

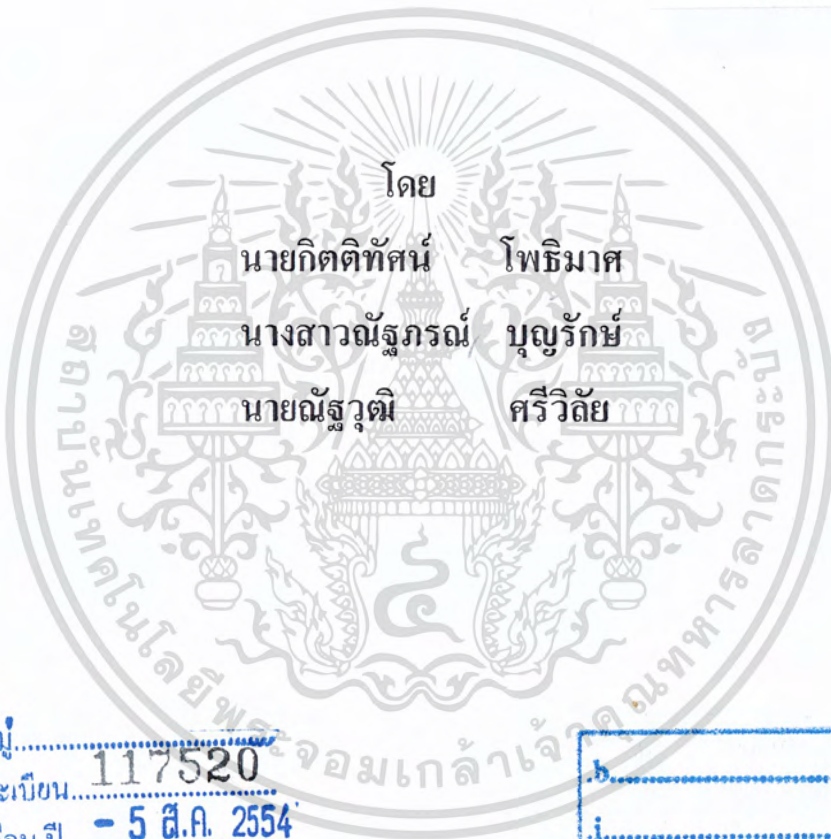
สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เครื่องกระจายเสียงด้วยแสงผ่านอากาศ

FREE SPACE OPTICAL BROADCASTING



T117520



เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 117520
วัน,เดือน,ปี..... - 5 ค.ศ. 2554

b.....
i.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2553

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องกระจายเสียงด้วยแสงผ่านอากาศ
FREE SPACE OPTICAL BROADCASTING

โดย

นายกิตติทัศน์ โภธิมาศ 50010039

นางสาวณัฐภรณ์ บุญรักษ์ 50010499

นายณัฐวุฒิ ศรีวิสัย 50010514

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ.ดร. สุทธิชัย นพนาถิพงษ์

ปริญญาานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2553

ผ่านการตรวจรับงานแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารต้นฉบับสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้
(ลงชื่อ).....ผู้ตรวจ

ผ่านการตรวจรับเล่มแล้ว

ไม่มีการแก้ไข...ผู้ตรวจ (ลงชื่อ).....ผู้ตรวจ

ปริญญาโทปีการศึกษา 2553

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องกระจายเสียงด้วยแสงผ่านอากาศ

FREE SPACE OPTICAL BROADCASTING

ผู้จัดทำ

1. นายกิตติทัศน์ โปธิมาศ 50010039
2. นางสาวณัฐภรณ์ บุญวิทย์ 50010499
3. นายณัฐวุฒิ ศรีวิสัย 50010514

.....
(ผศ.ดร. สุทธิชัย นพนาศิพงษ์)

อาจารย์ที่ปรึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาบัตรนี้สำเร็จลงได้ด้วยความกรุณาอย่างสูงจากท่าน ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สุทธิชัย นพนาศิพงษ์ ที่กรุณาเป็นที่ปรึกษาปริญญาบัตรและเป็นผู้ให้การสนับสนุนพร้อมทั้งช่วยเหลือผู้จัดทำ โดยให้คำปรึกษาแนะนำวิธีแก้ไขอุปสรรคปัญหาต่างๆที่เกิดขึ้น อีกทั้งให้ความรู้ในด้านการวิชาการและด้านการทำงาน ให้กำลังใจผู้เขียนด้วยความรักและเมตตา รวมทั้งตักเตือนในสิ่งที่ไม่เหมาะสมหรือมีความผิดพลาด จึงขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ผู้จัดทำปริญญาบัตรนี้ขอกราบขอบพระคุณคณะอาจารย์ สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคมทุกท่านที่ประสิทธิ์ประสาทความรู้ความสามารถ ให้คำปรึกษาและแนะนำในสิ่งถูกต้องมาตลอด

สุดท้ายผู้จัดทำปริญญาบัตรขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา ผู้ให้กำเนิดผู้ที่ยกช่วยเหลือและสนับสนุนมาตลอดทั้งชีวิต ซึ่งท่านได้วางรากฐานชีวิต พื้นฐานความคิด อบรมสั่งสอนและเป็นกำลังใจสำคัญแก่ผู้จัดทำปริญญาบัตร

นายกิตติทัศน์ โทธิมาศ
นางสาวณัฐภรณ์ บุญรักษ์
นายณัฐวุฒิ ศรีวิสัย
ผู้จัดทำ

เครื่องกระจายเสียงด้วยแสงผ่านอากาศ
FREE SPACE OPTICAL BROADCASTING

โดย	นายกิตติทัศน์ โทธิมาศ	50010039
	นางสาวณัฐภรณ์ บุญรักษ์	50010499
	นายณัฐวุฒิ ศรีวิสัย	50010514

อาจารย์ที่ปรึกษา ผศ.ดร. สุทธิชัย นพนาถิพงษ์

บทคัดย่อ

โครงการนี้ศึกษาการออกแบบและสร้างเครื่องกระจายเสียงด้วยแสงแบบหลายช่องสัญญาณ โดยใช้แหล่งกำเนิดแสงหลายๆตัวมาจัดเรียง ทำให้เกิดการกระจายแสงได้รอบทิศทาง รวมทั้งออกแบบและสร้างเครื่องรับแสง เพื่อศึกษาถึงผลกระทบจากสิ่งแวดล้อมที่มีต่อสัญญาณแสงที่รับได้และทำการปรับปรุงแก้ไขสิ่งที่เกิดขึ้นจากผลกระทบเนื่องจากสิ่งแวดล้อม

ABSTRACT

This project studies on designing and building free space optical broadcasting of multi channel by user multi light source to be dispersed optical around the direction. This method includes designing and building the receiver of optical for learning the effect of environment toward the optical signal receiver and improving the effect of environment impact.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
กิตติกรรมประกาศ	I
บทคัดย่อ	II
สารบัญ	III
สารบัญรูป	VII
สารบัญตาราง	X
บทที่ 1	
บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์	2
1.3 ขอบเขตของปริญญานิพนธ์	2
บทที่ 2	
ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง	3
2.1 คุณสมบัติของแสง	3
2.1.1 การเกิดแสง	3
2.1.2 สเปกตรัมและช่วงการตอบสนองของสายตามนุษย์	4
2.2 อุปกรณ์การส่งแสง	5
2.2.1 โครงสร้างการกำเนิดแสง	5
2.2.2 อุปกรณ์กำเนิดแสง	7
2.2.2.1 โครงสร้างของเลเซอร์ไดโอด	8
2.2.2.2 โครงสร้างของแอลอีดี	9
2.2.3 อุปกรณ์ที่ใช้ในการส่งแสง	11
2.3 อุปกรณ์รับแสง	14
2.3.1 โครงสร้างและการทำงานของอุปกรณ์รับแสง	15
2.3.2 อุปกรณ์ที่ใช้ในการรับแสง	17
2.4 สัญญาณรบกวน	19
2.5 การมอดูเลตทางความถี่	21

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.5.1 ชนิดของสัญญาณเอฟเอ็ม	23
2.5.1.1 เอฟเอ็มแบนด์แคบ	23
2.5.1.2 เอฟเอ็มแบนด์กว้าง	24
2.6 เฟสล็อกกลุ๊ป	26
2.6.1 เฟสล็อกกลุ๊ป	26
2.6.2 คุณสมบัติของวงจรถักแรงแท้งความถี่	29
2.6.3 การใช้เฟสล็อกกลุ๊ปในการถักแรงแท้งความถี่	29
2.6.4 ภาคเฟสดีเทคเตอร์	30
2.6.5 ภาคออสซิลเลเตอร์แบบควบคุมความถี่ด้วยระบบแรงดัน	31
2.6.6 ภาคลูปฟิลเตอร์	31
2.6.7 ภาคหาร N	32
2.6.8 ภาคกำเนิดความถี่อ้างอิง	33
2.6.9 การคิมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มด้วยเฟสล็อกกลุ๊ป	33
2.6.10 ทรานเฟอร์ฟังก์ชันของลูป	37
2.6.11 ข้อดีและข้อเสียของวงจرفเฟสล็อกกลุ๊ป	38
2.7 วงจรขยาย	39
2.7.1 วงจรขยายแบบไม่กลับเฟส	39
2.7.2 วงจรขยายแบบกลับเฟส	40
2.7.3 วงจรขยายสัญญาณผลรวม	41
2.7.4 วงจรขยายสัญญาณผลต่าง	42
บทที่ 3 การออกแบบและการจัดทำปริญญานิพนธ์	43
3.1 การออกแบบ	44
3.1.1 การออกแบบภาคส่ง	44
3.1.1.1 วงจรขยายแบบกลับเฟส	44
3.1.1.2 วงจรมอดูเลตทางความถี่	45

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 5	
สรุปผลและข้อเสนอแนะ	78
5.1 สรุปผล	78
5.2 ข้อเสนอแนะ	78
บรรณานุกรม	79
ภาคผนวก	
คู่มืออุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง	80



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 ชื่อเรียกและชนิดต่างๆ ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า	3
2.2 สเปกตรัมของคลื่นแสง	4
2.3 ความยาวคลื่นของแสงที่สายตามนุษย์สามารถมองเห็นได้	5
2.4 โครงสร้างและระดับพลังงานของอะตอม	6
2.5 ระดับพลังงานของสารกึ่งตัวนำ (ก) P-Type และ (ข) N-Type	7
2.6 โครงสร้างทั่วไปของเลเซอร์ไดโอด	8
2.7 โครงสร้างระดับพลังงานและการเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีหักเหของแอลดี (ก) โครงสร้างแอลอีดี (ข) ระดับพลังงาน (ค) การกระจายของดัชนีหักเห	9
2.8 โครงสร้างและระดับพลังงานของแอลอีดี (ก) โครงสร้างของ LED (ข) ระดับ พลังงาน	10
2.9 ค่าความยาวคลื่นที่ปล่อยออกมาจาก GaAlAs LED	11
2.10 ค่าความยาวคลื่นที่ปล่อยออกมาจาก GaAsP LED	12
2.11 ความยาวคลื่นที่เกิดจาก GaAlAs(CW) Lasers	13
2.12 ความยาวคลื่นในการรับแสงของอุปกรณ์รับแสงแต่ละชนิด	15
2.13 บริเวณเขตปลอดพาหะ	16
2.14 หลักการทำงานการรับแสงและระดับพลังงานของ พีไอเอ็น โฟโอดีไดโอด	17
2.15 ข้อมูลของ พีไอเอ็น สัญญาณเสียง (ก) โครงสร้างไดโอด (ข) เติมข้อมูล (ค) เติม ประจุ (ง) แผนภาพแถบพลังงาน (จ) รูปแบบสนามไฟฟ้า	18
2.16 หลักการทำงานการรับแสงและระดับพลังงานของ เอพีดี (ก) หลักการทำงานใน การรับแสง (ข) ระดับพลังงาน	19
2.17 แบบจำลองในภาครับ	20
2.18 สัญญาณรบกวนที่มีผลต่อภาครับ	21
2.19 (ก) สัญญาณข่าวสาร (ข) คลื่นพาหะก่อนมอดูเลต (ค) คลื่นที่มอดูเลตทางเอฟ เอ็มแล้ว	21
2.20 ฟังก์ชันของเบสเสลชนิดที่หนึ่ง $J_n(\beta)$	24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่		หน้า
2.21	สเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็มที่ค่าดัชนีมอดูเลตต่างๆ	26
2.22	แผนผังของเฟสล็อกกลูป	27
2.23	แผนผังของหน่วยสังเคราะห์ความถี่	30
2.24	คุณลักษณะ(dynamic range) ในการเปลี่ยนความถี่เฟสล็อกกลูป	32
2.25	ลักษณะสมบัติของ Phase Comparator ชนิดอนาล็อก	34
2.26	ลักษณะสมบัติ Phase Comparator ชนิดดิจิทัล	35
2.27	ลักษณะสมบัติของ VCO	35
2.28	วงจรเฟสล็อกกลูป	37
2.29	วงจรขยายแบบไม่กลับเฟส	39
2.30	วงจรขยายแบบกลับเฟส	40
2.31	วงจรขยายสัญญาณผลรวม	41
2.32	วงจรขยายสัญญาณผลต่าง	42
3.1	บล็อกไดอะแกรมของภาคส่ง	43
3.2	บล็อกไดอะแกรมของภาครับ	44
3.3	วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส	44
3.4	วงจรมอดูเลตทางความถี่	45
3.5	วงจรรวมสัญญาณ	47
3.6	วงจรขับอุปกรณ์ส่งแสงโดยแอลอีดี	48
3.7	วงจรรวมทางภาคส่ง	51
3.8	วงจรรับสัญญาณแสงและวงจรขยายสัญญาณ	52
3.9	วงจรกรองย่านความถี่ผ่าน	53
3.10	วงจรคีมอดูเลตทางความถี่	56
3.11	วงจรขยายสัญญาณเสียง	57
3.12	วงจรรวมทางภาครับ	58
4.1	สัญญาณที่ผ่านวงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส	61

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.2 สัญญาณคลื่นพาห้ที่ความถี่ 20 kHz	61
4.3 สัญญาณคลื่นพาห้ที่ความถี่ 50 kHz	62
4.4 สัญญาณคลื่นพาห้ที่ความถี่ 100 kHz	62
4.5 สัญญาณที่ผ่านวงจรมอดูเลตทางความถี่มีคลื่นพาห้ที่ความถี่ 20 kHz	63
4.6 สัญญาณที่ผ่านวงจรมอดูเลตทางความถี่มีคลื่นพาห้ที่ความถี่ 50 kHz	63
4.7 สัญญาณที่ผ่านวงจรมอดูเลตทางความถี่มีคลื่นพาห้ที่ความถี่ 100 kHz	64
4.8 สัญญาณที่ผ่านวงจรรวมสัญญาณ	64
4.9 สัญญาณที่ผ่านวงจรขับอุปกรณ์ส่งแสงโดยใช้แอลอีดี	65
4.10 สัญญาณที่ผ่านวงจรรับสัญญาณแสงและวงจรถยายสัญญาณ	66
4.11 กราฟผลตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองย่านความถี่ผ่าน 20 kHz	67
4.12 กราฟผลตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองความถี่ผ่าน 50 kHz	68
4.13 กราฟผลตอบสนองทางเฟสของวงจรภาคกรองความถี่ผ่าน 100 kHz	68
4.14 สัญญาณที่ผ่านวงจรกรองย่านความถี่ผ่านที่ความถี่ 20 kHz	69
4.15 สัญญาณที่ผ่านวงจรกรองย่านความถี่ผ่านที่ความถี่ 50 kHz	69
4.16 สัญญาณที่ผ่านวงจรกรองย่านความถี่ผ่านที่ความถี่ 100 kHz	70
4.17 สัญญาณที่ผ่านวงจรดีมอดูเลตทางความถี่ที่ความถี่ 20 kHz	71
4.18 สัญญาณที่ผ่านวงจรดีมอดูเลตทางความถี่ที่ความถี่ 50 kHz	71
4.19 สัญญาณที่ผ่านวงจรดีมอดูเลตทางความถี่ที่ความถี่ 100 kHz	72
4.20 สัญญาณที่ผ่านวงจรถยายสัญญาณเสียงที่ความถี่ 20 kHz	73
4.21 สัญญาณที่ผ่านวงจรถยายสัญญาณเสียงที่ความถี่ 50 kHz	73
4.22 สัญญาณที่ผ่านวงจรถยายสัญญาณเสียงที่ความถี่ 100 kHz	74
4.23 กราฟแสดงการเปรียบเทียบระยะทางกับแรงดันของสัญญาณที่รับได้ แบบใช้เลนส์และไม่ใช้เลนส์	76
4.24 รูปสัญญาณเสียงที่ป้อนให้กับทางภาคส่ง	77
4.25 รูปสัญญาณเสียงที่ป้อนให้กับทางภาครับ	77

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่		หน้า
2.1	การกระจายคลื่นพาหะและไซด์แบนด์ที่ดัชนีการมอดูเลตค่าต่างๆ	25
4.1	การเปรียบเทียบระยะทางกับแรงดันของสัญญาณที่รับได้แบบใช้เลนส์และไม่ใช้เลนส์	75



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

การสื่อสารทางแสง (Optical Communication System) เป็นการสื่อสารในอีกช่วงความถี่หนึ่งที่มีความสำคัญนอกเหนือจากการสื่อสารผ่านทางคลื่นวิทยุและคลื่นไมโครเวฟ เนื่องจากคลื่นแสงอยู่ในย่านความถี่ที่สูงกว่าคลื่นวิทยุและไมโครเวฟ จึงสามารถส่งข้อมูลได้ในปริมาณที่มากกว่าในช่วงเวลาที่เท่ากัน ดังนั้นการสื่อสารทางแสงจึงได้ถูกนำมาใช้ในด้าน การสื่อสาร และนำไปประยุกต์ใช้งานในหลายๆด้าน ไม่ว่าจะเป็นระหว่างชุมสายหรือการสื่อสารข้อมูลความเร็วสูง

การทดลองการสื่อสารด้วยแสงที่ใช้แสงในยุคแรกนั้นคือการทดลองของอเล็กซานเดอร์ เกรแฮม เบลล์ (Alexander Graham Bell) นักประดิษฐ์โทรศัพท์ที่มีชื่อเสียงของ สหรัฐอเมริกา ในปี ค.ศ. 1880 เขาได้ผลิตโทรศัพท์ที่ใช้แสง (Photo-Phone) โดยเสียงจะถูกเปลี่ยนเป็นสัญญาณแสง และส่งไปได้ไกลถึง 213 เมตร ต่อจากนั้นมาได้มีการประดิษฐ์หลอดโฟโตอิเล็กทริก (Photoelectric Tube) ที่ทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณแสงไปเป็นสัญญาณไฟฟ้าได้ โดยที่ทางด้านส่งจะทำการเปลี่ยนจากสัญญาณไฟฟ้าไปเป็นสัญญาณแสงแล้วส่งกระจายออกไปในอากาศ ส่วนทางด้านรับจะใช้หลอดโฟโตอิเล็กทริกเปลี่ยนสัญญาณแสงให้กลับเป็นสัญญาณไฟฟ้าอย่างเดิม

แหล่งกำเนิดแสงสามารถจำแนกได้เป็น

- แสงเลเซอร์คำว่าแสงเลเซอร์ (LASER) ย่อมาจาก Light Amplification By Stimulated Emission Of Radiation แสงเลเซอร์จะมีลักษณะพิเศษคือเป็นคลื่นแสงที่มีความถี่ค่าเดียว และมีความเป็นระเบียบสูง ส่งผลให้ให้คลื่นแสงเลเซอร์จะไม่เกิดการหักล้างกันเองและมีการเสริมกันอยู่ตลอดเวลาตามคุณสมบัติของคลื่นทำให้ลำแสงมีความเข้มสูง มีทิศทาง การส่งของแสงเป็นเส้นตรง (Directivity) แต่เมื่อมีการส่งในระยะไกลลำแสงจะบานกว้างออกเป็นลักษณะคล้ายรูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรวย เลเซอร์ถูกนำมาใช้เป็นตัวส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแก้วนำแสง เพื่อใช้ในการสื่อสารโทรคมนาคม

- ไดโอดเปล่งแสง (Light - Emitting Diode หรือย่อว่า LED) เป็นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำอย่างหนึ่ง จัดอยู่ในจำพวกไดโอดสามารถเปล่งแสงในช่วงสเปกตรัมแคบ เมื่อถูกไบอัสทางไฟฟ้าในทิศทางไปข้างหน้า สีของแสงที่เปล่งออกมานั้นขึ้นอยู่กับองค์ประกอบทางเคมีของวัสดุกึ่งตัวนำที่ใช้ สามารถเปล่งแสงได้ใกล้ช่วงอัลตราไวโอเล็ต ช่วงแสงที่ตามองเห็น และช่วงอินฟราเรด มีทิศทางการแพร่กระจายของแสงที่กว้างและรอบทิศทาง

ในโครงการนี้ได้นำเสนอเกี่ยวกับการใช้ไดโอดเปล่งแสงเพื่อส่งเสียงในรูปแบบของสัญญาณแสงผ่านอากาศไปยังเครื่องรับหลายช่องสัญญาณ โดยใช้แสงเป็นพาหะเนื่องจากการส่งสัญญาณด้วยแสงมีข้อดีคือ มีแบนด์วิดท์ที่กว้างทำให้ส่งสัญญาณได้จำนวนมากและส่งได้เร็วโดยไม่มีการรบกวนจากคลื่นวิทยุอีกทั้งยัง ไม่ต้องขออนุญาตในการใช้คลื่นความถี่ ดังนั้นการสื่อสารโดยใช้แสงจึงเป็นอีกวิธีหนึ่งที่ดีที่สามารถนำมาใช้ในการสื่อสารโทรคมนาคมได้

1.2 วัตถุประสงค์

- 1) ศึกษาวิธีการกระจายเสียงด้วยแสงผ่านอากาศ
- 2) ศึกษาผลกระทบจากสิ่งแวดล้อมที่มีผลต่อสัญญาณแสง
- 3) ปรับปรุงแก้ไขผลกระทบที่เกิดจากสิ่งแวดล้อม

1.3 ขอบเขตของปริญญานิพนธ์

โครงการนี้ศึกษาการออกแบบและสร้างเครื่องกระจายเสียงด้วยแสงแบบหลายช่องสัญญาณ โดยใช้แหล่งกำเนิดแสงหลายๆตัวมาจัดเรียง ทำให้เกิดการกระจายแสงได้รอบทิศทางรวมทั้งออกแบบและสร้างเครื่องรับแสง เพื่อศึกษาถึงผลกระทบจากสิ่งแวดล้อมที่มีต่อสัญญาณแสงที่ได้รับได้ แล้วทำการปรับปรุงแก้ไขสิ่งที่เกิดจากผลกระทบนั้น

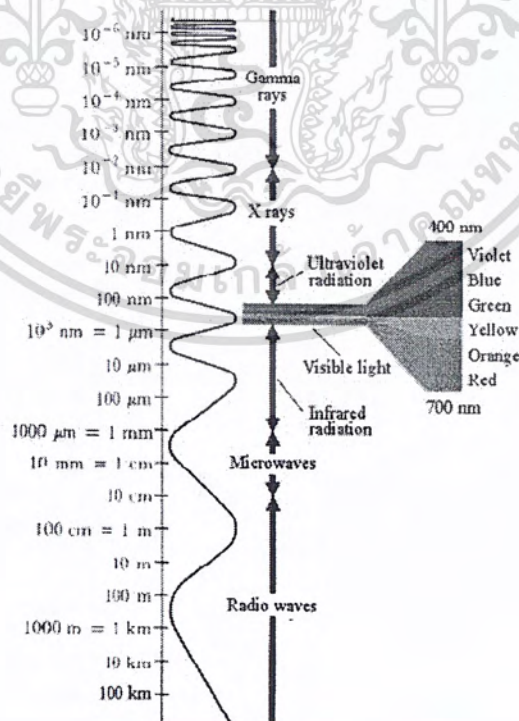
บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง

2.1 คุณสมบัติของแสง

2.1.1 การเกิดแสง

เมื่อพูดถึงแสง โดยทั่วไปอาจนึกถึงแสงของดวงอาทิตย์ แสงของไฟฉาย และแสงอื่นๆ ได้ทันทีแสงเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าชนิดหนึ่ง แสงที่ตามนุษย์มองเห็นได้จะอยู่ในช่วงความยาวคลื่น 400 นาโนเมตร ถึง 700 นาโนเมตร คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้านี้มีชื่อเรียกแตกต่างกันออกไปตามช่วงความยาวคลื่น และช่วงความถี่แสงได้ดังรูปที่ 2.1



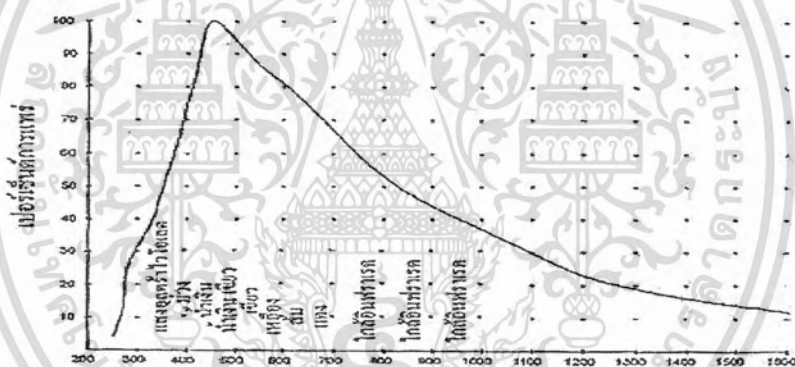
รูปที่ 2.1 ชื่อเรียกและชนิดต่างๆ ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า[1]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น มิใช่ผู้ผู้ใดเห็นว่าเป็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แสงของดวงอาทิตย์ก็ดี แสงของหลอดไฟก็ดีที่เข้ามาเข้าตาเรานั้นสามารถกล่าวได้ว่ามีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีความยาวคลื่นในช่วงแสงที่ตามองเห็นปนอยู่ ถ้าหากแสดงแสงนี้ด้วยคามถี่สเปกตรัม (Frequency Spectrum) แล้วจะเห็นว่ามีความยาวคลื่นค่าต่างๆปนอยู่อย่างไม่เป็นระเบียบ

2.1.2 สเปกตรัมและช่วงการตอบสนองของสายตามนุษย์

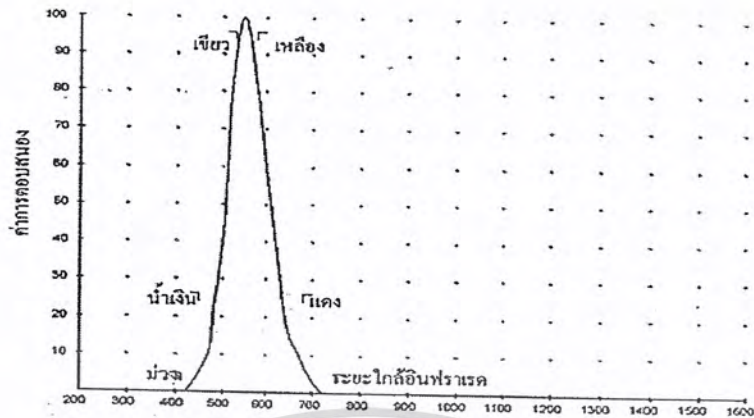
แสงเป็นพลังงานรูปหนึ่งที่มีลักษณะเป็นคลื่นสามารถเคลื่อนที่ได้ และมีความยาวคลื่นที่ทำให้ตาของมนุษย์เราสามารถมองเห็นสีต่างๆได้ แต่ความยาวคลื่นของแสงสีต่างๆจะมีความยาวคลื่นต่างกันออกไป ถ้าหากแสดงแสงนี้ด้วย ความถี่สเปกตรัม แล้วจะเห็นว่ามีความยาวคลื่นค่าต่างๆปนอยู่อย่างไม่เป็นระเบียบ แสดงได้ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 สเปกตรัมของคลื่นแสง[1]

จากรูปที่ 2.2 จะเห็นได้ว่ากลุ่มของแสงสีต่างๆที่เรามองเห็นได้นั้นจะอยู่ในช่วงความยาวคลื่นระหว่าง 400 ถึง 700 นาโนเมตร ถ้าพลังงานแสงลดลงโดยเปลี่ยนจากสีเขียวไปเป็นสีน้ำเงิน ผลตอบสนองของตาก็จะลดลงเรื่อยๆ และเมื่อลดลงถึง 400 นาโนเมตร ก็ไม่สามารถมองเห็นสีต่างๆได้ แต่ยังให้พลังงานคลื่นออกเป็นรังสีเหนือม่วง (Ultraviolet) และถ้าเริ่มมองแสงที่ความยาวคลื่น 555 นาโนเมตรขึ้นไป เราจะเห็นแสงสีเหลืองแล้วเปลี่ยนเป็นแสงสีแดง ผลตอบสนองของตาก็จะลดลง และจะลดลงไปเรื่อยๆจนกระทั่งถึงความยาวคลื่น 700 นาโนเมตร จากนั้นก็จะไม่สามารถมองเห็นแสงได้ และพลังงานที่มีความยาวคลื่นมากขึ้นไปอีกก็คือรังสีได้แสง (Infrared) แสดงได้ดังรูปที่ 2.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3 ความยาวคลื่นของแสงที่สายตามนุษย์สามารถมองเห็นได้[1]

ซึ่งแสงเหนือม่วงและแสงอินฟราเรดนั้นจะถูกนำไปใช้งานตามความเหมาะสม ดังนี้

- แสงเหนือม่วง เป็นแสงที่มีพลังงานสูงและสามารถทำอันตรายกับดวงตา แต่มีประโยชน์ในด้านอื่นๆ เช่น ใช้ฆ่าเชื้อโรค ใช้เพิ่มพลังงานให้กับอิเล็กทรอนิกส์ในเซลล์ของหน่วยความจำอีพรอม (EPROM) เพื่อใช้ในการลบข้อมูล
- แสงอินฟราเรด เป็นแสงที่มีพลังงานต่ำและไม่เป็นอันตรายต่อดวงตา จึงเหมาะที่จะนำไปใช้เป็นตัวตรวจจับและใช้เป็นตัวส่งสัญญาณต่างๆ การใช้แสงอินฟราเรดสามารถป้องกันการรบกวนจากสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าต่างๆ เช่น การรบกวนที่เกิดจากมอเตอร์และยังสามารถป้องกันการแทรกสอดต่างๆทำให้เกิดความปลอดภัยทางการสื่อสารได้อีกด้วย

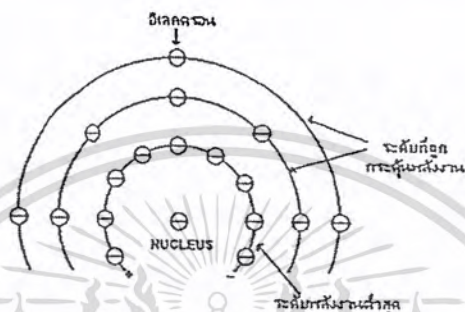
2.2 อุปกรณ์ส่งแสง (Light Emitter)

2.2.1 โครงสร้างการกำเนิดแสง

โดยทั่วไปแล้วอะตอม(atom)ที่ประกอบอยู่ในสารต่างๆ(ก๊าซ ของเหลว และของแข็ง) จะมีโครงสร้างดังรูปที่ 2.4 นั่นคือมีส่วนที่เรียกว่า นิวเคลียส(nucleus) อยู่ตรงกลางและรอบๆนิวเคลียสจะมีอิเล็กตรอน(electron) จำนวนหนึ่งหมุนอยู่รอบๆนิวเคลียส โดยมีระยะห่างที่แน่นอน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อิเล็กตรอนเหล่านี้จะมีพลังงานที่เป็นสัดส่วนกับระยะทางจากนิวเคลียส พลังงานนี้เรียกว่า ระดับพลังงาน(Energy Level) มีระดับพลังงานที่ต่ำและระดับพลังงานที่สูง จำนวนอิเล็กตรอนที่มีอยู่ในระดับพลังงานจะมีจำนวนแน่นอนขึ้นอยู่กับชนิดของสารแต่โดยปกติแล้วอิเล็กตรอนจะออกันอยู่ที่ระดับพลังงานต่ำ อันนี้เป็นคุณสมบัติโดยธรรมชาติของอิเล็กตรอน



รูปที่ 2.4 โครงสร้างและระดับพลังงานของอะตอม[1]

เมื่ออิเล็กตรอนเคลื่อนที่จากระดับพลังงาน E_2 ไประดับพลังงาน E_1 มันจะดูดหรือปล่อยแสงที่มีความถี่เป็นสัดส่วนกับผลต่างของระดับพลังงาน $E_2 - E_1$ โดยที่ E_1 เป็นระดับพลังงานต่ำและ E_2 เป็นระดับพลังงานสูงซึ่งลักษณะของการปล่อยแสงนั้นแบ่งออกได้เป็น 2 แบบ คือ

1. การปล่อยแสงแบบกระตุ้นให้ปล่อยแสงออกมาโดยการกระตุ้นด้วยแสงจากภายนอกทำให้อะตอมที่อยู่ในระดับพลังงานสูงเคลื่อนที่ไปยังระดับพลังงานต่ำและปล่อยแสงออกมา มีเฟสและความถี่เหมือนกันกับเฟสและความถี่ของแสงที่กระตุ้นเข้าไป เลเซอร์ (Laser) ใช้วิธีการปล่อยแสงแบบนี้

2. การปล่อยแสงแบบธรรมชาติ เกิดจากอะตอมที่อยู่ระดับพลังงานต่ำได้รับพลังงานจากภายนอกทำให้มันเคลื่อนที่ไปอยู่ในระดับพลังงานสูง แต่อยู่ได้ไม่นานอะตอมเหล่านั้นจะเคลื่อนที่ลงมาอยู่ในระดับพลังงานต่ำอย่างเดิมอีก ซึ่งเป็นไปตามธรรมชาติ และขณะที่อะตอมเคลื่อนที่จากจากระดับพลังงานสูงมายังระดับพลังงานต่ำนี้มันจะปล่อยแสงออกมามีความถี่เป็นสัดส่วนกับผลต่างของพลังงานทั้งสองระดับนั้น การปล่อยแสงของ แอลอีดี (LED) จัดอยู่ในพวกนี้

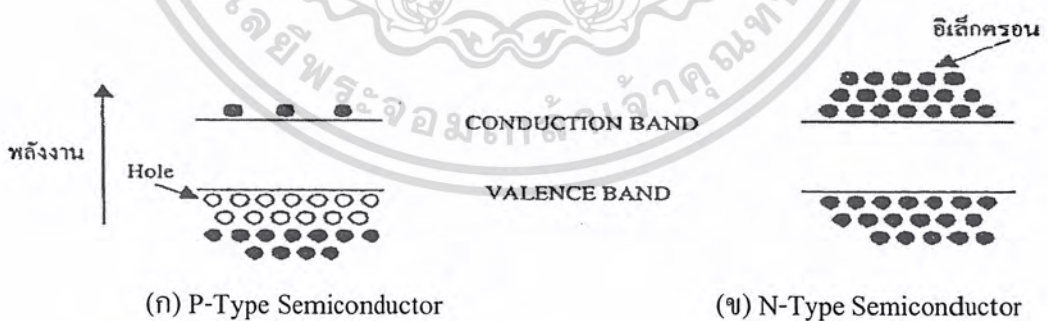
ส่วนสารกึ่งตัวนำแต่ละชนิดจะปล่อยแสงที่มีความถี่เฉพาะของมันกรณีที่จะอะตอมโมเลกุลจำนวนมากปล่อยแสงออกมาแบบธรรมชาตินั้น เฟสของแสงแต่ละความถี่จะเป็นอิสระไม่สัมพันธ์ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กันและกัน และความถี่ก็เช่นกันจะแตกต่างกันออกไปทำให้เกิดสเปกตรัม (Spectrum) ที่มีความกว้างค่าหนึ่ง สำหรับแสงของดวงไฟ หลอดนีออน ก็เช่นกันปล่อยแสงแบบธรรมชาติออกมาโดยได้รับพลังงานความร้อน และเนื่องจากพลังงานมีค่ากว้างมาก ทำให้มีสเปกตรัมของแสงกว้าง

