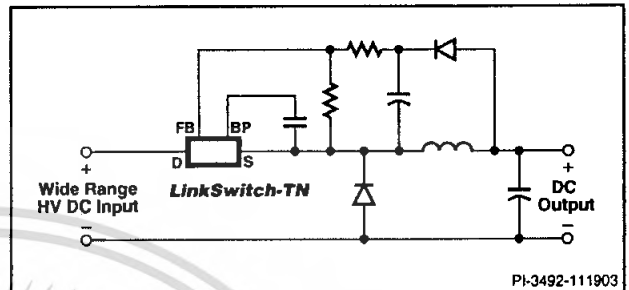


Figure 1. Typical Buck Converter Application (See Application Examples Section for Other Circuit Configurations).

OUTPUT CURRENT TABLE ¹				
PRODUCT ⁴	230 VAC ±15%		85-265 VAC	
	MDCM ²	CCM ³	MDCM ²	CCM ³
LNK302P or G	63 mA	80 mA	63 mA	80 mA
LNK304P or G	120 mA	170 mA	120 mA	170 mA
LNK305P or G	175 mA	280 mA	175 mA	280 mA
LNK306P or G	225 mA	360 mA	225 mA	360 mA

Table 1. Notes: 1. Typical output current in a non-isolated buck converter. Output power capability depends on respective output voltage. See Key Applications Considerations Section for complete description of assumptions, including fully discontinuous conduction mode (DCM) operation. 2. Mostly discontinuous conduction mode. 3. Continuous conduction mode. 4. Packages: P: DIP-8B, G: SMD-8B. For lead-free package options, see Part Ordering Information.

under 360 mA output current range at equal system cost while offering much higher performance and energy efficiency.

LinkSwitch-TN devices integrate a 700 V power MOSFET, oscillator, simple On/Off control scheme, a high voltage switched current source, frequency jittering, cycle-by-cycle current limit and thermal shutdown circuitry onto a monolithic IC. The start-up and operating power are derived directly from the voltage on the DRAIN pin, eliminating the need for a bias supply and associated circuitry in buck or flyback converters. The fully integrated auto-restart circuit in the LNK304-306 safely limits output power during fault conditions such as short-circuit or open loop, reducing component count and system-level load protection cost. A local supply provided by the IC allows use of a non-safety graded optocoupler acting as a level shifter to further enhance line and load regulation performance in buck and buck-boost converters, if required.

March 2005

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

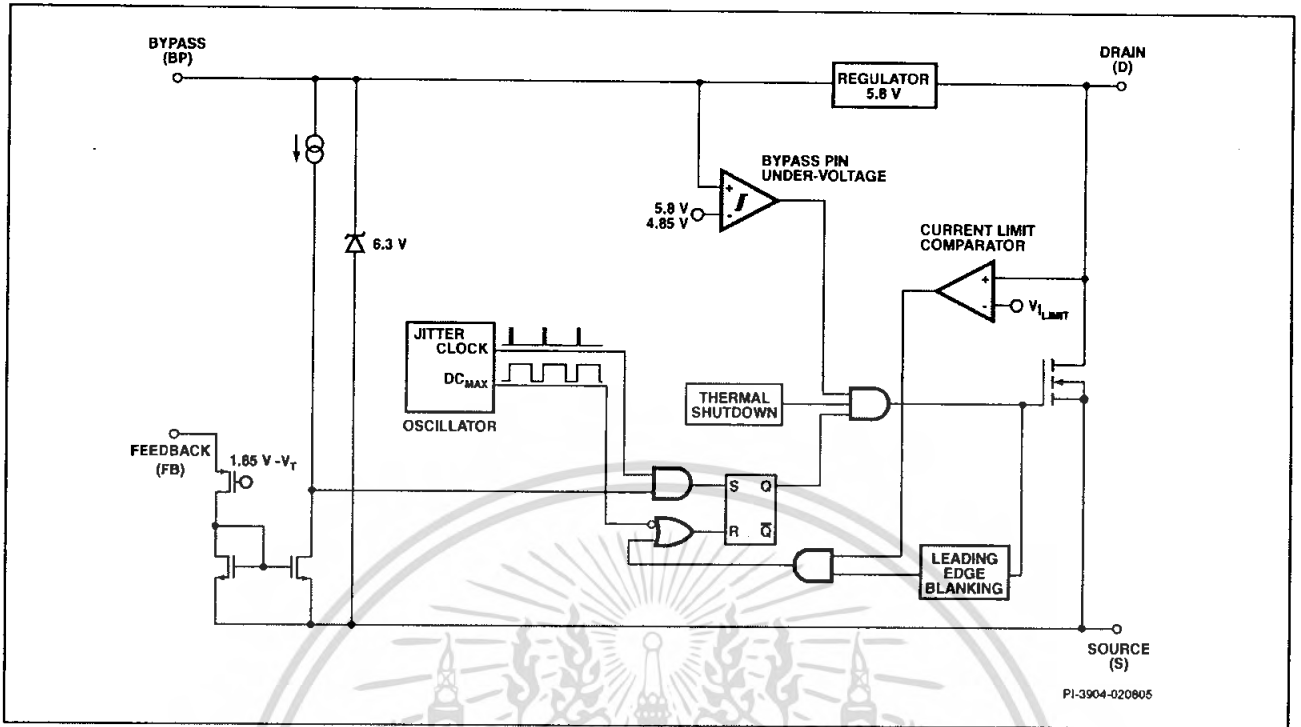


Figure 2a. Functional Block Diagram (LNK302).

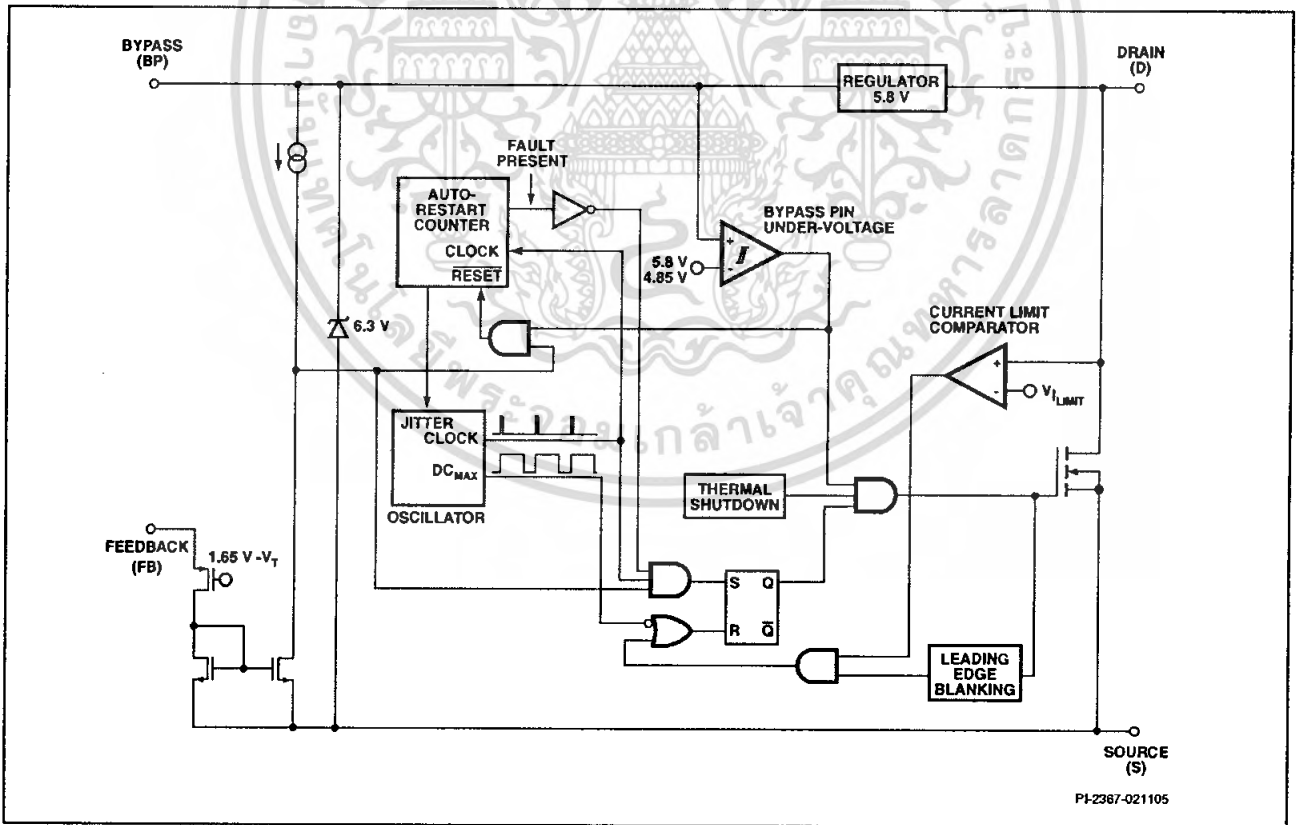


Figure 2b. Functional Block Diagram (LNK304-306).



Pin Functional Description

DRAIN (D) Pin:

Power MOSFET drain connection. Provides internal operating current for both start-up and steady-state operation.

BYPASS (BP) Pin:

Connection point for a 0.1 μF external bypass capacitor for the internally generated 5.8 V supply.

FEEDBACK (FB) Pin:

During normal operation, switching of the power MOSFET is controlled by this pin. MOSFET switching is terminated when a current greater than 49 μA is delivered into this pin.

SOURCE (S) Pin:

This pin is the power MOSFET source connection. It is also the ground reference for the BYPASS and FEEDBACK pins.

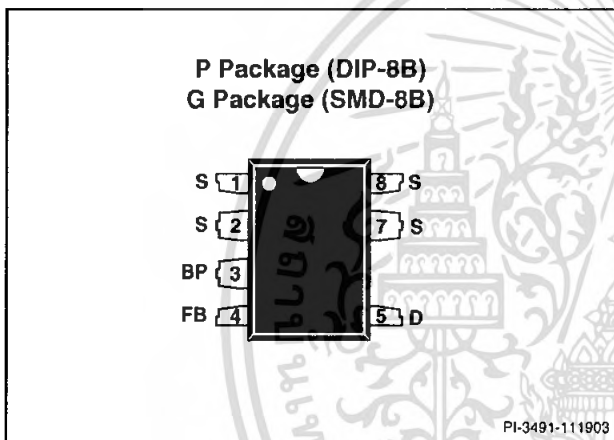


Figure 3. Pin Configuration.

LinkSwitch-TN Functional Description

LinkSwitch-TN combines a high voltage power MOSFET switch with a power supply controller in one device. Unlike conventional PWM (pulse width modulator) controllers, *LinkSwitch-TN* uses a simple ON/OFF control to regulate the output voltage. The *LinkSwitch-TN* controller consists of an oscillator, feedback (sense and logic) circuit, 5.8 V regulator, BYPASS pin under-voltage circuit, over-temperature protection, frequency jittering, current limit circuit, leading edge blanking and a 700 V power MOSFET. The *LinkSwitch-TN* incorporates additional circuitry for auto-restart.

Oscillator

The typical oscillator frequency is internally set to an average of 66 kHz. Two signals are generated from the oscillator: the maximum duty cycle signal (DC_{MAX}) and the clock signal that indicates the beginning of each cycle.

The *LinkSwitch-TN* oscillator incorporates circuitry that introduces a small amount of frequency jitter, typically 4 kHz peak-to-peak, to minimize EMI emission. The modulation rate of the frequency jitter is set to 1 kHz to optimize EMI reduction for both average and quasi-peak emissions. The frequency jitter should be measured with the oscilloscope triggered at the falling edge of the DRAIN waveform. The waveform in Figure 4 illustrates the frequency jitter of the *LinkSwitch-TN*.

Feedback Input Circuit

The feedback input circuit at the FB pin consists of a low impedance source follower output set at 1.65 V. When the current delivered into this pin exceeds 49 μA , a low logic level (disable) is generated at the output of the feedback circuit. This output is sampled at the beginning of each cycle on the rising edge of the clock signal. If high, the power MOSFET is turned on for that cycle (enabled), otherwise the power MOSFET remains off (disabled). Since the sampling is done only at the beginning of each cycle, subsequent changes in the FB pin voltage or current during the remainder of the cycle are ignored.

5.8 V Regulator and 6.3 V Shunt Voltage Clamp

The 5.8 V regulator charges the bypass capacitor connected to the BYPASS pin to 5.8 V by drawing a current from the voltage on the DRAIN, whenever the MOSFET is off. The BYPASS pin is the internal supply voltage node for the *LinkSwitch-TN*. When the MOSFET is on, the *LinkSwitch-TN* runs off of the energy stored in the bypass capacitor. Extremely low power consumption of the internal circuitry allows the *LinkSwitch-TN* to operate continuously from the current drawn from the DRAIN pin. A bypass capacitor value of 0.1 μF is sufficient for both high frequency decoupling and energy storage.

In addition, there is a 6.3 V shunt regulator clamping the BYPASS pin at 6.3 V when current is provided to the BYPASS pin through an external resistor. This facilitates powering of *LinkSwitch-TN* externally through a bias winding to decrease the no-load consumption to about 50 mW.

BYPASS Pin Under-Voltage

The BYPASS pin under-voltage circuitry disables the power MOSFET when the BYPASS pin voltage drops below 4.85 V. Once the BYPASS pin voltage drops below 4.85 V, it must rise back to 5.8 V to enable (turn-on) the power MOSFET.

Over-Temperature Protection

The thermal shutdown circuitry senses the die temperature. The threshold is set at 142 $^{\circ}\text{C}$ typical with a 75 $^{\circ}\text{C}$ hysteresis. When the die temperature rises above this threshold (142 $^{\circ}\text{C}$) the power MOSFET is disabled and remains disabled until the die temperature falls by 75 $^{\circ}\text{C}$, at which point it is re-enabled.

Current Limit

The current limit circuit senses the current in the power MOSFET. When this current exceeds the internal threshold (I_{LIMIT}), the



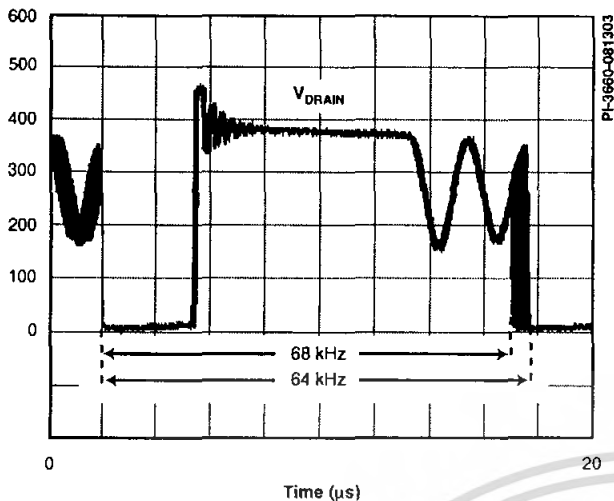


Figure 4. Frequency Jitter.

power MOSFET is turned off for the remainder of that cycle. The leading edge blanking circuit inhibits the current limit comparator for a short time (t_{LEB}) after the power MOSFET is turned on. This leading edge blanking time has been set so that current spikes caused by capacitance and rectifier reverse recovery time will not cause premature termination of the switching pulse.