2.2.2 อุปกรณ์กำเนิดแสง

เพื่อทำความเข้าใจในขั้นตอนการปล่อยแสงอันเนื่องมาจากโครงสร้างของอุปกรณ์ปล่อยแสงที่เป็นสารกึ่งตัวนำนั้น จะต้องอธิบายถึงคุณสมบัติของสารกึ่งตัวนำแบบ ชนิดพี (P-Type) และชนิดเอ็น (N-Type) ก่อน

สำหรับสารกึ่งตัวนำนั้น โดยปกติมีจำนวนอิเล็กตรอนที่มีอยู่นั้นจะมีค่าคงที่ตามชนิดของสารอิเล็กตรอนส่วนใหญ่ซึ่งจะรวมตัวกันอยู่ในวาเลนซ์แบนด์ (Valence Band) ในตอนต้นสารกึ่งตัวนำที่มีสภาพเช่นนี้ เรียกว่า จีเนียน เซมิคอนดักเตอร์ (Genuine Semiconductor) แต่สารกึ่งตัวนำที่เรียกว่า ชนิดพี นั้นจะมีสภาพที่มีจำนวนโฮลมากและมีจำนวนอิเล็กตรอนน้อย สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.5(ก) ส่วนสารกึ่งตัวนำที่เรียกว่า ชนิดเอ็น นั้นจะมีสภาพตรงกันข้ามกับ ชนิดพี กล่าวคือมีอิเล็กตรอนมากกว่าโฮล ซึ่งจำนวนอิเล็กตรอนนี้จะรวมกันอยู่ในคอนดักชันแบนด์ (Conduction Band) สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.5(ข)

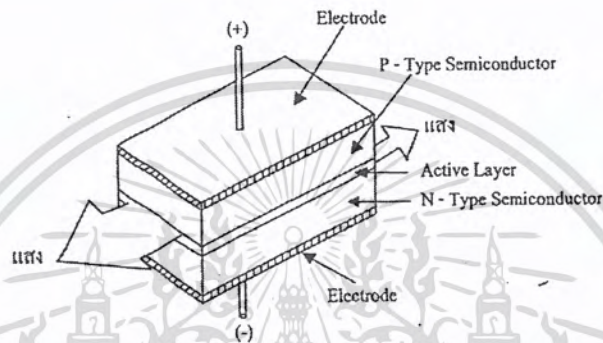


รูปที่ 2.5 ระดับพลังงานของสารกึ่งตัวนำ (ก) P-Type และ (ข) N-Type[2]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.2.1 โครงสร้างของเลเซอร์ไดโอด (Laser Diode :LD)

โดยทั่วไปแล้วเลเซอร์ไดโอดจะมีโครงสร้างเป็น 3 ชั้น ดังแสดงในรูปที่ 2.6 ในการทำให้เลเซอร์ออสซิลชันนั้น คือส่วนที่ทำหน้าที่เป็นรีโซเนเตอร์ ซึ่งเรียกว่า แอคทีฟเลเยอร์ ซึ่งมีตำแหน่งอยู่ระหว่างสารกึ่งตัวนำชนิดพี และ เอ็น

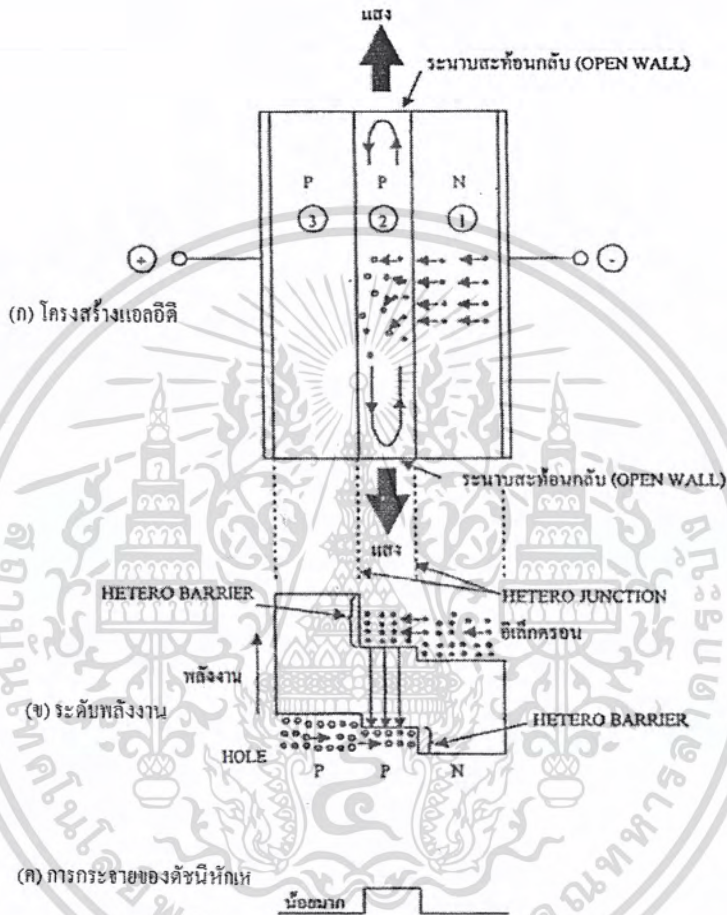


รูปที่ 2.6 โครงสร้างทั่วไปของเลเซอร์ไดโอด[2]

จากรูปที่ 2.6 ถ้าหากทำให้กระแสไหลจากขั้วบวกไปยังขั้วลบ ทำการฉีดกระแส (Current Injection) จะเกิดแสงเลเซอร์ออกมาในทิศทางที่แสดงด้วยลูกศร เกี่ยวกับวิธีการออสซิลเลชันของเลเซอร์ไดโอดนั้น จะอธิบายโดยบริเวณชั้นทั้ง 3 ของ ชนิดพี, ชนิดเอ็น และแอคทีฟ สำหรับโครงสร้างของสารกึ่งตัวนำแบบนี้ เรียกว่า เฮเทอโรโรจิงชัน ซึ่งหมายถึง รอยต่อของเลเยอร์ของสารที่มีส่วนประกอบต่างกัันนั้นมี 2 ด้าน โครงสร้างระดับพลังงานและลักษณะการเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีการหักเหของเลเซอร์ไดโอดสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.7

ในการทำให้เกิดแสงเลเซอร์นั้น จะต้องทำให้ผลต่างระหว่างระดับพลังงานของแสงเลเซอร์ ไดโอดของสารกึ่งตัวนำ ชนิดพี และคอนดักชันแบนด์ของแอคทีฟมีค่ามากพร้อมทั้งทำให้ผลต่างระหว่างพลังงานของคอนดักชันแบนด์กับวาเลนซ์แบนด์ของสารกึ่งตัวนำ ชนิดเอ็น มีค่าต่ำกว่าระดับพลังงานของวาเลนซ์แบนด์ของแอคทีฟเลเยอร์ด้วย จากนั้นมาเชื่อมต่อกันจะได้ระดับพลังงาน ดังแสดงในรูปที่ 2.7(ข) เมื่อทำให้มีกระแสไหลในสารกึ่งตัวนำที่มีการเชื่อมต่อกันในลักษณะที่กล่าวข้างต้น โดยให้มีทิศทางไหลจาก ชนิดพี ไปหา ชนิดเอ็น จะเป็นผลให้อิเล็กตรอนส่วนเกินที่อยู่ใน ชนิดเอ็น เคลื่อนที่ไปยัง ชนิดพี และ โฮลส่วนเกินที่อยู่ใน ชนิดพี เคลื่อนที่ไปยัง ชนิดพี ผลของการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนและโฮลเหล่านี้ทำให้เกิดอิเล็กตรอนและโฮลอยู่ในแอค-
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทีฟเลเยอร์ เป็นผลให้เกิดสภาพอินเวอร์สชัน ดิสทริบิวชัน (Inversion Distribution) ได้อย่างดี ทำให้มีผลต่อการขยายความเข้มของการปล่อยแสง

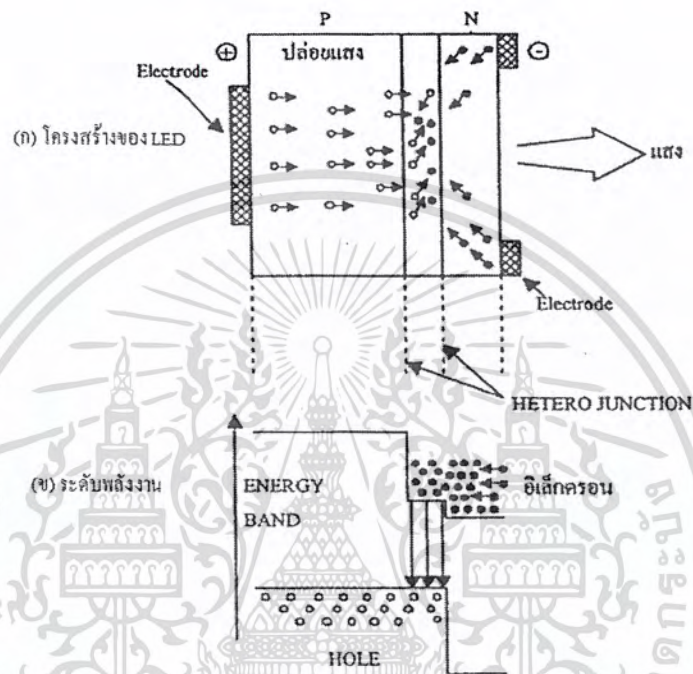


รูปที่ 2.7 โครงสร้างระดับพลังงานและการเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีการหักเหของแอลอีดี[2]
(ก) โครงสร้างแอลอีดี (ข) ระดับพลังงาน (ค) การกระจายของดัชนีหักเห

2.2.2.2 โครงสร้างของแอลอีดี(Light Emitter Diode :LED)

โครงสร้างพื้นฐานของแอลอีดีเหมือนกับเลเซอร์ไดโอด คือ เป็น ดับเบิลเฮเทอโร-โรจันชั้น อิเล็กตรอนที่ไหลผ่านรอยต่อ พี-เอ็น จะไปรวมกับโฮลภายในแอคทีฟเลเยอร์ เช่นเดียวกันกับกรณีของเลเซอร์ไดโอด ดังแสดงในรูปที่ 2.8(ก) และเกิดการปล่อยแสงขึ้นภายในแอคทีฟเลเยอร์ เนื่องจากถูกกักด้วยกำแพงของพลังงานเฮเทอโรโรจันชั้นแต่สำหรับกรณีของแอลอีดีนั้น โครงสร้างเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของมันไม่มีการขยายของแสงเหมือนอย่างเลเซอร์ไดโอด (ไม่มีระนาบสะท้อนแสง) แสงที่ปล่อยออกมาตรงส่วนที่อยู่ห่างจากด้านข้างนั้นจึงออกจากด้านข้างได้ยาก ด้วยเหตุนี้แอลอีดีทั่วไปจึงปล่อยแสงออกมาข้างนอกจากด้านหน้าที่อยู่กับขั้วไฟฟ้า แสดงได้ดังรูปที่ 2.8(ข)



รูปที่ 2.8 โครงสร้างและระดับพลังงานของแอลอีดี[2]

(ก) โครงสร้างของ LED (ข) ระดับพลังงาน

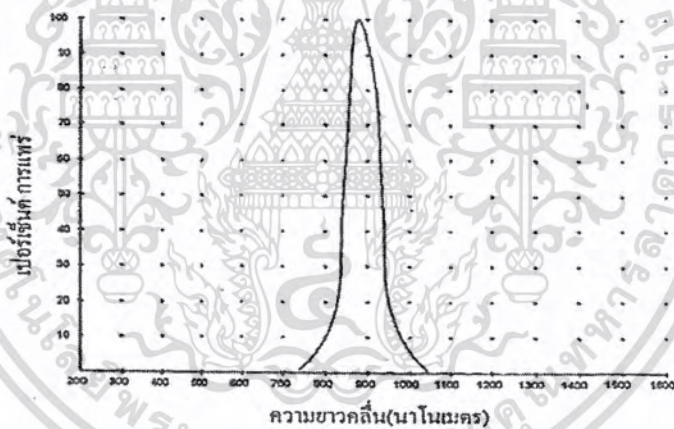
ตัวอย่างโครงสร้างของแอลอีดี แบบที่ปล่อยแสงออกมาทางด้านหน้า เพื่อเป็นการทำให้แสงปล่อยออกมาได้อย่างมีประสิทธิภาพนั้น ขั้วไฟฟ้าทางด้านที่ปล่อยแสงออกมาจะต้องมีรูปร่างเป็นรูปวงแหวน

นอกจากนี้ปัจจุบันได้มีการผลิตแอลอีดีอีกแบบหนึ่งขึ้นมา โดยการทำให้ค่าดัชนีการหักเหของแอกทีฟเลเยอร์มีค่าสูง และทำให้เกิดปฏิกิริยาการนำแสงขึ้นในแอกทีฟเลเยอร์และทำให้แสงปล่อยออกมาทางด้านข้างของแอกทีฟเลเยอร์เหมือนกันกับเลเซอร์ไดโอด แอลอีดีแบบนี้เรียกว่า แอลอีดีแบบปล่อยแสงทางด้านข้าง (Side Emission Type LED) เมื่อเทียบกับเลเซอร์แล้วมีข้อดีคือ โครงสร้างของไดโอดปล่อยแสงจะไม่ยุ่งยากทำให้สร้างได้ง่าย และมีราคาถูกกว่ามาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.3 อุปกรณ์ที่ใช้ในการส่งแสง

- GaAlAs Infrared LED :GaAlAs (gallium,aluminum,arsenic) infrared LED เป็นที่นิยมอย่างแพร่หลายในการเป็นตัวกำเนิดแสงอินฟราเรด เนื่องจากมีประสิทธิภาพที่เพียงพอต่อการเปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้าเป็นสัญญาณแสงและความยาวคลื่นของแสงที่ปล่อยออกมามีความเหมาะสมกับการตอบสนองของ silicon PIN detector (900 นาโนเมตร) ไดโอดเปล่งแสงส่วนใหญ่สามารถทำงานที่ค่ากระแสสูงกว่าค่าที่ใช้งานต่อเนื่องตราบเท่าที่ค่ากำลังเฉลี่ยไม่เกินค่ากำลังสูงสุดที่ผู้ผลิตได้กำหนดไว้(โดยทั่วไป 0.25 มิลลิวัตต์) ไดโอดเปล่งแสงบางชนิดสามารถใช้พัลส์กระแสได้สูงถึง 10 แอมป์ ถ้า duty cycle (duty cycle) น้อยกว่า 0.2% และบางชนิดอาจมีเวลาที่ใช้ในการตอบสนองเร็วมาก ซึ่งทำให้มันมีพัลส์ของกระแสสั้นเพียง 100 นาโนวินาที แต่อุปกรณ์ส่วนมากต้องการอย่างน้อยที่ 900 นาโนวินาที

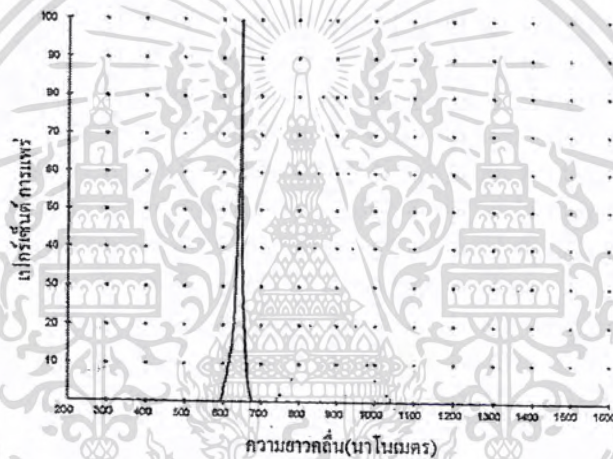


รูปที่ 2.9 ค่าความยาวคลื่นที่ปล่อยออกมาจาก GaAlAs LED[1]

- GaAs IR LED :เป็นอุปกรณ์ที่มีมาก่อน ไดโอดเปล่งแสงแบบ GaAlAs แต่มีประสิทธิภาพต่ำกว่า ลักษณะรูปร่างของอุปกรณ์จะมีหลากหลาย ประโยชน์ของไดโอดเปล่งแสงชนิดนี้คือจะมีพื้นที่ที่ใช้ในการเปล่งแสงที่น้อยกว่า GaAlAs LED ทำให้ค่ามุมของแสงที่ถูกปล่อยออกมาน้อยด้วยการใช้เลนส์ขนาดเล็ก ดังนั้นพื้นที่ในการเปล่งแสงที่มีค่าน้อยนี้ จะมีประโยชน์อย่างมากต่อการนำไปประยุกต์ใช้กับไฟเบอร์ออปติก คุณสมบัติที่สำคัญของ GaAs LED คือ ค่าความเร็วที่มีค่ามากกว่า GaAlAs LED ประมาณ 10 เท่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- GaAsP Visible Red LED :เป็นอุปกรณ์ที่ใช้กันไม่มากในการใช้งานกับการสื่อสารผ่านอากาศในระยะทางสั้นๆ ในบางครั้งอาจจะเรียกว่า “super bright” อย่างไรก็ตามแม้ว่าจะให้แสงสว่างสูงที่สุดแต่ก็มีเพียง 1/3 เท่านั้นที่อยู่ในส่วนของอินฟราเรด อันเนื่องมาจากว่าแสงนั้นอยู่ในช่วงของสีแดงซึ่งมนุษย์สามารถมองเห็นได้ ทำให้ค่ากำลังมีเพียง 1/3 เท่านั้น ถ้านำไปใช้กับ silicon detector โดยทั่วไปซึ่งจะมีค่าการตอบสนองค่อนข้างต่ำในช่วงแสงสีแดง Visible Red LED ค่อนข้างจะมีความรวดเร็ว (2×10^6 พัลส์/วินาที) มากกว่าอุปกรณ์อินฟราเรด และเนื่องจากแสงที่ได้อยู่ในช่วงที่สามารถมองเห็นได้จึงมีความง่ายกว่าเมื่อเทียบกับอุปกรณ์ที่เป็นอินฟราเรดโดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อใช้งานร่วมกับเลนส์

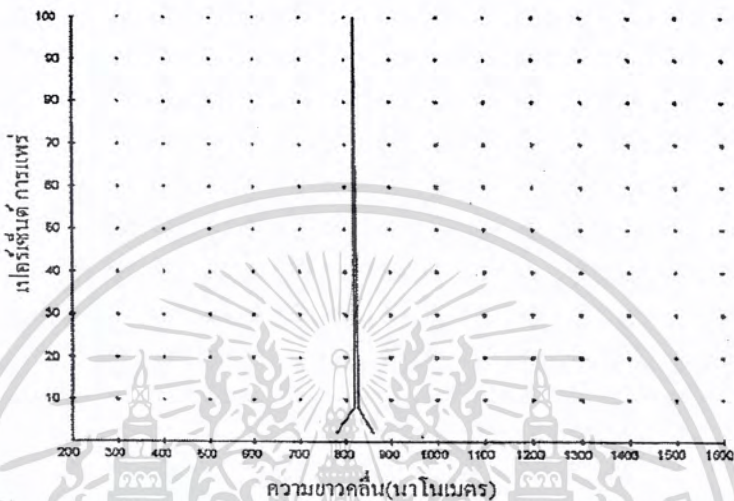


รูปที่ 2.10 ค่าความยาวคลื่นที่ปล่อยออกมาจาก GaAsP LED[1]

- GaAs (Hetrojunction) Laser :อุปกรณ์ชนิดนี้ถูกสร้างขึ้นตั้งแต่ปี 1960 และสามารถกำเนิดแสงที่มีกำลังสูงมากได้ ซึ่งบางตัวมีกำลังเกิน 20 วัตต์ ซึ่งมีค่ามากกว่า 200 เท่าของ GaAlAs LED ทั่วไป แต่จะต้องขับเคลื่อนด้วยค่า คิววีไอเซลล์ ที่น้อยกว่า 0.1% โดยทั่วไป GaAs Laser ต้องใช้กระแสที่ต่ำในระดับหนึ่ง(10-20 แอมป์) ก่อนจะปล่อยแสงที่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ได้ ซึ่งแสงที่ปล่อยออกมานี้จะทำให้การมีระยะการสื่อสารสูงกว่าการส่งที่ใช้ LED เพียงตัวเดียวประมาณ 3 เท่า นอกจากนี้การที่มีความกว้างของสเปกตรัมที่แคบยังช่วยลดระดับสัญญาณรบกวนที่เกิดจากแสงบริเวณโดยรอบโดยการใส่ตัวกรองแสงที่ภาครับ

- GaAlAs (CW) Laser :เป็นอุปกรณ์เซมิคอนดักเตอร์ที่ใช้ในการปล่อยแสงอินฟราเรดตัวล่าสุดและมีการพัฒนาอย่างรวดเร็ว มีการใช้งานอย่างกว้างขวางในอุปกรณ์ประเภทเครื่องเล่นเอกซเรย์เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซีดีรอมและไอร์ฟซีดีรอมในคอมพิวเตอร์ ฯลฯ อุปกรณ์ชนิดนี้มีพื้นที่ในการเปล่งแสงที่น้อยมาก และมีกำลังสูงสุดเกิน 0.2 มิลลิวัตต์ และมีสเปกตรัมแบนด์วิดท์ที่แคบ ดังรูปที่ 2.11 คุณสมบัติที่สำคัญเมื่อเทียบกับอุปกรณ์เปล่งแสงชนิดอื่นๆคือความถี่ในการมอดูเลตในระดับกิกะเฮิรท์



รูปที่ 2.11 ความยาวคลื่นที่เกิดจาก GaAlAs (CW) Laser [1]

- Surface Emitting Lasers (VCSEL) : อุปกรณ์ชนิดนี้ส่วนมากจะใช้ในการสื่อสารผ่านเส้นใยแก้วนำแสง ซึ่งเป็นตัวการกำเนิดแสงเลเซอร์ที่มีขนาดเล็กหลายๆตัวมาต่อเรียงกัน โดยจะมีการใช้ชั้นสเตรทรวมกัน ค่าประสิทธิภาพ(กำลังไฟฟ้าเปลี่ยนเป็นกำลังงานแสง) มีค่าประมาณ 40% โดยในแต่ละตัวกำเนิดแสงจะมีกำลังประมาณ 0.003 วัตต์ และเนื่องจากอัตราการมอดูเลตสูงสุดมีค่าหลายพันล้านพัลส์ต่อวินาที Surface-Emitting Laser จึงอาจจะถูกนำมาใช้ในการสื่อสารผ่านอากาศในอนาคตก็เป็นได้

- Active Area :เป็นค่าที่บอกถึงบริเวณที่สามารถตอบสนองกับแสงที่ตกกระทบเข้ามาได้ PINs ที่มีขนาดพื้นที่รับแสงที่ใหญ่จะตรวจจับแสงที่เข้ามาแต่มีการทำงานที่ช้ากว่าขนาดพื้นที่รับแสงที่เล็กกว่าและยังทำให้เกิดสัญญาณรบกวนมากขึ้นอีกด้วย อย่างไรก็ตามถ้าพื้นที่รับแสงมีขนาดเล็กแต่มีการนำเลนส์เข้ามาใช้ก็จะสามารถตรวจจับแสงได้มากกว่าพื้นที่รับแสงที่มีขนาดใหญ่แต่ไม่มีการนำเลนส์เข้ามาใช้ แต่การนำเลนส์เข้ามาใช้นั้นจะทำให้ค่า acceptance angle มีค่าลดลง

- Response Time :PIN ไดโอดทั้งหมดจะมีช่วงเวลาตอบสนองซึ่งปกติจะอยู่ในช่วงนาโนวินาทีซึ่งช่วงนี้จะหมายถึงเวลาที่อุปกรณ์จำเป็นต้องใช้ในการตอบสนองพัลส์สั้นๆของแสงโดยถ้าค่านี้ยิ่งเท่าใดอุปกรณ์ก็จะทำงานเร็วเท่านั้น ในทางปฏิบัติสำหรับการใช้งานส่วนมาก อุปกรณ์ควรจะใช้เวลาในการตอบสนองน้อยกว่า 500 นาโนวินาที อุปกรณ์ที่มีพื้นที่ขนาดใหญ่จะช้ากว่าและมีการตอบสนองที่ช้ากว่าเสมอ ตัวตรวจจับควรจะใช้เวลาตอบสนองที่น้อยกว่าเวลาสูงสุดที่ต้องการสำหรับการตรวจจับของแหล่งกำเนิดแสงที่ถูกมอดูเลต

- Capacitance :เมื่อเลือกตัวตรวจจับที่เหมาะสมจากผู้ผลิต ในค่าต่างๆจะระบุความจุรวมสำหรับ อุปกรณ์ PIN ซึ่งปกติแล้วจะอยู่ในหลักพิโคฟารัด มีการเกี่ยวพันกันโดยตรงระหว่างพื้นที่ที่แยกที่กับความจุรวมทั้งหมด ซึ่งมีผลกระทบต่อความเร็วของอุปกรณ์ อย่างไรก็ตาม ค่าความจุนี้ก็ไม่ได้กำหนดตายตัว ค่าความจุนี้จะลดลงเมื่อค่าแรงดันไบแอสมีค่าสูงขึ้น

- Dark Current :ทุก PIN ไดโอดจะมี dark current ซึ่งอัตราจะตอบสนองร่วมกับกระแสรั่วที่ผ่านอุปกรณ์ในโหมดไบแอสย้อนกลับเมื่ออุปกรณ์นี้อยู่ใน darkness อย่างสมบูรณ์ กระแสรั่วนี้ปกติจะน้อยมากและจะวัดได้ในหน่วยนาโนแอมป์ ซึ่งอุปกรณ์ที่มีพื้นที่ใหญ่จะมีกระแสรั่วมากกว่าอุปกรณ์ที่มีขนาดเล็ก

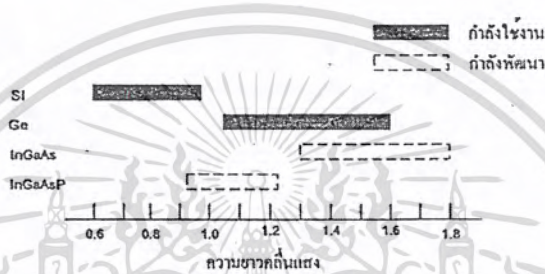
- Noise Figure :เมื่อกล่าวถึงคุณสมบัติของ PIN ไดโอด อาจจะรวมถึง noise figure ด้วยหน่วยที่ใช้ปกติจะเลือก “watts per square root of hertz” บางครั้งก็จะอยู่ภายใต้หัวข้อของ “NEP” ซึ่งหมายถึง “noise equivalent power” อย่างไรก็ตามค่านี้ไม่มีผลกระทบบกับการสื่อสารผ่านอากาศมากเท่าใดนัก

2.3 อุปกรณ์รับแสง (Light Detector)

ในการสื่อสาร โดยแสง อุปกรณ์รับแสง มีหน้าที่ เปลี่ยนกำลังงานแสงเป็นกำลังงานไฟฟ้า ซึ่งเป็นพลังงานที่เป็นอิสระของพัลส์แสงที่ถูกส่งไป

2.3.1 โครงสร้างและการทำงานของอุปกรณ์รับแสง

สำหรับอุปกรณ์รับแสงก็เช่นเดียวกับอุปกรณ์กำเนิดแสงนั่นคือ มีสารหลายชนิด นอกจากนั้นผลต่างของพลังงานระดับสูงและระดับพลังงานต่ำของอุปกรณ์รับแสงมีค่าแตกต่างกัน ทำให้มีความยาวคลื่นต่างกันที่ดูดสัญญาณแสงที่เข้ามาได้ง่าย(ความไวในการรับแสงดี) คุณสมบัติความไวในการรับแสงแต่ละชนิด แสดง ได้ดังรูปที่ 2.12

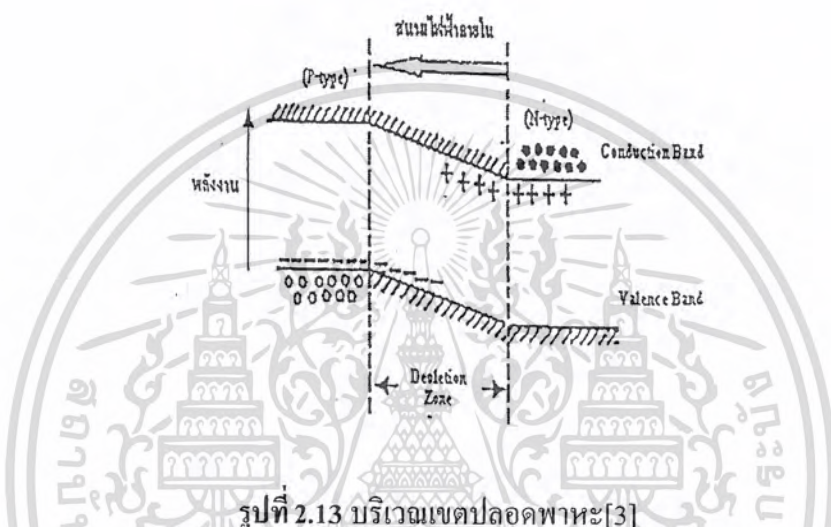


รูปที่ 2.12 ความยาวคลื่นในการรับแสงของอุปกรณ์รับแสงแต่ละชนิด[3]

การรับแสง หมายถึง การเปลี่ยนแสงให้เป็นไฟฟ้า ในการทำงานนี้แบ่งได้เป็น 2 วิธี คือ วิธีที่หนึ่ง เป็นการเปลี่ยนสัญญาณแสงให้เป็นไฟฟ้าโดยตรง (Photo Electric Effect) วิธีที่สอง ทำได้โดยการเปลี่ยนพลังงานแสงให้เป็นพลังงานความร้อนก่อนแล้วจึงเปลี่ยนเป็นพลังงานไฟฟ้า (Sensitive Heat Effect)

วิธีการตรวจแสง โดยการใช้การเปลี่ยนพลังงานแสงให้เป็นพลังงานความร้อนก่อน แล้วจึงเปลี่ยนเป็นไฟฟ้านั้น โดยทั่วไปจะมีการตอบสนองช้ามาก จึงไม่นำมาใช้ในการสื่อสารด้วยแสง ส่วนหลักการของการเปลี่ยนสัญญาณแสงให้เป็นไฟฟ้าโดยตรง ใช้ขบวนการดูดพลังงาน นั่นคือ เมื่อมีแสงมากระทบสารกึ่งตัวนำ อิเล็กตรอนที่อยู่ในระดับพลังงานต่ำจะเลื่อนขึ้นไปอยู่ในระดับพลังงานสูง แต่การเลื่อนขึ้นไปนี้เป็นแต่เพียงอิเล็กตรอนเคลื่อนที่ไปเท่านั้น และในที่สุดมันจะรวมตัวกันใหม่กับโฮลในระดับพลังงานต่ำอีก ทำให้ไม่ได้รับการเปลี่ยนสัญญาณแสงให้เป็นไฟฟ้าโดยตรง ด้วยเหตุนี้เพื่อที่จะเปลี่ยนแสงให้เป็นไฟฟ้าจะต้องใช้สภาพการแยกกันของอิเล็กตรอนกับโฮลก่อนที่มันจะรวมกัน

สำหรับอุปกรณ์รับแสงสารกึ่งตัวนำก็เช่นเดียวกันกับอุปกรณ์กำเนิดแสง นั่นคือ เพื่อที่จะแยกอิเล็กตรอนกับโฮลนั้น โดยทั่วไปใช้รอยต่อของ พี-เอ็น ซึ่งจะเกิดสนามไฟฟ้าในที่ว่าง (Space Electric Field) ขึ้น แต่มันจะถูกดึงด้วยอิเล็กตรอนของสารกึ่งตัวนำ ชนิดเอ็น และ โฮลของสารกึ่งตัวนำ ชนิดพี ซึ่งมีประจุไฟฟ้าเป็นลบและบวกเป็นผลให้เกิดบริเวณที่ไม่มีอิเล็กตรอนและ โฮลขึ้นตรงรอยต่อบริเวณนี้ เรียกว่า เขตปลอดพาหะ แสดงได้ดังรูปที่ 2.13



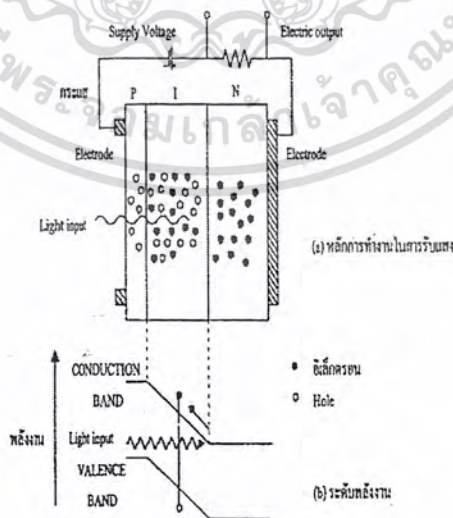
ในสภาพอย่างนี้เมื่อมีแสงมากระทบจากทางด้านสารกึ่งตัวนำ ชนิดพี แสงนั้นจะถูกดูดพร้อมทั้งเคลื่อนที่ไปทางสารกึ่งตัวนำ ชนิดเอ็น แต่ที่บริเวณเขตปลอดพาหะ อิเล็กตรอนและโฮลที่เกิดจากการดูดพลังงานจากแสงจะถูกสนามไฟฟ้าในที่ว่างแยกในทิศทางตรงกันข้าม กล่าวคืออิเล็กตรอนไปทางด้าน เอ็น และโฮลไปทางด้าน พี หนึ่งบริเวณซึ่งอยู่ห่างจากเขตปลอดพาหะนั้น เนื่องจากไม่มีสนามไฟฟ้าอิเล็กตรอนและโฮลที่เกิดจากการเปลี่ยนสัญญาณแสงเป็นไฟฟ้าโดยตรงจะรวมตัวกันใหม่ในขณะที่เคลื่อนที่ แต่สำหรับอิเล็กตรอนและโฮลที่เคลื่อนที่เข้าไปในสนามไฟฟ้าในที่ว่างแล้วนั้นก็สามารถเข้าไปยังบริเวณตรงกันข้ามได้ ผลที่ได้ก็คือจะเกิดแรงดันไฟฟ้าที่เป็นสัดส่วนกับปริมาณอิเล็กตรอนและโฮลที่ถูกแยกขึ้นระหว่างปลายทั้งสองของสารกึ่งตัวนำ ชนิดพี และสารกึ่งตัวนำ ชนิดเอ็น ถ้าหากนำวงจรภายนอกมาต่อปลายทั้งสองนี้จะทำให้อิเล็กตรอนและโฮลสามารถรวมตัวกันได้โดยผ่านวงจรภายนอก นั่นคือมีกระแสไหลนั่นเอง กระแสที่เกิดที่เขตปลอดพาหะ เรียกว่า กระแสครีฟท์ (Drift Current) ส่วนกระแสที่เกิดตรงบริเวณที่อยู่ห่างจากเขตปลอดพาหะ เรียกว่า กระแสดิฟฟูชัน (Diffusion Current) และกระแสนี้เป็นหลักการของการเปลี่ยนแสงเป็นไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

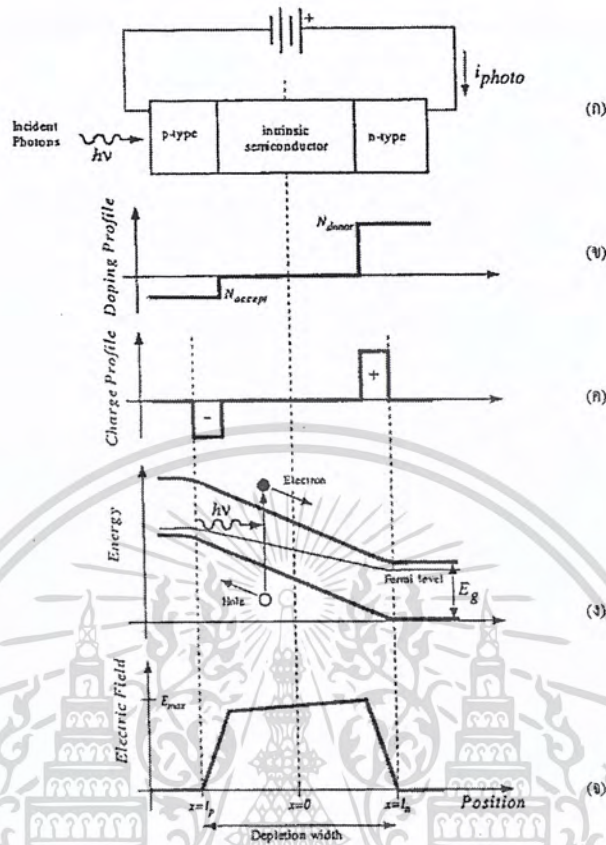
2.3.2 อุปกรณ์ที่ใช้ในการรับแสง

อุปกรณ์รับแสงที่เป็นสารกึ่งตัวนำนี้แบ่งออกเป็นพวกใหญ่ๆ ได้ 2 พวก ตามปริมาณแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนจากภายนอก คือ โฟโอดีไดโอด (Photo Diode) กับอะวอลานเชโฟโอดีไดโอด (Avalanche Photo Diode : APD) พวกโฟโอดีไดโอดนั้นเป็นพวกที่ได้รับการป้อนแรงดันไฟฟ้าปริมาณน้อย ส่วนพวกเอพีดีเป็นพวกที่ได้รับแรงดันปริมาณมาก

ตัวอย่างของโฟโอดีไดโอด คือ พีไอเอ็น-พีดี(PIN-PD) แสดงได้ดังรูปที่ 2.14 พีไอเอ็น คือมีสารกึ่งตัวนำแบบที่เรียกว่า อินทรินสิค (Intrinsic) คั่นอยู่ระหว่างสารกึ่งตัวนำ ชนิดพี และ ชนิดเอ็น ซึ่งกระแสรีพท์นั้นเกิดขึ้นในดีพลีชัน โซน (Depletion Zone) และผลของสนามไฟฟ้าทำให้มีการตอบสนองเร็ว แต่ในทางตรงกันข้ามกระแสรีพท์ที่เกิดขึ้นภายนอกดีพลีชัน โซนนั้นมีการตอบสนองช้า ดังนั้นถ้าความกว้างของดีพลีชัน โซนยิ่งกว้างมากเท่าใดประสิทธิภาพควอนตัม (Quantum Efficiency) และความเร็วการตอบสนองความถี่ยิ่งดีขึ้น ความกว้างของดีพลีชัน โซนนี้ถ้าความหนาแน่นของอิเล็กตรอนและโฮลของ ชนิดพี และ ชนิดเอ็น ยิ่งต่ำจะยิ่งกว้าง ดังนั้นสารกึ่งตัวนำแบบอินทรินสิคที่คั่นระหว่าง ชนิดพี กับ ชนิดเอ็น จึงมีหน้าที่ทำให้ความกว้างของดีพลีชัน โซนกว้างขึ้นนั่นเอง เนื่องจากโฟโอดีไดโอดที่ใช้ในระบบสื่อสารนั้น โดยทั่วไปต้องการความเร็วในการตอบสนองสูง ดังนั้น ส่วนใหญ่จะใช้ พีไอเอ็นโฟโอดีไดโอด



รูปที่ 2.14 หลักการทำงานการรับแสงและระดับพลังงานของ พีไอเอ็น โฟโอดีไดโอด[3]

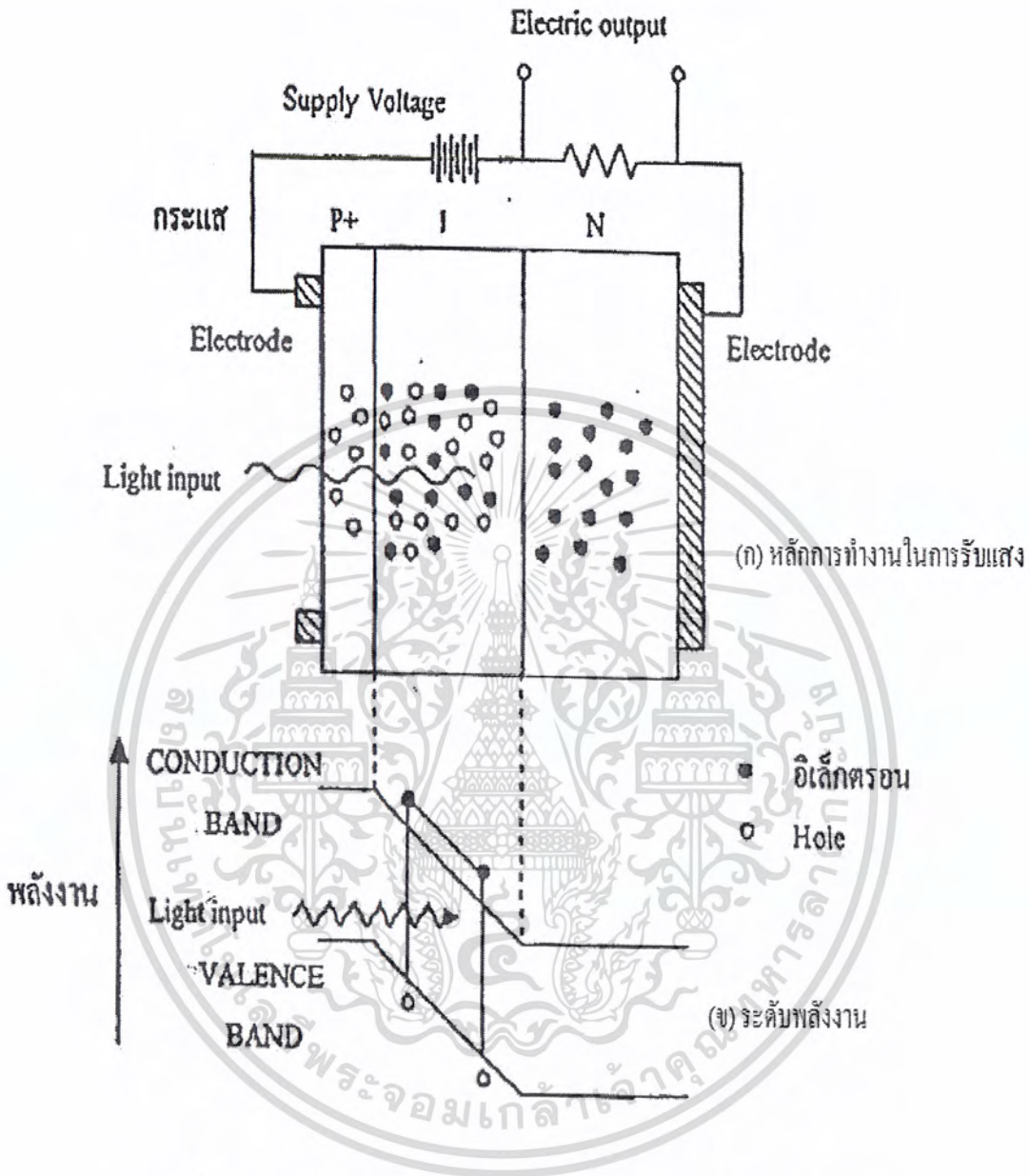


รูปที่ 2.15 ข้อมูลของ พีไอเอ็น โฟโตไดโอด[7]

(ก) โครงสร้างไดโอด (ข) เติมข้อมูล (ค) เติมประจุ (ง) แผนภาพแถบพลังงาน (จ) รูปแบบสนามไฟฟ้า

ส่วน เอพีดี นั้นใช้ปฏิกิริยาการขยาย (Avalanche) ของอิเล็กตรอนและโฮลในสารกึ่งตัวนำ เป็นอุปกรณ์รับแสงที่ให้กระแสจำนวนมาก หลักการทำงานของ เอพีดี แสดงได้ดังรูปที่ 2.15 สำหรับ โครงสร้างนั้นส่วนใหญ่ทางด้าน พี ของรอยต่อ พี-เอ็น จะมีสารกึ่งตัวนำแบบ ชนิด ที่มีความหนาแน่นของโฮลติดอยู่ การทำเช่นนี้จะทำให้สนามไฟฟ้าภายในบริเวณใกล้รอยต่อที่มี เลเยอร์พี (P-Layer) เป็นศูนย์กลางมีค่ามาก อิเล็กตรอนที่ดูดแสงที่มากตกกระทบจากด้าน P⁺ และถูกกระตุ้นจาก วาลานซ์แบนด์ไปยังคอนดักชันแบนด์ในระหว่างที่มันได้รับอัตราเร่งและผ่าน เลเยอร์พี นั้น มันจะได้รับพลังงานจำนวนมากกว่าผลต่างของพลังงานของพลังงานของคอนดักชันแบนด์กับวาลานซ์แบนด์ จากผลนี้สามารถทำให้กระตุ้นอิเล็กตรอนที่อยู่ในวาลานซ์แบนด์ และทำให้เกิดอิเล็กตรอนและโฮลใหม่ ออกมาอีก เมื่อกระบวนการนี้เกิดอย่างต่อเนื่องกัน จำนวนของอิเล็กตรอนจะเพิ่มขึ้นเป็นจำนวนมากมาย ผลนี้ทำให้กระแสถูกขยายนั่นเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.16 หลักการทำงานการรับแสงและระดับพลังงานของ เซลล์โฟโตโวลตาอิก[3]

(ก) หลักการทำงานในการรับแสง (ข) ระดับพลังงาน

2.4 สัญญาณรบกวน (Noise)

“สัญญาณรบกวน” โดยทั่วไป หมายถึง การทำให้เกิดความผิดพลาด การลดลง การสูญเสียของข้อมูลหรือการทำให้เกิดคลื่นแทรกในสัญญาณที่ต้องการ สาเหตุของสัญญาณรบกวนที่แสดงต่อภาครับสามารถแยกได้เป็น 2 ประเภท คือ

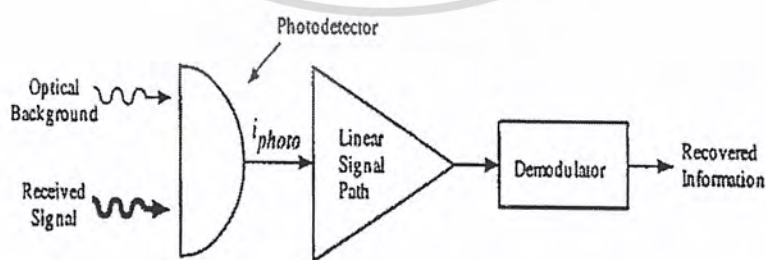
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. สัญญาณรบกวนที่เกิดจากการกระทบกระทั่งทางกายภาพในอุปกรณ์ภาครับ และในกระแสไฟฟ้าที่ใช้ส่งถึงภาครับ

2. เกิดจากสภาพแวดล้อมต่างๆ ระหว่างการส่งที่ไม่เหมาะสม

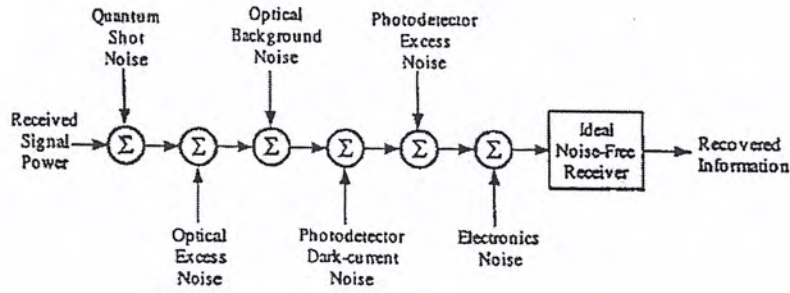
แท้จริงแล้วสัญญาณรบกวนเป็นความร้อนรูปแบบหนึ่งที่ค้นพบจากเครื่องด้านทานกระแสไฟฟ้า เป็นการค้นพบสัญญาณรบกวนแบบสั้น สัญญาณรบกวนเหล่านี้สามารถพบได้ในผู้รับแสงทุกชนิด มีเพียงไม่กี่ชนิดที่เป็นสัญญาณรบกวนแบบดั้งเดิมที่มาจากแสงอาทิตย์ จักรวาล หรือชั้นบรรยากาศ โดยเกิดจากเส้นทางการส่งของกระแสไฟฟ้า, พลังงานของผู้ส่ง เป็นต้น สัญญาณเหล่านี้จะลดการทำงานของผู้รับเมื่อมีการแทรกแซงหรือเกิดการรับส่งข้อมูลระยะห่างกัน จำนวนของสัญญาณรบกวนที่กล่าวมาทั้งหมดจะส่งผลกระทบต่อผู้รับ โดยขึ้นอยู่กับตำแหน่งสถานที่ตั้งลักษณะทางกายภาพและการเส้นทางส่งของกระแสไฟฟ้า สิ่งที่ดีที่สุดสำหรับการป้องกันสัญญาณรบกวน คือ การออกแบบอุปกรณ์ของผู้รับและมีวัสดุที่ป้องกันที่ดีเพียงพอซึ่งจะช่วยลดปัญหาสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้น

ชนิดของสัญญาณรบกวนอีกชนิดหนึ่งเรียกว่า ไมโครโฟนิก (Microphonics) ซึ่งเกิดจากการสั่นในกลไกของอุปกรณ์แม้จะเป็นการเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อยในภาครับ แต่ก็มีผลกระทบอย่างมากซึ่งสามารถทำให้เกิดสัญญาณรบกวนขึ้นได้ การเกิดไมโครโฟนิก (Microphonic) สามารถป้องกันได้โดยออกแบบอุปกรณ์ภาครับให้มีขนาดเล็กลง และมีการวางตัวในแนวนอน จะช่วยลดผลกระทบจากการเกิด ไมโครโฟนิกได้ (Microphonic) ได้



รูปที่ 2.17 แบบจำลองในภาครับ[7]

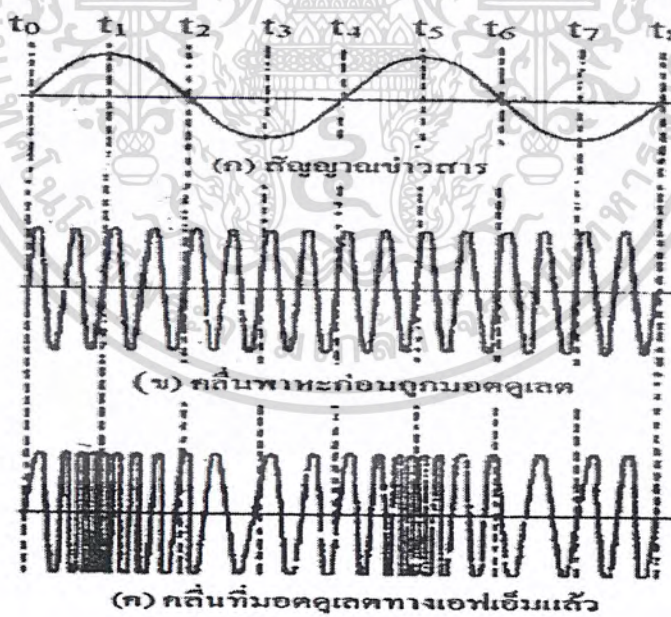
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.18 สัญญาณรบกวนที่มีผลต่อภาครับ[7]

2.5 การมอดูเลตทางความถี่ (Frequency Modulation)

การมอดูเลตทางความถี่ หรือรูปคลื่นของสัญญาณเอฟเอ็ม คือ สัญญาณที่เกิดจากการมอดูเลตของสัญญาณข่าวสารกับสัญญาณพาหะ



รูป 2.19 (ก) สัญญาณข่าวสาร (ข) คลื่นพาหะก่อนมอดูเลต (ค) คลื่นที่มอดูเลตทางเอฟเอ็มแล้ว[4]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ

$$\phi_{FM}(t) = A_c \cos\{\omega_c t + k_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau\} \quad (2.1)$$

k_f คือ ค่าคงที่ในการมอดูเลต

$m(t)$ คือ สัญญาณข่าวสาร

ω_c คือ ความถี่ของคลื่นพาหะ

A_c คือ แอมพลิจูดของคลื่นพาหะ

จากสมการ(2.1) จะได้ว่า ส่วนที่เปลี่ยนแปลงจากความถี่ ω_c ซึ่งเป็นความถี่ของคลื่นพาหะคือ $k_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau$ เมื่อทำอนุพันธ์เทียบกับเวลาจะให้ความถี่ที่เปลี่ยนแปลงไปชั่วขณะ ($\Delta\omega_i$) ดังนี้

$$\Delta\omega_i = \frac{d(k_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau)}{dt} \quad (2.2)$$

$$\Delta\omega_i = k_f m(t)$$

นั่นคือความถี่ส่วนที่เปลี่ยนแปลงจากความถี่ ω_c เป็นสัดส่วนโดยตรงกับ ข่าวสาร ถ้าให้

$$m(t) = A_m \cos(\omega_m(t)) \quad (2.3)$$

แทนในสมการ(2.2) จะได้

$$\Delta\omega_i = k_f A_m \cos(\omega_m(t)) \quad (2.4)$$

เนื่องจากค่า $|\cos(\omega_m(t))|$ มีค่ามากที่สุดคือ 1 ดังนั้น ค่าความถี่เบี่ยงเบนสูงสุด(peak frequency deviation) $\Delta\omega$ จะเป็นดังนี้

$$\Delta\omega = k_f A_m \quad (2.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยในที่นี้กำหนดให้

$$\beta = \frac{\Delta\omega}{\omega_m} \quad (2.6)$$

นำ (2.3) แทนใน (2.1) โดยอาศัย (2.5) จะได้

$$\phi_{FM} = A_c \cos\left\{\omega_c t + \frac{\Delta\omega}{\omega_m} \sin(\omega_m t)\right\} \quad (2.7)$$

ค่า β นี้จะมีความสำคัญในการกำหนดแบนด์วิดท์ และค่าเอสเอ็นอาร์ในการคิ่มอคูเลต สัญญาณเอฟเอ็ม เรียกว่า คำนีการมอคูเลต

2.5.1 ชนิดของสัญญาณเอฟเอ็ม

2.5.1.1 เอฟเอ็มแบนด์แคบ

ในกรณีที่ β มีค่าน้อยมาก สามารถกระจายพจน์ทางขวามือของ (2.7) โดยใช้ อนุกรมเทเลอร์ได้ผลลัพธ์ ดังนี้

$$\phi_{FM}(t) = A_c \cos(\omega_c t) - A_c \beta \sin(\omega_m t) \sin(\omega_c t) - \frac{A_c}{2} \beta^2 \sin^2(\omega_m t) \cos(\omega_c t) + \dots$$

ในกรณี β มีค่าน้อยมากๆ สามารถตัดพจน์ที่มี β กำลังสูงจนอยู่ได้ ซึ่งจะเรียก สัญญาณเอฟเอ็มนี้ว่า สัญญาณเอฟเอ็มแบนด์แคบเขียนแทนด้วย ซึ่งมีสมการ ดังนี้

$$\phi_{NBFM} = A_c \cos(\omega_c t) - A_c \beta \sin(\omega_m t) \sin(\omega_c t) \quad (2.8)$$

$$\phi_{NBFM}(t) = A_c \cos(\omega_c t) - \frac{A_c \beta}{2} \cos\{(\omega_c - \omega_m)t\} + \frac{A_c \beta}{2} \cos\{(\omega_c + \omega_m)t\} \quad (2.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตามสมการนี้จะเห็นได้ว่า สัญญาณเอฟเอ็มแบนด์แคบนั้นมีส่วนคล้ายสัญญาณเอเอ็มมาก และแบนด์วิดท์ของ $\phi_{NBFM}(t)$ มีค่าเท่ากับ $2\omega_m$ หรือสองเท่าของแบนด์วิดท์ของข่าวสาร ถือได้ว่าเป็นแบนด์วิดท์ที่แคบ และได้กำหนดว่าสัญญาณเอฟเอ็มจะอยู่ในแบนด์แคบเมื่อ $\beta < \frac{1}{\sqrt{10}} = 0.316$ แต่ในทางปฏิบัตินั้น β อาจมีค่าสูงถึง 0.5

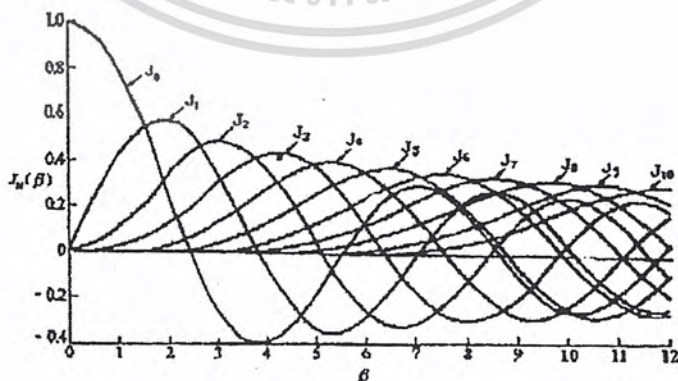
2.5.1.2 เอฟเอ็มแบนด์กว้าง

ดังที่กล่าวมาแล้วว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณเอฟเอ็มจะเกี่ยวข้องกับค่า β หรือ ค่าดัชนีการมอดูเลต ซึ่งสัมพันธ์กับค่าแอมพลิจูดของไซค์แบนด์ของสัญญาณเอฟเอ็มดังสมการต่อไปนี้

$$\phi_{FM} = A_c \sum_{m=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \{(\omega_c - \omega_m)t\} \quad (2.10)$$

$$J_n(\beta) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(\beta \sin x - nx)} dx \quad (2.11)$$

โดยเรียก $J_n(\beta)$ ว่าฟังก์ชันของเบสเสลชนิดหนึ่ง (Bessel function of the first kind) ลำดับที่ n ของตัวแปร β ซึ่งจะพบว่าเราสามารถพิจารณาแอมพลิจูดของไซค์แบนด์ของสัญญาณเอฟเอ็มจากค่า $J_n(\beta)$ โดยเราไม่สามารถหาคำตอบในรูปฟังก์ชันสำเร็จได้จึงมีการสรุปเป็นกราฟและตารางดังต่อไปนี้

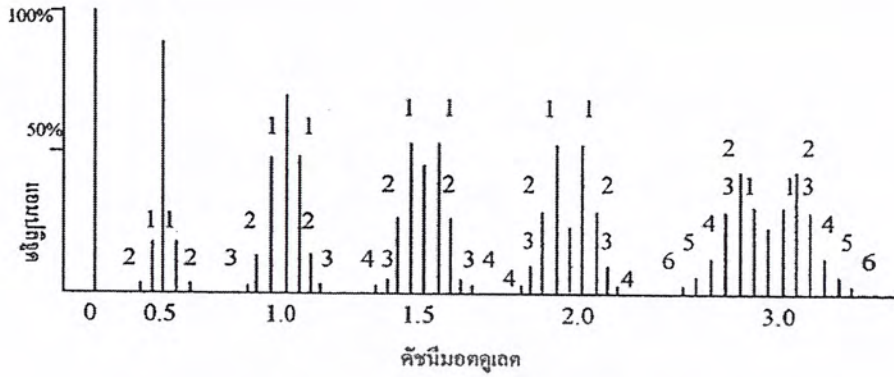


รูปที่ 2.20 ฟังก์ชันของเบสเสลชนิดที่หนึ่ง $J_n(\beta)$ [2]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าดัชนี การมอดู เลต	พหุหะ	ไซค์แบนด์คู่ที่															
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
0.00	1.00	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
0.25	0.98	0.12	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
0.50	0.94	0.24	0.03	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
1.00	0.77	0.44	0.11	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
1.50	0.51	0.56	0.23	0.06	0.01	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
2.00	0.22	0.58	0.35	0.13	0.03	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
2.50	-0.05	0.50	0.45	0.22	0.07	0.0	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
3.00	-0.26	0.34	0.49	0.31	0.13	0.0	0.0	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
4.00	-0.04	-	0.36	0.43	0.28	0.1	0.0	0.0	-	-	-	-	-	-	-	-	-
5.00	-0.18	-	0.05	0.36	0.39	0.2	0.1	0.0	0.0	-	-	-	-	-	-	-	-
6.00	0.15	0.28	-	0.11	0.36	0.3	0.2	0.1	0.0	0.0	-	-	-	-	-	-	-
7.00	0.30	0.00	-	-0.17	0.15	0.3	0.3	0.2	0.1	0.0	0.02	-	-	-	-	-	-
8.00	0.17	0.23	-	-0.29	-0.1	0.1	0.3	0.3	0.2	0.1	0.06	0.03	-	-	-	-	-
9.00	-0.09	0.24	0.14	-0.18	-	-	0.2	0.3	0.3	0.2	0.12	0.06	0.03	0.01	-	-	-
10.00	-0.25	0.04	0.25	0.06	-	-	-	0.2	0.3	0.2	0.20	0.12	0.06	0.03	0.01	-	-
12.00	-0.05	-	-	0.20	0.18	-	-	-	0.0	0.2	0.20	0.27	0.20	0.12	0.07	0.03	0.01
15.00	-0.01	0.21	0.04	0.19	-	0.1	0.2	0.0	-	-	-	0.10	0.24	0.28	0.25	0.18	0.12

ตารางที่ 2.1 การกระจายคลื่นพหุหะและ ไซค์แบนด์คู่ที่ชั้นการมอดูเลตค่าต่าง[2]



รูปที่ 2.21 สเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็มที่ค่าดัชนีมอดูเลตต่างๆ[2]

ในกรณีของเอฟเอ็มแบนด์กว้าง(Wide Band FM : WBFM) หรือแบนด์ปานกลาง ซึ่งสามารถประมาณค่าแบนด์วิดท์ได้จากสมการ

$$BW \approx 2(\Delta\omega + 2\omega_m) \tag{2.12}$$

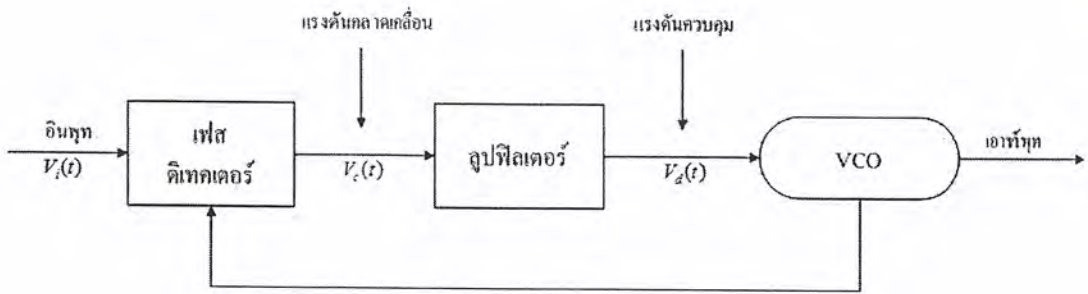
หรือ

$$BW \approx 2\omega_m(\beta + 2) \approx 2f_m(\beta + 2) \tag{2.13}$$

2.6 เฟสล็อกลูป(Phase Lock Loop)

2.6.1 เฟสล็อกลูป

เฟสล็อกลูปเป็นระบบป้อนกลับ ที่บังคับให้วงจรออสซิลเลเตอร์มีความถี่หรือเฟส เปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ หรือเฟสของสัญญาณอ้างอิงภายนอก เฟสล็อกลูปด้วยภาคสำคัญ 3 ภาค คือ ภาคเทียบเฟส หรือ เฟสดีเทคเตอร์ ภาคลูปฟิลเตอร์ และภาค VCO แสดงได้ดังรูปที่ 2.22



รูปที่ 2.22 แผนผังของเฟสล็อกลูป[1]

สมมุติว่าสัญญาณความถี่อ้างอิงภายนอกเป็นสัญญาณร่ายคาบมาที่อินพุท ภาคเทียบเฟสทำหน้าที่ เปรียบเทียบเฟสระหว่างสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณจาก VCO เอาต์พุตที่ได้จากภาคเฟสดีเทคเตอร์ จะเป็นแรงดันที่มีแอมพลิจูดเป็นสัดส่วนกับผลต่างในเฟสของสัญญาณทั้งสอง ที่ทำการเปรียบเทียบแรงดัน ผลต่างในเฟสของสัญญาณทั้งสอง ที่ทำการเปรียบเทียบแรงดันผลต่างนี้ป้อนไปให้วงจรรูปฟิลเตอร์ชนิดกรองความถี่ต่ำผ่านเอาต์เฉพาะความถี่ต่าง ๆ ที่ต้องการ เพื่อส่งไปควบคุมการออสซิลเลเตอร์ของ VCO ต่อไป

เมื่อลูปอยู่ในสภาวะล็อก (Lock) ความถี่ของ VCO จะเท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุทพอดี อาจจะมีเฟสแตกต่างกันไป แต่ค่าเฟสที่แตกต่างจะมีค่าคงที่ (Constant Phase Difference) ในกรณีที่มีเฟสไม่ตรงกันภาคเฟสดีเทคเตอร์ จะจ่ายแรงดันคลาดเคลื่อน (Error Voltage) ไปควบคุมการทำงานของ VCO เพื่อมิให้เฟสคลาดเคลื่อนจนกว่าสภาวะล็อก เอาต์พุต ของ VCO จึงมีแอมพลิจูดคงที่เสมอ แต่ความถี่จะเปลี่ยนแปลงตามความถี่ของสัญญาณอินพุท

จากที่ได้กล่าวมาแล้ว เราอาจจะอธิบายการทำงานในลักษณะสมการทางไฟฟ้าได้อีกดังนี้ คือ เมื่อไม่มีสัญญาณเข้า ($V_i = 0$) แรงดัน V_d และ V_e (ที่ใช้ควบคุม VCO) จะเป็นศูนย์ VCO จะกำเนิดสัญญาณความถี่หนึ่งเรียกว่า ความถี่อิสระ (Free Running Frequency) f_{00} เมื่อใส่สัญญาณเข้าที่ V_i ที่วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแรงดัน V_d ที่ใช้ควบคุม VCO จะยังคงเป็นศูนย์ และ VCO ยังคงทำงานที่ความถี่ f_{00}

ถ้า f_i ไม่ต่างจาก f_{00} มากนัก นั่นคือ $|f_i - f_{00}| \leq \Delta f_p$ ($2\Delta f_p$ มีชื่อว่าช่วงดึงเข้าหรือ Pull-In Range) สัญญาณ V_e จะมีลักษณะไม่สมมาตร กล่าวคือมีองค์ประกอบไฟตรงไม่เท่ากับ 0 V_d จะค่อย ๆ เพิ่มค่าขึ้น และหลังจากช่วงเวลาหนึ่งเรียกว่า เวลาดึงเข้า (Pull-In-Time) ความถี่ f_d เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอญญาตรหน้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ค่อย ๆ แปรไปยังค่า f_i ที่ค่อย ๆ แปรไปยังค่า f_i จะต่างจาก f_i เพียง $|f_i - f_{00}| = \Delta f_p$ ($2\Delta f_p$ มีชื่อว่าช่วงจับหรือ Capture Range) ถึงตอนนี้ f_0 จะแปรเข้าสู่ค่า f_i อย่างรวดเร็วจับปล้น เรียกว่า เกิดการล็อก V_d ก็จะเปลี่ยนแปลงจับปล้นเช่นกัน ทั้งนี้สำหรับ VCO โดยทั่วไปความถี่ f_0 เป็นปฏิภาคกับการบ่ายเบนจากความถี่อิสระ นั่นคือ

$$W_0 - W_{00} = k_0 V_d k_0 V_d \quad (2.14)$$

โดยที่ค่า k_0 เรียกว่าความไวของ VCO มีหน่วยเป็น (rad/sec)/V

การได้มาซึ่งการล็อกอาจใช้วิธีได้ดังนี้

1) ณ. ขณะหนึ่ง ความถี่ของ VCO ต่างจากความถี่ขาเข้า f_i น้อยกว่า Δf_c จะเกิดการล็อก โดยจับปล้นเรียกว่า เกิดการจับ (Capture)

2) ณ. ขณะหนึ่ง ความถี่ของ VCO ต่างจากความถี่ขาเข้า f_i มากกว่า Δf_c แต่น้อยกว่า Δf_p ความถี่ของ VCO จะค่อยเลื่อนเข้าหาความถี่ f_i เรียกว่า เกิดดึงเข้า (Pull-In)

3) นอกช่วงดึงเข้าหรือในกรณีที่การดึงเข้าใช้เวลานานเกินไป อาจเพิ่มวงจรเพื่อควบคุมให้ความถี่ของ VCO กว้างไปเพื่อเสาะหาความถี่ของสัญญาณ หรือ ถ้าเสียงรบกวนน้อย ก็อาจเพิ่มแถบความถี่ของรอบ (Tracking) ความถี่ของ VCO จะสามารถตามรอยความถี่ได้ตรงใจที่ $|f_i - f_{00}| < 2\Delta f_H$ ($2\Delta f_H$ มีชื่อว่าช่วงคงไว้ หรือช่วงล็อก)

เราสามารถนำเฟสล็อกคู่ไปใช้สังเคราะห์ หรือผลิตความถี่ที่มีความเที่ยงตรง และเสถียรภาพเทียบเท่าสัญญาณอ้างอิงได้ วงจรนี้เรียกว่า วงจรสังเคราะห์ความถี่ ระบบสังเคราะห์ความถี่จะช่วยให้เราสามารถสังเคราะห์สัญญาณเอาต์พุต (จาก VCO) ให้มีความถี่ตามต้องการได้หลายความถี่โดยมีความเที่ยงตรง และเสถียรสูง เทียบเท่าคริสตอลออสซิลเลเตอร์

2.6.2 คุณสมบัติของวงจรสังเคราะห์ความถี่

นอกจากวงจรสังเคราะห์ความถี่จะต้องมีคุณสมบัติเกี่ยวกับช่วงความถี่ (Frequency Range) ที่ต้องผลิตและ โขลุขุ่นระหว่างขั้นแล้ว คุณสมบัติอื่น ๆ ของวงจรสังเคราะห์ความถี่ก็มีความสำคัญเช่นกัน

โดยปกติวงจรสังเคราะห์ความถี่จะสามารถกำเนิดสัญญาณเดียว แต่เลือกความถี่ได้หลายค่า (ในช่วงความถี่ใช้งาน) และมีความละเอียดของความถี่ขึ้นอยู่กับเร โขลุขุ่น ในกรณีที่เราเปลี่ยนความถี่จากค่าหนึ่งไปยังอีกค่าหนึ่ง วงจรสังเคราะห์ความถี่จะต้องเปลี่ยนตามได้เร็วทันทีกล่าวอีกอย่างหนึ่งคือ ล็อกความถี่ได้ในเวลาอันรวดเร็ว นั่นคือ ช่วงเวลาล็อก (Lock-Up Time) สั้นซึ่งสมบัติการล็อกความถี่ใหม่ได้รวดเร็วขึ้นมีความจำเป็นอย่างยิ่ง

วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ดีจะต้องผลิตสัญญาณความถี่เดียว โดยปราศจากความถี่แปลกปลอมต่าง ๆ คุณสมบัตินี้เรียกว่า ความบริสุทธิ์ของสเปกตรัม (Spectrum Purity) นั่นคือความถี่ฮาร์มอนิก และสปีวเรียสต่าง ๆ จะต้องถูกกำจัดให้เหลือน้อยที่สุด นอกจากนี้ข้อเสียจากวงจรออสซิลเลเตอร์จะทำให้วงจรสังเคราะห์ความถี่ไม่บริสุทธิ์ ไม่ใช่เพียงความถี่เดียว ในช่วงใกล้เคียงกับความถี่ที่ต้องการ ข้อเสียดังกล่าวนี้เรียกว่า เฟสโน이즈 (Phase Noise)