Auto-Restart (LNK304-306 only)

In the event of a fault condition such as output overload, output short, or an open loop condition, *LinkSwitch-TN* enters into auto-restart operation. An internal counter clocked by the oscillator gets reset every time the FB pin is pulled high. If the FB pin is not pulled high for 50 ms, the power MOSFET switching is disabled for 800 ms. The auto-restart alternately enables and disables the switching of the power MOSFET until the fault condition is removed.

Applications Example

A 1.44 W Universal Input Buck Converter

The circuit shown in Figure 5 is a typical implementation of a

12 V, 120 mA non-isolated power supply used in appliance control such as rice cookers, dishwashers or other white goods. This circuit may also be applicable to other applications such as night-lights, LED drivers, electricity meters, and residential heating controllers, where a non-isolated supply is acceptable.

The input stage comprises fusible resistor RF1, diodes D3 and D4, capacitors C4 and C5, and inductor L2. Resistor RF1 is a flame proof, fusible, wire wound resistor. It accomplishes several functions: a) Inrush current limitation to safe levels for rectifiers D3 and D4; b) Differential mode noise attenuation; c) Input fuse should any other component fail short-circuit (component fails safely open-circuit without emitting smoke, fire or incandescent material).

The power processing stage is formed by the *LinkSwitch-TN*, freewheeling diode D1, output choke L1, and the output capacitor C2. The LNK304 was selected such that the power supply operates in the mostly discontinuous-mode (MDCM). Diode D1 is an ultra-fast diode with a reverse recovery time (t_{rr}) of approximately 75 ns, acceptable for MDCM operation. For continuous conduction mode (CCM) designs, a diode with a t_{rr} of ≤ 35 ns is recommended. Inductor L1 is a standard off-the-shelf inductor with appropriate RMS current rating (and acceptable temperature rise). Capacitor C2 is the output filter capacitor; its primary function is to limit the output voltage ripple. The output voltage ripple is a stronger function of the ESR of the output capacitor than the value of the capacitor itself.

To a first order, the forward voltage drops of D1 and D2 are identical. Therefore, the voltage across C3 tracks the output voltage. The voltage developed across C3 is sensed and regulated via the resistor divider R1 and R3 connected to U1's FB pin. The values of R1 and R3 are selected such that, at the desired output voltage, the voltage at the FB pin is 1.65 V.

Regulation is maintained by skipping switching cycles. As the output voltage rises, the current into the FB pin will rise. If this exceeds I_{FB} then subsequent cycles will be skipped until the current reduces below I_{FB} . Thus, as the output load is reduced, more cycles will be skipped and if the load increases, fewer

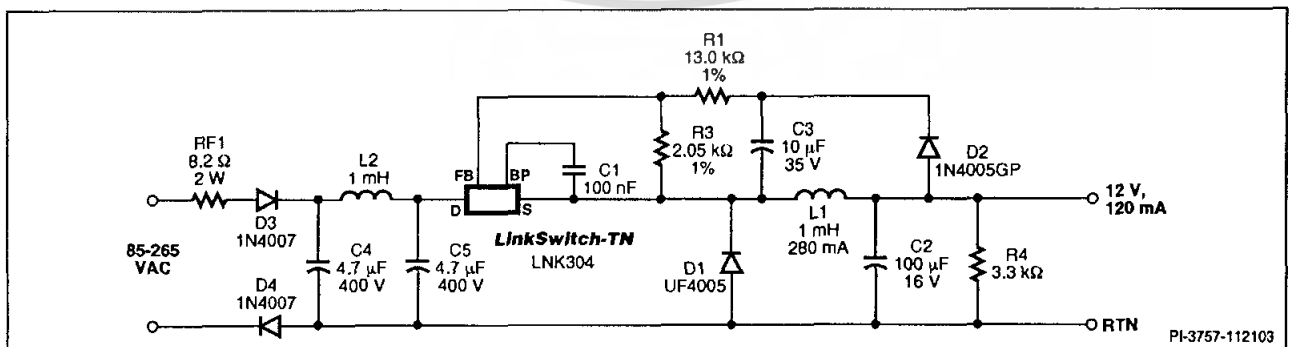


Figure 5. Universal Input, 12 V, 120 mA Constant Voltage Power Supply Using *LinkSwitch-TN*.

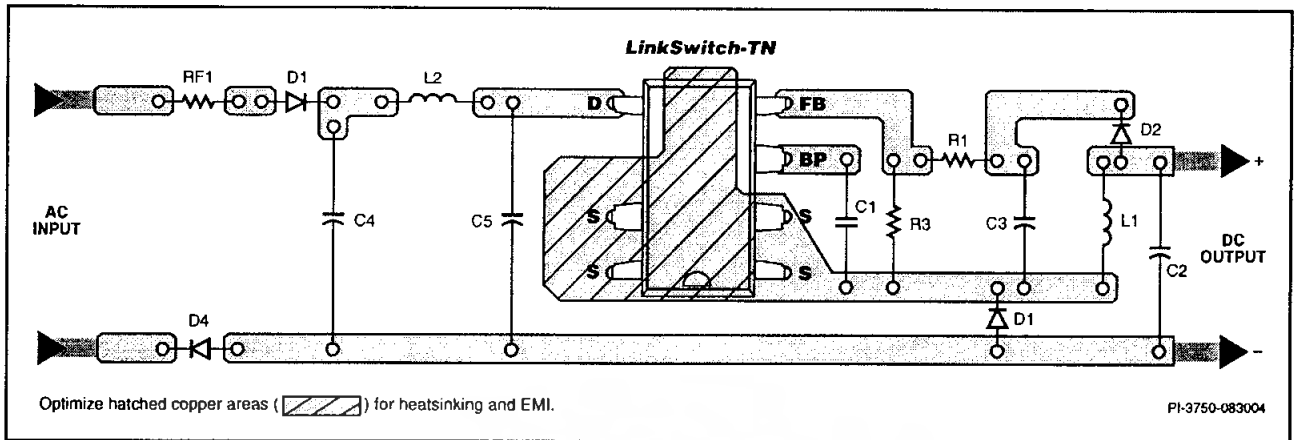


Figure 6. Recommended Printed Circuit Layout for LinkSwitch-TN in a Buck Converter Configuration.

cycles are skipped. To provide overload protection if no cycles are skipped during a 50 ms period, *LinkSwitch-TN* will enter auto-restart (LNK304-306), limiting the average output power to approximately 6% of the maximum overload power. Due to tracking errors between the output voltage and the voltage across C3 at light load or no load, a small pre-load may be required (R4). For the design in Figure 5, if regulation to zero load is required, then this value should be reduced to 2.4 k Ω .

Key Application Considerations

LinkSwitch-TN Design Considerations

Output Current Table

Data sheet maximum output current table (Table 1) represents the maximum practical continuous output current for both mostly discontinuous conduction mode (MDCM) and continuous conduction mode (CCM) of operation that can be delivered from a given *LinkSwitch-TN* device under the following assumed conditions:

- 1) Buck converter topology.
- 2) The minimum DC input voltage is ≥ 70 V. The value of input capacitance should be large enough to meet this criterion.
- 3) For CCM operation a KRP* of 0.4.
- 4) Output voltage of 12 VDC.
- 5) Efficiency of 75%.
- 6) A catch/freewheeling diode with $t_{rr} \leq 75$ ns is used for MDCM operation and for CCM operation, a diode with $t_{rr} \leq 35$ ns is used.
- 7) The part is board mounted with SOURCE pins soldered to a sufficient area of copper to keep the SOURCE pin temperature at or below 100 °C.

*KRP is the ratio of ripple to peak inductor current.

LinkSwitch-TN Selection and Selection Between MDCM and CCM Operation

Select the *LinkSwitch-TN* device, freewheeling diode and output inductor that gives the lowest overall cost. In general, MDCM provides the lowest cost and highest efficiency converter. CCM designs require a larger inductor and ultra-fast ($t_{rr} \leq 35$ ns) freewheeling diode in all cases. It is lower cost to use a larger *LinkSwitch-TN* in MDCM than a smaller *LinkSwitch-TN* in CCM because of the additional external component costs of a CCM design. However, if the highest output current is required, CCM should be employed following the guidelines below.

Topology Options

LinkSwitch-TN can be used in all common topologies, with or without an optocoupler and reference to improve output voltage tolerance and regulation. Table 2 provide a summary of these configurations. For more information see the Application Note – *LinkSwitch-TN* Design Guide.

Component Selection

Referring to Figure 5, the following considerations may be helpful in selecting components for a *LinkSwitch-TN* design.

Freewheeling Diode D1

Diode D1 should be an ultra-fast type. For MDCM, reverse recovery time $t_{rr} \leq 75$ ns should be used at a temperature of 70 °C or below. Slower diodes are not acceptable, as continuous mode operation will always occur during startup, causing high leading edge current spikes, terminating the switching cycle prematurely, and preventing the output from reaching regulation. If the ambient temperature is above 70 °C then a diode with $t_{rr} \leq 35$ ns should be used.

For CCM an ultra-fast diode with reverse recovery time $t_{rr} \leq 35$ ns should be used. A slower diode may cause excessive



TOPOLOGY	BASIC CIRCUIT SCHEMATIC	KEY FEATURES
High-Side Buck – Direct Feedback		<ol style="list-style-type: none"> 1. Output referenced to input 2. Positive output (V_O) with respect to $-V_{IN}$ 3. Step down – $V_O < V_{IN}$ 4. Low cost direct feedback ($\pm 10\%$ typ.)
High-Side Buck – Optocoupler Feedback		<ol style="list-style-type: none"> 1. Output referenced to input 2. Positive output (V_O) with respect to $-V_{IN}$ 3. Step down – $V_O < V_{IN}$ 4. Optocoupler feedback <ul style="list-style-type: none"> - Accuracy only limited by reference choice - Low cost non-safety rated opto - No pre-load required 5. Minimum no-load consumption
Low-Side Buck – Optocoupler Feedback		<ol style="list-style-type: none"> 1. Output referenced to input 2. Negative output (V_O) with respect to $+V_{IN}$ 3. Step down – $V_O < V_{IN}$ 4. Optocoupler feedback <ul style="list-style-type: none"> - Accuracy only limited by reference choice - Low cost non-safety rated opto - No pre-load required
Low-Side Buck – Constant Current LED Driver		<ol style="list-style-type: none"> 1. Output referenced to input 2. Negative output (V_O) with respect to $+V_{IN}$ 3. Step down – $V_O < V_{IN}$ 4. Optocoupler feedback <ul style="list-style-type: none"> - Accuracy only limited by reference choice - Low cost non-safety rated opto - No pre-load required - Ideal for driving LEDs
High-Side Buck Boost – Direct Feedback		<ol style="list-style-type: none"> 1. Output referenced to input 2. Negative output (V_O) with respect to $+V_{IN}$ 3. Step up/down – $V_O > V_{IN}$ or $V_O < V_{IN}$ 4. Low cost direct feedback ($\pm 10\%$ typ.)
High-Side Buck Boost – Constant Current LED Driver		<ol style="list-style-type: none"> 1. Output referenced to input 2. Negative output (V_O) with respect to $+V_{IN}$ 3. Step up/down – $V_O > V_{IN}$ or $V_O < V_{IN}$ 4. Low cost direct feedback ($\pm 10\%$ typ.) 5. Fail-safe – output is not subjected to input voltage if the internal MOSFET fails 6. Ideal for driving LEDs – better accuracy and temperature stability than Low-side Buck constant current LED driver

Table 2. Common Circuit Configurations Using LinkSwitch-TN. (continued on next page)



TOPOLOGY	BASIC CIRCUIT SCHEMATIC	KEY FEATURES
Low-Side Buck Boost – Optocoupler Feedback		<ol style="list-style-type: none"> 1. Output referenced to input 2. Positive output (V_O) with respect to $+V_{IN}$ 3. Step up/down – $V_O > V_{IN}$ or $V_O < V_{IN}$ 4. Optocoupler feedback <ul style="list-style-type: none"> - Accuracy only limited by reference choice - Low cost non-safety rated opto - No pre-load required 5. Fail-safe – output is not subjected to input voltage if the internal MOSFET fails

Table 2 (cont). Common Circuit Configurations Using LinkSwitch-TN.

leading edge current spikes, terminating the switching cycle prematurely and preventing full power delivery.

Fast and slow diodes should never be used as the large reverse recovery currents can cause excessive power dissipation in the diode and/or exceed the maximum drain current specification of LinkSwitch-TN.

Feedback Diode D2

Diode D2 can be a low-cost slow diode such as the 1N400X series, however it should be specified as a glass passivated type to guarantee a specified reverse recovery time. To a first order, the forward drops of D1 and D2 should match.

Inductor L1

Choose any standard off-the-shelf inductor that meets the design requirements. A “drum” or “dog bone” “I” core inductor is recommended with a single ferrite element due to its low cost and very low audible noise properties. The typical inductance value and RMS current rating can be obtained from the LinkSwitch-TN design spreadsheet available within the PI Expert design suite from Power Integrations. Choose L1 greater than or equal to the typical calculated inductance with RMS current rating greater than or equal to calculated RMS inductor current.

Capacitor C2

The primary function of capacitor C2 is to smooth the inductor current. The actual output ripple voltage is a function of this capacitor’s ESR. To a first order, the ESR of this capacitor should not exceed the rated ripple voltage divided by the typical current limit of the chosen LinkSwitch-TN.

Feedback Resistors R1 and R3

The values of the resistors in the resistor divider formed by R1 and R3 are selected to maintain 1.65 V at the FB pin. It is recommended that R3 be chosen as a standard 1% resistor of 2 k Ω . This ensures good noise immunity by biasing the feedback network with a current of approximately 0.8 mA.

Feedback Capacitor C3

Capacitor C3 can be a low cost general purpose capacitor. It provides a “sample and hold” function, charging to the output voltage during the off time of LinkSwitch-TN. Its value should be 10 μ F to 22 μ F; smaller values cause poorer regulation at light load conditions.

Pre-load Resistor R4

In high-side, direct feedback designs where the minimum load is <3 mA, a pre-load resistor is required to maintain output regulation. This ensures sufficient inductor energy to pull the inductor side of the feedback capacitor C3 to input return via D2. The value of R4 should be selected to give a minimum output load of 3 mA.

In designs with an optocoupler the Zener or reference bias current provides a 1 mA to 2 mA minimum load, preventing “pulse bunching” and increased output ripple at zero load.

LinkSwitch-TN Layout Considerations

In the buck or buck-boost converter configuration, since the SOURCE pins in LinkSwitch-TN are switching nodes, the copper area connected to SOURCE should be minimized to minimize EMI within the thermal constraints of the design.

In the boost configuration, since the SOURCE pins are tied to DC return, the copper area connected to SOURCE can be maximized to improve heatsinking.

The loop formed between the LinkSwitch-TN, inductor (L1), freewheeling diode (D1), and output capacitor (C2) should be kept as small as possible. The BYPASS pin capacitor C1 (Figure 6) should be located physically close to the SOURCE (S) and BYPASS (BP) pins. To minimize direct coupling from switching nodes, the LinkSwitch-TN should be placed away from AC input lines. It may be advantageous to place capacitors C4 and C5 in-between LinkSwitch-TN and the AC input. The second rectifier diode D4 is optional, but may



be included for better EMI performance and higher line surge withstand capability.

Quick Design Checklist

As with any power supply design, all *LinkSwitch-TN* designs should be verified for proper functionality on the bench. The following minimum tests are recommended:

- 1) Adequate DC rail voltage – check that the minimum DC input voltage does not fall below 70 VDC at maximum load, minimum input voltage.
- 2) Correct Diode Selection – UF400x series diodes are recommended only for designs that operate in MDCM at an ambient of 70 °C or below. For designs operating in continuous conduction mode (CCM) and/or higher ambients, then a diode with a reverse recovery time of 35 ns or better, such as the BYV26C, is recommended.
- 3) Maximum drain current – verify that the peak drain current is below the data sheet peak drain specification under

worst-case conditions of highest line voltage, maximum overload (just prior to auto-restart) and highest ambient temperature.

- 4) Thermal check – at maximum output power, minimum input voltage and maximum ambient temperature, verify that the *LinkSwitch-TN* SOURCE pin temperature is 100 °C or below. This figure ensures adequate margin due to variations in $R_{DS(ON)}$ from part to part. A battery powered thermocouple meter is recommended to make measurements when the SOURCE pins are a switching node. Alternatively, the ambient temperature may be raised to indicate margin to thermal shutdown.

In a *LinkSwitch-TN* design using a buck or buck boost converter topology, the SOURCE pin is a switching node. Oscilloscope measurements should therefore be made with probe grounded to a DC voltage, such as primary return or DC input rail, and not to the SOURCE pins. The power supply input must always be supplied from an isolated source (e.g. via an isolation transformer).



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS^(1,5)

DRAIN Voltage	-0.3 V to 700 V	Notes: 1. All voltages referenced to SOURCE, $T_A = 25\text{ }^\circ\text{C}$. 2. The higher peak DRAIN current is allowed if the DRAIN to SOURCE voltage does not exceed 400 V. 3. Normally limited by internal circuitry. 4. 1/16 in. from case for 5 seconds. 5. Maximum ratings specified may be applied, one at a time, without causing permanent damage to the product. Exposure to Absolute Maximum Rating conditions for extended periods of time may affect product reliability.
Peak DRAIN Current (LNK302).....	200 mA (375 mA) ⁽²⁾	
Peak DRAIN Current (LNK304).....	400 mA (750 mA) ⁽²⁾	
Peak DRAIN Current (LNK305).....	800 mA (1500 mA) ⁽²⁾	
Peak DRAIN Current (LNK306).....	1400 mA (2600 mA) ⁽²⁾	
FEEDBACK Voltage	-0.3 V to 9 V	
FEEDBACK Current.....	100 mA	
BYPASS Voltage	-0.3 V to 9 V	
Storage Temperature	-65 °C to 150 °C	
Operating Junction Temperature ⁽³⁾	-40 °C to 150 °C	
Lead Temperature ⁽⁴⁾	260 °C	

THERMAL IMPEDANCE

Thermal Impedance: P or G Package:	Notes: 1. Measured on pin 2 (SOURCE) close to plastic interface. 2. Soldered to 0.36 sq. in. (232 mm ²), 2 oz. (610 g/m ²) copper clad. 3. Soldered to 1 sq. in. (645 mm ²), 2 oz. (610 g/m ²) copper clad.	
(θ_{JA})		70 °C/W ⁽²⁾ ; 60 °C/W ⁽³⁾
(θ_{JC}) ⁽¹⁾		11 °C/W

Parameter	Symbol	Conditions	Min	Typ	Max	Units
		SOURCE = 0 V; $T_J = -40$ to $125\text{ }^\circ\text{C}$ See Figure 7 (Unless Otherwise Specified)				

CONTROL FUNCTIONS

Output Frequency	f_{OSC}	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	Average	62	66	70	kHz
			Peak-Peak Jitter		4		
Maximum Duty Cycle	DC_{MAX}	S2 Open	66	69	72	%	
FEEDBACK Pin Turnoff Threshold Current	I_{FB}	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	30	49	68	μA	
FEEDBACK Pin Voltage at Turnoff Threshold	V_{FB}		1.54	1.65	1.76	V	
DRAIN Supply Current	I_{S1}	$V_{FB} \geq 2\text{ V}$ (MOSFET Not Switching) See Note A		160	220	μA	
	I_{S2}	FEEDBACK Open (MOSFET Switching) See Notes A, B	LNK302/304		200	260	μA
			LNK305		220	280	
			LNK306		250	310	



Parameter	Symbol	Conditions		Min	Typ	Max	Units
		SOURCE = 0 V; T _J = -40 to 125 °C See Figure 7 (Unless Otherwise Specified)					
CONTROL FUNCTIONS (cont.)							
BYPASS Pin Charge Current	I _{CH1}	V _{BP} = 0 V T _J = 25 °C	LNK302/304	-5.5	-3.3	-1.8	mA
			LNK305/306	-7.5	-4.6	-2.5	
	I _{CH2}	V _{BP} = 4 V T _J = 25 °C	LNK302/304	-3.8	-2.3	-1.0	
			LNK305/306	-4.5	-3.3	-1.5	
BYPASS Pin Voltage	V _{BP}			5.55	5.8	6.10	V
BYPASS Pin Voltage Hysteresis	V _{BPH}			0.8	0.95	1.2	V
BYPASS Pin Supply Current	I _{BPSC}	See Note D		68			μA
CIRCUIT PROTECTION							
Current Limit	I _{LIMIT} (See Note E)	di/dt = 55 mA/μs T _J = 25 °C	LNK302	126	136	146	mA
				di/dt = 250 mA/μs T _J = 25 °C	145	165	
		di/dt = 65 mA/μs T _J = 25 °C	LNK304	240	257	275	
				di/dt = 415 mA/μs T _J = 25 °C	271	308	
		di/dt = 75 mA/μs T _J = 25 °C	LNK305	350	375	401	
				di/dt = 500 mA/μs T _J = 25 °C	396	450	
		di/dt = 95 mA/μs T _J = 25 °C	LNK306	450	482	515	
				di/dt = 610 mA/μs T _J = 25 °C	508	578	
Minimum On Time	t _{ON(MIN)}		LNK302/304	280	360	475	ns
			LNK305	360	460	610	
			LNK306	400	500	675	

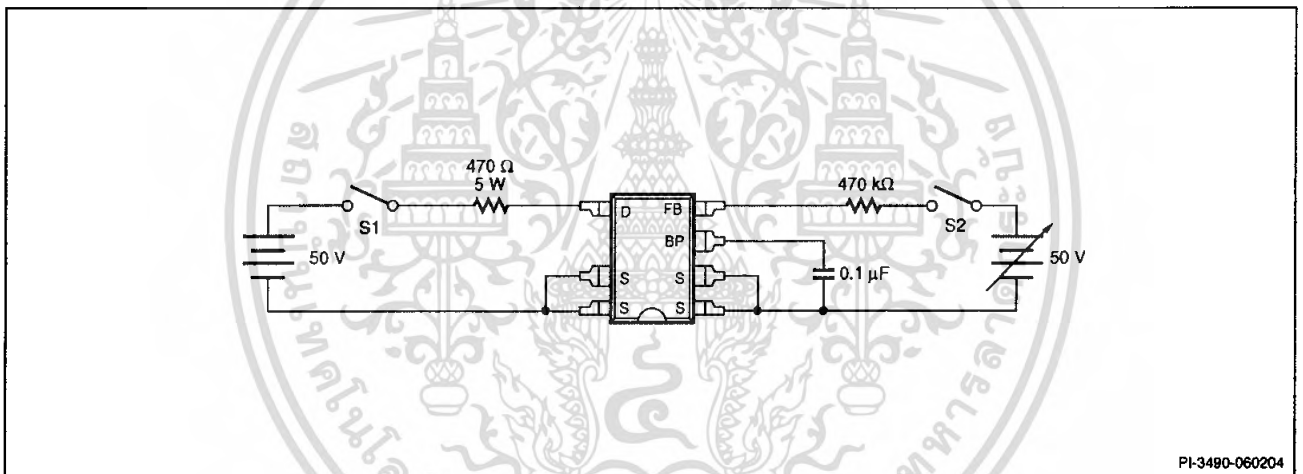


Parameter	Symbol	Conditions		Min	Typ	Max	Units
		SOURCE = 0 V; $T_J = -40$ to 125 °C See Figure 7 (Unless Otherwise Specified)					
CIRCUIT PROTECTION (cont.)							
Leading Edge Blanking Time	t_{LEB}	$T_J = 25$ °C See Note F		170	215		ns
Thermal Shutdown Temperature	T_{SD}			135	142	150	°C
Thermal Shutdown Hysteresis	T_{SHD}	See Note G			75		°C
OUTPUT							
ON-State Resistance	$R_{DS(ON)}$	LNK302 $I_D = 13$ mA	$T_J = 25$ °C		48	55.2	Ω
			$T_J = 100$ °C		76	88.4	
		LNK304 $I_D = 25$ mA	$T_J = 25$ °C		24	27.6	
			$T_J = 100$ °C		38	44.2	
		LNK305 $I_D = 35$ mA	$T_J = 25$ °C		12	13.8	
			$T_J = 100$ °C		19	22.1	
LNK306 $I_D = 45$ mA	$T_J = 25$ °C		7	8.1			
	$T_J = 100$ °C		11	12.9			
OFF-State Drain Leakage Current	I_{DSS}	$V_{BP} = 6.2$ V, $V_{FB} \geq 2$ V, $V_{DS} = 560$ V, $T_J = 25$ °C	LNK302/304			50	μ A
			LNK305			70	
			LNK306			90	
Breakdown Voltage	BV_{DSS}	$V_{BP} = 6.2$ V, $V_{FB} \geq 2$ V, $T_J = 25$ °C		700			V
Rise Time	t_R	Measured in a Typical Buck Converter Application			50		ns
Fall Time	t_F				50		ns
DRAIN Supply Voltage				50			V
Output Enable Delay	t_{EN}	See Figure 9				10	μ s
Output Disable Setup Time	t_{DST}				0.5		μ s
Auto-Restart ON-Time	t_{AR}	$T_J = 25$ °C See Note H	LNK302	Not Applicable			ms
			LNK304-306		50		
Auto-Restart Duty Cycle	DC_{AR}		LNK302	Not Applicable			%
			LNK304-306		6		



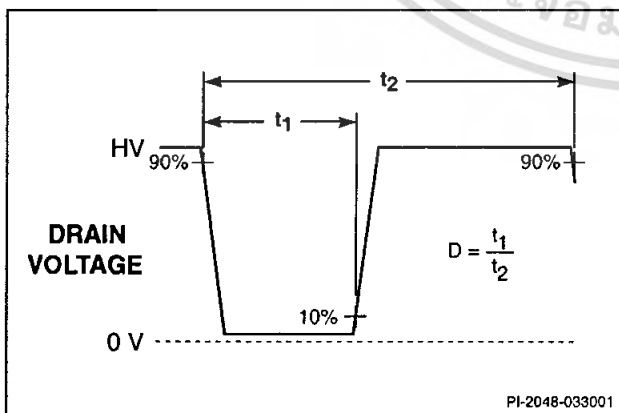
NOTES:

- A. Total current consumption is the sum of I_{S1} and I_{DSS} when FEEDBACK pin voltage is ≥ 2 V (MOSFET not switching) and the sum of I_{S2} and I_{DSS} when FEEDBACK pin is shorted to SOURCE (MOSFET switching).
- B. Since the output MOSFET is switching, it is difficult to isolate the switching current from the supply current at the DRAIN. An alternative is to measure the BYPASS pin current at 6 V.
- C. See Typical Performance Characteristics section Figure 14 for BYPASS pin start-up charging waveform.
- D. This current is only intended to supply an optional optocoupler connected between the BYPASS and FEEDBACK pins and not any other external circuitry.
- E. For current limit at other di/dt values, refer to Figure 13.
- F. This parameter is guaranteed by design.
- G. This parameter is derived from characterization.
- H. Auto-restart on time has the same temperature characteristics as the oscillator (inversely proportional to frequency).



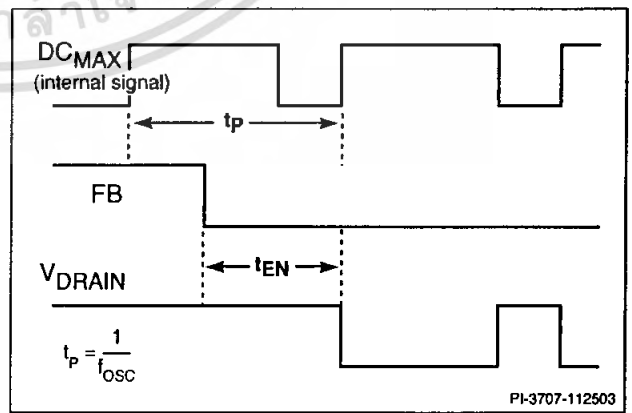
PI-3490-060204

Figure 7. LinkSwitch-TN General Test Circuit.



PI-2048-033001

Figure 8. LinkSwitch-TN Duty Cycle Measurement.



PI-3707-112503

Figure 9. LinkSwitch-TN Output Enable Timing.

Typical Performance Characteristics

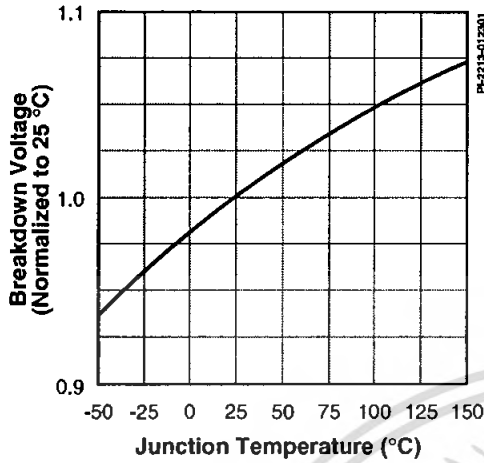


Figure 10. Breakdown vs. Temperature.

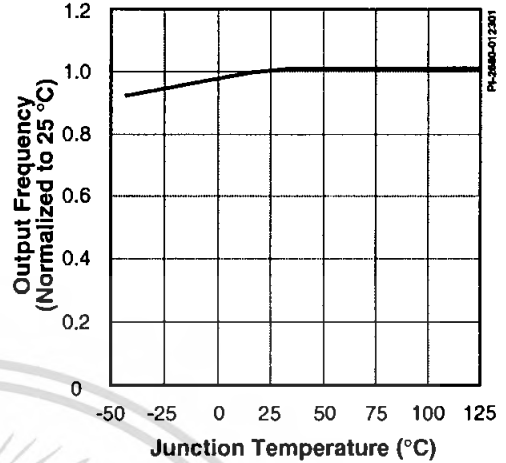


Figure 11. Frequency vs. Temperature.