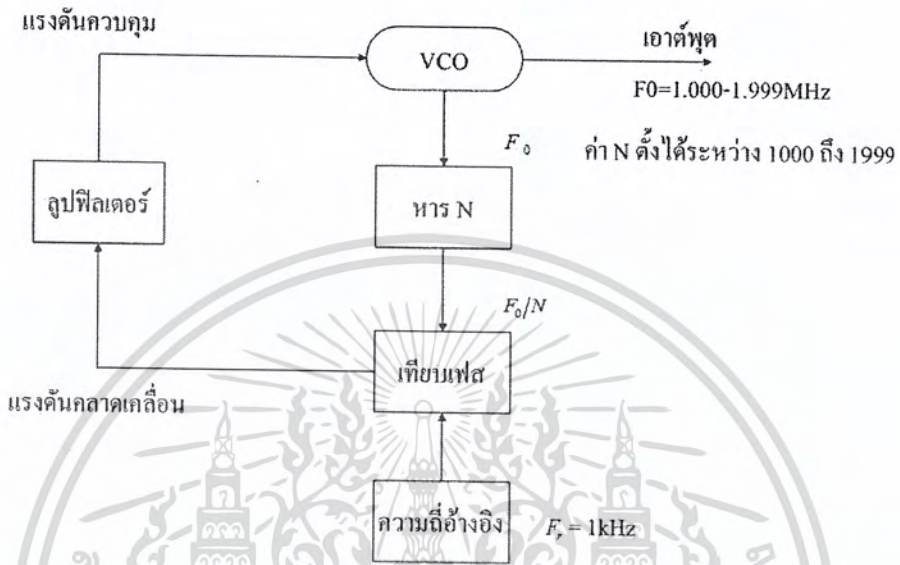
ความเที่ยงตรง (Accuracy) และเสถียรภาพ (Stability) ทางความถี่ของวงจรสังเคราะห์ความถี่ขึ้นอยู่กับสัญญาณอ้างอิง โดยทั่วไปสัญญาณอ้างอิงมักจะเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ชนิดใช้แร่บังกาบความถี่ ฉะนั้นวงจรสังเคราะห์ความถี่จะมีเสถียรภาพ และความเที่ยงตรงเทียบเท่ากับคริสตอลออสซิลเลเตอร์

2.6.3 การใช้เฟสล็อกดูปในการสังเคราะห์ความถี่

แม้ว่าระบบสังเคราะห์ความถี่จะมีความซับซ้อนเพียงใด เมื่อพิจารณาถี่กลงไปแล้วจะพบว่า มี เฟสล็อกดูปเป็นหัวใจในการสังเคราะห์ความถี่เสมอ แสดงได้ดังรูปที่ 2.23 เป็นตัวอย่างของระบบสังเคราะห์ความถี่อย่างง่าย ประกอบด้วย 5 ภาค คือ VCO เป็นออสซิลเลเตอร์กำเนิดสัญญาณเอาต์พุต ของระบบสังเคราะห์ความถี่ ภาคหารความถี่อ้างอิงคริสตอล-ออสซิลเลเตอร์ หรือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณอื่น ๆ (Reference Generator) ภาคเทียบเฟส และภาคฟิลเตอร์ซึ่งทำหน้าที่กรองเอาเฉพาะความถี่ต่ำไปใช้



รูปที่ 2.23 แผนผังของหน่วยสังเคราะห์ความถี่[1]

2.6.4 ภาคเฟสดีเทกเตอร์

จากรูปจะเห็นว่าสัญญาณอินพุทของภาคเทียบเฟสจาก 2 แหล่ง คือ

- 1) จาก VCO มีความถี่เท่ากับ F/N
- 2) จากสัญญาณอ้างอิงมีความถี่เท่ากับ F_r

เอาต์พุตที่ได้จากการเปรียบเทียบเฟสก็คือ ผลต่างระหว่างสัญญาณ F/N กับ F_r ซึ่งกรองเฉพาะความถี่ต่ำเท่านั้น เพื่อบังคับการออสซิลเลตของวงจร VCO ให้ทำการปรับแก้ความถี่ (หรือเฟส) ให้ตรงจนกว่าความถี่ของสัญญาณทั้งสองจะเท่ากันในสภาวะล็อกความถี่ของ VCO เพื่อผ่านวงจรหารจะเท่ากับความถี่อ้างอิง นั่นคือ

$$F = N \times F_r \tag{2.15}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.5 ภาคออสซิลเลเตอร์แบบควบคุมความถี่ด้วยระบบแรงดัน (VCO)

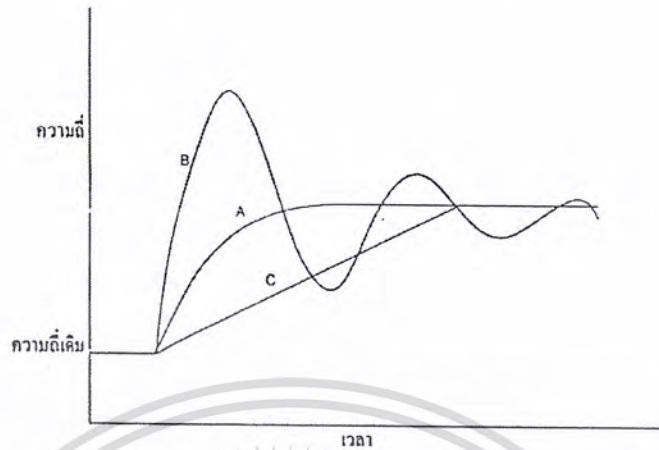
วงจร VCO นับว่ามีความสำคัญมากในระบบเฟสล็อกกลูป เพราะจะเป็นตัวกำหนดเสถียรภาพเชิงความถี่ จะต้องมีความสมบัติต่อไปนี้คือ

- 1) การแปลงแรงดันเป็นความถี่มีลักษณะเป็นเชิงเส้น
- 2) มีเสถียรภาพเชิงความถี่
- 3) ทำงานได้ที่ความถี่สูง
- 4) ช่วงตามรอยกว้าง
- 5) ปรับคลื่นได้ง่าย

คุณสมบัติเหล่านี้อาจจะขัดแย้งกันเองอยู่บ้าง เช่น มีเสถียรภาพทางความถี่ อาจขัดแย้งกับข้ออื่น ในกรณีนี้ก็ต้องยอมชอบ และเลือกชนิดของ VCO แล้วแต่ว่าต้องการเน้นคุณสมบัติใด

2.6.6 ภาคลูปฟิลเตอร์

เป็นวงจรฟิลเตอร์ชนิดกรองความถี่ต่ำผ่าน ทำหน้าที่กรองเฉพาะความถี่ต่ำมาควบคุมความถี่ของ VCO และในที่นี้เราใช้ลูปฟิลเตอร์ประเภทพาสซีฟ ลูปฟิลเตอร์นี้เป็นตัวกำหนดคุณสมบัติการเปลี่ยนแปลงความถี่ก่อนเข้าสู่สภาวะที่เรียกว่า คุณสมบัติชั่วคราว ถ้าเลือกอัตราขยายลูปและค่าคงตัวเวลาของลูปไม่เหมาะสม ความถี่ของเฟสล็อกกลูปจะไม่ล็อก และจะเปลี่ยนไปเปลี่ยนมา ดังนั้น ค่าคงตัวเวลาของลูปฟิลเตอร์จะต้อง ไม่มากเกินไป เพื่อว่าทุกครั้งที่เปลี่ยนความถี่เฟสล็อกกลูปได้เร็ว โดยไม่มีการสะดุด หรือใช้เวลาเปลี่ยนความถี่อย่างรวดเร็ว แต่ค่าคงตัวเวลาก็ไม่ควรจะน้อยเกินไป จนกระทั่งความถี่สั่น หรือไม่นิ่ง



รูปที่ 2.24 คุณลักษณะ (dynamic range) ในการเปลี่ยนความถี่เฟสล็อกกลูป[1]

จากรูปที่ 2.24 ซึ่งแสดงการเปลี่ยนความถี่ของ VCO จะเห็นว่าเส้นทางการเปลี่ยนแปลงแรงดันมี 3 เส้นทาง เส้นทาง A เป็นเส้นทาง critically damped ใช้เวลาในการเปลี่ยนสู่ความถี่ใหม่น้อยที่สุด เส้นทาง B เรียกว่า เส้นทาง Underdamped มีการสะบัด (หรือออสซิลเลต) เนื่องจาก overshoot เส้นทาง C เป็นเส้นทาง overdamped ไม่มี overshoot แต่เวลาที่ใช้ในการเข้าสู่ความถี่ใหม่จะช้า เส้นทาง A เป็นเส้นทางที่ดีที่สุดในการออกแบบค่าคงตัวเวลาของลูปฟิลเตอร์ เพราะใช้เวลาเปลี่ยนความถี่เร็วและไม่มี overshoot

2.6.7 ภาคหาร N

ภาคหาร N (Programmable Divider) เวลาที่ใช้ในการล็อกความถี่เมื่อมีค่าน้อยที่สุดจะไม่เท่ากับ เมื่อมีค่ามากที่สุด วงจรหารเกิดจากวงจรนับฐานสิบ (Decade Counter) หลายชุด ๆ ชุดต่อมาต่อร่วมกับเกตต่าง ๆ เพื่อให้สามารถเลือกสั่งให้วงจรนับหน้าที่หารความถี่ได้ตามตัวเลขที่ตั้งไว้ วงการหาร N นี้เป็นตัวรับคำสั่งเกี่ยวกับความถี่ไปควบคุม VCO เพื่อให้กำเนิดสัญญาณตามที่ต้องการตัว N จะเป็นตัวที่กำหนดย่านความถี่และจำนวนช่องความถี่

ลักษณะการป้อนข้อมูล N ให้กับวงจรหาร N แบบขนาน (Parallel) คือ ข้อมูลแต่ละบิตจะป้อนเข้าพร้อม ๆ กัน ส่วนลักษณะการป้อนข้อมูล N แบบอนุกรมแต่ละบิตจะป้อนเข้าไม่พร้อมกัน

วงจรหารประเภทนี้มีความซับซ้อนมากกว่า เพราะต้องมีสัญญาณนาฬิกา (Clock) มีวงจรมัลติเพลกซ์ ในการป้อนข้อมูลของวงจรหาร N ประเภทนี้จะควบคุมการทำงานด้วยไมโครคอมพิวเตอร์

ปัญหาสำคัญของซินธิไซเซอร์อีกอย่างหนึ่งก็คือ วงจรหาร N (หรือวงจรหารที่ตัวโปรแกรมได้) ไม่สามารถทำงานที่ความถี่สูงกว่า 25 เมกะเฮิร์ตซ์ได้ ฉะนั้นเราจึงต้องหาทางลดทอนความถี่ที่ป้อนแก่วงจรหาร N ลง เพื่อให้วงจรลอจิกของวงจรหาร N ทำงานได้ วิธีต่าง ๆ ที่นิยมใช้ได้แก่ ใช้ความถี่จากออสซิลเลเตอร์พิเศษ (บางครั้งเรียกว่า ออสซิลเลเตอร์ PLL) มามิกซ์กับ VCO ให้ความถี่ลดลงก่อนที่จะป้อนให้แก่วงจรหาร

2.6.8 ภาคกำเนิดความถี่อ้างอิง

ภาคกำเนิดความถี่อ้างอิงนิยมใช้คริสตัลออสซิลเลเตอร์ ความถี่ออสซิลเลเตอร์อ้างอิงนี้เป็นตัวกำหนดเรโซแนนซ์ และเสถียรภาพของความถี่อ้างอิงที่ดี จึงทำให้สามารถสังเคราะห์ความถี่ที่มีเสถียรภาพที่ดีด้วย

2.6.9 การคิมอดูเลตสัญญาณแอฟเอ็มด้วยเฟสล็อกลูป

เฟสล็อกลูปเป็นระบบป้อนกลับ (Feedback System) ซึ่งประกอบด้วย เครื่องกำเนิดสัญญาณที่มีความถี่เปลี่ยนแปลงตามระดับแรงดันขาเข้า (VCO) และอุปกรณ์เปรียบเทียบเฟส (Phase Comparator) สัญญาณเข้าจะเปรียบเทียบเฟสกับสัญญาณอ้างอิง (Reference Signal) ที่กำเนิดจาก VCO (Voltage Controlled Oscillator) อุปกรณ์เปรียบเทียบเฟสจะให้แรงดันขยายออกที่มีระดับขึ้นกับความแตกต่าง ระหว่างเฟสของสัญญาณเข้าทั้งสอง เมื่อผ่านเครื่องกรองความถี่ต่ำผ่าน สัญญาณขาออกบางส่วนจะถูกป้อนกลับเพื่อควบคุมการกำเนิดความถี่ของ VCO จนกระทั่งความถี่ทั้งสองสัญญาณเท่ากัน แรงดันที่ป้อนกลับจะคงที่และทำให้ความถี่ทั้งสองเกาะกันไป โดยมีเฟสต่างกันที่ค่าคงที่ความถี่กลาง (Center Frequency หรือ Free – Running Frequency) ต่อไปนี้จะอธิบายส่วนประกอบที่สำคัญของเฟสล็อกลูป

อุปกรณ์เปรียบเทียบเฟส มีอยู่ 2 ชนิด คือ ชนิดอนาล็อก และดิจิตอล (Digital Phase Comparator) ที่เป็นอนาล็อกสร้างขึ้นโดยใช้ตัวผสม (Mixer) หรือตัวคูณ (Multiplier) ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_1(t) = A \sin(\omega_1(t) + \theta_1) \tag{2.16}$$

$$V_2(t) = B \sin(\omega_2(t) + \theta_2) \tag{2.17}$$

โดย $V_1(t)$ และ $V_2(t)$ เป็นสัญญาณขาเข้า ซึ่งจะได้สัญญาณขาออก $V_d(t)$ ของการคูณดังนี้

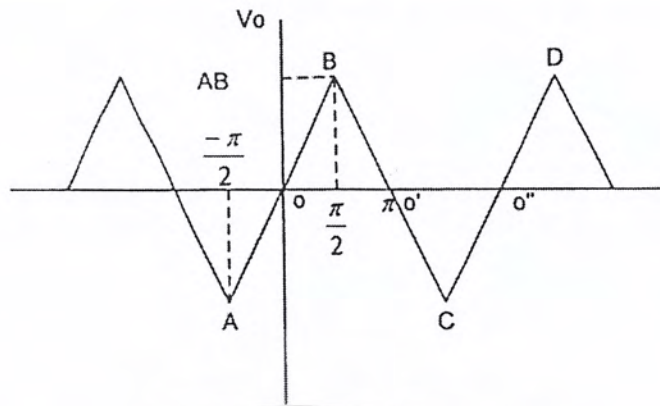
$$V_d(t) = \frac{1}{2} AB \cos[(\omega_1 + \omega_2)t + (\theta_1 + \theta_2)] + \frac{1}{2} AB \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + (\theta_1 - \theta_2)] \tag{2.18}$$

เมื่อผ่านเครื่องกรองความถี่ต่ำผ่านก็จะได้สัญญาณขาออก ที่ขึ้นอยู่กับความแตกต่างของเฟส ซึ่งมีลักษณะสมบัติแสดงได้ดังรูปที่ 2.25



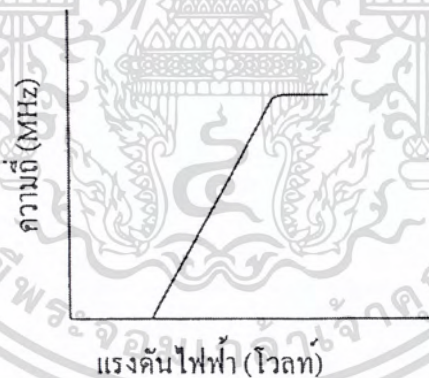
รูปที่ 2.25 ลักษณะสมบัติของ Phase Comparator ชนิดอนาล็อก[1]

สำหรับอุปกรณ์เปรียบเทียบชนิดดิจิทัลนั้น สร้างขึ้นได้หลายวิธี เช่น ใช้ Exclusive-or หรือ อุปกรณ์ชนิดมีความจำ เช่น ฟลิป-ฟลอป ซึ่งจะมีลักษณะสมบัติเช่นเดียวกับแบบอนาล็อกแต่จะต่างกันที่เป็นเส้นตรง แสดงได้ดังรูปที่ 2.26



รูปที่ 2.26 ลักษณะสมบัติ Phase Comparator ชนิดคิจิตอล[1]

VCO สามารถสร้างขึ้นได้หลายวิธี Voltage Variable Capacitance Diode ซึ่งจะรู้จักกันดีในนาม วาคาแรคเตอร์ (Varactor) หรือ มัลติไวเบรเตอร์ (Multivibrator) ชนิดต่างๆ ที่สามารถควบคุมความถี่ได้ด้วยแรงดัน แสดงได้ดังรูปที่ 2.27 เป็นลักษณะสมบัติทั่วไปของ VCO



รูปที่ 2.27 ลักษณะสมบัติของ VCO[1]

สมมติให้สัญญาณเอพเอ็มเข้าที่ Phase Comparator คือ

$$V_i(s) = A \cos[\omega_c t + \psi(t)] \quad (2.19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้ความไวทางความถี่ (Frequency Sensitivity) ของ VCO คือ K_0 (rad/sec) คือ ค่าของความแตกต่าง หรือการเปลี่ยนแปลงของความถี่เชิงมุมขณะใดขณะหนึ่ง ω_i ที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงแรงดัน V ที่ขาเข้าของ VCO นั่นคือ

$$K_0 = \frac{d\omega_i}{dV} \quad (2.20)$$

สัญญาณนี้จะกระตุ้นให้เกิดสัญญาณจากเครื่องสั่นสะเทือนความถี่ (Oscillator) ใน VCO ดังนี้

$$B \cos[\omega_c t + K_0 \int_{-\infty}^t V_0(\lambda) d\lambda] \quad (2.21)$$

ถ้าให้สัญญาณขาเข้าและความถี่ของ VCO มีค่าสมมูลหรือเท่ากัน

$$\frac{d\omega(t)}{dt} = \frac{d}{dt} K_0 \int_{-\infty}^t V_0(\lambda) d\lambda \quad (2.22)$$

ให้ $\frac{d\psi(t)}{dt} = \omega$ นั่นคือ

$$V_0(t) = \frac{\omega}{K_0} \quad (2.23)$$

จะเห็นได้ว่าสัญญาณขาออกของ VCO จะผันแปรเป็นสัดส่วนโดยตรงกับการเปลี่ยนแปลงความถี่ที่ต้องการในเครื่องดีมอดูเลตเอฟเอ็ม ถ้าความถี่ของสัญญาณขาเข้าเปลี่ยนแปลงอย่างต่อเนื่องที่อัตราซ้ำพอควรที่จะให้เฟสล็อกปฏิบัติงานในสภาพสมมูลได้ สัญญาณขาออกของเฟสล็อกก็เลยผันแปรเป็นสัดส่วนโดยตรงอย่างต่อเนื่องกับการเปลี่ยนแปลงของตัวพา นั่นคือสัญญาณเอฟเอ็ม สามารถดีมอดูเลตด้วยเฟสล็อกได้ตามต้องการได้

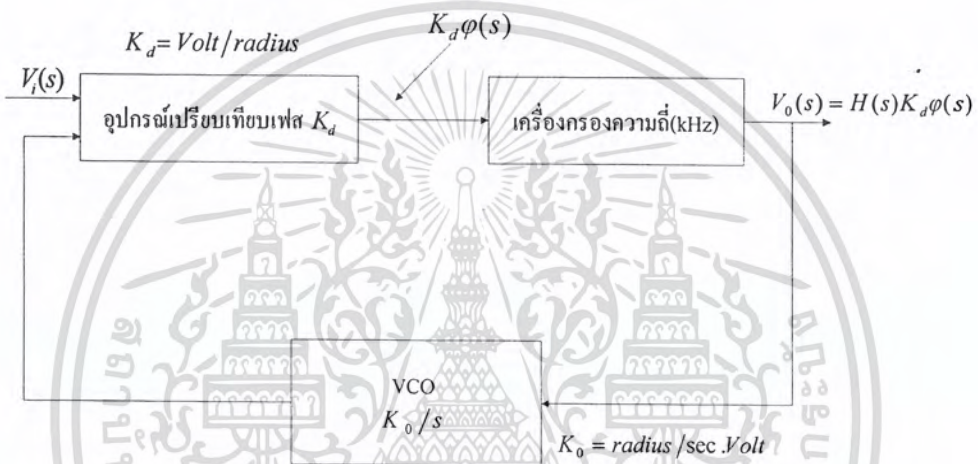
จากลักษณะสมบัติของ VCO และเฟสคอมพาราเตอร์ จะพบว่าทั้ง VCO และเฟสมีขอบเขตจำกัด ในการทำงาน กล่าวคือ VCO จะมีความสามารถในการกำเนิดความถี่ได้ภายในช่วงจำกัดช่วงหนึ่ง และเฟสคอมพาราเตอร์จะให้ระดับแรงดันที่แตกต่างกันได้ เฉพาะช่วงการทำงานที่มีค่าของมุมแตกต่างกันอยู่ในระหว่าง 0-180 องศา ดังนั้นความถี่ที่จะเกาะกันได้นั้นจึงอยู่ในขอบเขตจำกัด ช่วงความถี่ของสัญญาณขาเข้า ซึ่งเฟสล็อกปฏิบัติงานจึงสามารถเกาะตามสัญญาณได้นับจากเวลา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เริ่มต้นที่เกาะอยู่แล้วเรียกว่า Locked Range ส่วนช่วงความถี่ของสัญญาณขาเข้าซึ่งเฟสล็อกูปสามารถเกาะได้จากขณะเริ่มต้นความถี่ที่ยังไม่เกาะกัน ดังนั้นช่วงที่ยังไม่เกาะกันจะกว้างกว่า

2.6.10 ทรานเฟอร์ฟังก์ชันของลูป (Loop Transfer Function)

สมมติให้เป็นกรณีที่ขั้วออกของลูปอยู่ที่ขั้วออกของเครื่องกรองความถี่



รูปที่ 2.28 วงจรเฟสล็อกูป[1]

จากรูปที่ 2.28 ได้แทนคุณลักษณะของส่วนประกอบต่าง ๆ ด้วยทรานเฟอร์ฟังก์ชันของแต่ละหน่วย ดังนั้นความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณขาเข้าและขาออกเป็นดังนี้

$$\frac{V_o(s)}{\phi(s)} = \frac{K_d K_f(s)}{s + K_d K_o K_f(s)} \quad (2.24)$$

จากสมการ (2.23) ออเดอ์ของเฟสล็อกูปจะขึ้นอยู่กับออเดอ์ของเครื่องกรองความถี่ ดังนั้นเสถียรภาพ (Stability) ของลูปจะขึ้นอยู่กับการศึกษาเลือกใช้ลักษณะสมบัติของเครื่องกรองความถี่ กรณีที่เครื่องกรองความถี่เป็น First Order ซึ่งเขียนในรูปทั่วไปได้ดังนี้

$$K_f(s) = 1 + \frac{a}{s} \quad (2.25)$$

จะได้ทรานเฟอร์ฟังก์ชันของระบบที่เป็น Second-order PLL ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{V_o(s)}{\phi(s)} = \frac{K_d(s+a)}{s^2 + K_d K_0 s + K_d K_0 a} \quad (2.26)$$

$$\frac{V_o(s)}{\phi(s)} = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.27)$$

ในที่นี้ ξ คือ Damping Factor และ ω_n ความถี่ธรรมชาติ (Natural Frequency)

2.6.11 ข้อดีและข้อเสียของวงจรเฟสล็อกกลูป

วงจรเฟสล็อกกลูปมีข้อดีหลายประการสำหรับการใช้งานบางอย่าง ซึ่งไม่มีวงจรอื่นที่จะเทียบเท่า อย่างไรก็ตามในการใช้งานบางอย่างนั้นก็อาจใช้วงจรกรองแบบ LC หรือ RC แทนได้ ข้อดีของวงจรเฟสล็อกกลูปเมื่อเทียบกับวงจรแบบ RC ได้แก่

- 1) ทำงานได้ดีที่ความถี่สูง สามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงกว่า 100 MHz ส่วนวงจรกรองแบบทำได้แค่ความถี่ประมาณ 10 MHz
- 2) อำนาจการเลือกสรร (Selectivity) และความถี่กลางไม่ขึ้นต่อกัน กล่าวคือความถี่กลางกำหนดโดยความถี่อิสระของ VCO ส่วนอำนาจการเลือกสรรขึ้นอยู่กับลักษณะของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน จึงไม่มีปัญหาการเรียงคลื่น (Alignment)
- 3) องค์ประกอบภายนอกวงจรประมวลมีน้อย และปรับคลื่นได้ง่าย โดยทั่วไปความถี่อิสระของ VCO กำหนดโดย C ตัวเดียว หรือ C กับ R ซึ่งจะปรับคลื่นได้ตั้งแต่ค่าต่ำกว่า kHz ถึง 100 MHz องค์กรที่วงจรเฟสล็อกกลูปก็มีข้อเสียเช่นกัน
- 4) ไม่ให้ข้อมูลเกี่ยวกับช่วงสูงวงจรเฟสล็อกกลูปสนองต่อความถี่เท่านั้นตรวบเท่าที่สัญญาณเข้ามีขนาดใหญ่ที่จะทำให้เกิดการลัดวงจรจะไม่สนองตอบว่าช่วงสูงของสัญญาณเข้า
- 5) สมองตอบต่อฮาร์มอนิก หรือ ฮาร์มอนิกย่อยของสัญญาณเข้าทำให้การขจัดสัญญาณแทรกแซงที่มีความถี่เป็นอัตราส่วนจำนวนเต็มกับสัญญาณไม่สู้ได้ผลนัก

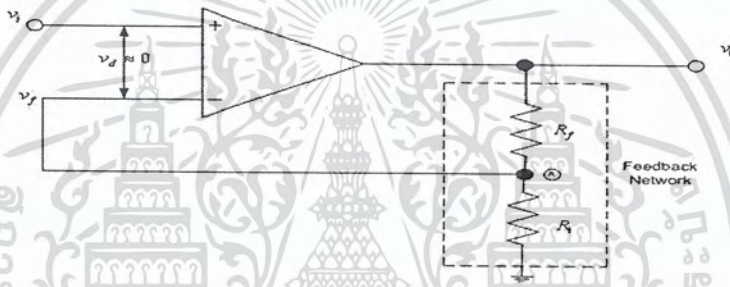
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6) ขาดเทคนิคการสังเคราะห์ เนื่องจากลักษณะการจับของวงจรเฟสล็อกูป เป็นแบบไม่เชิงเส้น เทคนิคการสังเคราะห์ให้ได้วงจรที่มีลักษณะเชิงความถี่ตามข้อกำหนดจึงเป็นเรื่องที่ยากมาก

2.7 วงจรขยาย (Amplifier)

2.7.1 วงจรขยายแบบไม่กลับเฟส (Non inverting Amplifier)

มีลักษณะการต่อวงจรแบบลูปปิดดังแสดงในรูปที่ 2.29



รูปที่ 2.29 วงจรขยายแบบไม่กลับเฟส[5]

เนื่องจากวงจรมีการป้อนกลับแบบลบซึ่งจะพยายามรักษาให้สัญญาณขาเข้าที่เกิดขึ้นที่ขาบวกและขาลบของออปแอมป์นั้นมีค่าโดยประมาณเท่ากันอยู่เสมอ ดังนั้นแรงดัน $v_d = v_i - v_f \approx 0$ และเมื่อพิจารณาความสัมพันธ์ของกระแสที่เกิดขึ้นที่โหนด A โดยสมมติให้กระแสไหลออกจากโหนดทุกทิศทางและพิจารณาได้ว่าไม่มีกระแสไหลเข้าที่ขาทั้งสองของออปแอมป์ ซึ่งจะได้ว่า

$$\frac{v_f - v_o}{R_f} + \frac{v_f}{R_i} = 0 \tag{2.28}$$

$$v_f \left(\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_f} \right) = \frac{v_o}{R_f} \tag{2.29}$$

สำหรับวงจรขยายแบบไม่กลับเฟสนั้น หากกำหนดให้ค่าอัตราขยายลูปปิดของวงจรมีค่า

เท่ากับ 1 ซึ่งสามารถทำได้โดยเชื่อมสายไฟโดยตรงจากขาออกไปยังขาเข้าที่เป็นขาบวกของออป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่อผู้เผยแพร่เห็นประโยชน์อันใดแก่ผู้ใดที่ไม่ควรละเมิดใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

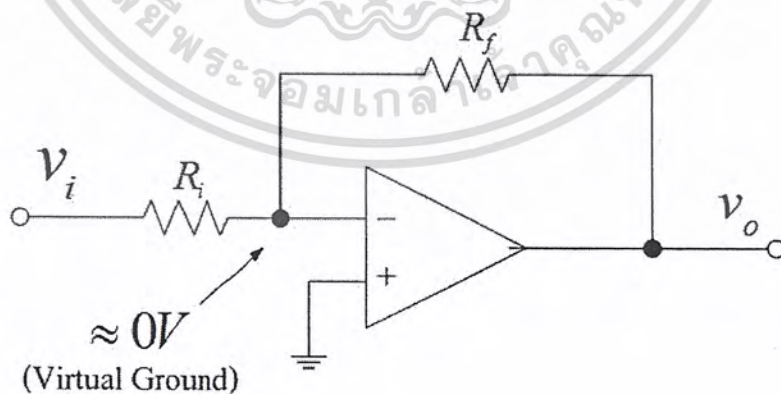
แอมป์ นั่นคือ $R_f = 0\Omega$ ในขณะที่ R_i มีค่าเข้าสู่นันต์คือ เปิดวงจร กรณีนี้จะได้วงจรที่ไม่ได้มีการขยายสัญญาณขาเข้าโดยสัญญาณขาออกจะมีขนาดและเฟสตรงกันกับสัญญาณขาเข้าทุกประการ เสมือนเป็นการส่งผ่านสัญญาณ วงจรดังกล่าวจึงเรียกว่า วงจรส่งผ่านแรงดัน (Voltage Follow) วงจรนี้ถือว่ามีประโยชน์มาก เพราะเป็นวงจรที่มีอิมพีแดนซ์ขาเข้าของวงจรค่อนข้างสูง ในขณะที่อิมพีแดนซ์ขาออกของวงจรค่อนข้างต่ำ จึงเหมาะในการนำไปใช้ในการเชื่อมต่อระหว่างวงจรแหล่งจ่ายที่มีอิมพีแดนซ์กับวงจรที่เป็นโหลดที่มีอิมพีแดนซ์ต่ำ

2.7.2 วงจรขยายแบบกลับเฟส (Inverting Amplifier)

สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.30 ซึ่งเมื่อทำการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ของกระแสที่โหนดขาลบของออปแอมป์โดยสมมติให้ทิศทางกระแสไหลออกจากโหนดทั้งหมด จะได้อัตราขยายรูปปิดของวงจรดังนี้

$$\frac{0-v_i}{R_i} + \frac{0-v_o}{R_f} = 0 \quad (2.30)$$

$$\frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_f}{R_i} \quad (2.31)$$



รูปที่ 2.30 วงจรขยายแบบกลับเฟส[5]

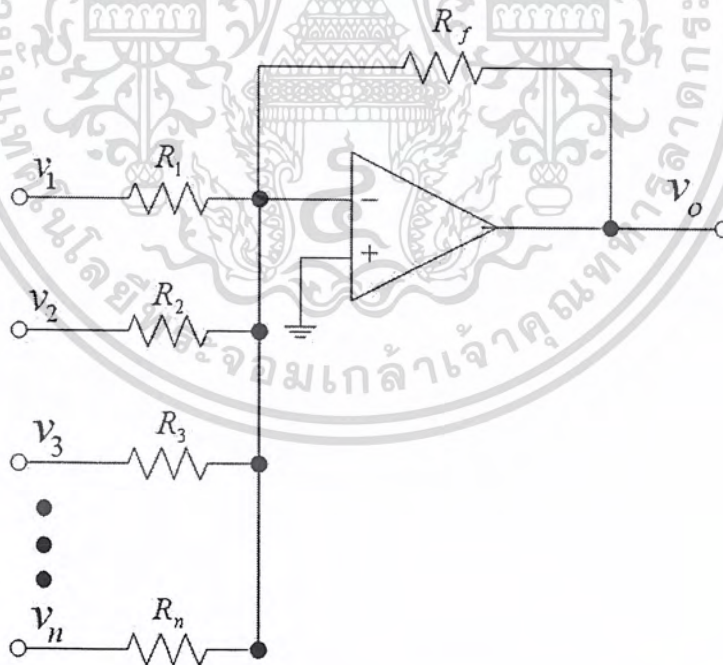
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7.3 วงจรขยายสัญญาณผลรวม (Summing Amplifier)

มีลักษณะการต่อวงจรดังรูปที่ 2.31 ซึ่งจะเห็นได้ว่าสัญญาณขาเข้าของวงจรมีจำนวน n สัญญาณ โดย n คือจำนวนเต็มบวกใดเมื่อทำการวิเคราะห์หาความสัมพันธ์ของกระแสที่โหนดขาลบของออปแอมป์ จะได้ว่า

$$v_o = -\frac{R_f}{R} \left(\sum_{k=1}^n v_k \right) ; R_1 = R_2 = R_3 \dots = R_n = R \quad (2.32)$$

โดยจะเห็นได้ชัดเจนขึ้นว่า สัญญาณขาออก v_o ของวงจรเกิดจากการขยายของผลรวมของสัญญาณขาเข้าทั้งหมด n สัญญาณไป $\frac{R_f}{R}$ เท่าโดยเฟสของสัญญาณขาออกจะกลับเฟส 180 องศาเมื่อเทียบกับเฟสของสัญญาณผลรวมขาเข้า

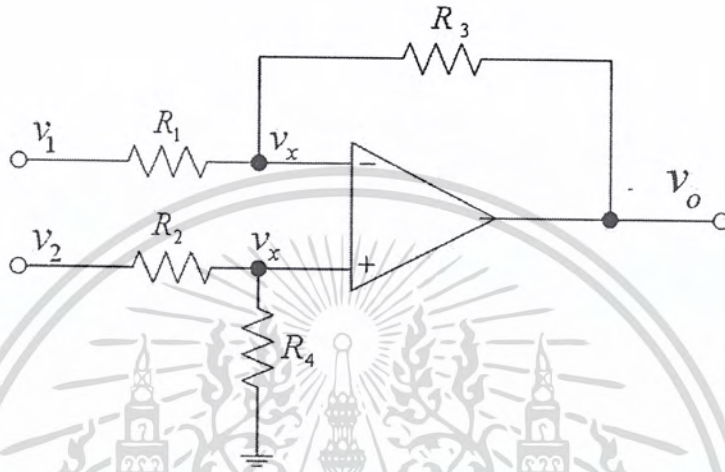


รูปที่ 2.31 วงจรขยายสัญญาณผลรวม[5]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7.4 วงจรขยายสัญญาณผลต่าง(Subtracting Amplifier)

สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.32



รูปที่ 2.32 วงจรขยายสัญญาณผลต่าง[5]

โดยเมื่อพิจารณาความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลเข้าขาบวกของออปแอมป์จะได้ว่า

$$\frac{v_x - v_2}{R_2} + \frac{v_x}{R_4} = 0 \quad (2.33)$$

$$v_x = -\frac{v_2}{R_2 \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_4} \right)} \quad (2.34)$$