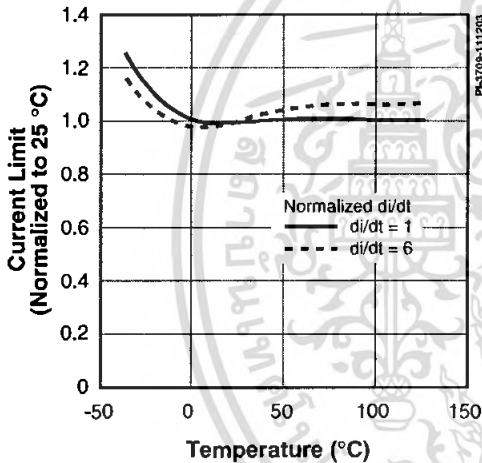


Figure 12. Current Limit vs. Temperature at Normalized di/dt.

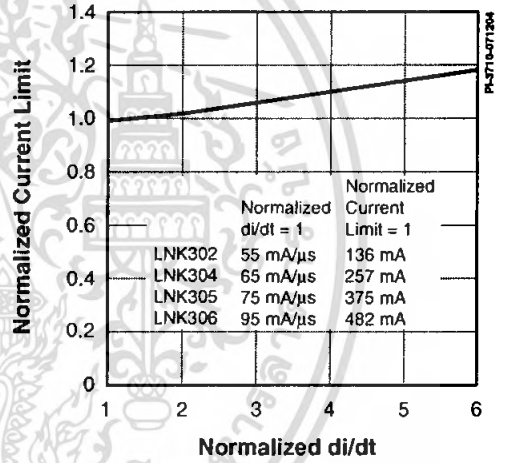


Figure 13. Current Limit vs. di/dt.

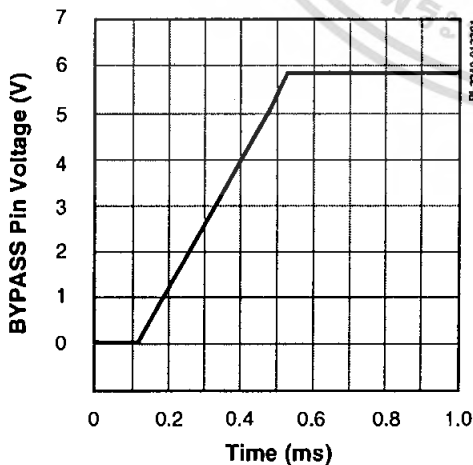


Figure 14. BYPASS Pin Start-up Waveform.

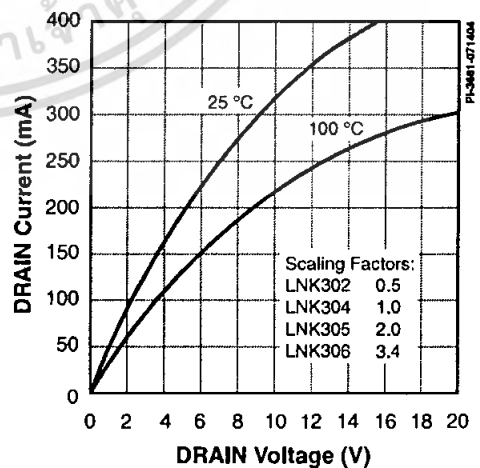


Figure 15. Output Characteristics.



Typical Performance Characteristics (cont.)

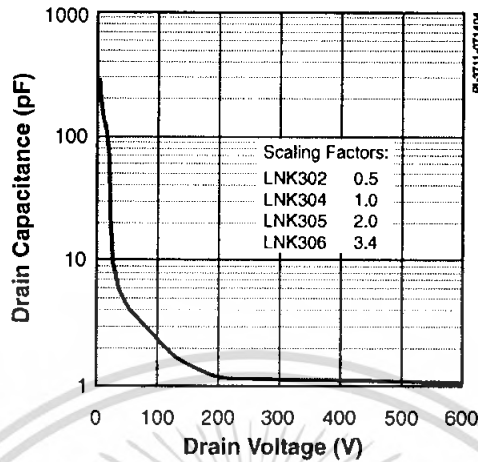
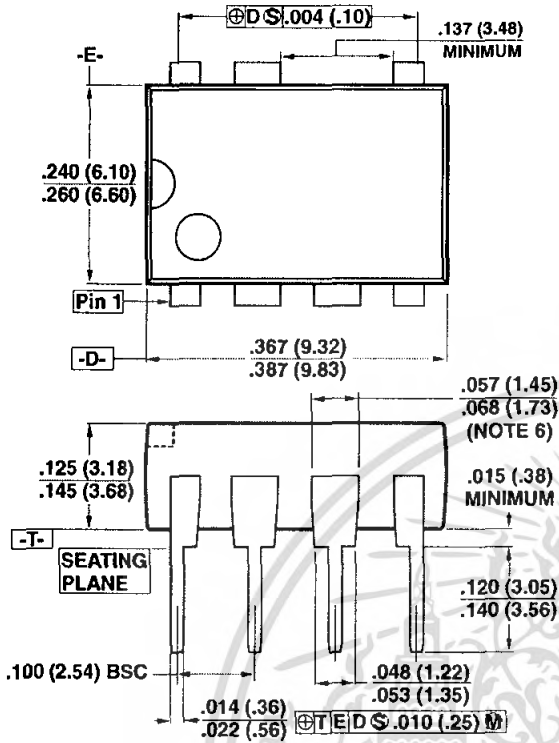


Figure 16. C_{crss} vs. Drain Voltage.

PART ORDERING INFORMATION	
<p>LNK 304 G N - TL</p>	LinkSwitch Product Family
	TN Series Number
	Package Identifier
	G Plastic Surface Mount DIP
	P Plastic DIP
	Lead Finish
	Blank Standard (Sn Pb)
	N Pure Matte Tin (Pb-Free)
	Tape & Reel and Other Options
	Blank Standard Configurations
TL Tape & Reel, 1 k pcs minimum, G Package only	

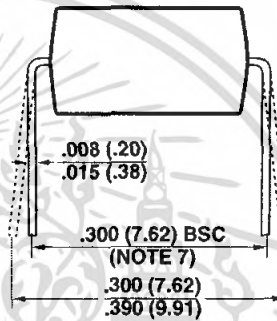


DIP-8B



Notes:

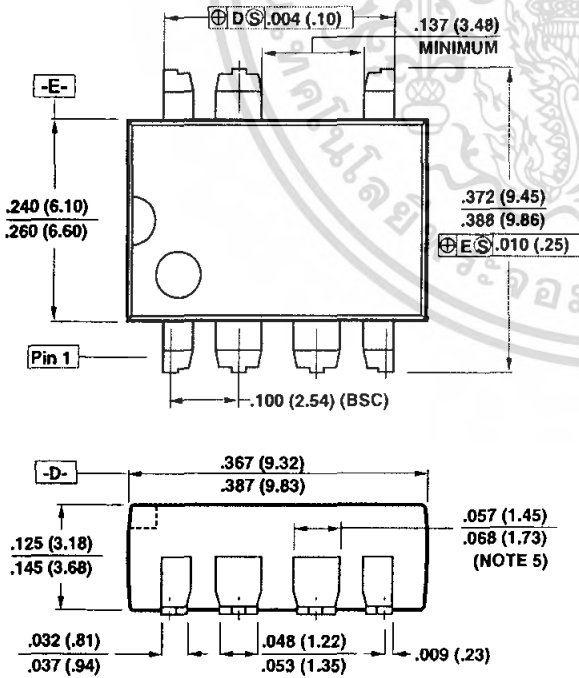
1. Package dimensions conform to JEDEC specification MS-001-AB (Issue B 7/85) for standard dual-in-line (DIP) package with .300 inch row spacing.
2. Controlling dimensions are inches. Millimeter sizes are shown in parentheses.
3. Dimensions shown do not include mold flash or other protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed .006 (.15) on any side.
4. Pin locations start with Pin 1, and continue counter-clockwise to Pin 8 when viewed from the top. The notch and/or dimple are aids in locating Pin 1. Pin 6 is omitted.
5. Minimum metal to metal spacing at the package body for the omitted lead location is .137 inch (3.48 mm).
6. Lead width measured at package body.
7. Lead spacing measured with the leads constrained to be perpendicular to plane T.



P08B

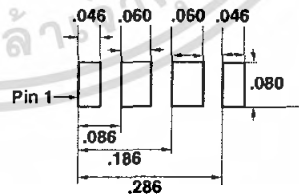
PI-2551-121504

SMD-8B

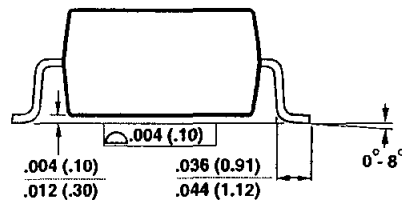


Notes:

1. Controlling dimensions are inches. Millimeter sizes are shown in parentheses.
2. Dimensions shown do not include mold flash or other protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed .006 (.15) on any side.
3. Pin locations start with Pin 1, and continue counter-clockwise to Pin 8 when viewed from the top. Pin 6 is omitted.
4. Minimum metal to metal spacing at the package body for the omitted lead location is .137 inch (3.48 mm).
5. Lead width measured at package body.
6. D and E are referenced datums on the package body.



Solder Pad Dimensions



G08B

PI-2546-121504



Revision	Notes	Date
C	1) Released Final Data Sheet.	3/03
D	1) Corrected Minimum On Time.	1/04
E	1) Added LNK302.	8/04
F	1) Added lead-free ordering information.	12/04
G	1) Minor error corrections. 2) Renamed Feedback Pin Voltage parameter to Feedback Pin Voltage at Turnoff Threshold and removed condition.	3/05

For the latest updates, visit our website: www.powerint.com

Power Integrations reserves the right to make changes to its products at any time to improve reliability or manufacturability. Power Integrations does not assume any liability arising from the use of any device or circuit described herein. POWER INTEGRATIONS MAKES NO WARRANTY HEREIN AND SPECIFICALLY DISCLAIMS ALL WARRANTIES INCLUDING, WITHOUT LIMITATION, THE IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY, FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE, AND NON-INFRINGEMENT OF THIRD PARTY RIGHTS.

PATENT INFORMATION

The products and applications illustrated herein (including transformer construction and circuits external to the products) may be covered by one or more U.S. and foreign patents, or potentially by pending U.S. and foreign patent applications assigned to Power Integrations. A complete list of Power Integrations' patents may be found at www.powerint.com. Power Integrations grants its customers a license under certain patent rights as set forth at <http://www.powerint.com/ip.htm>.

LIFE SUPPORT POLICY

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

1. A Life support device or system is one which, (i) is intended for surgical implant into the body, or (ii) supports or sustains life, and (iii) whose failure to perform, when properly used in accordance with instructions for use, can be reasonably expected to result in significant injury or death to the user.
2. A critical component is 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.

The PI logo, **TOPSwitch**, **TinySwitch**, **LinkSwitch**, **DPA-Switch**, **EcoSmart**, **PI Expert** and **PI FACTS** are trademarks of Power Integrations, Inc. Other trademarks are property of their respective companies. ©Copyright 2005, Power Integrations, Inc.

Power Integrations Worldwide Sales Support Locations

WORLD HEADQUARTERS

5245 Hellyer Avenue
San Jose, CA 95138, USA.
Main: +1-408-414-9200
Customer Service:
Phone: +1-408-414-9665
Fax: +1-408-414-9765
e-mail: us-sales@powerint.com

GERMANY

Rueckerstrasse 3
D-80336, Munich
Germany
Phone: +49-89-5527-3910
Fax: +49-89-5527-3920
e-mail: euro-sales@powerint.com

JAPAN

Keihin Tatemono 1st Bldg 2-12-20
Shin-Yokohama, Kohoku-ku,
Yokohama-shi, Kanagawa ken,
Japan 222-0033
Phone: +81-45-471-1021
Fax: +81-45-471-3717
e-mail: japan-sales@powerint.com

TAIWAN

5F, No. 318, Nei Hu Rd., Sec. 1
Nei Hu Dist.
Taipei, Taiwan 114, R.O.C.
Phone: +886-2-2659-4570
Fax: +886-2-2659-4550
e-mail: taiwan-sales@powerint.com

CHINA (SHANGHAI)

Rm 807-808A,
Pacheer Commercial Centre,
555 Nanjing Rd. West
Shanghai, P.R.C. 200041
Phone: +86-21-6215-5548
Fax: +86-21-6215-2468
e-mail: china-sales@powerint.com

INDIA

261/A, Ground Floor
7th Main, 17th Cross.
Sadashivanagar
Bangalore, India 560080
Phone: +91-80-5113-8020
Fax: +91-80-5113-8023
e-mail: india-sales@powerint.com

KOREA

RM 602, 6FL
Korea City Air Terminal B/D, 159-6
Samsung-Dong, Kangnam-Gu,
Seoul, 135-728, Korea
Phone: +82-2-2016-6610
Fax: +82-2-2016-6630
e-mail: korea-sales@powerint.com

EUROPE HQ

1st Floor, St. James's House
East Street, Farnham
Surrey, GU9 7TJ
United Kingdom
Phone: +44 (0) 1252-730-140
Fax: +44 (0) 1252-727-689
e-mail: euro-sales@powerint.com

CHINA (SHENZHEN)

Rm 2206-2207, Block A,
Electronics Science & Technology Bldg.
2070 Shennan Zhong Rd.
Shenzhen, Guangdong,
China, 518031
Phone: +86-755-8379-3243
Fax: +86-755-8379-5828
e-mail: china-sales@powerint.com

ITALY

Via Vittorio Veneto 12
20091 Bresso MI
Italy
Phone: +39-028-928-6000
Fax: +39-028-928-6009
e-mail: euro-sales@powerint.com

SINGAPORE

51 Newton Road,
#15-08/10 Goldhill Plaza,
Singapore, 308900
Phone: +65-6358-2160
Fax: +65-6358-2015
e-mail: singapore-sales@powerint.com

APPLICATIONS HOTLINE

World Wide +1-408-414-9660

APPLICATIONS FAX

World Wide +1-408-414-9760





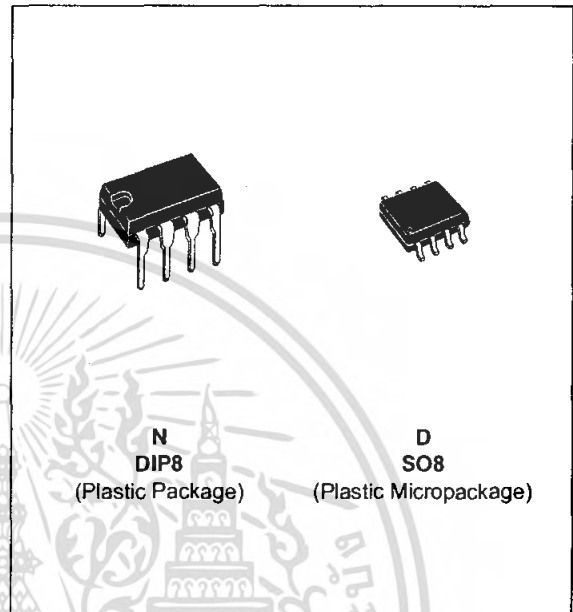
NE555 SA555 - SE555

GENERAL PURPOSE SINGLE BIPOLAR TIMERS

- LOW TURN OFF TIME
- MAXIMUM OPERATING FREQUENCY GREATER THAN 500kHz
- TIMING FROM MICROSECONDS TO HOURS
- OPERATES IN BOTH ASTABLE AND MONOSTABLE MODES
- HIGH OUTPUT CURRENT CAN SOURCE OR SINK 200mA
- ADJUSTABLE DUTY CYCLE
- TTL COMPATIBLE
- TEMPERATURE STABILITY OF 0.005% PER°C