ซึ่ง v_x ในที่นี้สมมุติให้เป็นระดับแรงดันที่ไม่ทราบค่าที่ขาบวกและขาลบของออปแอมป์ และนอกจากนี้จะได้ความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลเข้าขาลบของออปแอมป์เป็น

$$\frac{v_x - v_1}{R_1} + \frac{v_x - v_o}{R_3} = 0 \quad (2.35)$$

$$v_x \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} \right) - \frac{v_1}{R_1} = \frac{v_o}{R_3} \quad (2.36)$$

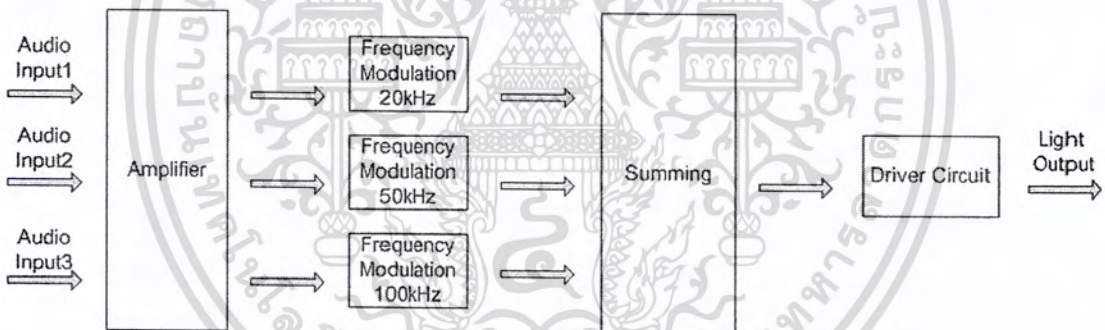
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การออกแบบและการจัดทำปริญญานิพนธ์

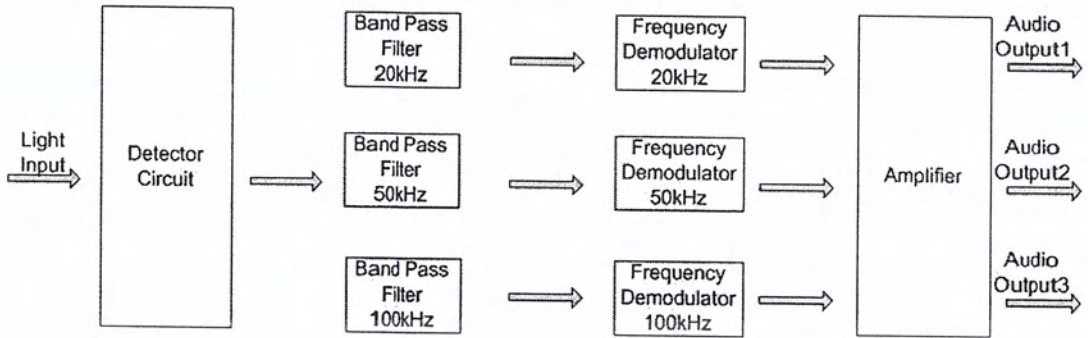
ในโครงงานนี้จะประกอบด้วย 2 ส่วน ซึ่งในแต่ละส่วนจะประกอบไปด้วยวงจรภาคส่งและวงจรภาครับ

ในส่วนของวงจรทางภาคส่งนี้จะนำสัญญาณเสียงมาขยายสัญญาณเพื่อที่จะนำไปมอดูเลตทางความถี่โดยใช้ความถี่กลางที่ 20 kHz , 50 kHz และ 100 kHz แล้วจึงนำสัญญาณทั้งสองมารวมกันก่อนที่จะแปลงสัญญาณไฟฟ้าไปเป็นสัญญาณแสงและส่งผ่านอากาศออกไป ซึ่งแสดงการทำงานได้ ดังรูปที่ 3.1



รูปที่3.1 บล็อกไดอะแกรมของภาคส่ง

ในส่วนของวงจรทางภาครับจะคอยตรวจจับสัญญาณแสงและทำการแปลงสัญญาณแสงไปเป็นสัญญาณไฟฟ้าหลังจากนั้นจะทำการดีมอดูเลตทางความถี่แล้วนำไปผ่านฟิลเตอร์เพื่อเลือกช่วงความถี่ผ่านก่อนที่จะไปขยายสัญญาณเสียงแล้วส่งออกมาโฟงต่อไป ซึ่งแสดงการทำงานได้ ดังรูปที่ 3.2



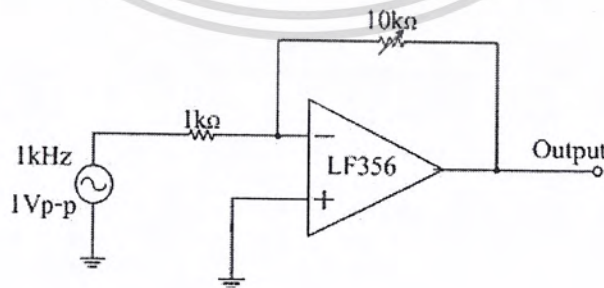
รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมของภาครับ

3.1 การออกแบบ

3.1.1 การออกแบบทางภาคส่ง

3.1.1.1 วงจรขยายแบบกลับเฟส (Inverting Amplifier)

สัญญาณเสียงที่มาจากไมโครโฟนนั้นมีค่าต่ำมาก จึงจำเป็นต้องมาขยายก่อนที่จะส่งเข้าไปยังวงจรต่างๆ ในที่นี้ใช้ไอซีเบอร์ LF356 สร้างเป็นวงจรขยายแบบกลับเฟส ซึ่งแสดงวงจรได้ ดังรูปที่ 3.3



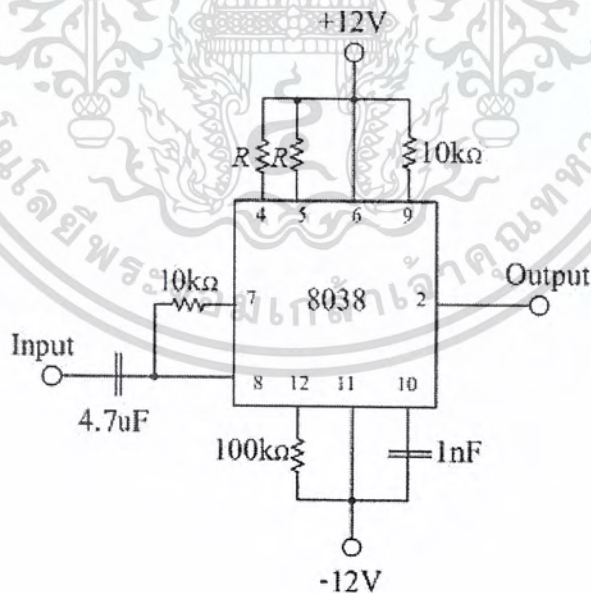
รูปที่ 3.3 วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรในรูปที่ 3.3 ซึ่งสามารถปรับอัตราขยายได้ที่ R_2 โดยที่ค่าอัตราขยายสัญญาณจะเท่ากับ $-\frac{R_2}{R_1}$ ซึ่งอัตราขยายของสัญญาณสามารถปรับได้ 10 เท่า

3.1.1.2 วงจรมอดูเลตทางความถี่ (Frequency Modulation)

เนื่องจากสัญญาณเสียงมีความถี่ต่ำ (ประมาณ $20\text{ Hz} - 15\text{ kHz}$) ซึ่งจะทำให้การมอดูเลตกับคลื่นพาห์โดยจะทำการมอดูเลตทางความถี่ เพื่อที่จะทำให้ขนาดของสัญญาณเสียงที่ส่งออกอากาศไม่มีการเปลี่ยนแปลง ในที่นี้ใช้ไอซีเบอร์ XR8038 เป็นวงจรมอดูเลตทางความถี่ ซึ่งสามารถผลิตความถี่ได้สูงสุด 200 kHz โดยจะออกแบบให้มีคลื่นพาห์รูปไซน์ที่มีความถี่กลางอยู่ที่ 20 kHz , 50 kHz และ 100 kHz ซึ่งวงจรนี้จะใช้คุณสมบัติของวีซีไอในการมอดูเลตทางความถี่ ซึ่งแสดงวงจรได้ ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 วงจรมอดูเลตทางความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีขั้นตอนการออกแบบ ดังนี้

คำนวณหาค่า R ได้จากสูตร

$$f_0 = \frac{0.33}{RC} \quad (3.1)$$

โดยกำหนดให้ $C = 1 \text{ nF}$

เมื่อ $f = 20 \text{ kHz}$

$$\therefore R = \frac{0.33}{f_0 C}$$

$$R = \frac{0.33}{(2 \times 10^3)(1 \times 10^{-9})}$$

$$R = 16.5 \text{ k}\Omega$$

เมื่อ $f = 50 \text{ kHz}$

$$\therefore R = \frac{0.33}{f_0 C}$$

$$R = \frac{0.33}{(50 \times 10^3)(1 \times 10^{-9})}$$

$$R = 6.6 \text{ k}\Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $f = 100 \text{ kHz}$

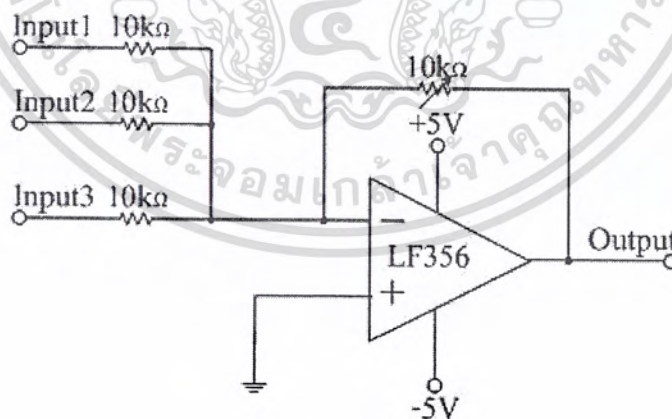
$$\therefore R = \frac{0.33}{f_0 C}$$

$$R = \frac{0.33}{(100 \times 10^3)(1 \times 10^{-9})}$$

$$R = 3.3 \text{ k}\Omega$$

3.1.1.3 วงจรรวมสัญญาณ (Summing)

วงจรรวมสัญญาณเป็นการรวมสัญญาณเสียงทั้งสามสัญญาณเข้าด้วยกัน เพื่อที่จะส่งไปยังวงจรขับอุปกรณ์ส่งแสงแล้วส่งออกอากาศต่อไป ในที่นี้ใช้ไอซีเบอร์ LF356 ซึ่งมีค่า Slew Rate = $12 \text{ V}/\mu\text{s}$ และ Bandwidth = 5 MHz ซึ่งแสดงวงจรได้ดังรูปที่ 3.5

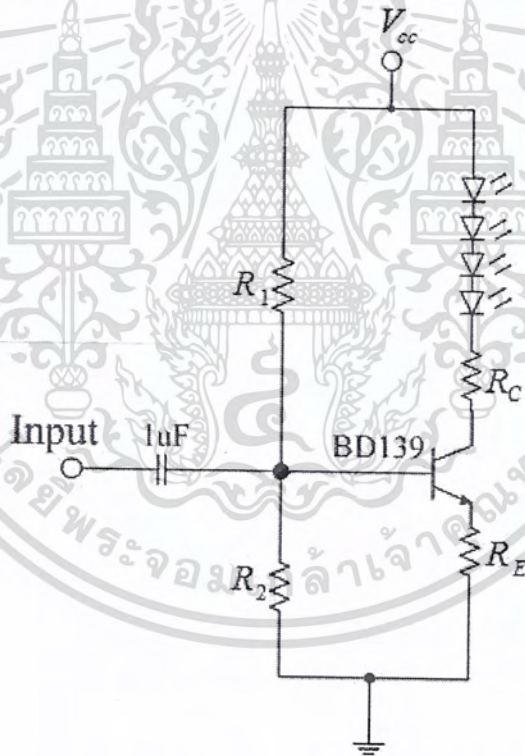


รูปที่ 3.5 วงจรรวมสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.1.4 วงจรขับอุปกรณ์ส่งแสงโดยใช้แอลอีดี (Driver Circuit)

วงจรขับอุปกรณ์ส่งแสงนี้ใช้แอลอีดีเป็นตัวส่งสัญญาณ โดยใช้ทรานซิสเตอร์ BD139 เป็นตัวขับสัญญาณที่ได้จากการรวมสัญญาณ ซึ่งจะรับสัญญาณเข้าที่ขาเบส (Base) ของทรานซิสเตอร์และสัญญาณที่ผ่านการรวมสัญญาณแล้วจะเป็นสัญญาณไบอัส ให้ทรานซิสเตอร์เกิดการนำกระแสจากขาอีมิเตอร์ (Emitter) ผ่านไปยังขาคอลเลกเตอร์ (Collector) ส่งผลให้เกิดกระแสไหลผ่านอุปกรณ์ส่งแสงแอลอีดี ทำให้มีระดับแรงดันตกคร่อม ซึ่งจะปรับเปลี่ยนสัญญาณที่ขาไบอัสเข้าที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์โดยที่แอลอีดีจะเป็นไปตามสัญญาณที่รวมสัญญาณได้ ซึ่งแสดงวงจรได้ดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 วงจรขับอุปกรณ์ส่งแสงโดยใช้แอลอีดี

มีขั้นตอนการออกแบบ ดังนี้

หาค่า R_{th} คือค่าความต้านทานสมมูลเทวินินที่ปรากฏต่อวงจรทางด้านขาเบส

$$\text{จาก } R_{th} = R_1 \parallel R_2 \text{ โดยที่ } R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_{th} = \frac{(10 \times 10^3)(10 \times 10^3)}{(10 \times 10^3) + (10 \times 10^3)} = 5 \text{ k}\Omega$$

หาค่า I จาก

$$-V_{CC} + I(R_1 + R_2) + V_{EE} = 0$$

$$I = \frac{(V_{CC} - V_{EE})}{(R_1 + R_2)}$$

$$\therefore I = \frac{(12 - 0)}{((10 \times 10^3) + (10 \times 10^3))}$$

$$= 0.6 \text{ mA}$$

ดังนั้นจะหาค่า V_{th} คือแรงดันเทวินินที่ปรากฏต่อวงจรทางด้านขาเบส

$$\text{จาก } V_{th} = IR_1$$

$$V_{th} = (0.6 \times 10^{-3})(10 \times 10^3)$$

$$\therefore V_{th} = 6 \text{ V}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หาค่า R_E

$$\text{จาก } I_C = \beta \left(\frac{V_{th} - V_{EE} - V_{BE}}{R_{th} + (\beta + 1)R_E} \right) \quad \text{โดยที่ } \beta = 100, I_C = 60\text{mA}$$

$$(60 \times 10^{-3}) = 100 \left(\frac{6 - 0 - 0.7}{(5 \times 10^3) + (100 + 1)R_E} \right)$$

$$\therefore R_E \approx 380 \Omega$$

หาค่า R_C

$$\text{จาก } -V_{CC} + I_C(R_C + R_E) + V_{CE} + V_{EE} + 4V_F = 0$$

$$\text{โดยที่ } V_{CC} = 12\text{V}, V_{EE} = 0\text{V}, V_{CE} = 1\text{V}$$

$$I_C(R_C + R_E) = 12 - 1 - 0 - 4(1.6)$$

$$\therefore R_C \approx 300 \Omega$$

3.1.1.5 วงจรรวมทางภาคส่ง

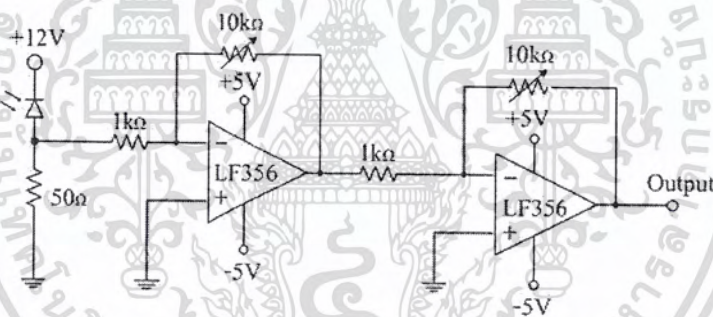
วงจรรวมทางภาคส่ง จะเห็นได้ว่าจะนำสัญญาณเสียงทั้ง 3 ช่องสัญญาณมาเข้าวงจรขยายแบบไม่กลับเฟส วงจรมอดูเลตทางความถี่ วงจรรวมสัญญาณ และวงจรขับอุปกรณ์ส่งแสงรวมไว้ด้วยกัน มีหลักการทำงานคือ เมื่อมีสัญญาณเสียงเข้ามาซึ่งเป็นสัญญาณที่เบามากจึงต้องมีการขยายสัญญาณก่อน โดยสัญญาณจะไปเข้าวงจรขยายแบบไม่กลับเฟส เพื่อให้ได้สัญญาณที่มีขนาดแรงดันมากขึ้นแล้วก็จะไปเข้าวงจรมอดูเลตทางความถี่เพื่อที่จะทำให้ขนาดของสัญญาณเสียงที่ออกอากาศไม่มีการเปลี่ยนแปลงซึ่งจะทำการมอดูเลตกับคลื่นพาห์ โดยให้ความถี่เปลี่ยนแปลง แต่ขนาดยังคงเดิม แล้วก็จะไปเข้าวงจรรวมสัญญาณเพื่อรวมสัญญาณเข้าด้วยกันก่อนที่จะส่งเข้าสู่วงจรขับอุปกรณ์ส่งแสง เพื่อแปลงสัญญาณไฟฟ้าเป็นสัญญาณแสงโดยใช้แอลอีดีเป็นตัวขับแสงแล้วส่งผ่านอากาศออกไปยังภาครับ ซึ่งแสดงวงจรได้ ดังรูปที่ 3.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.2 การออกแบบทางภาครับ

3.1.2.1 วงจรรับสัญญาณแสงและวงจรขยายสัญญาณ

ในวงจรรับสัญญาณแสงใช้อุปกรณ์รับแสงเป็นโฟโตไดโอดเบอร์ SFH 225FA และจะมีวงจรขยายสัญญาณที่ทำการขยายสัญญาณที่รับได้จากโฟโตไดโอด เนื่องจากสัญญาณที่ออกมามีความแรงน้อยมากอันเป็นผลมาจากสัญญาณรบกวนจากอากาศจึงต้องทำการขยายสัญญาณนั่นเอง ในที่นี้ใช้ไอซีเบอร์ LF356 ซึ่งแสดงวงจรได้ดังรูปที่ 3.8

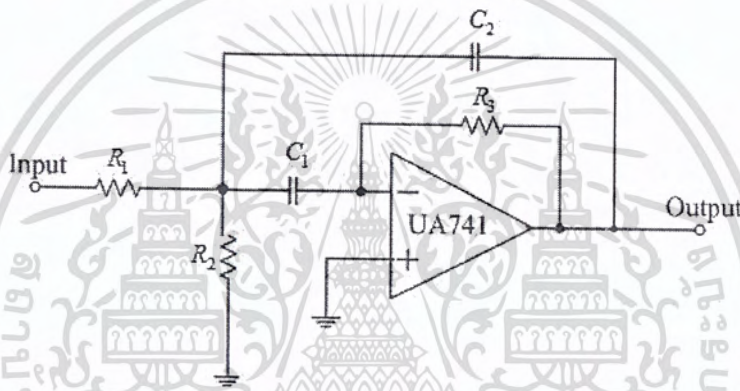


รูปที่ 3.8 วงจรรับสัญญาณแสงและวงจรขยายสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.2.2 วงจรกรองย่านความถี่ผ่าน

ในวงจรกรองย่านความถี่ผ่านนี้เป็นแบบบัตเตอร์เวิร์ทลำดับที่สองที่ออกแบบไว้เพื่อให้เฉพาะช่วงความถี่ของช่องสัญญาณที่ต้องการผ่านได้เท่านั้น ส่วนสัญญาณนอกเหนือจากนี้ จะถูกลดระดับหมด ซึ่งแสดงวงจรได้ดังรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 วงจรกรองย่านความถี่ผ่าน

มีขั้นตอนการออกแบบ ดังนี้

1. กำหนดให้ค่า $C_1 = C_2$ เพื่อให้ง่ายในการคำนวณ
2. คำนวณหาค่าความถี่คัทออฟ f_0 และแบนด์วิดท์ BW
3. คำนวณหาค่า Q จาก $Q = \frac{f_0}{BW}$
4. คำนวณค่าความต้านทานจาก

$$R_1 = \frac{Q}{2\pi f_0 C_1 A} \quad (3.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_2 = \frac{Q}{2\pi f_0 C_1 (2Q^2 - A)} \quad (3.3)$$

$$R_3 = \frac{2Q}{2\pi f_0 C_1} \quad (3.4)$$

เมื่อ $f_0 = 20 \text{ kHz}$

กำหนดให้ $C_1 = C_2 = 1 \times 10^{-8} \text{ F}$, $A = 1$, $f_L = 14 \text{ kHz}$, $f_H = 26 \text{ kHz}$

$$\therefore Q = \frac{20 \times 10^3}{(26 \times 10^3) - (14 \times 10^3)} = 1.667$$

$$\therefore R_1 = \frac{1.667}{2\pi(20 \times 10^3)(1 \times 10^{-9})(1)} = 1328 \ \Omega$$

$$\therefore R_2 = \frac{1.667}{2\pi(20 \times 10^3)(1 \times 10^{-9})(2(1.667)^2 - 1)} = 292 \ \Omega$$

$$\therefore R_3 = \frac{2(1.667)}{2 \times 3.14 \times 20 \times 10^3 \times 1 \times 10^{-9}} = 2655 \ \Omega$$

เมื่อ $f_0 = 50 \text{ kHz}$

กำหนดให้ $C_1 = C_2 = 1 \text{ nF}$, $A = 1$, $f_L = 160 \text{ kHz}$, $f_H = 240 \text{ kHz}$

$$\therefore Q = \frac{200 \times 10^3}{(240 \times 10^3) - (160 \times 10^3)} = 2.5$$

$$\therefore R_1 = \frac{2.5}{2\pi(200 \times 10^3)(1 \times 10^{-9})(1)} = 1991 \ \Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\therefore R_2 = \frac{2.5}{2\pi(200 \times 10^3)(1 \times 10^{-9})(2(2.5)^2 - 1)} = 173 \Omega$$

$$\therefore R_3 = \frac{2(2.5)}{2 \times 3.14 \times 200 \times 10^3 \times 1 \times 10^{-9}} = 3980 \Omega$$

เมื่อ $f_0 = 100 \text{ kHz}$

กำหนดให้ $C_1 = C_2 = 2 \text{ nF}$, $A = 1$, $f_L = 70 \text{ kHz}$, $f_H = 130 \text{ kHz}$

$$\therefore Q = \frac{100 \times 10^3}{(130 \times 10^3) - (70 \times 10^3)} = 1.667$$

$$\therefore R_1 = \frac{1.667}{2\pi(100 \times 10^3)(2 \times 10^{-9})(1)} = 1328 \Omega$$

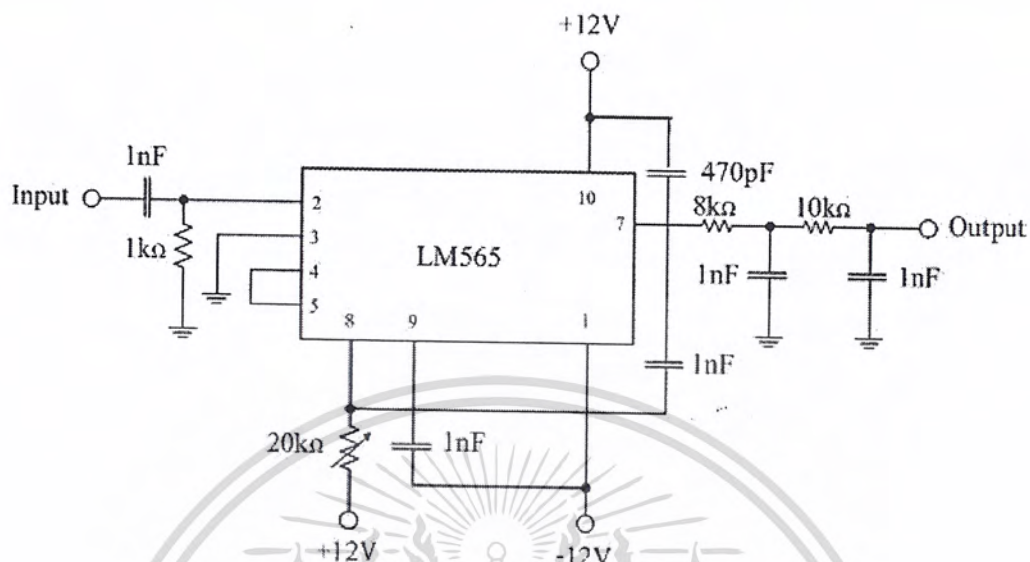
$$\therefore R_2 = \frac{1.667}{2\pi(100 \times 10^3)(2 \times 10^{-9})(2(1.667)^2 - 1)} = 292 \Omega$$

$$\therefore R_3 = \frac{2(1.667)}{2 \times 3.14 \times 100 \times 10^3 \times 2 \times 10^{-9}} = 2655 \Omega$$

3.1.2.3 วงจรดีมอดูเลตทางความถี่

ในวงจรดีมอดูเลตทางความถี่นี้เป็นการแยกสัญญาณเสียงออกมาจากสัญญาณคลื่นพาห์ ในที่นี้ใช้ไอซีเบอร์ LM565 ซึ่งเป็น ไอซีเฟสล็อกลูป ซึ่งแสดงวงจรได้ดังรูปที่ 3.10

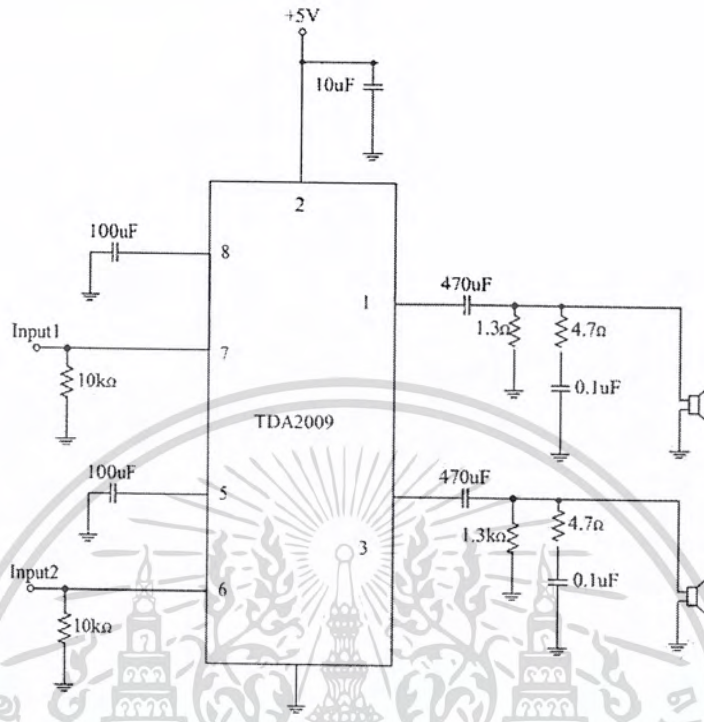
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.10 วงจรตีมอดูเลตทางความถี่

3.1.2.4 วงจรขยายสัญญาณเสียง

วงจขยายสัญญาณเสียงจะรับสัญญาณจากวงจรมอดูเลตทางความถี่ แล้วนำสัญญาณไปขยายโดยใช้ไอซีเบอร์ TDA2009 หลังจากนั้นสัญญาณที่ถูกขยายก็จะส่งออกไปยังลำโพง ซึ่งแสดงวงจรได้ดังรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 วงจรขยายสัญญาณเสียง

3.1.2.5 วงจรรวมทางภาครับ

วงจรรวมทางภาครับ จะเห็นได้ว่าได้นำวงจรรับสัญญาณแสงและวงจรขยายสัญญาณ วงจรกรองย่านความถี่ผ่าน วงจรตีมอดูเลตทางความถี่ และวงจรขยายสัญญาณเสียงรวมไว้ด้วยกัน มีหลักการทำงานคือ เมื่อมีการตรวจจับสัญญาณแสงก็จะทำการแปลงจากสัญญาณแสงไปเป็นสัญญาณไฟฟ้าแล้วไปผ่านวงจรขยายสัญญาณก่อนที่จะนำสัญญาณไปกรองย่านความถี่ผ่านเพื่อเลือกความถี่ที่ต้องการแล้วนำไปตีมอดูเลตทางความถี่เพื่อที่จะให้ได้สัญญาณเดิมกลับคืนมาแล้วจึงนำไปขยายสัญญาณเสียงแล้วส่งออกไปยังลำโพงต่อไป ซึ่งแสดงวงจรได้ ดังรูปที่ 3.12

3.2 เครื่องมือที่ใช้ในการทดลอง

เครื่องฟังก์ชันเจเนอเรเตอร์ (DIGITAL SWEEP FUNCTION GENERATOR) เป็นเครื่องมือที่ใช้ในการสร้างสัญญาณคลื่นรูปไซน์ และยังสามารถสร้างสัญญาณคลื่นรูปพัลส์และสัญญาณคลื่นรูปสามเหลี่ยมได้

เครื่องออสซิลอสโคป (REAL TIME OSCILLOSCOPE) เป็นเครื่องมือที่ใช้ในการวัดและจัดเก็บผลการทดลองในรูปสัญญาณที่วัดได้จากวงจรที่ทำการทดสอบ รวมถึงใช้ในการตรวจสอบอินพุตและเอาต์พุตของวงจร

เครื่องจ่ายไฟ (POWER SUPPLY) ใช้ในการจ่ายไฟกระแสตรงให้กับวงจรที่ทำการทดลองเพื่อให้วงจรสามารถทำงานได้

3.3 การจัดเก็บผลการทดลอง

ในการทดสอบการส่งสัญญาณจากวงจรรวมทางภาคส่งว่าจะสามารถส่งสัญญาณเสียงผ่านอากาศได้หรือไม่ ในที่นี้จะใช้เครื่องฟังก์ชันเจเนอเรเตอร์ในการสร้างสัญญาณรูปไซน์ความถี่ 1 kHz ที่ 1 V_{p-p} ที่ใช้แทนสัญญาณเสียงป้อนเข้าไปทางวงจรรวมทางภาคส่ง ซึ่งเราจะสามารถทดสอบได้โดยการนำวงจรรวมทางภาครับซึ่งมีโฟโต้ไดโอดเป็นอุปกรณ์ที่ใช้ในการรับแสง โดยจะใช้เครื่องออสซิลอสโคปในการวัดรูปสัญญาณและถ้าทางวงจรรวมทางภาคส่งแล้ววงจรรวมทางภาครับมีรูปสัญญาณที่เหมือนกัน แสดงว่า สามารถรับ-ส่งข้อมูลผ่านอากาศได้

บทที่ 4

ผลการทดลอง

ในบทนี้เป็นการทดสอบการทำงานของเครื่องกระจายเสียงด้วยแสงผ่านอากาศ โดยแบ่งการทำงานออกเป็น 2 ส่วนด้วยกัน คือ ในส่วนของภาคส่งทำหน้าที่นำข้อมูลที่ได้นำมาแปลงจากสัญญาณไฟฟ้าเป็นสัญญาณแสงและในส่วนของภาครับทำหน้าที่ตรวจจับข้อมูลที่เป็นสัญญาณแสงและแปลงจากสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้าซึ่งได้แบ่งการทดลองของแต่ละภาคออกจากกัน ทำให้สามารถทราบการทำงานของแต่ละวงจร

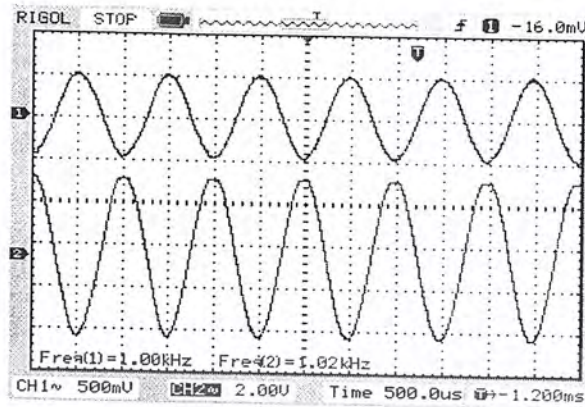
4.1 ภาคส่งสัญญาณเสียง

ประกอบด้วยส่วนสำคัญ 4 ส่วน ดังนี้

1. วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส
2. วงจรมอดูเลตทางความถี่
3. วงจรรวมสัญญาณ
4. วงจรขับอุปกรณ์ส่งแสง

4.1.1 ผลการทดสอบวงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส

ในการทดสอบวงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟสจะป้อนสัญญาณจากเครื่องกำเนิดสัญญาณต่างๆ โดยป้อนสัญญาณรูปไซน์ความถี่ 1 kHz ที่ 1 V_{p-p} จะใช้แทนสัญญาณข้อมูลในการส่งเข้าอินพุตของวงจรขยายสัญญาณและทำการปรับค่าอัตราขยายของวงจร เพื่อสังเกตรูปร่างของสัญญาณและความผิดเพี้ยนที่อาจจะเกิดขึ้นได้ ซึ่งจะแสดงสัญญาณได้ ดังรูปที่ 4.1

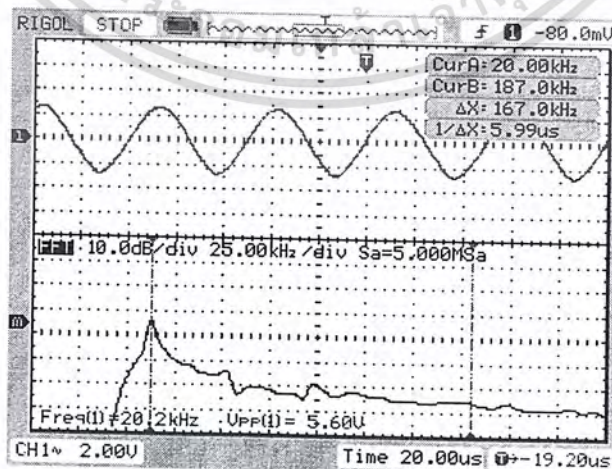


รูปที่ 4.1 สัญญาณที่ผ่านวงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส

โดย ช่องที่ 1 รูปสัญญาณอินพุตคลื่นไซน์ความถี่ 1 kHz ที่ 1 V_{p-p}
 ช่องที่ 2 รูปสัญญาณเอาต์พุตคลื่นไซน์ที่ถูกขยายแล้ว

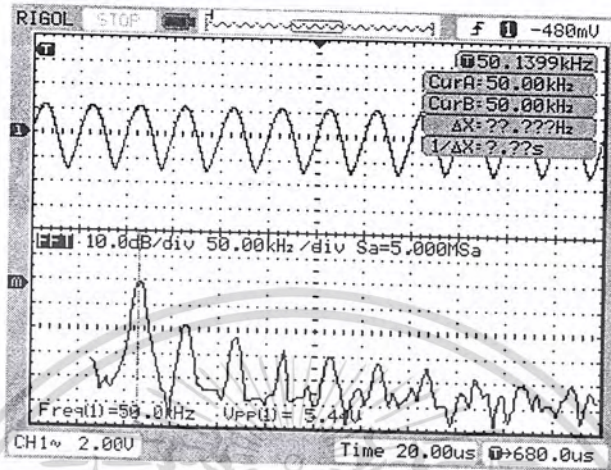
4.1.2 ผลการทดสอบวงจรมอดูเลตทางความถี่

ในการทดสอบวงจรมอดูเลตทางความถี่จะป้อนสัญญาณจากเครื่องกำเนิดสัญญาณต่างๆ โดยสัญญาณรูปไซน์ความถี่กลางที่ 20 kHz , 50 kHz และ 100 kHz ซึ่งจะใช้แทนสัญญาณคลื่นพาห์ ซึ่งจะแสดงรูปสัญญาณได้ ดังรูปที่ 4.2, 4.3 และ 4.4 ตามลำดับ โดยมีสัญญาณอินพุตที่ความถี่ 1 kHz ซึ่งสัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตจะมีความถี่เปลี่ยนแปลงไปตามคลื่นพาห์ ซึ่งจะแสดงสัญญาณได้ ดังรูปที่ 4.5, 4.6 และ 4.7 ตามลำดับ