DESCRIPTION

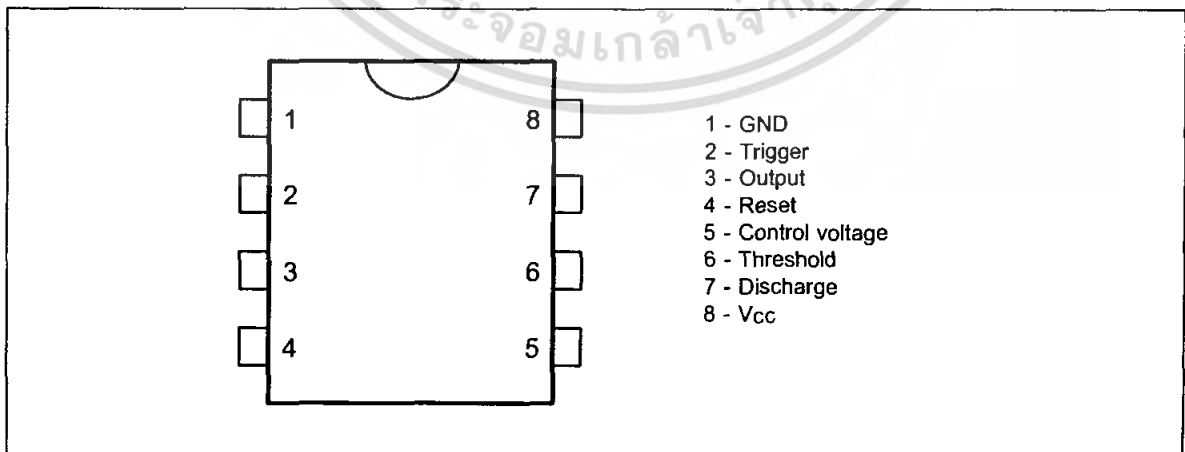
The NE555 monolithic timing circuit is a highly stable controller capable of producing accurate time delays or oscillation. In the time delay mode of operation, the time is precisely controlled by one external resistor and capacitor. For a stable operation as an oscillator, the free running frequency and the duty cycle are both accurately controlled with two external resistors and one capacitor. The circuit may be triggered and reset on falling waveforms, and the output structure can source or sink up to 200mA. The NE555 is available in plastic and ceramic minidip package and in a 8-lead micropackage and in metal can package version.



ORDER CODES

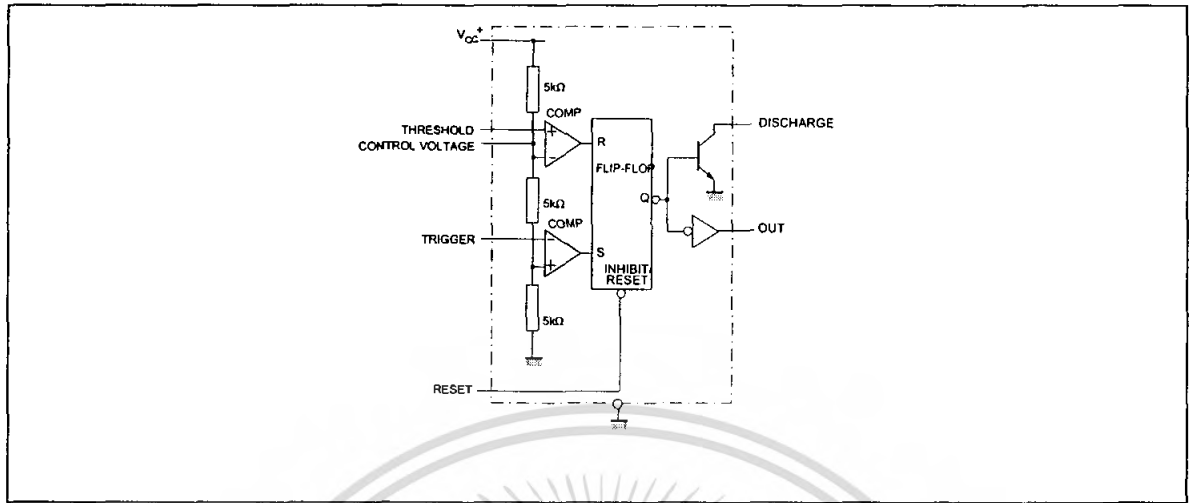
Part Number	Temperature Range	Package	
		N	D
NE555	0°C, 70°C	•	•
SA555	-40°C, 105°C	•	•
SE555	-55°C, 125°C	•	•

PIN CONNECTIONS (top view)

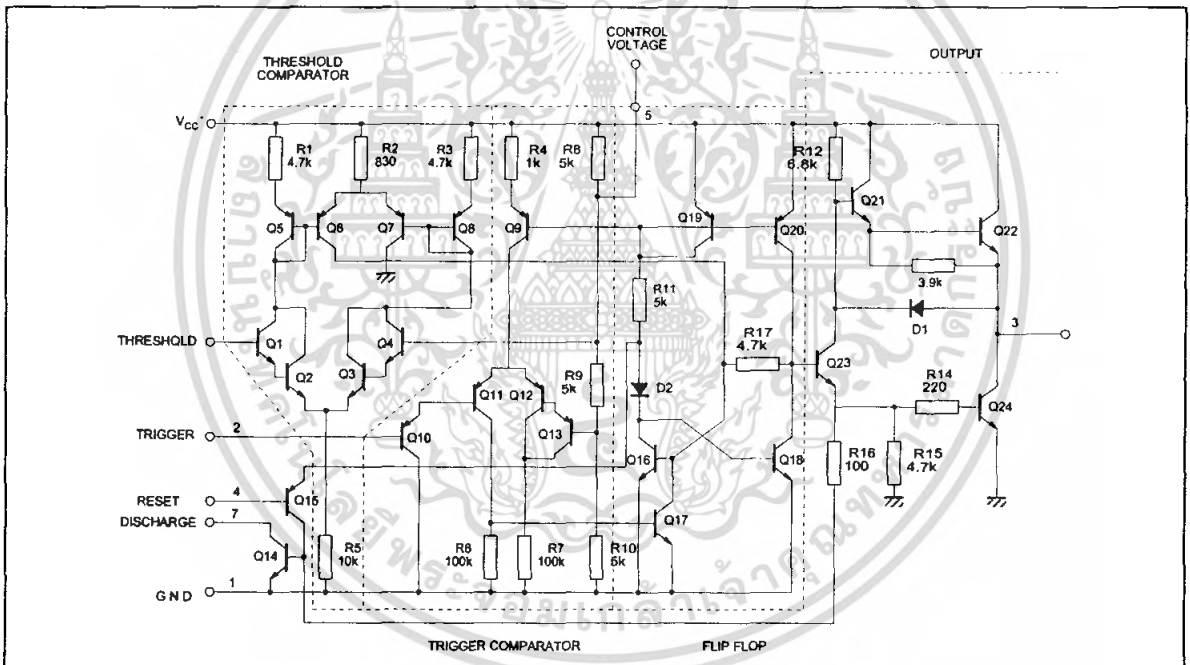


NE555/SA555/SE555

BLOCK DIAGRAM



SCHEMATIC DIAGRAM



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit	
V_{cc}	Supply Voltage	18	V	
T_{oper}	Operating Free Air Temperature Range	for NE555 for SA555 for SE555	0 to 70 -40 to 105 -55 to 125	°C
T_j	Junction Temperature	150	°C	
T_{stg}	Storage Temperature Range	-65 to 150	°C	

OPERATING CONDITIONS

Symbol	Parameter	SE555	NE555 - SA555	Unit
V _{CC}	Supply Voltage	4.5 to 18	4.5 to 18	V
V _{th} , V _{trig} , V _{cl} , V _{reset}	Maximum Input Voltage	V _{CC}	V _{CC}	V

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

T_{amb} = +25°C, V_{CC} = +5V to +15V (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	SE555			NE555 - SA555			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
I _{CC}	Supply Current (R _L ∞) (- note 1)							mA
	Low State V _{CC} = +5V		3	5		3	6	
	High State V _{CC} = +15V V _{CC} = 5V		10 2	12		10 2	15	
	Timing Error (monostable) (R _A = 2k to 100kΩ, C = 0.1μF)							% ppm/°C %/V
	Initial Accuracy - (note 2)		0.5	2		1	3	
	Drift with Temperature Drift with Supply Voltage		30 0.05	100 0.2		50 0.1	0.5	
	Timing Error (astable) (R _A , R _B = 1kΩ to 100kΩ, C = 0.1μF, V _{CC} = +15V)							% ppm/°C %/V
	Initial Accuracy - (note 2)		1.5			2.25		
	Drift with Temperature Drift with Supply Voltage		90 0.15			150 0.3		
V _{CL}	Control Voltage level V _{CC} = +15V V _{CC} = +5V	9.6	10	10.4	9	10	11	V
		2.9	3.33	3.8	2.6	3.33	4	
V _{th}	Threshold Voltage V _{CC} = +15V V _{CC} = +5V	9.4	10	10.6	8.8	10	11.2	V
		2.7	3.33	4	2.4	3.33	4.2	
I _{th}	Threshold Current - (note 3)		0.1	0.25		0.1	0.25	μA
V _{trig}	Trigger Voltage V _{CC} = +15V V _{CC} = +5V	4.8	5	5.2	4.5	5	5.6	V
		1.45	1.67	1.9	1.1	1.67	2.2	
I _{trig}	Trigger Current (V _{trig} = 0V)		0.5	0.9		0.5	2.0	μA
V _{reset}	Reset Voltage - (note 4)	0.4	0.7	1	0.4	0.7	1	V
I _{reset}	Reset Current V _{reset} = +0.4V V _{reset} = 0V		0.1	0.4		0.1	0.4	mA
			0.4	1		0.4	1.5	
V _{OL}	Low Level Output Voltage V _{CC} = +15V, I _{O(sink)} = 10mA I _{O(sink)} = 50mA I _{O(sink)} = 100mA I _{O(sink)} = 200mA		0.1	0.15		0.1	0.25	V
			0.4	0.5		0.4	0.75	
			2	2.2		2	2.5	
	V _{CC} = +5V, I _{O(sink)} = 8mA I _{O(sink)} = 5mA		2.5			2.5		
			0.1	0.25		0.3	0.4	
			0.05	0.2		0.25	0.35	
V _{OH}	High Level Output Voltage V _{CC} = +15V, I _{O(source)} = 200mA I _{O(source)} = 100mA V _{CC} = +5V, I _{O(source)} = 100mA		13	12.5		12.5		
			3	13.3		13.3		
			3	3.3		3.3		

- Notes : 1. Supply current when output is high is typically 1mA less.
2. Tested at V_{CC} = +5V and V_{CC} = +15V.
3. This will determine the maximum value of R_A + R_B for +15V operation the max total is R = 20MΩ and for 5V operation the max total R = 3.5MΩ.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

Symbol	Parameter	SE555			NE555 - SA555			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
$I_{dis(off)}$	Discharge Pin Leakage Current (output high) ($V_{dis} = 10V$)		20	100		20	100	nA
$V_{dis(sat)}$	Discharge pin Saturation Voltage (output low) - (note 5) $V_{CC} = +15V, I_{dis} = 15mA$ $V_{CC} = +5V, I_{dis} = 4.5mA$		180 80	480 200		180 80	480 200	mV
t_r t_f	Output Rise Time Output Fall Time		100 100	200 200		100 100	300 300	ns
t_{off}	Turn off Time - (note 6) ($V_{reset} = V_{CC}$)		0.5			0.5		μs

Notes : 5. No protection against excessive Pin 7 current is necessary, providing the package dissipation rating will not be exceeded.
6. Time measured from a positive going input pulse from 0 to $0.8 \times V_{CC}$ into the threshold to the drop from high to low of the output trigger is tied to threshold.