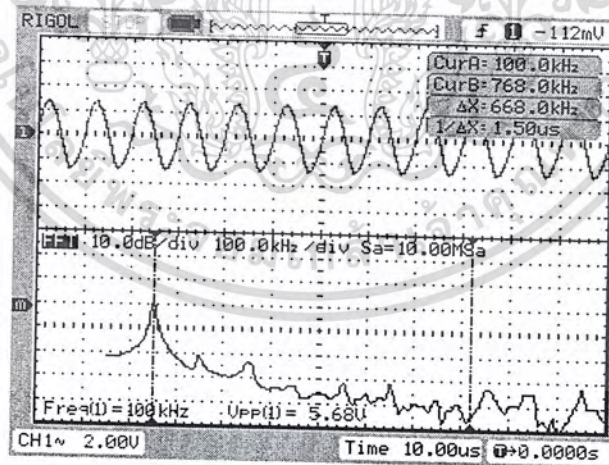


รูปที่ 4.2 สัญญาณคลื่นพาห์ที่ความถี่ 20 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

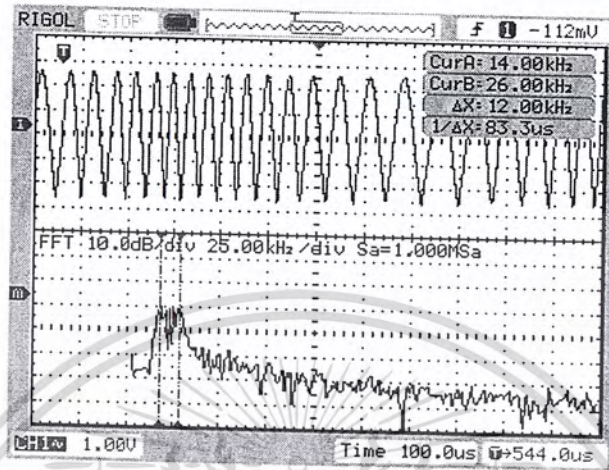


รูปที่ 4.3 สัญญาณคลื่นพาห์ที่ความถี่ 50 kHz

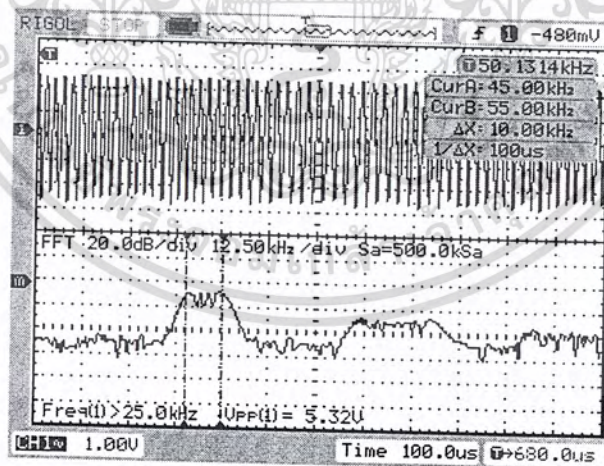


รูปที่ 4.4 สัญญาณคลื่นพาห์ที่ความถี่ 100 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

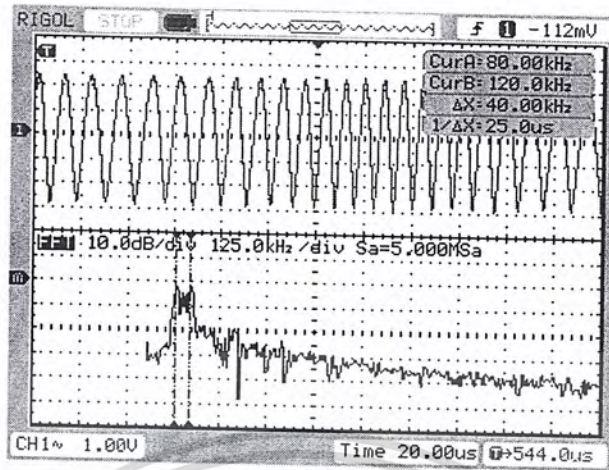


รูปที่ 4.5 สัญญาณที่ผ่านวงจรมอดูเลตทางความถี่มีคลื่นพาห์ที่ความถี่ 20 kHz



รูปที่ 4.6 สัญญาณที่ผ่านวงจรมอดูเลตทางความถี่มีคลื่นพาห์ที่ความถี่ 50 kHz

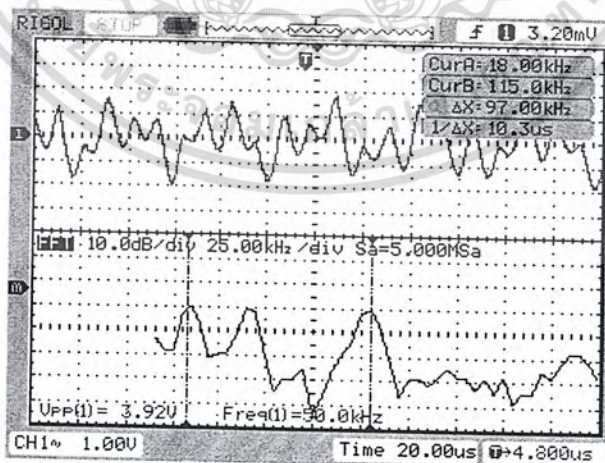
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 สัญญาณที่ผ่านวงจรอนุเดททางความถี่มีคลื่นพาห้ที่ความถี่ 100 kHz

4.1.3 ผลการทดสอบวงจรรวมสัญญาณ

ในการทดสอบวงจรรวมสัญญาณจะนำสัญญาณเอาต์พุตของวงจรอนุเดททางความถี่ที่ความถี่ 20 kHz, 50 kHz และ 100 kHz มาเข้าทางอินพุตของวงจรรวมสัญญาณ ซึ่งจะแสดงสัญญาณได้ ดังรูปที่ 4.8

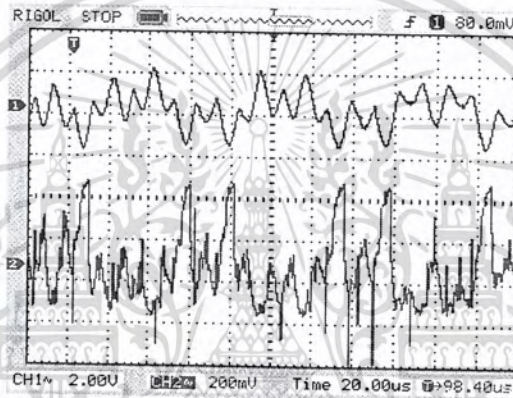


รูปที่ 4.8 สัญญาณที่ผ่านวงจรรวมสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.4 ผลการทดสอบวงจรขับอุปกรณ์ส่งแสงโดยใช้แอลอีดี

ในการทดสอบวงจรขับอุปกรณ์ส่งแสงโดยใช้แอลอีดีเป็นตัวส่งสัญญาณ โดยรับสัญญาณที่ทำการรวมสัญญาณมาแล้วนั้นป้อนเข้าที่ขาไบอัสของทรานซิสเตอร์ BD139 ซึ่งใช้เป็นอินพุตในการขับแอลอีดี ทำให้แรงดันที่ตกคร่อมแอลอีดีเปลี่ยนแปลงตามสัญญาณอินพุตที่เข้ามา โดยการเปลี่ยนแปลงสัญญาณไฟฟ้าไปเป็นสัญญาณแสง ซึ่งจะแสดงสัญญาณได้ ดังรูปที่ 4.9



รูปที่ 4.9 สัญญาณที่ผ่านวงจรขับอุปกรณ์ส่งแสงโดยใช้แอลอีดี โดย ช่องที่ 1 รูปสัญญาณอินพุตที่มาจากวงจรรวมสัญญาณ ช่องที่ 2 รูปสัญญาณเอาต์พุตที่ตกคร่อมแอลอีดี

4.2 ภาครับสัญญาณเสียง

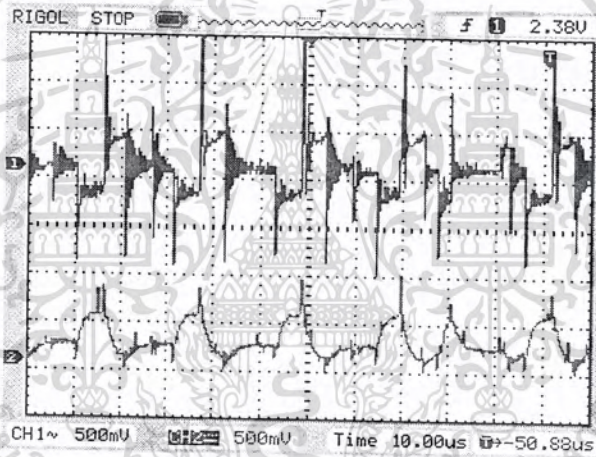
ประกอบด้วยส่วนสำคัญ 4 ส่วน ดังนี้

1. วงจรรับสัญญาณและวงจรขยายสัญญาณ
2. วงจรกรองย่านความถี่ผ่าน
3. วงจรคีมอคูเลตทางความถี่
4. วงจรขับอุปกรณ์ส่งแสง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.1 ผลการทดสอบวงจรรับสัญญาณแสงและวงจรขยายสัญญาณ

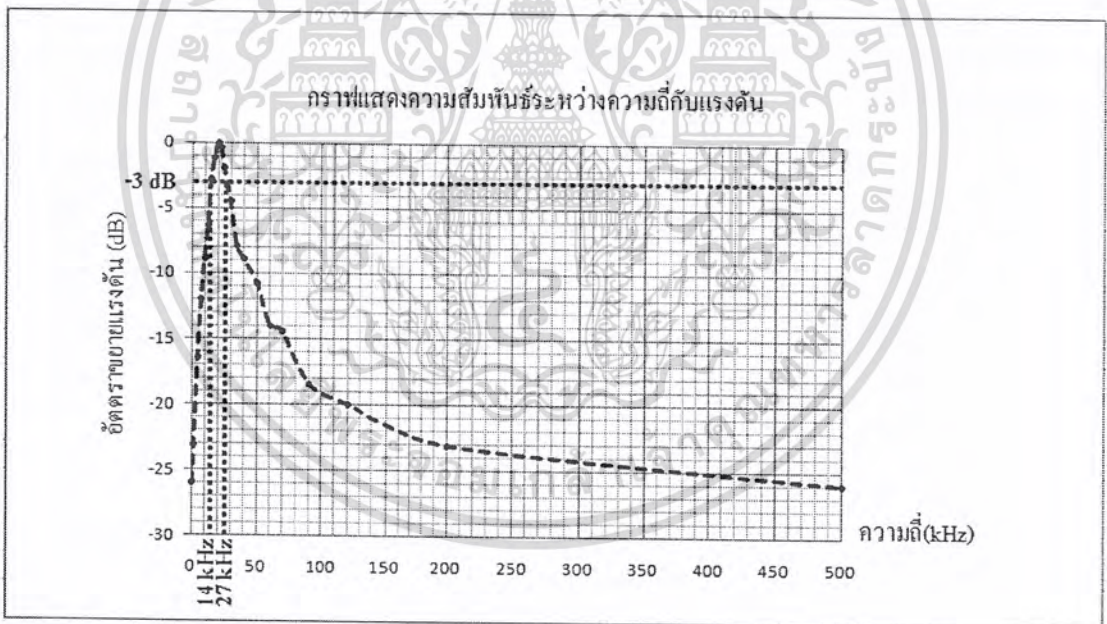
ในการทดสอบวงจรรับสัญญาณและวงจรขยายสัญญาณจะรับสัญญาณมาจากทางภาคส่งที่ได้ผ่านการแปลงสัญญาณเสียงในรูปของสัญญาณไฟฟ้ามาเป็นสัญญาณแสงแล้วจะแปลงกลับไปเป็นสัญญาณไฟฟ้าตามเดิมโดยใช้เป็นโฟโตไดโอดเบอร์ SFH 225FA แต่เนื่องจากสัญญาณที่รับมามีกำลังน้อยมาก เนื่องจากเป็นผลของสัญญาณรบกวนจากอากาศ ดังนั้นจึงขยายสัญญาณโดยใช้วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส ในที่นี้ใช้ไอซีเบอร์ LF356 ซึ่งจะแสดงสัญญาณได้ดังรูปที่ 4.10



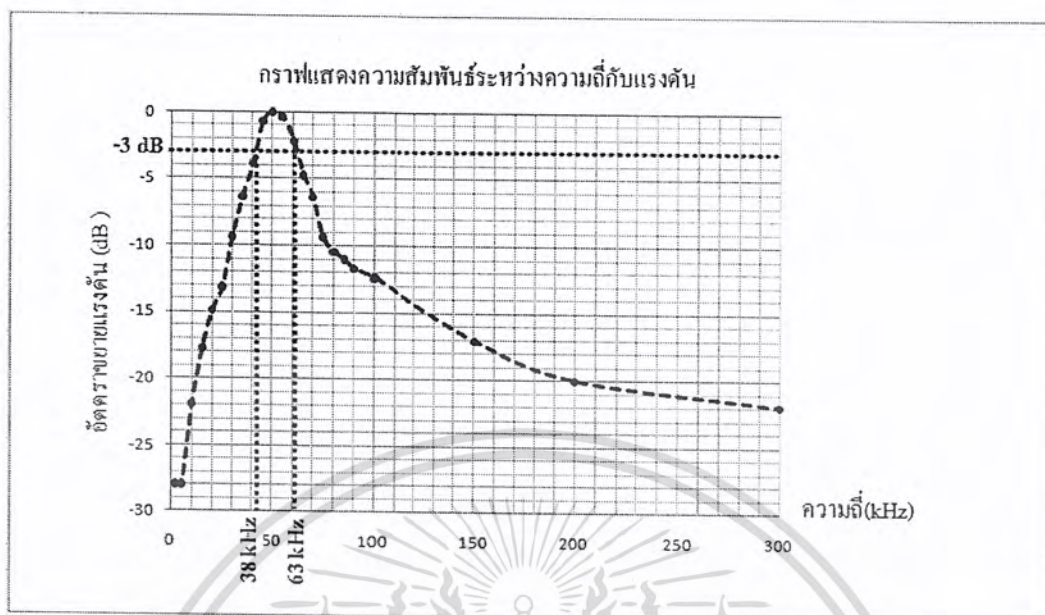
รูปที่ 4.10 สัญญาณที่ผ่านวงจรรับสัญญาณแสงและวงจรขยายสัญญาณ โดย ช่องที่ 1 รูปสัญญาณอินพุตที่มาจากทางภาคส่ง ช่องที่ 2 รูปสัญญาณเอาต์พุตที่ตกคร่อมตัวโฟโตไดโอด

4.2.2 ผลการทดสอบวงจรกรองย่านความถี่ผ่าน

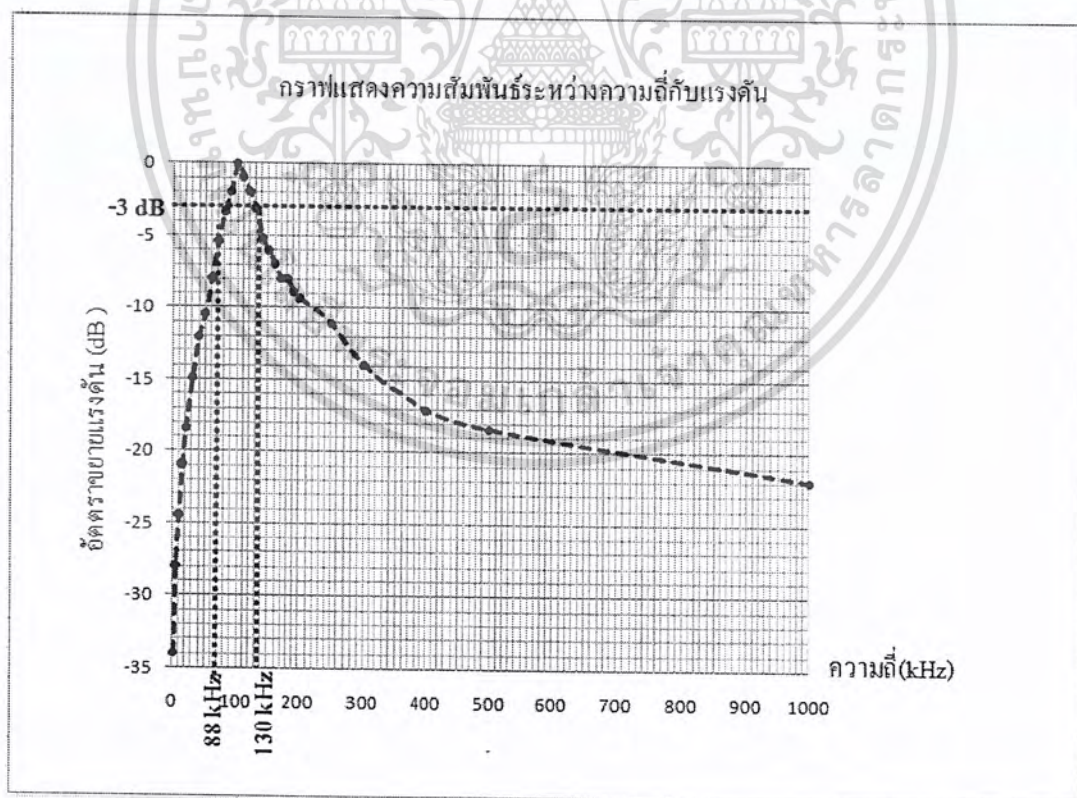
ในการทดสอบวงจรกรองย่านความถี่ผ่านได้ทำการป้อนสัญญาณจากเครื่องกำเนิดสัญญาณต่างๆ โดยได้ป้อนสัญญาณคลื่นไซน์ ขนาด $1 V_{p-p}$ ที่ความถี่ต่างๆกัน จากนั้นจึงนำสัญญาณเอาต์พุตที่ได้มาเปรียบเทียบกับสัญญาณอินพุตแล้วจึงนำมาพล็อตกราฟเป็นผลตอบสนองของวงจร ซึ่งจะแสดงได้ดังรูปที่ 4.11, 4.12, 4.13 ตามลำดับ เมื่อได้คุณสมบัติการตอบสนองความถี่ของวงจรแล้วจากนั้นจะนำสัญญาณเสียงที่รับมาทำการกรองย่านความถี่เพื่อเลือกช่วงความถี่เสียงที่ 20 kHz , 50 kHz และ 100 kHz ผ่านได้เท่านั้น โดยสัญญาณนอกเหนือจากนี้จะถูกลดระดับหมด ซึ่งจะแสดงสัญญาณได้ดังรูปที่ 4.14, 4.15 และ 4.16 ตามลำดับ



รูปที่ 4.11 กราฟผลตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองย่านความถี่ผ่าน 20 kHz

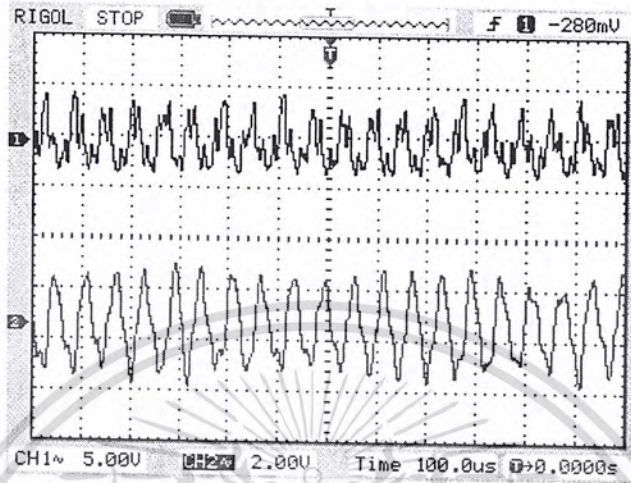


รูปที่ 4.12 กราฟผลตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองความถี่ผ่าน 50 kHz

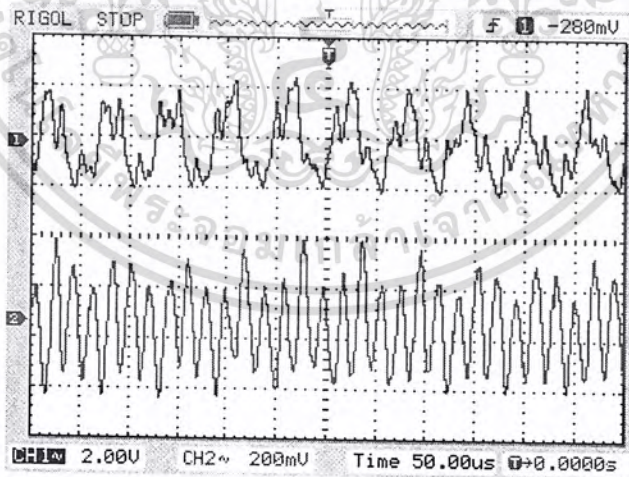


รูปที่ 4.13 กราฟผลตอบสนองทางเฟสของวงจรภาคกรองความถี่ผ่าน 100 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

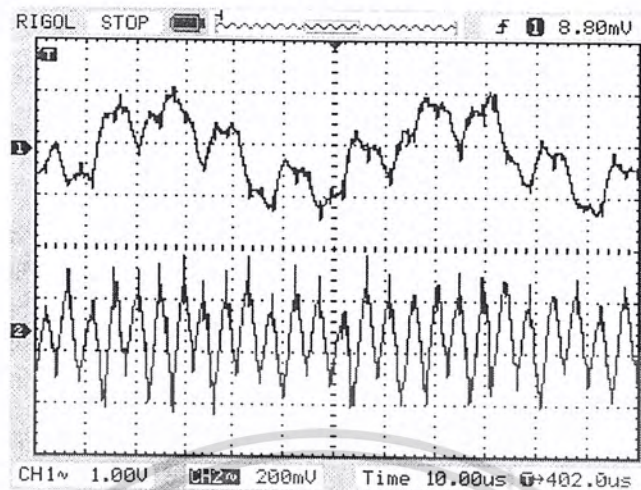


รูปที่ 4.14 สัญญาณที่ผ่านวงจรกรองย่านความถี่ผ่านที่ความถี่ 20 kHz
โดย ช่องที่ 1 รูปสัญญาณอินพุตที่ได้จากวงจรรับสัญญาณแสง
ช่องที่ 2 รูปสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรกรองย่านความถี่ผ่าน



รูปที่ 4.15 สัญญาณที่ผ่านวงจรกรองย่านความถี่ผ่านที่ความถี่ 50 kHz
โดย ช่องที่ 1 รูปสัญญาณอินพุตที่ได้จากวงจรรับสัญญาณแสง
ช่องที่ 2 รูปสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรกรองย่านความถี่ผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

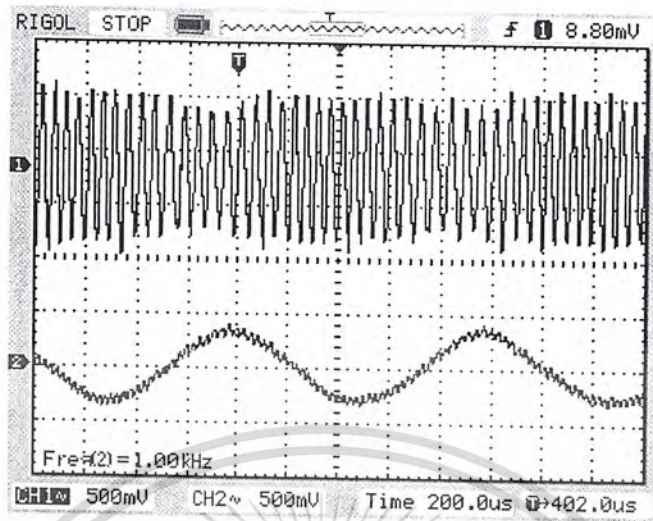


รูปที่ 4.16 สัญญาณที่ผ่านวงจรกรองย่านความถี่ผ่านที่ความถี่ 100 kHz

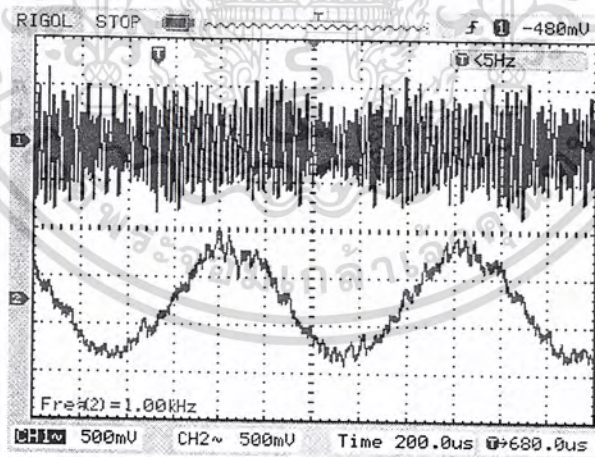
โดย ช่องที่ 1 รูปสัญญาณอินพุตที่ได้จากวงจรรับสัญญาณแสง
ช่องที่ 2 รูปสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรกรองย่านความถี่ผ่าน

4.2.3 ผลการทดสอบวงจรดีมอดูเลตทางความถี่

ในการทดสอบวงจรดีมอดูเลตทางความถี่จะนำสัญญาณเสียงที่ผ่านการกรองย่านความถี่ผ่านเพื่อเลือกช่วงความถี่เสียงที่ 20 kHz, 50 kHz และ 100 kHz มาผ่านวงจรดีมอดูเลตทางความถี่เพื่อแยกสัญญาณเสียงที่ต้องการออกจากสัญญาณคลื่นพาห์ก่อนที่จะนำไปใช้ในวงจรภาคขยายสัญญาณเสียงต่อไป แล้วจึงทำการเปรียบเทียบสัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ ซึ่งจะแสดงสัญญาณได้ดังรูปที่ 4.17, 4.18 และ 4.19 ตามลำดับ

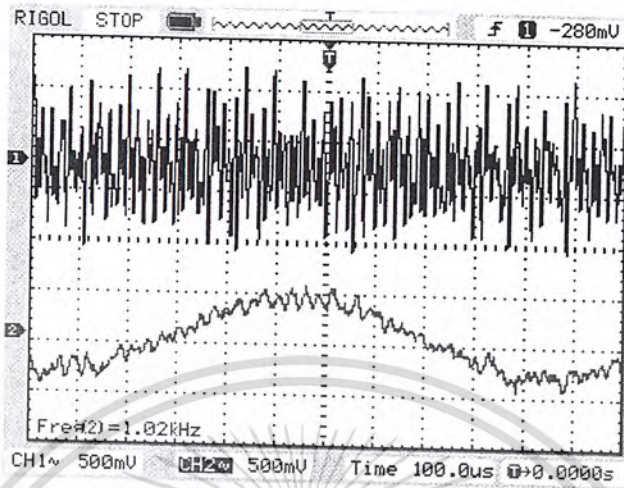


รูปที่ 4.17 สัญญาณที่ผ่านวงจรคิมอดูเลตทางความถี่ที่ความถี่ 20 kHz
โดย ช่องที่ 1 รูปสัญญาณอินพุตที่ได้จากวงจรกรองย่านความถี่ผ่าน
ช่องที่ 2 รูปสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรคิมอดูเลตทางความถี่



รูปที่ 4.18 สัญญาณที่ผ่านวงจรคิมอดูเลตทางความถี่ที่ความถี่ 50 kHz
โดย ช่องที่ 1 รูปสัญญาณอินพุตที่ได้จากวงจรกรองย่านความถี่ผ่าน
ช่องที่ 2 รูปสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรคิมอดูเลตทางความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

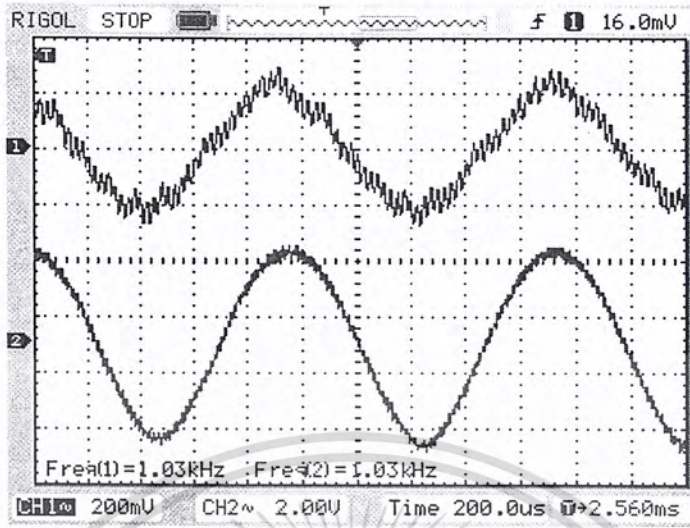


รูปที่ 4.19 สัญญาณที่ผ่านวงจรคิมอดูเลตทางความถี่ที่ความถี่ 100 kHz

โดย ช่องที่ 1 รูปสัญญาณอินพุตที่ได้จากวงจรกรองย่านความถี่ผ่าน
ช่องที่ 2 รูปสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรคิมอดูเลตทางความถี่

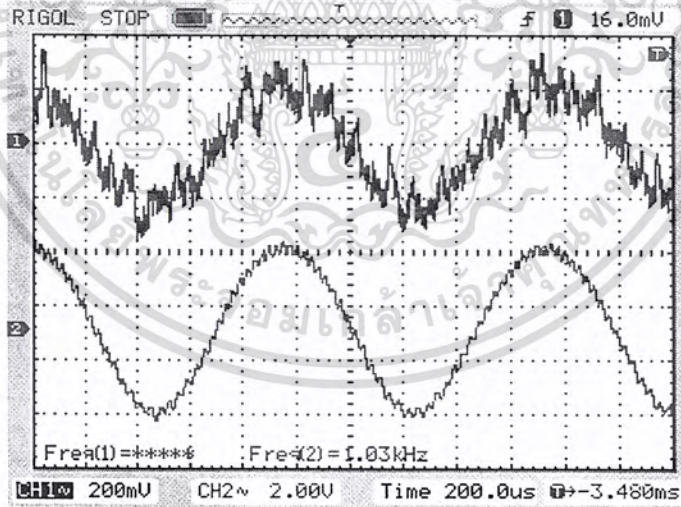
4.2.4 ผลการทดสอบวงจรขยายสัญญาณเสียง

ในการทดสอบวงจรขยายสัญญาณเสียง จะนำสัญญาณที่ผ่านการคิมอดูเลตทางความถี่ที่ 20 kHz , 50 kHz และ 100 kHz มาแล้วนั้น นำไปขยายสัญญาณเสียงเพื่อให้สัญญาณเสียงมีขนาดแรงมากพอที่จะไปขับลำโพง ซึ่งจะป้อนสัญญาณที่ผ่านวงจรคิมอดูเลตทางความถี่ไปเข้าที่อินพุตของวงจร และทำการปรับค่าอัตราขยาย จากนั้นจึงทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตเปรียบเทียบกับสัญญาณอินพุตเพื่อสังเกตลักษณะการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณซึ่งจะแสดงสัญญาณได้ดังรูปที่ 4.20, 4.21 และ 4.22 ตามลำดับ



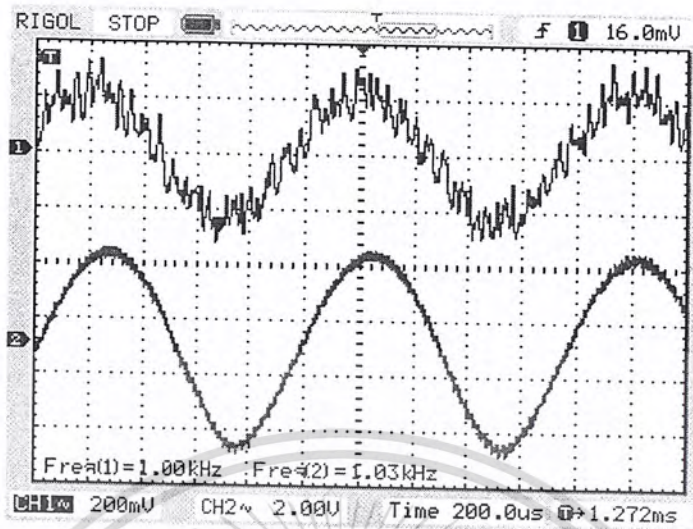
รูปที่ 4.20 สัญญาณที่ผ่านวงจรขยายสัญญาณเสียงที่ความถี่ 20 kHz

โดย ช่องที่ 1 รูปสัญญาณอินพุตที่ได้จากวงจรคิมอคูเลตทางความถี่
ช่องที่ 2 รูปสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรขยายสัญญาณเสียง



รูปที่ 4.21 สัญญาณที่ผ่านวงจรขยายสัญญาณเสียงที่ความถี่ 50 kHz

โดย ช่องที่ 1 รูปสัญญาณอินพุตที่ได้จากวงจรคิมอคูเลตทางความถี่
ช่องที่ 2 รูปสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรขยายสัญญาณเสียง



รูปที่ 4.22 สัญญาณที่ผ่านวงจรขยายสัญญาณเสียงที่ความถี่ 100 kHz

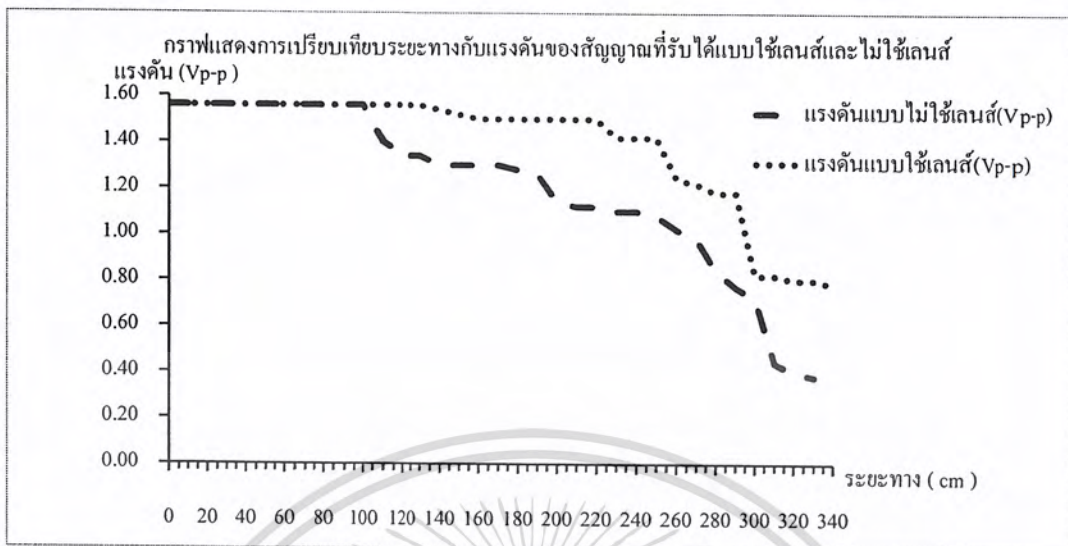
โดย ช่องที่ 1 รูปสัญญาณอินพุตที่ได้จากวงจรคิมอคูเลตทางความถี่
ช่องที่ 2 รูปสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรขยายสัญญาณเสียง

เมื่อได้ทดสอบการรับ - ส่งสัญญาณ โดยทำการป้อนสัญญาณคลื่นไซน์ความถี่ 1 kHz ที่ $1 V_{p-p}$ ในระยะทางต่างๆกัน โดยแบ่งเป็นแบบไม่ใช้เลนส์และแบบใช้เลนส์ ในการทดสอบได้ทำการป้อนสัญญาณเข้าทางฝั่งส่งและเมื่อผ่านกระบวนการ โดยทำการแปลงจากสัญญาณไฟฟ้าไปเป็นสัญญาณแสงแล้วส่งผ่านอากาศ ส่วนฝั่งรับจะทำหน้าที่ตรวจจับสัญญาณแสงแล้วเปลี่ยนจากสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้าแล้วผ่านกระบวนการออกสู่ลำโพง จะทำการเปรียบเทียบค่าแรงดันแบบไม่ใช้เลนส์และแบบใช้เลนส์ ในระยะทางที่ต่างๆกัน ซึ่งจะแสดงได้ดังตารางที่ 4.1 จากนั้นจึงนำสัญญาณเอาต์พุตที่ได้มาเปรียบเทียบกับสัญญาณอินพุตแล้วจึงนำมาพล็อตกราฟ ซึ่งจะแสดงสัญญาณได้ดังรูปที่ 4.23

ตารางที่ 4.1 การเปรียบเทียบระยะทางกับแรงดันของสัญญาณที่รับได้แบบใช้เลนส์และไม่ใช้เลนส์

ระยะทาง(cm)	แรงดันแบบไม่ใช้เลนส์(V_{p-p})	แรงดันแบบใช้เลนส์(V_{p-p})
50	1.56	1.56
100	1.56	1.56
110	1.4	1.56
120	1.34	1.56
130	1.34	1.56
140	1.3	1.54
150	1.3	1.52
160	1.3	1.5
170	1.3	1.5
180	1.28	1.5
190	1.26	1.5
200	1.14	1.5
210	1.12	1.5
220	1.12	1.5
230	1.1	1.42
240	1.1	1.42
250	1.08	1.42
260	1.02	1.24
270	0.98	1.22
280	0.84	1.18
290	0.77	1.18
300	0.72	0.82
310	0.44	0.82
320	0.4	0.8
330	0.38	0.8
340	0.38	0.78

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

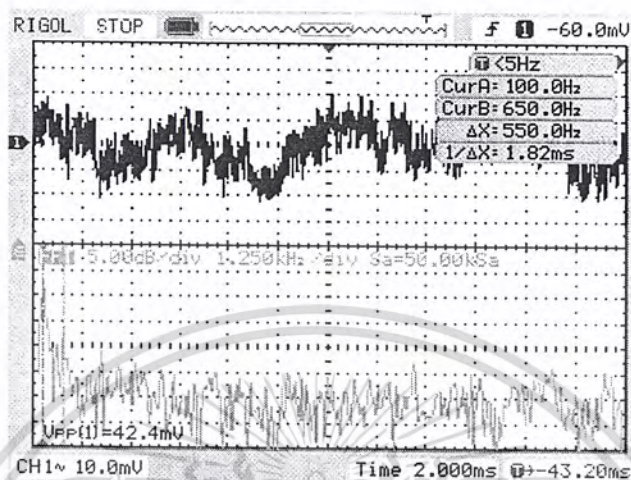


รูปที่ 4.23 กราฟแสดงการเปรียบเทียบระยะทางกับแรงดันของสัญญาณที่รับได้แบบใช้เลนส์และไม่ใช้เลนส์

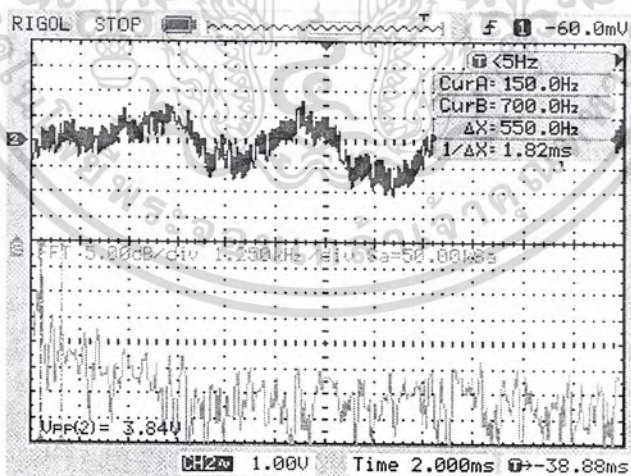
4.3 การส่งสัญญาณเสียงผ่านอากาศ

4.3.1 ผลการทดสอบการส่งสัญญาณเสียงผ่านอากาศ

ในการทดสอบได้นำสัญญาณเสียงใส่เข้าไปยังภาคส่งแล้วส่งผ่านอากาศโดยให้สัญญาณเสียงออกมายังทางลำโพงในฝั่งของภากรับ ซึ่งจะแสดงสัญญาณได้ดังรูปที่ 4.24 และ 4.25 ตามลำดับ



รูปที่ 4.24 รูปสัญญาณเสียงที่ป้อนให้กับทางภาคส่ง



รูปที่ 4.25 รูปสัญญาณเสียงที่ป้อนให้กับทางภาครับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผล

ปริญญานิพนธ์นี้เสนอเกี่ยวกับการสื่อสารข้อมูลไร้สายผ่านแอลอีดีอินฟราเรด โดยอาศัยอากาศเป็นตัวกลาง ที่สามารถส่งสัญญาณได้ดีในระดับหนึ่ง แต่ถ้าใช้เลนส์นูนในการรวมแสงก็จะสามารถส่งสัญญาณได้ไกลและระดับสัญญาณจะมีความคมชัดมากขึ้น ซึ่งเป็นการส่งในลักษณะของการกระจายสัญญาณซึ่งใช้แอลอีดีอินฟราเรดหลายตัว ทำให้เป็นการช่วยเพิ่มพื้นที่ในการส่งสัญญาณได้มากขึ้น โดยที่แสงจากดวงอาทิตย์และหลอดฟลูออเรสเซนต์ มีผลกระทบต่อ การส่งสัญญาณทำให้ระดับสัญญาณที่รับได้ลดน้อยลง อีกทั้งระยะทางของตัวรับกับตัวส่งก็ส่งผลกระทบต่อความคมชัดของสัญญาณ ยิ่งระยะทางมากขึ้นความคมชัดก็จะลดน้อยลง

5.2 ข้อเสนอแนะ

แนวทางการพัฒนาโครงการ คือ ต้องใช้อุปกรณ์รับแสงที่มีคุณภาพดีเพื่อที่จะได้รับสัญญาณได้ดีขึ้น ที่ทำให้มีสัญญาณรบกวนลดน้อยลงและสามารถเพิ่มระยะทางให้ไกลขึ้นได้ด้วย อีกทั้งยังสามารถใช้วงจรอุปกรณ์ขับแสงที่มีแอลอีดีมากขึ้นเพื่อที่จะให้มีกำลังในการส่งได้มากขึ้น และยังสามารถใช้วงจรกรองย่านความถี่ผ่านที่มีประสิทธิภาพมากขึ้นทำให้การติดต่อเป็นไปอย่างมีประสิทธิภาพมากขึ้น

บรรณานุกรม

- [1] นายฉัฐพล สมบัติภิญโญ, นางสาวฉัฐยา อินทร์แก้ว, และนายฉัฐวัชร มหาวงศ์. “การส่งสัญญาณเสียงโดยใช้แสง.” วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต, สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2547.
- [2] นายธิศิษฎ์ ทานตะวัน, นายณภสินธุ์ วงษ์ชุ่ม, และนายบัณฑิต สุภณีจิวพัฒนา. “การส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านเส้นใยแสง.” วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต, สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2547.
- [3] นายพิทักษ์ เนตรพระ, และนายสรารัฐ เอ็ม โອช. “การส่งข้อมูลและสัญญาณเสียงด้วยแสงผ่านอากาศ.” วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต, สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2550.
- [4] นางสาวชญัญญาช วงษ์นิษา. “เครื่องรับ-ส่งสัญญาณภาพและเสียง.” วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต, สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2550.
- [5] ผศ.ดร.จิรสุดา โกษิยาภรณ์. วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์. พิมพ์ครั้งที่ 1. กรุงเทพฯ : ห้างหุ้นส่วนจำกัด วิ.เจ. พรินต์ติ้ง, 2551.
- [6] ทีมงานสมาร์ตเลิร์นนิ่ง. กัมگیر้ออกแบบวงจรIC. พิมพ์ครั้งที่ 1. กรุงเทพฯ : ห้างหุ้นส่วนสามัญสมาร์ตเลิร์นนิ่ง, 2553.
- [7] Alexander, Stephen B. *Optical Communication Receiver Design*. Washiton : The International of Optical Engineering, 1997.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LF155/LF156/LF256/LF257/LF355/LF356/LF357 JFET Input Operational Amplifiers

General Description

These are the first monolithic JFET input operational amplifiers to incorporate well matched, high voltage JFETs on the same chip with standard bipolar transistors (BI-FET™ Technology). These amplifiers feature low input bias and offset currents/low offset voltage and offset voltage drift, coupled with offset adjust which does not degrade drift or common-mode rejection. The devices are also designed for high slew rate, wide bandwidth, extremely fast settling time, low voltage and current noise and a low 1/f noise corner.

Features

Advantages

- Replace expensive hybrid and module FET op amps
- Rugged JFETs allow blow-out free handling compared with MOSFET input devices
- Excellent for low noise applications using either high or low source impedance—very low 1/f corner
- Offset adjust does not degrade drift or common-mode rejection as in most monolithic amplifiers
- New output stage allows use of large capacitive loads (5,000 pF) without stability problems
- Internal compensation and large differential input voltage capability

Applications

- Precision high speed integrators
- Fast D/A and A/D converters
- High impedance buffers
- Wideband, low noise, low drift amplifiers

- Logarithmic amplifiers
- Photocell amplifiers
- Sample and Hold circuits

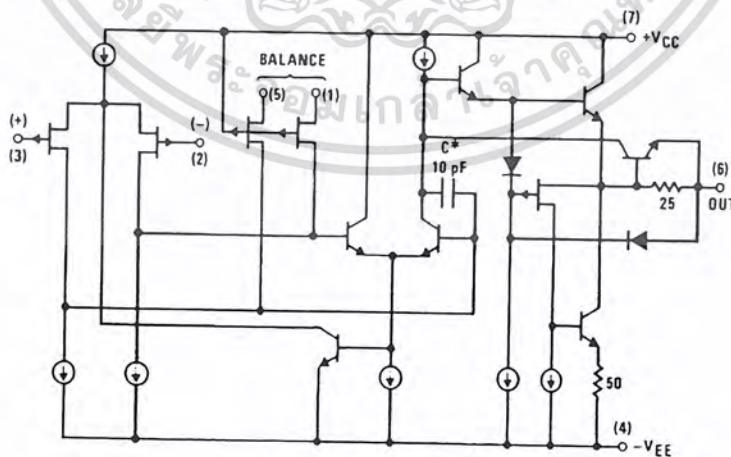
Common Features

- Low input bias current: 30pA
- Low Input Offset Current: 3pA
- High input impedance: $10^{12}\Omega$
- Low input noise current: $0.01 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
- High common-mode rejection ratio: 100 dB
- Large dc voltage gain: 106 dB

Uncommon Features

	LF155/ LF355	LF156/ LF256/ LF356	LF257/ LF357 ($A_v=5$)	Units
■ Extremely fast settling time to 0.01%	4	1.5	1.5	μs
■ Fast slew rate	5	12	50	$\text{V}/\mu\text{s}$
■ Wide gain bandwidth	2.5	5	20	MHz
■ Low input noise voltage	20	12	12	$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$

Simplified Schematic



*3pF in LF357 series.

00564601

BI-FET™, BI-FET II™ are trademarks of National Semiconductor Corporation.

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

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

	LF155/6	LF256/7/LF356B	LF355/6/7
Supply Voltage	±22V	±22V	±18V
Differential Input Voltage	±40V	±40V	±30V
Input Voltage Range (Note 2)	±20V	±20V	±16V
Output Short Circuit Duration	Continuous	Continuous	Continuous
T_{JMAX}			
H-Package	150°C	115°C	115°C
N-Package		100°C	100°C
M-Package		100°C	100°C
Power Dissipation at $T_A = 25^\circ\text{C}$ (Notes 1, 8)			
H-Package (Still Air)	560 mW	400 mW	400 mW
H-Package (400 LF/Min Air Flow)	1200 mW	1000 mW	1000 mW
N-Package		670 mW	670 mW
M-Package		380 mW	380 mW
Thermal Resistance (Typical) θ_{JA}			
H-Package (Still Air)	160°C/W	160°C/W	160°C/W
H-Package (400 LF/Min Air Flow)	65°C/W	65°C/W	65°C/W
N-Package		130°C/W	130°C/W
M-Package		195°C/W	195°C/W
(Typical) θ_{JC}			
H-Package	23°C/W	23°C/W	23°C/W
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C
Soldering Information (Lead Temp.)			
Metal Can Package			
Soldering (10 sec.)	300°C	300°C	300°C
Dual-In-Line Package			
Soldering (10 sec.)	260°C	260°C	260°C
Small Outline Package			
Vapor Phase (60 sec.)		215°C	215°C
Infrared (15 sec.)		220°C	220°C
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.			
ESD tolerance			
(100 pF discharged through 1.5k Ω)	1000V	1000V	1000V

DC Electrical Characteristics

(Note 3)

Symbol	Parameter	Conditions	LF155/6			LF256/7 LF356B			LF355/6/7			Units
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
V_{OS}	Input Offset Voltage	$R_S=50\Omega$, $T_A=25^\circ\text{C}$ Over Temperature		3	5 7		3	5 6.5		3	10 13	mV mV
$\Delta V_{OS}/\Delta T$	Average TC of Input Offset Voltage	$R_S=50\Omega$		5			5			5		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
$\Delta TC/\Delta V_{OS}$	Change in Average TC with V_{OS} Adjust	$R_S=50\Omega$, (Note 4)		0.5			0.5			0.5		$\mu\text{V}/\text{per mV}$
I_{OS}	Input Offset Current	$T_J=25^\circ\text{C}$, (Notes 3, 5) $T_J \leq T_{HIGH}$		3	20 20		3	20 1		3	50 2	pA nA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DC Electrical Characteristics (Continued)

(Note 3)

Symbol	Parameter	Conditions	LF155/6			LF256/7 LF356B			LF355/6/7			Units
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
I_B	Input Bias Current	$T_J=25^\circ\text{C}$, (Notes 3, 5) $T_J \leq T_{HIGH}$		30	100		30	100		30	200	pA nA
R_{IN}	Input Resistance	$T_J=25^\circ\text{C}$		10^{12}			10^{12}			10^{12}		Ω
A_{VOL}	Large Signal Voltage Gain	$V_S=\pm 15\text{V}$, $T_A=25^\circ\text{C}$ $V_O=\pm 10\text{V}$, $R_L=2\text{k}$ Over Temperature	50	200		50	200		25	200		V/mV V/mV
V_O	Output Voltage Swing	$V_S=\pm 15\text{V}$, $R_L=10\text{k}$ $V_S=\pm 15\text{V}$, $R_L=2\text{k}$	± 12 ± 10	± 13 ± 12		± 12 ± 10	± 13 ± 12		± 12 ± 10	± 13 ± 12		V V
V_{CM}	Input Common-Mode Voltage Range	$V_S=\pm 15\text{V}$	± 11	+15.1 -12		± 11	± 15.1 -12		+10	+15.1 -12		V V
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio		85	100		85	100		80	100		dB
PSRR	Supply Voltage Rejection Ratio	(Note 6)	85	100		85	100		80	100		dB

DC Electrical Characteristics

$T_A = T_J = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$

Parameter	LF155		LF355		LF156/256/257/356B		LF356		LF357		Units
	Typ	Max	Typ	Max	Typ	Max	Typ	Max	Typ	Max	
Supply Current	2	4	2	4	5	7	5	10	5	10	mA

AC Electrical Characteristics

$T_A = T_J = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$

Symbol	Parameter	Conditions	LF155/355	LF156/256/ 356B	LF156/256/356/ LF356B	LF257/357	Units
			Typ	Min	Typ	Typ	
SR	Slew Rate	LF155/6: $A_V=1$, LF357: $A_V=5$	5	7.5	12		V/ μs
GBW	Gain Bandwidth Product		2.5		5	50	V/ μs
t_s	Settling Time to 0.01%	(Note 7)	4		1.5	1.5	μs
e_n	Equivalent Input Noise Voltage	$R_S=100\Omega$ $f=100\text{ Hz}$ $f=1000\text{ Hz}$	25 20		15 12	15 12	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
i_n	Equivalent Input Current Noise	$f=100\text{ Hz}$ $f=1000\text{ Hz}$	0.01 0.01		0.01 0.01	0.01 0.01	pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
C_{IN}	Input Capacitance		3		3	3	pF

Notes for Electrical Characteristics

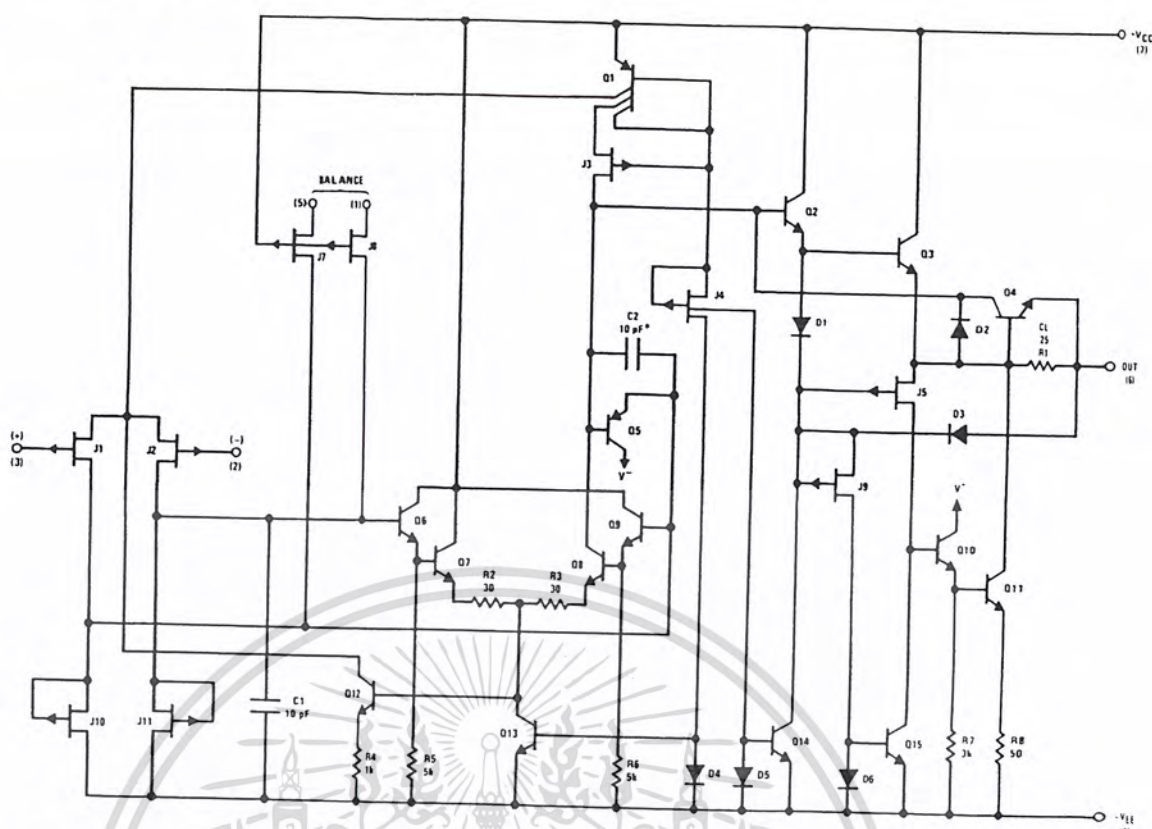
Note 1: The maximum power dissipation for these devices must be derated at elevated temperatures and is dictated by T_{JMAX} , θ_{JA} , and the ambient temperature, T_A . The maximum available power dissipation at any temperature is $P_D=(T_{JMAX}-T_A)/\theta_{JA}$ or the $25^\circ\text{C } P_{DMAX}$, whichever is less.

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

Note 3: Unless otherwise stated: these test conditions apply:

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Detailed Schematic

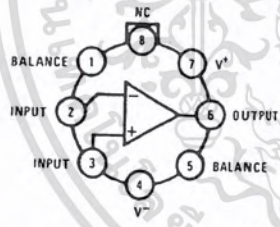


*C = 3pF in LF357 series.

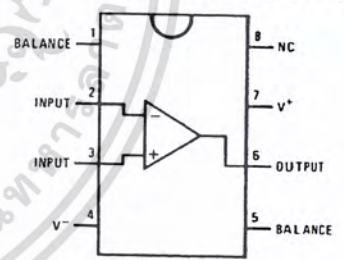
00564613

Connection Diagrams (Top Views)

Metal Can Package (H)



Dual-In-Line Package (M and N)



Order Number LF155H, LF156H, LF256H, LF257H, LF356BH, LF356H, or LF357H
See NS Package Number H08C

Order Number LF356M, LF356MX, LF355N, or LF356N
See NS Package Number M08A or N08E

*Available per JM38510/11401 or JM38510/11402

Application Hints

These are op amps with JFET input devices. These JFETs have large reverse breakdown voltages from gate to source and drain eliminating the need for clamps across the inputs. Therefore large differential input voltages can easily be accommodated without a large increase in input current. The maximum differential input voltage is independent of the supply voltages. However, neither of the input voltages should be allowed to exceed the negative supply as this will cause large currents to flow which can result in a destroyed unit.

Exceeding the negative common-mode limit on either input will force the output to a high state, potentially causing a

Application Hints (Continued)

reversal of phase to the output. Exceeding the negative common-mode limit on both inputs will force the amplifier output to a high state. In neither case does a latch occur since raising the input back within the common-mode range again puts the input stage and thus the amplifier in a normal operating mode.

Exceeding the positive common-mode limit on a single input will not change the phase of the output however, if both inputs exceed the limit, the output of the amplifier will be forced to a high state.

These amplifiers will operate with the common-mode input voltage equal to the positive supply. In fact, the common-mode voltage can exceed the positive supply by approximately 100 mV independent of supply voltage and over the full operating temperature range. The positive supply can therefore be used as a reference on an input as, for example, in a supply current monitor and/or limiter.

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

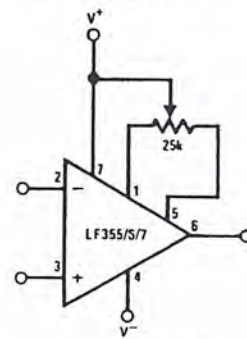
All of the bias currents in these amplifiers are set by FET current sources. The drain currents for the amplifiers are therefore essentially independent of supply voltage.

As with most amplifiers, care should be taken with lead dress, component placement and supply decoupling in order to ensure stability. For example, resistors from the output to an input should be placed with the body close to the input to minimize "pickup" and maximize the frequency of the feedback pole by minimizing the capacitance from the input to ground.

A feedback pole is created when the feedback around any amplifier is resistive. The parallel resistance and capacitance from the input of the device (usually the inverting input) to AC ground set the frequency of the pole. In many instances the frequency of this pole is much greater than the expected 3dB frequency of the closed loop gain and consequently there is negligible effect on stability margin. However, if the feedback pole is less than approximately six times the expected 3 dB frequency a lead capacitor should be placed from the output to the input of the op amp. The value of the added capacitor should be such that the RC time constant of this capacitor and the resistance it parallels is greater than or equal to the original feedback pole time constant.

Typical Circuit Connections

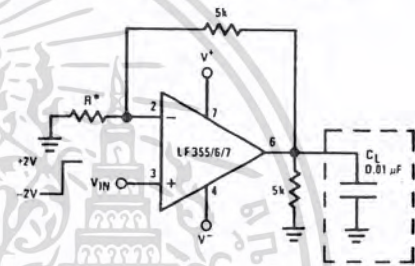
V_{OS} Adjustment



00564667

- V_{OS} is adjusted with a 25k potentiometer
- The potentiometer wiper is connected to V^+
- For potentiometers with temperature coefficient of 100 ppm/°C or less the additional drift with adjust is $\approx 0.5\mu V/^\circ C/mV$ of adjustment
- Typical overall drift: $5\mu V/^\circ C \pm (0.5\mu V/^\circ C/mV \text{ of adj.})$

Driving Capacitive Loads



00564668

* LF155/6 $R = 5k$

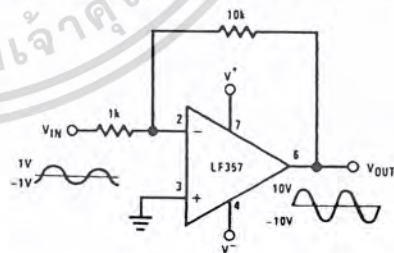
LF357 $R = 1.25k$

Due to a unique output stage design, these amplifiers have the ability to drive large capacitive loads and still maintain stability. $C_{L(MAX)} \approx 0.01\mu F$.

Overshoot $\leq 20\%$

Settling time (t_s) $\approx 5\mu s$

LF357. A Large Power BW Amplifier

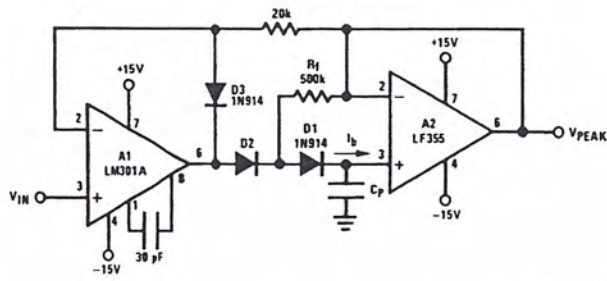


00564615

For distortion $\leq 1\%$ and a 20 Vp-p V_{OUT} swing, power bandwidth is: 500kHz.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

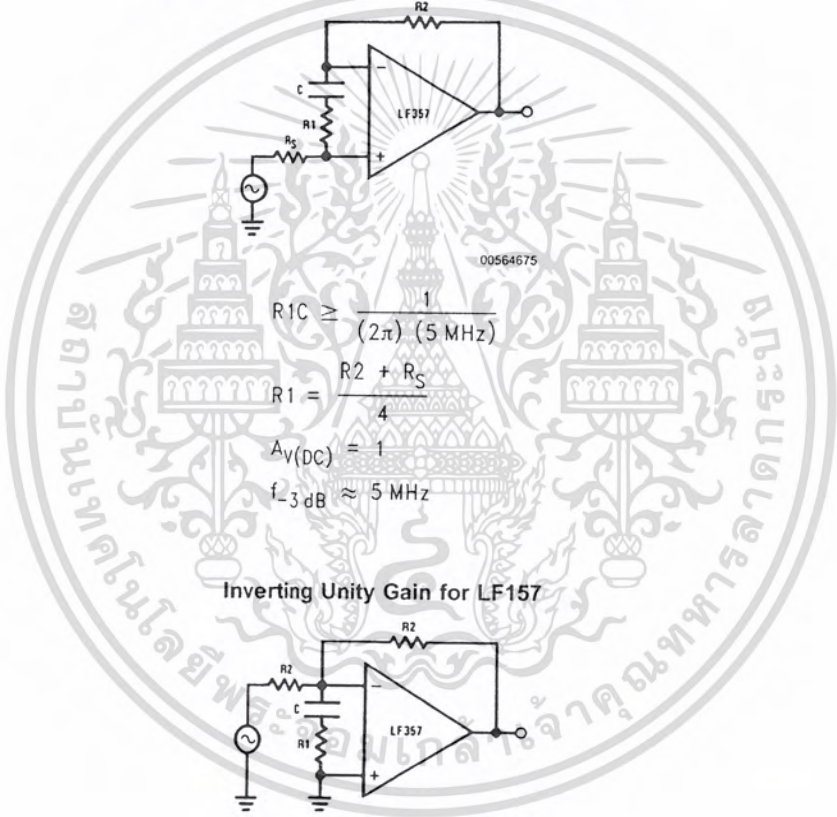
Low Drift Peak Detector



00564623

- By adding D1 and R_f, V_{D1}=0 during hold mode. Leakage of D2 provided by feedback path through R_f.
- Leakage of circuit is essentially I_b (LF155, LF156) plus capacitor leakage of C_p.
- Diode D3 clamps V_{OUT} (A1) to V_{IN}-V_{D3} to improve speed and to limit reverse bias of D2.
- Maximum input frequency should be << 1/2πR_fC_{D2} where C_{D2} is the shunt capacitance of D2.

Non-Inverting Unity Gain Operation for LF157



00564675

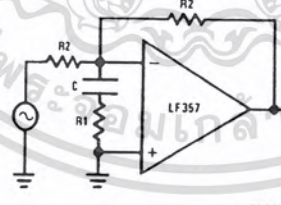
$$R1C \geq \frac{1}{(2\pi)(5 \text{ MHz})}$$

$$R1 = \frac{R2 + R3}{4}$$

$$A_{V(DC)} = 1$$

$$f_{-3 \text{ dB}} \approx 5 \text{ MHz}$$

Inverting Unity Gain for LF157



00564625

$$R1C \geq \frac{1}{(2\pi)(5 \text{ MHz})}$$

$$R1 = \frac{R2}{4}$$

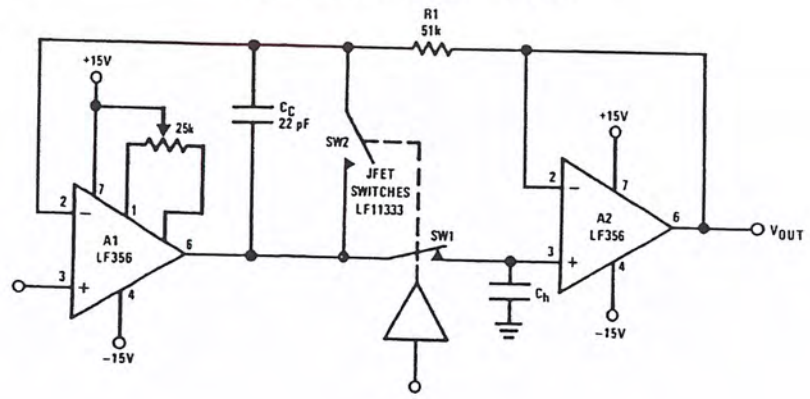
$$A_{V(DC)} = -1$$

$$f_{-3 \text{ dB}} \approx 5 \text{ MHz}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

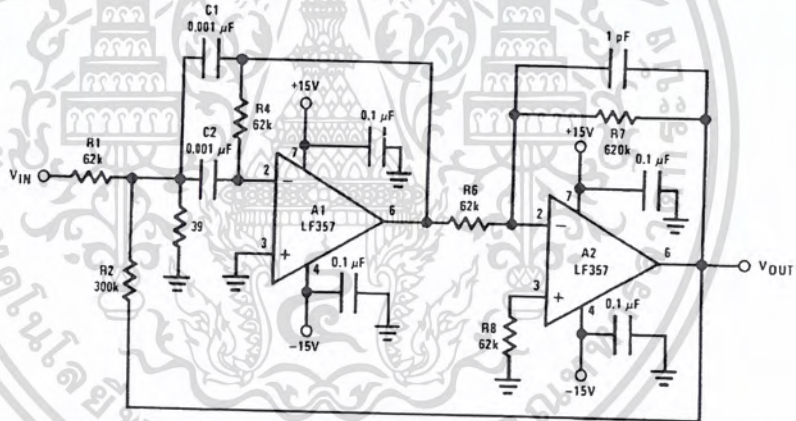
High Accuracy Sample and Hold



00564627

- By closing the loop through A2, the V_{OUT} accuracy will be determined uniquely by A1. No V_{OS} adjust required for A2.
- T_A can be estimated by same considerations as previously but, because of the added propagation delay in the feedback loop (A2) the overshoot is not negligible.
- Overall system slower than fast sample and hold
- R_1, C_C : additional compensation
- Use LF156 for
 - Fast settling time
 - Low V_{OS}

High Q Band Pass Filter



00564628

- By adding positive feedback (R2)
- Q increases to 40
- $f_{BP} = 100 \text{ kHz}$

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = 10\sqrt{Q}$$

- Clean layout recommended
- Response to a 1Vp-p tone burst: 300μs

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะวิธีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FEATURES

- Low Frequency Drift, 50ppm/°C, Typical
- Simultaneous Sine, Triangle, and Square Wave Outputs
- Low Sine Wave Distortion - THD ≈ 1%
- High FM and Triangle Linearity
- Wide Frequency Range 0.001Hz to 200KHz
- Variable Duty Cycle, 2% to 98%
- Low Distortion Variation with Temperature

APPLICATIONS

- Precision Waveform Generation
- Sweep and FM Generation
- Tone Generation
- Instrumentation and Test Equipment Design
- Precision PLL Design

GENERAL DESCRIPTION

The XR-8038A is a precision waveform generator IC capable of producing sine, square, triangular, sawtooth, and pulse waveforms, with a minimum number of external components and adjustments. The XR-8038A allows the elimination of the external distortion adjusting resistor which greatly improves the temperature drift of distortion, as well as lowering external parts count. Its operating frequency can be selected over eight decades of frequency, from 0.001Hz to 200kHz, by the choice of external R-C components. The frequency of oscillation is highly stable over a wide range of temperature and supply

voltage changes. Both full frequency sweeping as well as smaller frequency variations (FM) can be accomplished with an external control voltage. Each of the three basic waveform outputs, (i.e., sine, triangle and square) are simultaneously available from independent output terminals.

The XR-8038A monolithic waveform generator uses advanced processing technology and Schottky-barrier diodes to enhance its frequency performance.

ORDERING INFORMATION

Part No.	Package	Operating Temperature Range
XR-8038ACP	14 Lead 300 mil PDIP	0°C to 70°C

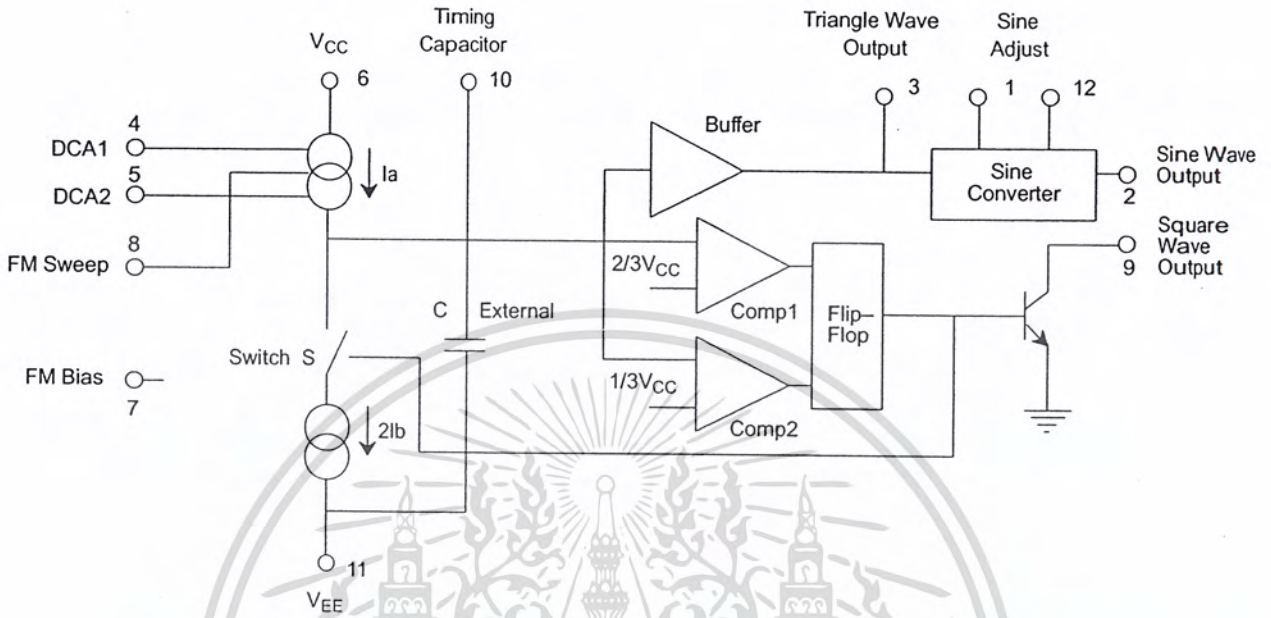
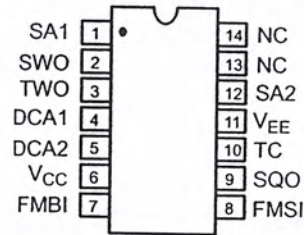


Figure 1. XR-8038A Block Diagram

PIN CONFIGURATION



14 Lead PDIP (0.300")

PIN DESCRIPTION

Pin #	Symbol	Type	Description
1	SA1	I	Wave Form Adjust Input 1.
2	SWO	O	Sine Wave Output.
3	TWO	O	Triangle Wave Output.
4	DCA1	I	Duty Cycle Adjustment Input.
5	DCA2	I	Duty Cycle Adjustment Input.
6	V _{CC}		Positive Power Supply.
7	FMBI	I	Frequency Modulation Input.
8	FMSI	I	Frequency Sweep Input.
9	SQO	O	Square Wave Output.
10	TC	I	Timing Capacitor Input.
11	VEE		Negative Power Supply.
12	SA2	I	Wave Form Adjust Input 2.
13	NC		No Connect.
14	NC		No Connect.