Figure 1 : Minimum Pulse Width Required for Trigering

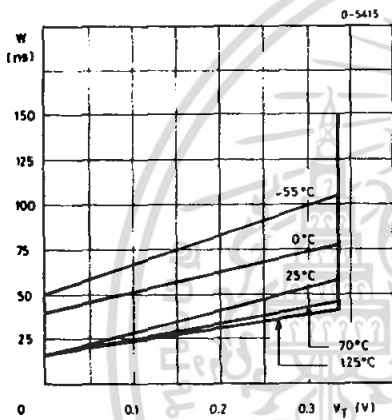


Figure 2 : Supply Current versus Supply Voltage

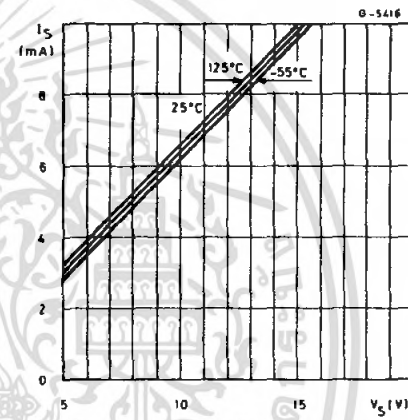


Figure 3 : Delay Time versus Temperature

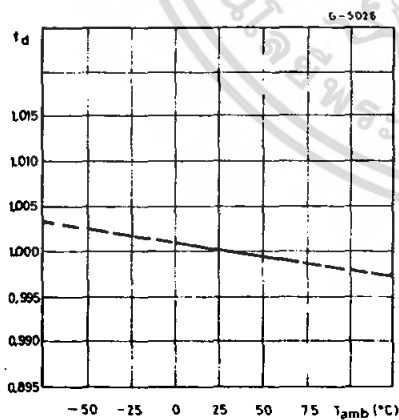


Figure 4 : Low Output Voltage versus Output Sink Current

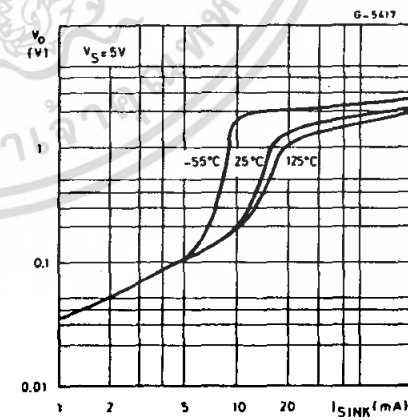


Figure 5 : Low Output Voltage versus Output Sink Current

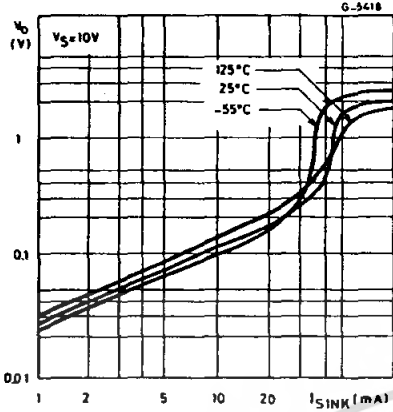


Figure 6 : Low Output Voltage versus Output Sink Current

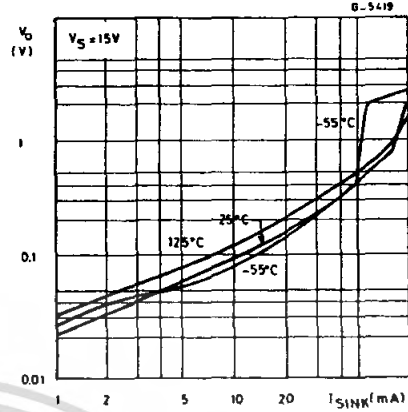


Figure 7 : High Output Voltage Drop versus Output

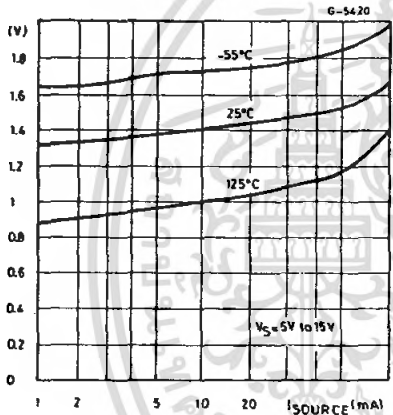


Figure 8 : Delay Time versus Supply Voltage

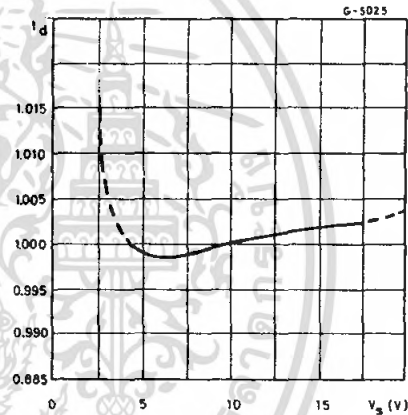
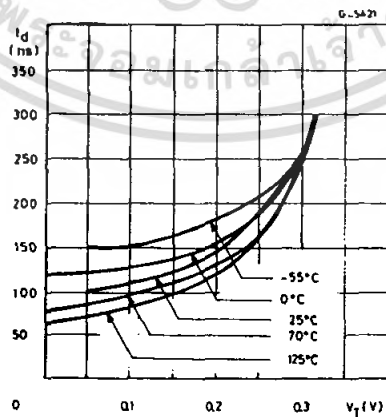


Figure 9 : Propagation Delay versus Voltage Level of Trigger Value

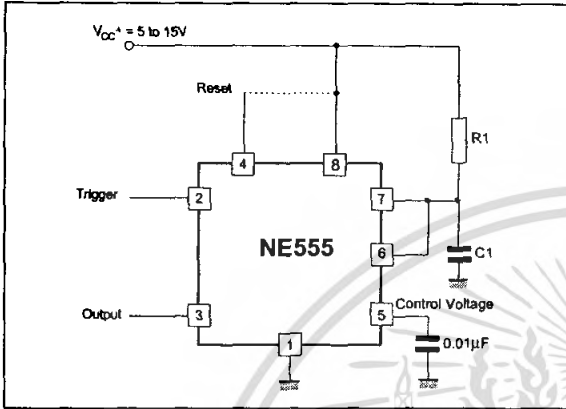


APPLICATION INFORMATION

MONOSTABLE OPERATION

In the monostable mode, the timer functions as a one-shot. Referring to figure 10 the external capacitor is initially held discharged by a transistor inside the timer.

Figure 10



The circuit triggers on a negative-going input signal when the level reaches $1/3 V_{cc}$. Once triggered, the circuit remains in this state until the set time has elapsed, even if it is triggered again during this interval. The duration of the output HIGH state is given by $t = 1.1 R_1 C_1$ and is easily determined by figure 12.

Notice that since the charge rate and the threshold level of the comparator are both directly proportional to supply voltage, the timing interval is independent of supply. Applying a negative pulse simultaneously to the reset terminal (pin 4) and the trigger terminal (pin 2) during the timing cycle discharges the external capacitor and causes the cycle to start over. The timing cycle now starts on the positive edge of the reset pulse. During the time the reset pulse is applied, the output is driven to its LOW state.

When a negative trigger pulse is applied to pin 2, the flip-flop is set, releasing the short circuit across the external capacitor and driving the output HIGH. The voltage across the capacitor increases exponentially with the time constant $\tau = R_1 C_1$. When the voltage across the capacitor equals $2/3 V_{cc}$, the comparator resets the flip-flop which then discharge the capacitor rapidly and drives the output to its LOW state.

Figure 11 shows the actual waveforms generated in this mode of operation.

When Reset is not used, it should be tied high to avoid any possibly or false triggering.

Figure 11

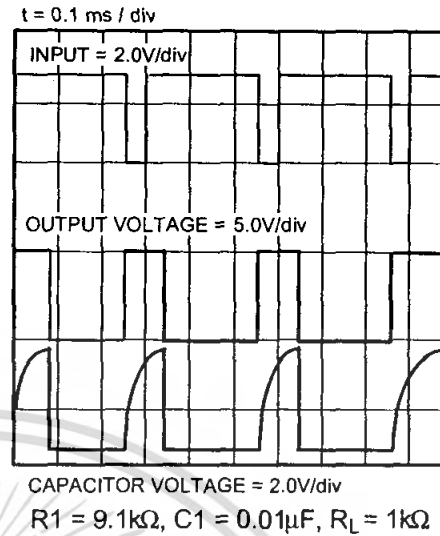
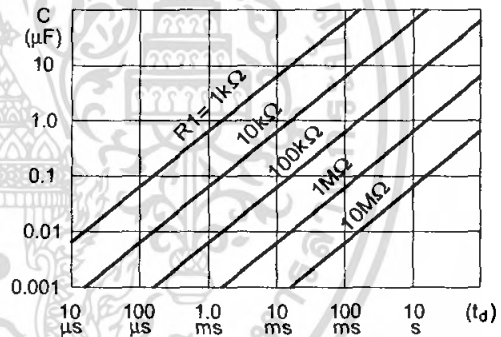


Figure 12



ASTABLE OPERATION

When the circuit is connected as shown in figure 13 (pin 2 and 6 connected) it triggers itself and free runs as a multivibrator. The external capacitor charges through R_1 and R_2 and discharges through R_2 only. Thus the duty cycle may be precisely set by the ratio of these two resistors.

In the astable mode of operation, C_1 charges and discharges between $1/3 V_{cc}$ and $2/3 V_{cc}$. As in the triggered mode, the charge and discharge times and therefore frequency are independent of the supply voltage.



Figure 13

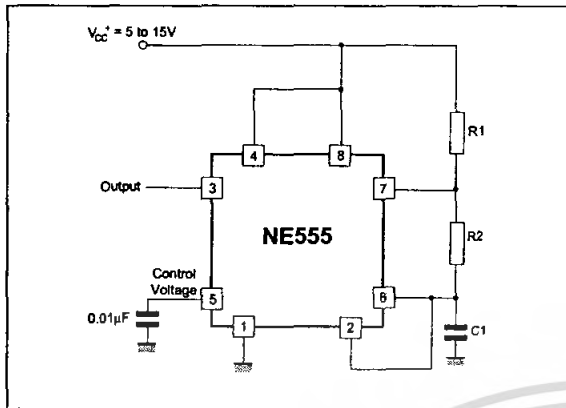


Figure 14 shows actual waveforms generated in this mode of operation.

The charge time (output HIGH) is given by :

$$t_1 = 0.693 (R_1 + R_2) C_1$$

and the discharge time (output LOW) by :

$$t_2 = 0.693 (R_2) C_1$$

Thus the total period T is given by :

$$T = t_1 + t_2 = 0.693 (R_1 + 2R_2) C_1$$

The frequency of oscillation is then :

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1.44}{(R_1 + 2R_2) C_1}$$

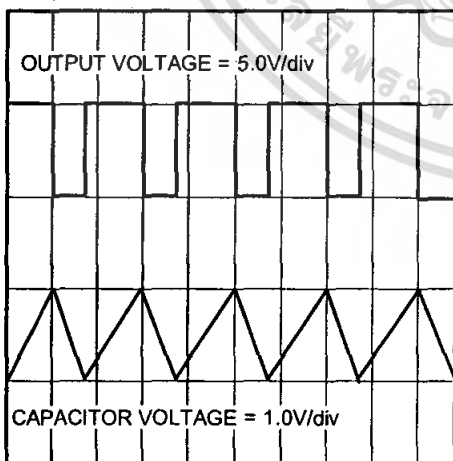
and may be easily found by figure 15.

The duty cycle is given by :

$$D = \frac{R_2}{R_1 + 2R_2}$$

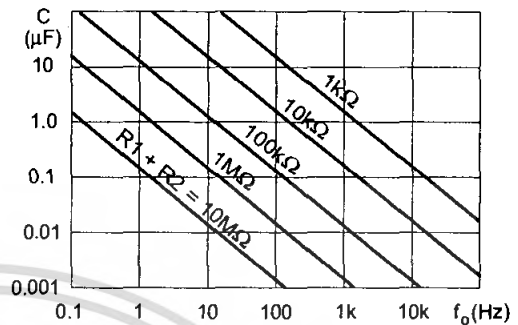
Figure 14

t = 0.5 ms / div



R1 = R2 = 4.8kΩ, C1 = 0.1µF, RL = 1kΩ

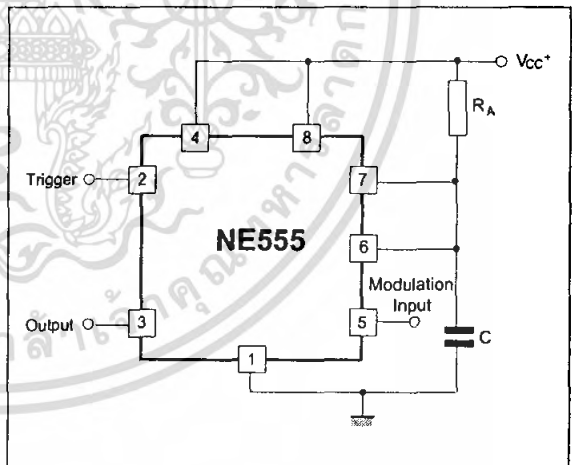
Figure 15 : Free Running Frequency versus R1, R2 and C1



PULSE WIDTH MODULATOR

When the timer is connected in the monostable mode and triggered with a continuous pulse train, the output pulse width can be modulated by a signal applied to pin 5. Figure 16 shows the circuit.

Figure 16 : Pulse Width Modulator.



LINEAR RAMP

When the pullup resistor, R_A , in the monostable circuit is replaced by a constant current source, a linear ramp is generated. Figure 17 shows a circuit configuration that will perform this function.

Figure 17.

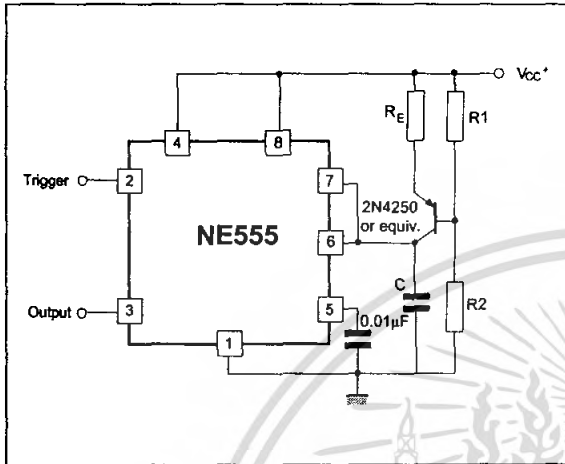
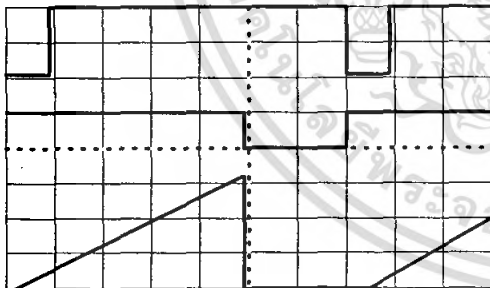


Figure 18 shows waveforms generated by the linear ramp.

The time interval is given by :

$$T = \frac{(2/3 V_{CC} R_E (R_1 + R_2) C)}{R_1 V_{CC} - V_{BE} (R_1 + R_2)} \quad V_{BE} = 0.6V$$

Figure 18 : Linear Ramp.



$V_{CC} = 5V$
 Time = 20µs/DIV
 $R_1 = 47k\Omega$
 $R_2 = 100k\Omega$
 $R_E = 2.7k\Omega$
 $C = 0.01\mu F$

Top trace : input 3V/DIV
 Middle trace : output 5V/DIV
 Bottom trace : output 5V/DIV
 Bottom trace : capacitor voltage 1V/DIV

50% DUTY CYCLE OSCILLATOR

For a 50% duty cycle the resistors R_A and R_E may be connected as in figure 19. The time period for the output high is the same as previous, $t_1 = 0.693 R_A C$.

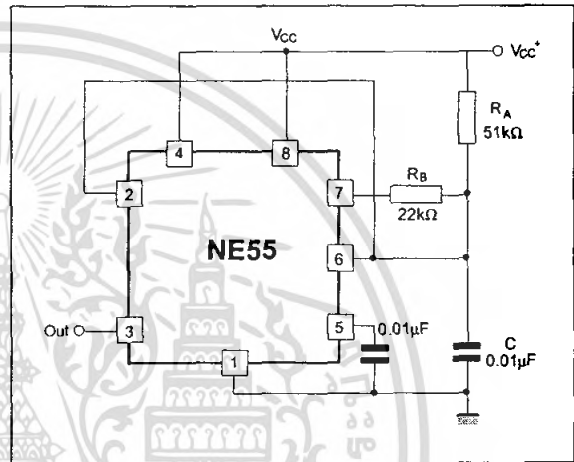
For the output low it is $t_2 =$

$$[(R_A R_B) / (R_A + R_B)] C \ln \left[\frac{R_B - 2R_A}{2R_B - R_A} \right]$$

Thus the frequency of oscillation is $f = \frac{1}{t_1 + t_2}$

Note that this circuit will not oscillate if R_B is greater

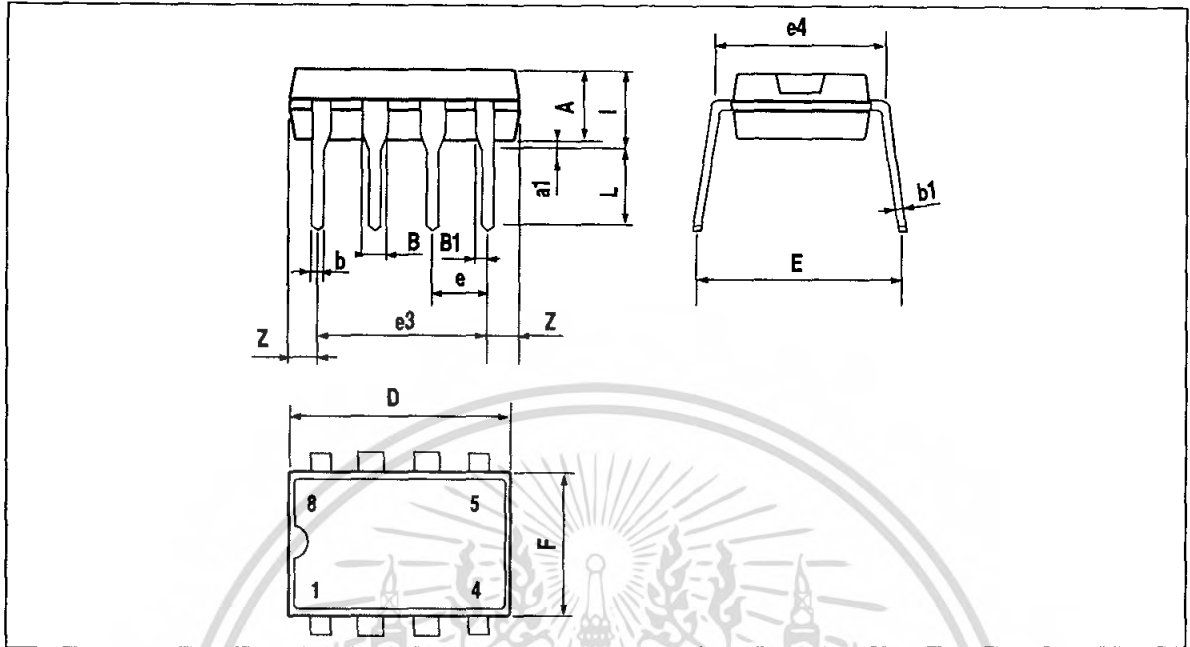
Figure 19 : 50% Duty Cycle Oscillator.



than $1/2 R_A$ because the junction of R_A and R_B cannot bring pin 2 down to $1/3 V_{CC}$ and trigger the lower comparator.

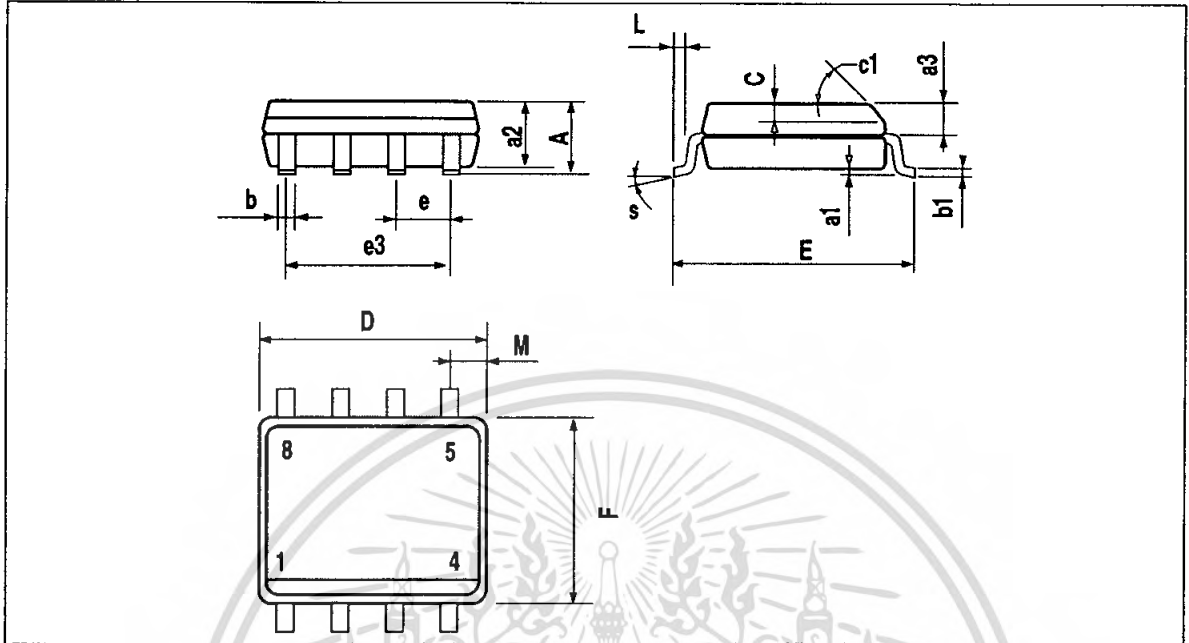
ADDITIONAL INFORMATION

Adequate power supply bypassing is necessary to protect associated circuitry. Minimum recommended is $0.1\mu F$ in parallel with $1\mu F$ electrolytic.

PACKAGE MECHANICAL DATA
8 PINS - PLASTIC DIP


Dimensions	Millimeters			Inches		
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.
A		3.32		0.131		
a1	0.51			0.020		
B	1.15		1.65	0.045		0.065
b	0.356		0.55	0.014		0.022
b1	0.204		0.304	0.008		0.012
D			10.92			0.430
E	7.95		9.75	0.313		0.384
e		2.54		0.100		
e3		7.62		0.300		
e4		7.62		0.300		
F			6.6			0.260
i			5.08			0.200
L	3.18		3.81	0.125		0.150
Z			1.52			0.060

PACKAGE MECHANICAL DATA
8 PINS - PLASTIC MICROPACKAGE (SO)



Dimensions	Millimeters			Inches		
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.
A			1.75			0.069
a1	0.1		0.25	0.004		0.010
a2			1.65			0.065
a3	0.65		0.85	0.026		0.033
b	0.35		0.48	0.014		0.019
b1	0.19		0.25	0.007		0.010
C	0.25		0.5	0.010		0.020
c1	45° (typ.)					
D	4.8		5.0	0.189		0.197
E	5.8		6.2	0.228		0.244
e		1.27			0.050	
e3		3.81			0.150	
F	3.8		4.0	0.150		0.157
L	0.4		1.27	0.016		0.050
M			0.6			0.024
S	8° (max.)					

Information furnished is believed to be accurate and reliable. However, STMicroelectronics assumes no responsibility for the consequences of use of such information nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of STMicroelectronics. Specifications mentioned in this publication are subject to change without notice. This publication supersedes and replaces all information previously supplied. STMicroelectronics products are not authorized for use as critical components in life support devices or systems without express written approval of STMicroelectronics.

© The ST logo is a trademark of STMicroelectronics

© 1998 STMicroelectronics - Printed in Italy - All Rights Reserved
 STMicroelectronics GROUP OF COMPANIES

Australia - Brazil - Canada - China - France - Germany - Italy - Japan - Korea - Malaysia - Malta - Mexico - Morocco
 The Netherlands - Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - Taiwan - Thailand - United Kingdom - U.S.A.

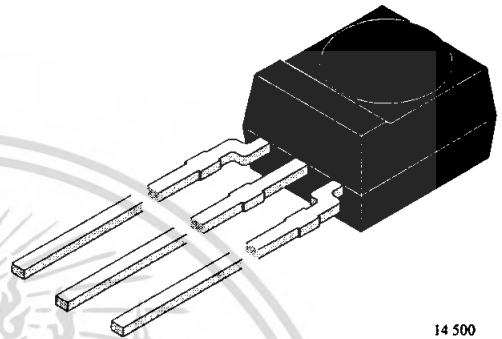
Photo Modules for PCM Remote Control Systems

Available types for different carrier frequencies

Type	f _o	Type	f _o
TSOP4130	30 kHz	TSOP4133	33 kHz
TSOP4136	36 kHz	TSOP4137	36.7 kHz
TSOP4138	38 kHz	TSOP4140	40 kHz
TSOP4156	56 kHz		

Description

The TSOP41.. – series are miniaturized receivers for infrared remote control systems. PIN diode and preamplifier are assembled on lead frame, the epoxy package is designed as IR filter. The demodulated output signal can directly be decoded by a microprocessor. The main benefit is the reliable function even in disturbed ambient and the protection against uncontrolled output pulses.

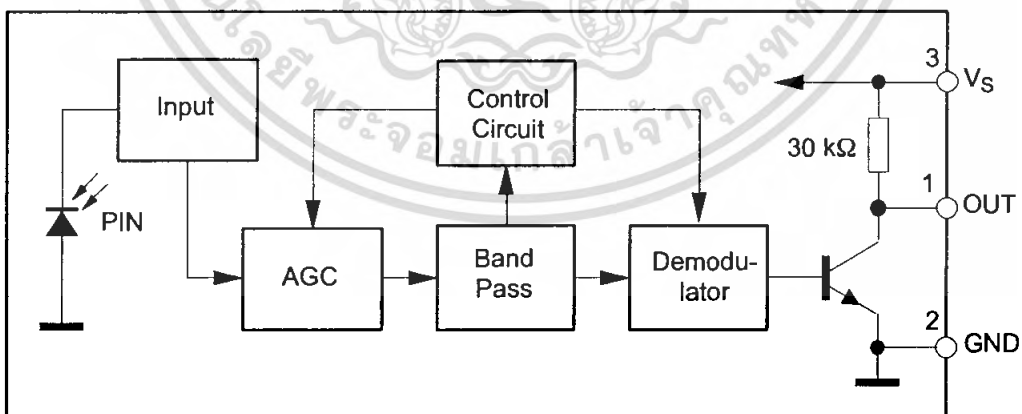


14 500

Features

- Photo detector and preamplifier in one package
- Internal filter for PCM frequency
- Improved shielding against electrical field disturbance
- TTL and CMOS compatibility
- Output active low
- Low power consumption
- High immunity against ambient light
- Enhanced data rate of 2400 bit/s
- Operation with short bursts possible (≥6 cycles/burst)

Block Diagram



9612226

TSOP41..

Vishay Telefunken



Absolute Maximum Ratings

$T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$

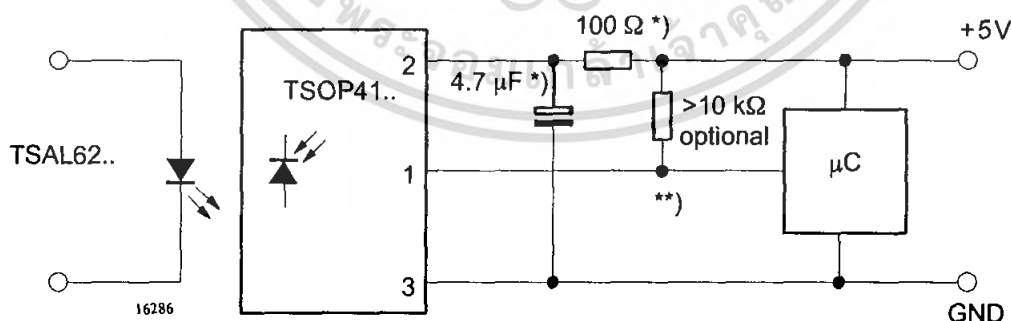
Parameter	Test Conditions	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage	(Pin 3)	V_S	-0.3...6.0	V
Supply Current	(Pin 3)	I_S	5	mA
Output Voltage	(Pin 1)	V_O	-0.3...6.0	V
Output Current	(Pin 1)	I_O	5	mA
Junction Temperature		T_j	100	$^{\circ}\text{C}$
Storage Temperature Range		T_{stg}	-25...+85	$^{\circ}\text{C}$
Operating Temperature Range		T_{amb}	-25...+85	$^{\circ}\text{C}$
Power Consumption	($T_{amb} \leq 85^{\circ}\text{C}$)	P_{tot}	50	mW
Soldering Temperature	$t \leq 10\text{ s}$, 1 mm from case	T_{sd}	260	$^{\circ}\text{C}$

Basic Characteristics

$T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$

Parameter	Test Conditions	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Supply Current (Pin 2)	$V_S = 5\text{ V}$, $E_v = 0$	I_{SD}	0.8	1.1	1.5	mA
	$V_S = 5\text{ V}$, $E_v = 40\text{ klx}$, sunlight	I_{SH}		1.4		mA
Supply Voltage (Pin 2)		V_S	4.5		5.5	V
Transmission Distance	$E_v = 0$, test signal see fig.8, IR diode TSAL6200, $I_F = 250\text{ mA}$	d		35		m
Output Voltage Low (Pin 1)	$I_{OL} = 0.5\text{ mA}$, $E_e = 0.7\text{ mW/m}^2$, $f = f_o$	V_{OL}			250	mV
Irradiance (30 – 40 kHz)	Pulse width tolerance: $t_{pi} - 5/f_o < t_{po} < t_{pi} + 5/f_o$, test signal see fig.8	$E_{e\ min}$		0.2	0.4	mW/m^2
Irradiance (56 kHz)	Pulse width tolerance: $t_{pi} - 5/f_o < t_{po} < t_{pi} + 5/f_o$, test signal see fig.8	$E_{e\ min}$		0.3	0.5	mW/m^2
Irradiance		$E_{e\ max}$	30			W/m^2

Application Circuit



*) recommended to suppress power supply disturbances

**) The output voltage should not be hold continuously at a voltage below 3.3V by the external circuit.



Suitable Data Format

The circuit of the TSOP41.. is designed in that way that unexpected output pulses due to noise or disturbance signals are avoided. A bandpassfilter, an integrator stage and an automatic gain control are used to suppress such disturbances.

The distinguishing mark between data signal and disturbance signal are carrier frequency, burst length and duty cycle.

The data signal should fulfill the following condition:

- Carrier frequency should be close to center frequency of the bandpass (e.g. 38kHz).
- Burst length should be 6 cycles/burst or longer.
- After each burst which is between 6 cycles and 70 cycles a gap time of at least 10 cycles is necessary.
- For each burst which is longer than 1.8ms a corresponding gap time is necessary at some time in the data stream. This gap time should have at least same length as the burst.
- Up to 2200 short bursts per second can be received continuously.

Some examples for suitable data format are:

NEC Code, Toshiba Micom Format, Sharp Code, RC5 Code, RC6 Code, RCMM Code, R-2000 Code, RECS-80 Code.

When a disturbance signal is applied to the TSOP41.. it can still receive the data signal. However the sensitivity is reduced to that level that no unexpected pulses will occur.

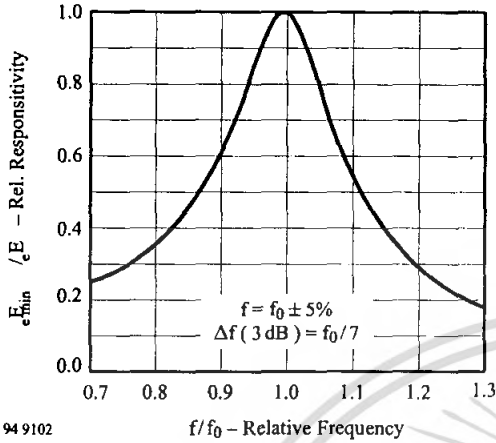
Some examples for such disturbance signals which are suppressed by the TSOP41.. are:

- DC light (e.g. from tungsten bulb or sunlight)
- Continuous signal at 38kHz or at any other frequency
- Signals from fluorescent lamps with electronic ballast (an example of the signal modulation is shown in the figure below).



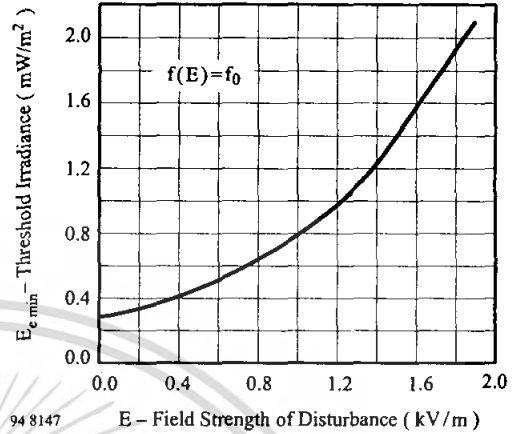
IR Signal from Fluorescent Lamp with low Modulation

Typical Characteristics ($T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$ unless otherwise specified)



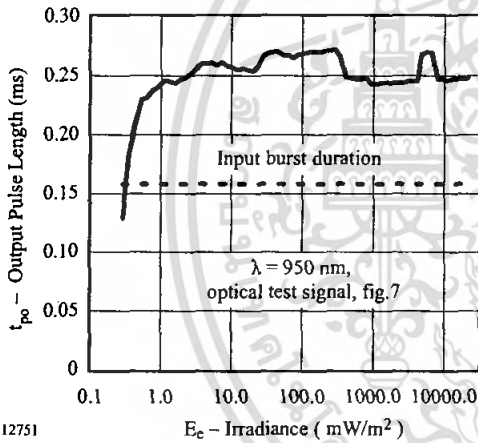
94 9102

Figure 1. Frequency Dependence of Responsivity



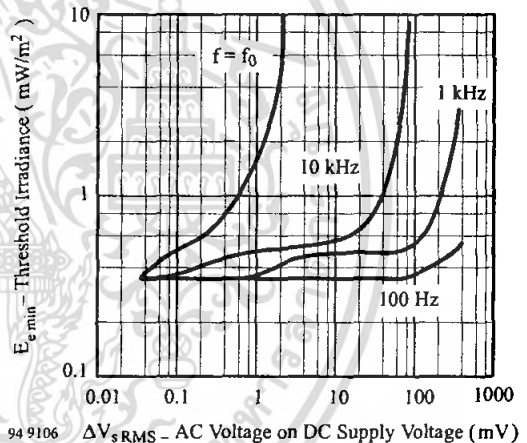
94 8147

Figure 4. Sensitivity vs. Electric Field Disturbances



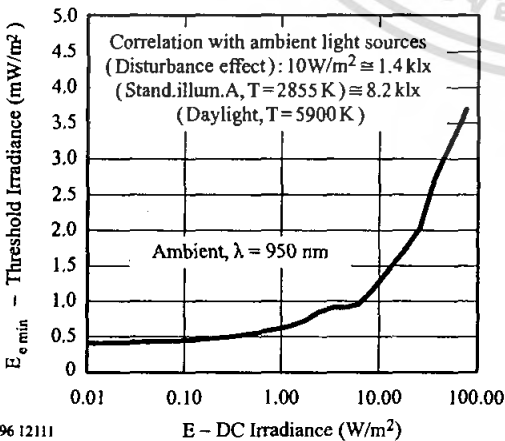
12751

Figure 2. Pulse Length and Sensitivity in Dark Ambient



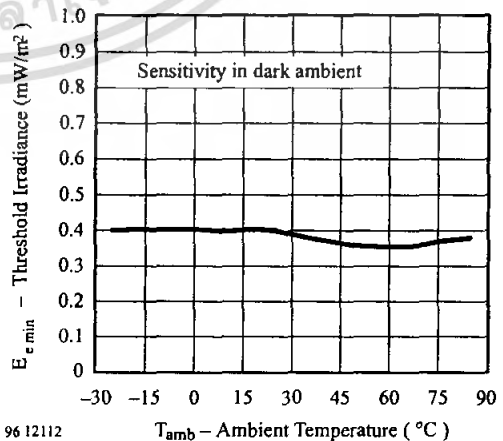
94 9106

Figure 5. Sensitivity vs. Supply Voltage Disturbances



96 12111

Figure 3. Sensitivity in Bright Ambient



96 12112

Figure 6. Sensitivity vs. Ambient Temperature

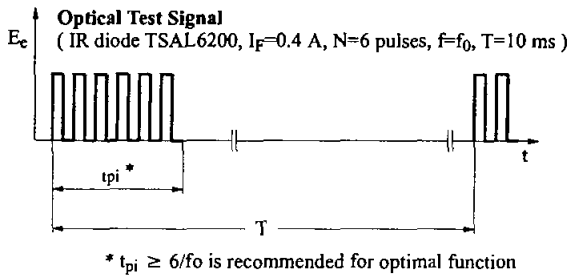


Figure 7. Output Function

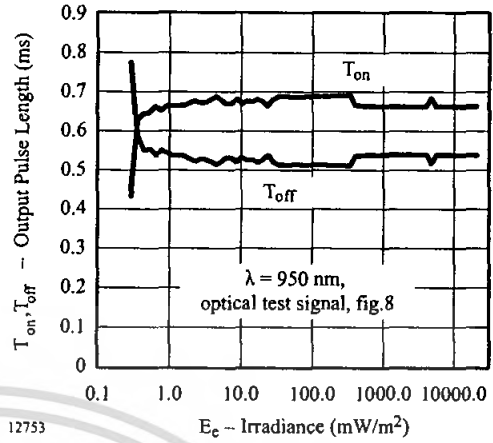


Figure 10. Output Pulse Diagram

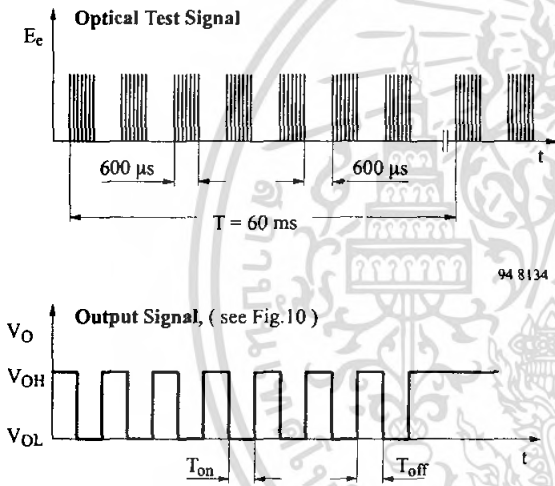


Figure 8. Output Function

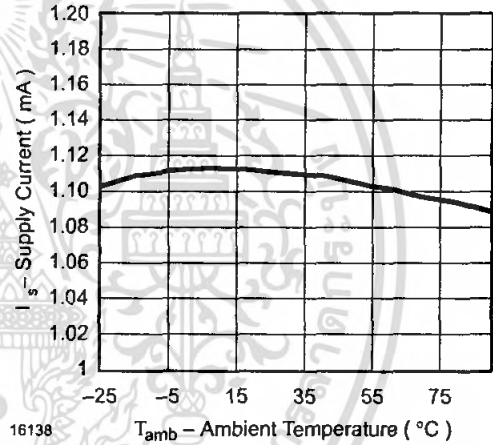


Figure 11. Supply Current vs. Ambient Temperature

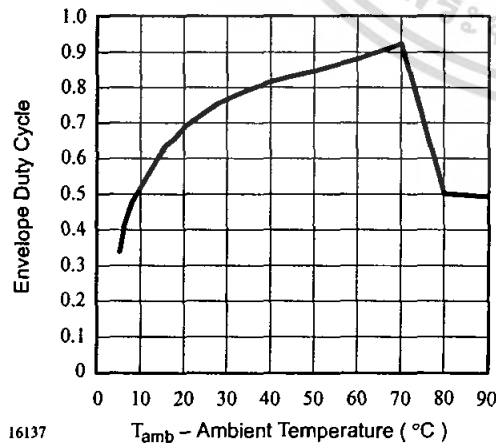


Figure 9. Max. Envelope Duty Cycle vs. Burstlength

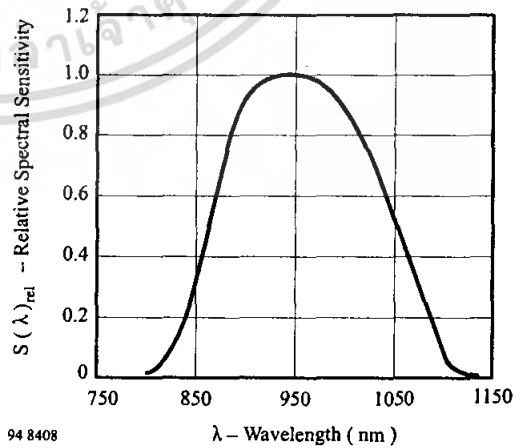


Figure 12. Relative Spectral Sensitivity vs. Wavelength

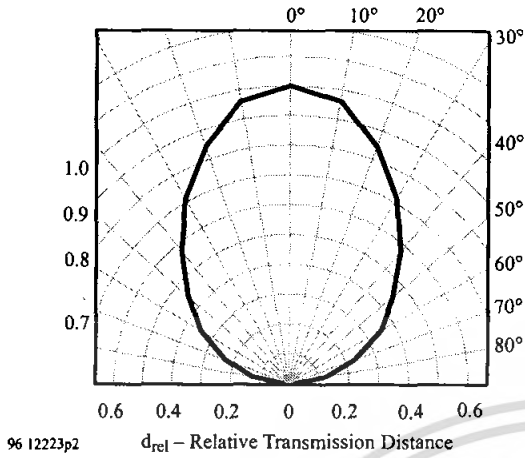
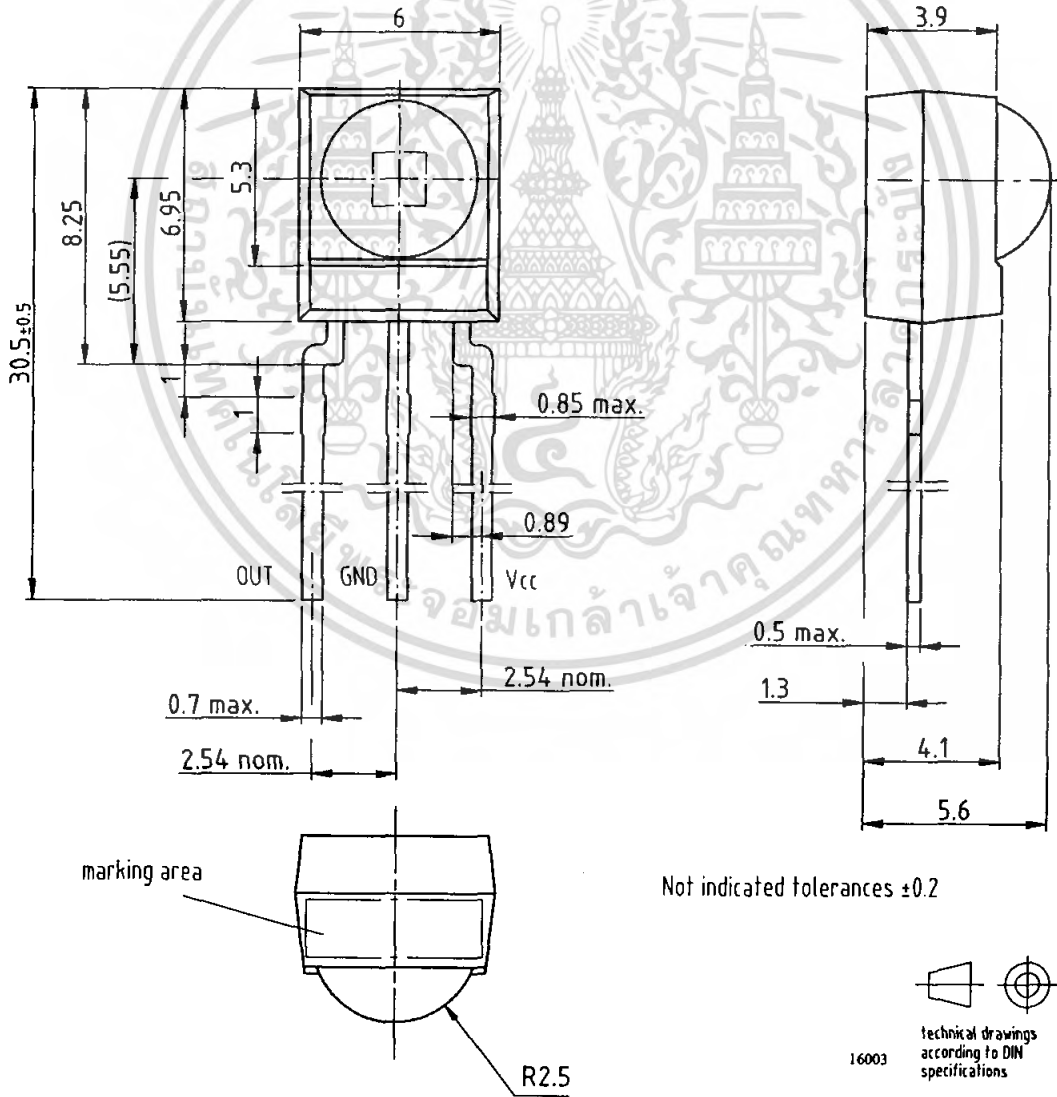


Figure 13. Directivity

Dimensions in mm





Ozone Depleting Substances Policy Statement

It is the policy of **Vishay Semiconductor GmbH** to

1. Meet all present and future national and international statutory requirements.
2. Regularly and continuously improve the performance of our products, processes, distribution and operating systems with respect to their impact on the health and safety of our employees and the public, as well as their impact on the environment.

It is particular concern to control or eliminate releases of those substances into the atmosphere which are known as ozone depleting substances (ODSs).

The Montreal Protocol (1987) and its London Amendments (1990) intend to severely restrict the use of ODSs and forbid their use within the next ten years. Various national and international initiatives are pressing for an earlier ban on these substances.

Vishay Semiconductor GmbH has been able to use its policy of continuous improvements to eliminate the use of ODSs listed in the following documents.

1. Annex A, B and list of transitional substances of the Montreal Protocol and the London Amendments respectively
2. Class I and II ozone depleting substances in the Clean Air Act Amendments of 1990 by the Environmental Protection Agency (EPA) in the USA
3. Council Decision 88/540/EEC and 91/690/EEC Annex A, B and C (transitional substances) respectively.

Vishay Semiconductor GmbH can certify that our semiconductors are not manufactured with ozone depleting substances and do not contain such substances.

We reserve the right to make changes to improve technical design and may do so without further notice. Parameters can vary in different applications. All operating parameters must be validated for each customer application by the customer. Should the buyer use Vishay-Telefunken products for any unintended or unauthorized application, the buyer shall indemnify Vishay-Telefunken against all claims, costs, damages, and expenses, arising out of, directly or indirectly, any claim of personal damage, injury or death associated with such unintended or unauthorized use.

Vishay Semiconductor GmbH, P.O.B. 3535, D-74025 Heilbronn, Germany
Telephone: 49 (0)7131 67 2831, Fax number: 49 (0)7131 67 2423