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test Conditions: $V_S = \pm 5V$ to $\pm 15V$, $T_A = 25^\circ C$, $R_L = 1M\Omega$, $R_A = R_B = 10k\Omega$, $C_1 = 3300pF$, S_1 closed, unless otherwise specified. (See Figure 2.)

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Unit	Conditions
General Characteristics					
Supply Voltage, V_S					
Single Supply	10		30	V	
Dual Supplies	± 5		± 15	V	
Supply Current		12	20	mA	$V_S = \pm 10V^1$
Frequency Characteristics (Measured at Pin 9)					
Range of Adjustment					
Max. Operating Frequency	200			kHz	$R_A = R_B = 1.5k\Omega$, $C_1 = 680pF$, $R_L = 10K$
Lowest Practical Frequency		0.001		Hz	$R_A = R_B = 1M\Omega$, $C_1 = 500\mu F$ (Low Leakage Capacitor)
Max. Sweep Frequency of FM Input		100		kHz	
FM Sweep Range		1000:1			S_1 Open ^{2,3}
FM Linearity 10:1 Ratio		0.2		%	S_1 Open ³
Range of Timing Resistors	0.5		1000	$K\Omega$	Values of R_A and R_B
Temperature Stability		50		PPM/ $^\circ C$	$T_A = 0^\circ C$ to $70^\circ C$
Power Supply Stability		0.05		%/V	$10V \leq V_S \leq 30V$ or $\pm 5V \leq V_S \leq 15V$
Output Characteristics					
Square-Wave					Measured at Pin 9
Amplitude (Peak-to-Peak)	0.9	0.98		$\times V_{SPLY}$	$R_L = 100k\Omega$
Saturation Voltage		0.2	0.5	V	$I_{SINK} = 2mA$
Rise Time		100		ns	$R_L = 4.7k\Omega$
Fall Time		40		ns	$R_L = 4.7k\Omega$
Duty Cycle Adjustment	2		98	%	
Triangle/Sawtooth/Ramp					Measured at Pin 3
Amplitude (Peak-to-Peak)	0.3	0.33		$\times V_{SPLY}$	$R_L = 100k\Omega$
Linearity		0.1		%	

Notes

¹ Currents through R_A and R_B not included.

² $V_{SUPPLY} = 20V$.

³ Apply sweep voltage at Pin 8.

$$V_{CC} - (1/3 V_{SUPPLY} - 2) \leq V_{PIN 8} \leq V_{CC}$$

V_{SUPPLY} = Total Supply Voltage across the IC

Specifications are subject to change without notice

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (CONT'D)

Test Conditions: $V_S = \pm 5V$ to $\pm 15V$, $T_A = 25^\circ C$, $R_L = 1M\Omega$, $R_A = R_B = 10k\Omega$, $C_1 = 3300pF$, S_1 closed, unless otherwise specified. (See Figure 2.)

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Unit	Conditions
Output Characteristics (Cont'd)					
Output Impedance		200		Ω	$I_{OUT} = 5mA$
Sine-Wave Amplitude (Peak-to-Peak)	0.2	0.22		$\times V_{SPLY}$	$R_L = 100k\Omega$
Distortion		0.8	3	%	$R_L = 1M\Omega^{4,5}$
Unadjusted		0.5		%	$R_L = 1M\Omega^{4,5}$
Adjusted		0.3		%	

Notes

⁴ Triangle duty cycle set at 50%, use R_A and R_B .

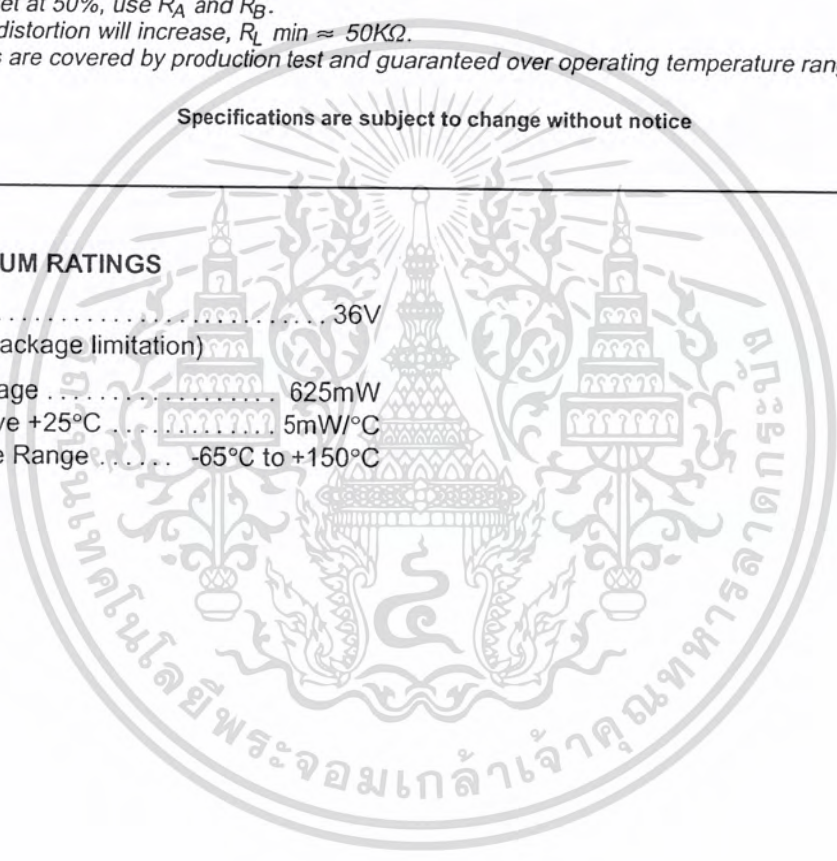
⁵ As R_L is decreased distortion will increase, $R_L \text{ min} \approx 50K\Omega$.

Bold face parameters are covered by production test and guaranteed over operating temperature range.

Specifications are subject to change without notice

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Power Supply	36V
Power Dissipation (package limitation)	
Plastic Package	625mW
Derate Above +25°C	5mW/°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C



SYSTEM DESCRIPTION

The XR-8038A precision waveform generator produces highly stable and sweepable square, triangle, and sine waves across eight frequency decades. The device time base employs resistors and a capacitor for frequency and duty cycle determination. The generator contains dual comparators, a flip-flop driving a switch, current sources, buffers, and a sine wave converter. Three identical frequency outputs are simultaneously available. Supply voltage can range from 10V to 30V, or $\pm 5V$ to $\pm 15V$ with dual supplies.

Unadjusted sine wave distortion is typically less than 0.7% with the sine wave distortion adjust pin (Pin 1) open. Distortion levels may be improved by including a 100k Ω

potentiometer between the supplies, with the wiper connected to Pin 1.

Small frequency deviation (FM) is accomplished by applying modulation voltage to Pins 7 and 8; large frequency deviation (sweeping) is accomplished by applying voltage to Pin 8 only. Sweep range is typically 1000:1.

The square wave output is an open collector transistor; output amplitude swing closely approaches the supply voltage. Triangle output amplitude is typically 1/3 of the supply, and sine wave output reaches 0.22 of the supply voltage.

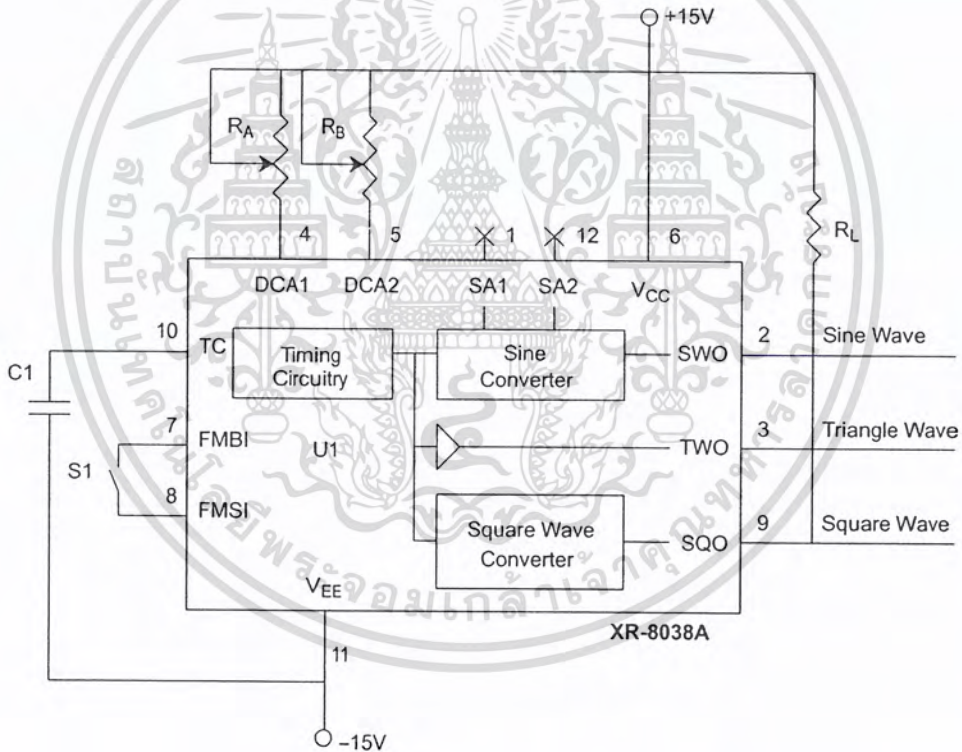


Figure 2. Generalized Test Circuit

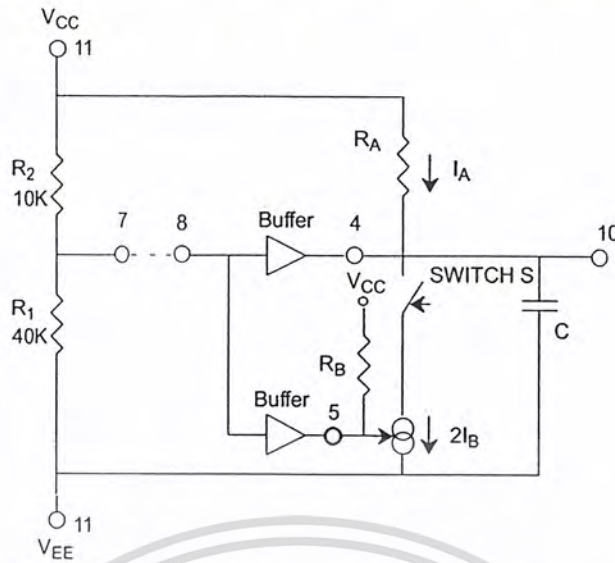


Figure 3. Detailed View of Current Sources I_A and $2I_B$.

WAVEFORM ADJUSTMENT

The symmetry of all waveforms can be adjusted with the external timing resistors. Two possible ways to accomplish this are shown in Figure 4, Figure 5, and Figure 6. Best results are obtained by keeping the timing resistors R_A and R_B separate (Figure 4.) R_A controls the rising portion of the triangle and sine wave and the "low" state of the square wave.

The magnitude of the triangle waveform is set at $1/3 V_{CC}$; therefore, the duration of the rising proportion of the triangle is:

$$t_1 = \frac{C \cdot |\Delta V|}{I_A} = \frac{C \cdot \left[\frac{2}{3} V_{CC} - \frac{1}{3} V_{CC} \right]}{\frac{V_{CC}}{5R_A}} = \frac{5}{3} R_A \cdot C$$

The duration of the falling portion of the triangle and sine wave and the "low" state of the square wave is:

$$t_2 = \frac{C \cdot |\Delta V|}{2I_B - I_A} = \frac{C \cdot \left[\frac{2}{3} V_{CC} - \frac{1}{3} V_{CC} \right]}{\frac{2V_{CC}}{5R_B} - \frac{V_{CC}}{5R_A}} = \frac{5}{3} \cdot \frac{R_A R_B C}{2R_A - R_B}$$

Thus a 50% duty cycle is achieved when $R_A = R_B$

If the duty-cycle is to be varied over a small range about 50%, the connection shown in Figure 5 is slightly more convenient. If no adjustment of the duty cycle is desired,

pins 4 and 5 can be shorted together, as shown in Figure 6. This connection, however, carries an inherently larger variation of the duty cycle.

With two separate timing resistors the frequency is given by:

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{1}{\frac{5}{3} \cdot R_A C \left(1 + \frac{R_B}{2R_A - R_B} \right)}$$

or, if $R_A = R_B = R$

$$f = \frac{0.3}{RC} \quad (\text{for Figure 4.})$$

If a single timing resistor is used (Figure 5 and Figure 6), the frequency is:

$$f = \frac{0.15}{RC}$$

The frequency of oscillation is independent of supply voltage, even though none of the voltages are regulated inside the integrated circuit. This is due to the fact that both currents and thresholds are direct, linear function of the supply voltage and thus their effects cancel.

DISTORTION ADJUSTMENT

To minimize sine wave distortion, two potentiometers can be connected as shown in *Figure 7*. This configuration allows a reduction of sine wave distortion close to 0.5%.

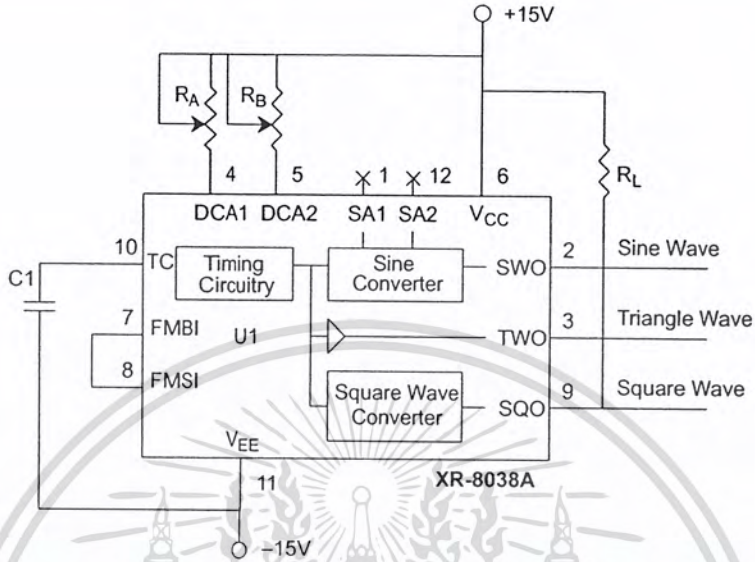


Figure 4. Possible Connection for External Duty Cycle Adjust

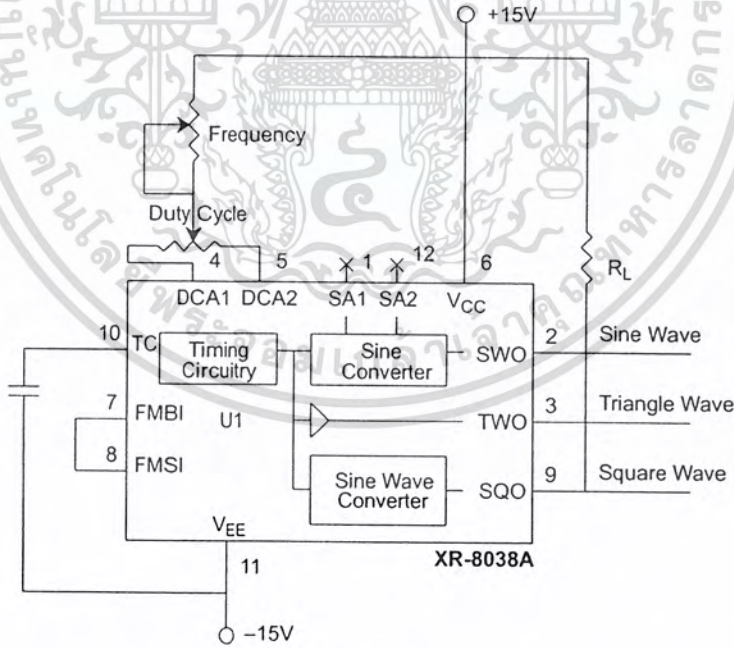


Figure 5. Single Potentiometer for External Duty Cycle Adjust

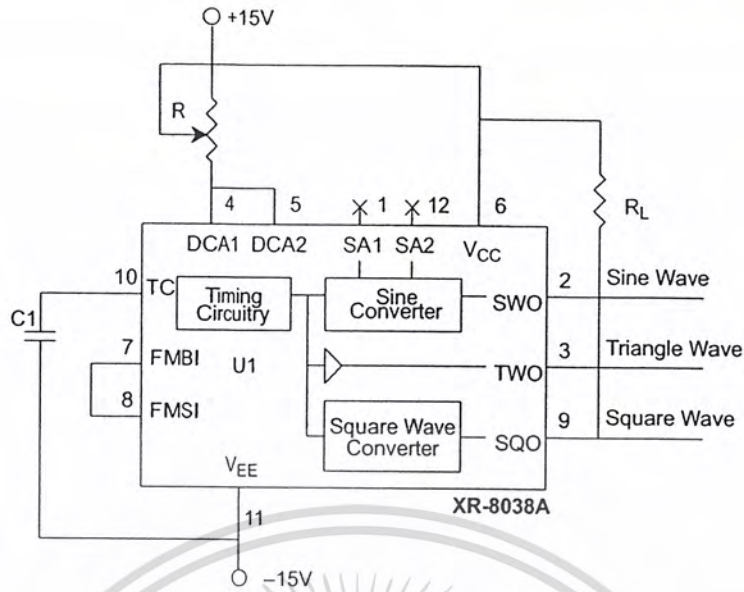


Figure 6. No Duty Cycle Adjust

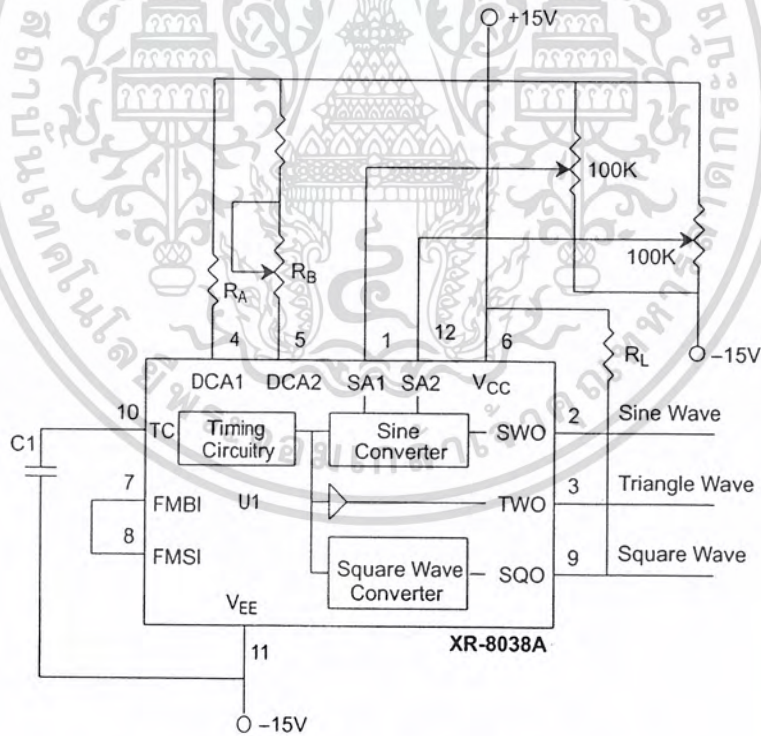


Figure 7. Minimum Sine Wave Distortion

SELECTING TIMING COMPONENTS

For any given output frequency, there is a wide range of R and C combinations that will work. However, certain constraints are placed upon the magnitude of the charging current for optimum performance. At the low end, currents of less than 0.1μA are undesirable because circuit leakages will contribute significant errors at high temperatures. At higher currents ($I > 5\text{mA}$), transistor betas and saturation voltages will contribute increasingly large errors. Optimum performance will be obtained for charging currents of 1μA to 1mA. If pins 7 and 8 are shorted together, the magnitude of the charging current due to R_A can be calculated from:

$$I = \frac{R_1 \cdot V_{CC}}{(R_1 + R_2)} \cdot \frac{1}{R_A} = \frac{V_{CC}}{5R_A}$$

A similar calculation holds for R_B .

When the duty cycle is greater than 60%, the device may not oscillate every time, unless:

1. The rise times of the V+ are 10X times slower than $R_A \cdot C_T$.
2. A 0.1μF capacitor is tied from pin 7 and 8 to ground.

NOTE:

- This is only needed if the duty cycle is powered up with $R_A \gg R_B$.

SINGLE-SUPPLY AND SPLIT-SUPPLY OPERATION

The waveform generator can be operated either from a single power supply (10V to 30V) or a dual power supply ($\pm 5\text{V}$ to $\pm 15\text{V}$). With a single power supply the average levels of the triangle and sine wave are at exactly one half of the supply voltage, while the square wave alternates between $+V_{CC}$ and ground. A split power supply has the

advantage that all waveforms move symmetrically about ground.

The square wave output is not committed. A load resistor can be connected to a different power supply, as long as the applied voltage remains within the breakdown capability of the waveform generator (30V). In this way, the square wave output will be TTL compatible (load resistor connected to +5V) while the waveform generator itself is powered from a higher supply voltage.

FREQUENCY MODULATION AND SWEEP

The frequency of the waveform generator is an inverse function of the dc voltage at pin 8 (measured from $+V_{CC}$). By altering this voltage, frequency modulation is performed.

For small deviations (e.g., $\pm 10\%$), the modulating signal can be applied to pin 8 by merely providing ac coupling with a capacitor, as shown in *Figure 8*. An external resistor between pins 7 and 8 is not necessary, but it can be used to increase input impedance. Without it (i.e. pins 7 and 8 connected together), the input impedance is 8KΩ; with it, this impedance increases to $(R // 8\text{K}\Omega)$.

For larger FM deviations or for frequency sweeping, the modulating signal is applied between the positive supply voltage and pin 8 (*Figure 9*.) In this way the entire bias for the current sources is created by the modulating signal and a very large (e.g. 1000:1) sweep range is obtained ($f=0$ at $V_{\text{SWEEP}}=0$). Care must be taken, however, to regulate the supply voltage; in this configuration the charge current is no longer a function of the supply voltage (yet the trigger thresholds still are) and thus the frequency becomes dependent on the supply voltage. The potential on pin 8 may be swept from V_{CC} to $2/3 V_{CC}-2\text{V}$.

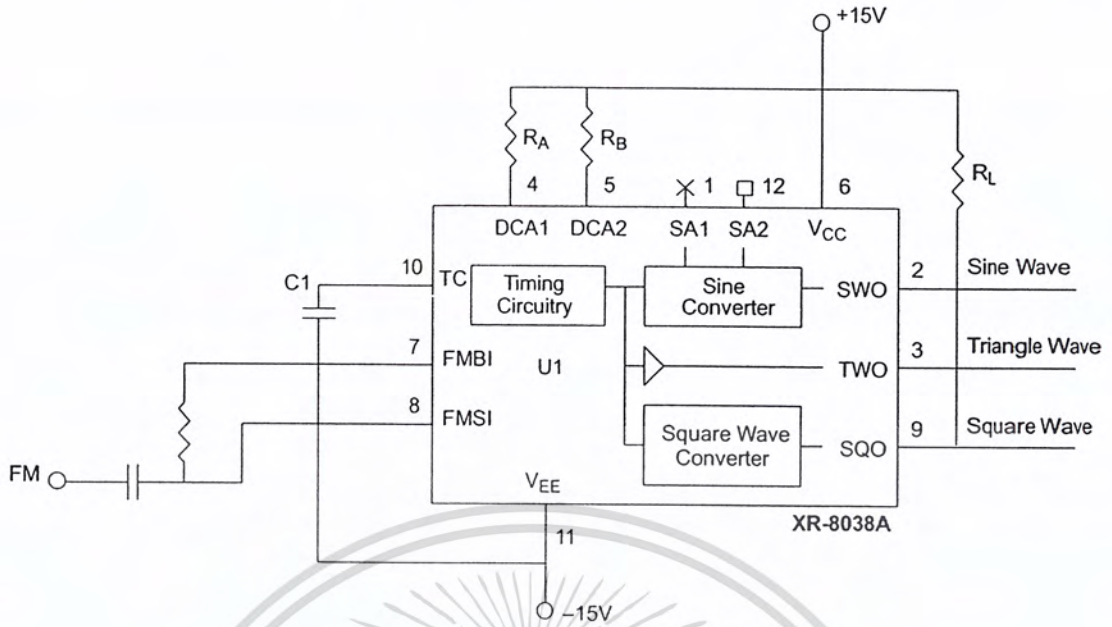


Figure 8. Frequency Modulator

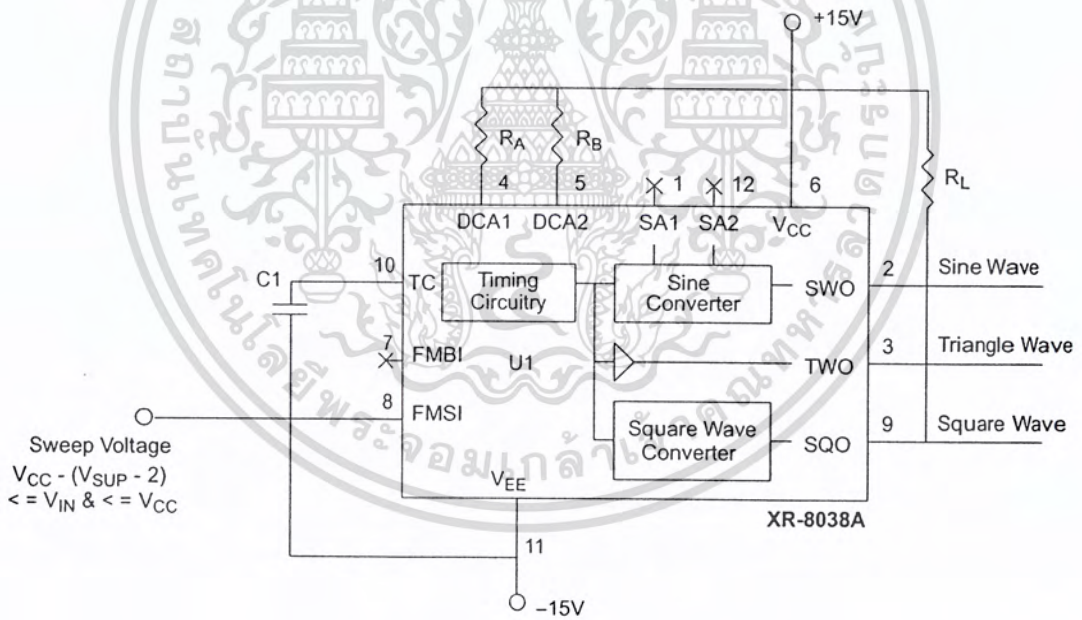


Figure 9. Frequency Sweep

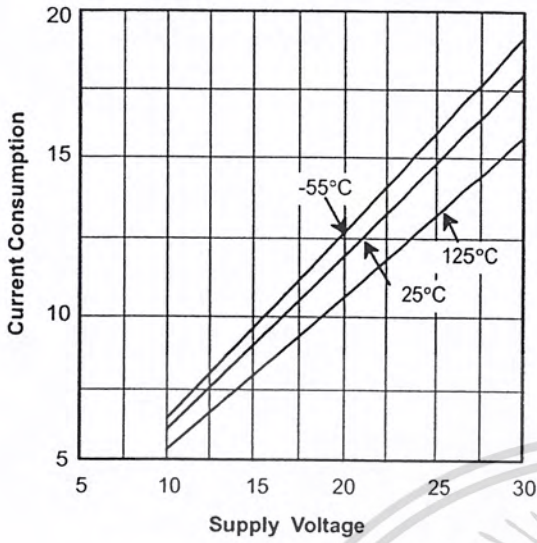


Figure 10. Power Dissipation vs. Supply Voltage

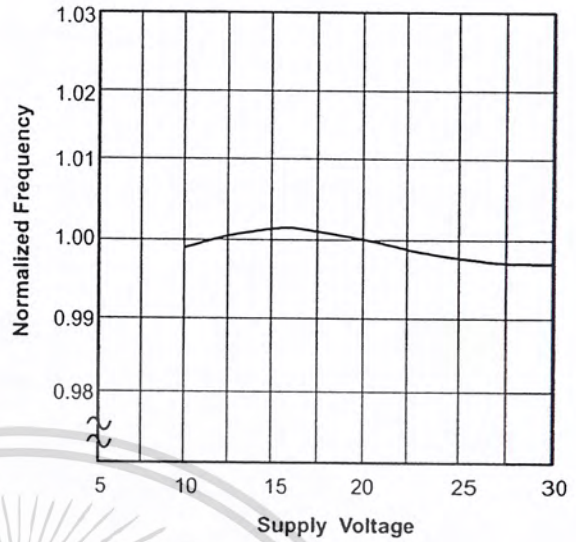


Figure 11. Frequency Drift vs. Power Supply

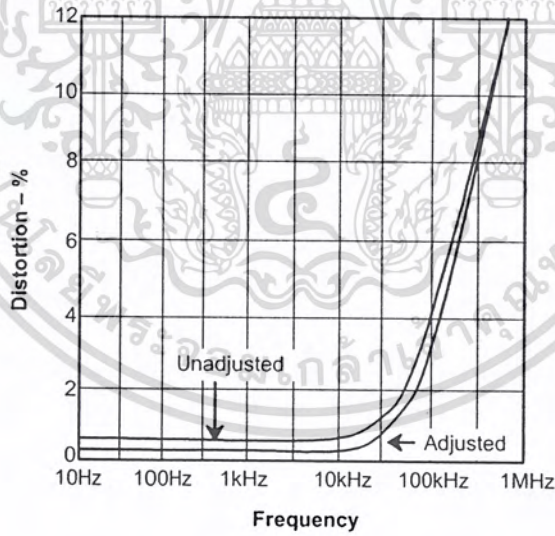


Figure 12. Sine Wave THD vs. Frequency

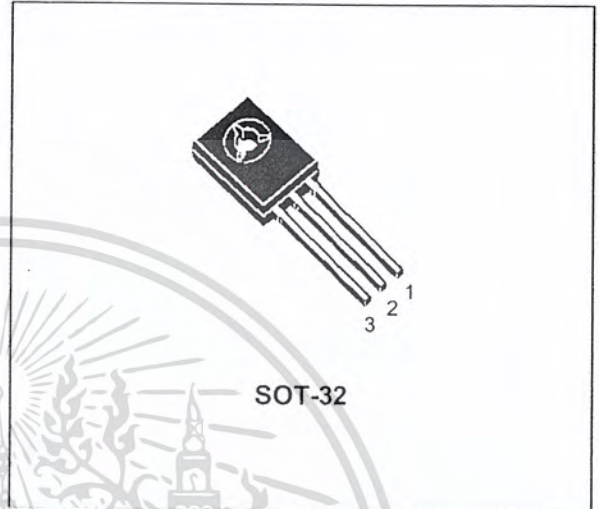
NPN SILICON TRANSISTORS

- STMicroelectronics PREFERRED SALESTYPES

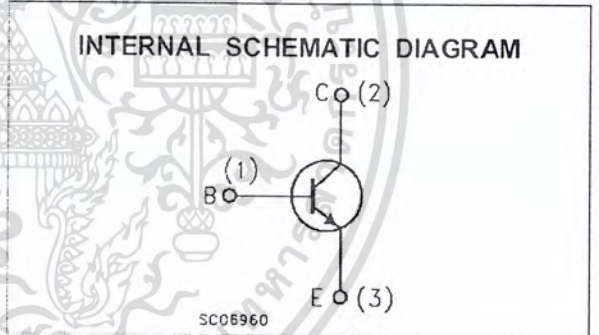
DESCRIPTION

The BD135 and BD139 are silicon epitaxial planar NPN transistors in Jedec SOT-32 plastic package, designed for audio amplifiers and drivers utilizing complementary or quasi complementary circuits.

The complementary PNP types are BD136 and BD140 respectively.



SOT-32



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value		Unit
		BD135	BD139	
V_{CBO}	Collector-Base Voltage ($I_E = 0$)	45	80	V
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage ($I_B = 0$)	45	80	V
V_{EBO}	Emitter-Base Voltage ($I_C = 0$)	5		V
I_C	Collector Current	1.5		A
I_{CM}	Collector Peak Current	3		A
I_B	Base Current	0.5		A
P_{Tot}	Total Dissipation at $T_c \leq 25^\circ\text{C}$	12.5		W
P_{Tot}	Total Dissipation at $T_{amb} \leq 25^\circ\text{C}$	1.25		W
T_{stg}	Storage Temperature	-65 to 150		$^\circ\text{C}$
T_j	Max. Operating Junction Temperature	150		$^\circ\text{C}$

THERMAL DATA

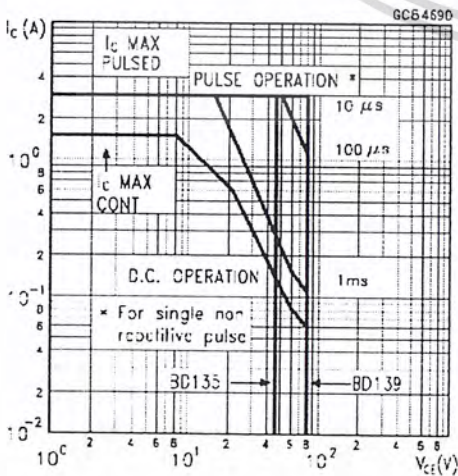
R _{thj-case}	Thermal Resistance Junction-case	Max	10	°C/W
-----------------------	----------------------------------	-----	----	------

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_{case} = 25 °C unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I _{CB0}	Collector Cut-off Current (I _E = 0)	V _{CB} = 30 V V _{CB} = 30 V T _C = 125 °C			0.1 10	μA μA
I _{EB0}	Emitter Cut-off Current (I _C = 0)	V _{EB} = 5 V			10	μA
V _{CEO(sus)*}	Collector-Emitter Sustaining Voltage	I _C = 30 mA for BD135 for BD139	45 80			V V
V _{CE(sat)*}	Collector-Emitter Saturation Voltage	I _C = 0.5 A I _B = 0.05 A			0.5	V
V _{BE*}	Base-Emitter Voltage	I _C = 0.5 A V _{CE} = 2 V			1	V
h _{FE*}	DC Current Gain	I _C = 5 mA V _{CE} = 2 V I _C = 0.5 A V _{CE} = 2 V I _C = 150 mA V _{CE} = 2 V	25 25 40		250	
h _{FE}	h _{FE} Groups	I _C = 150 mA V _{CE} = 2 V for BD139 group 10	63		160	

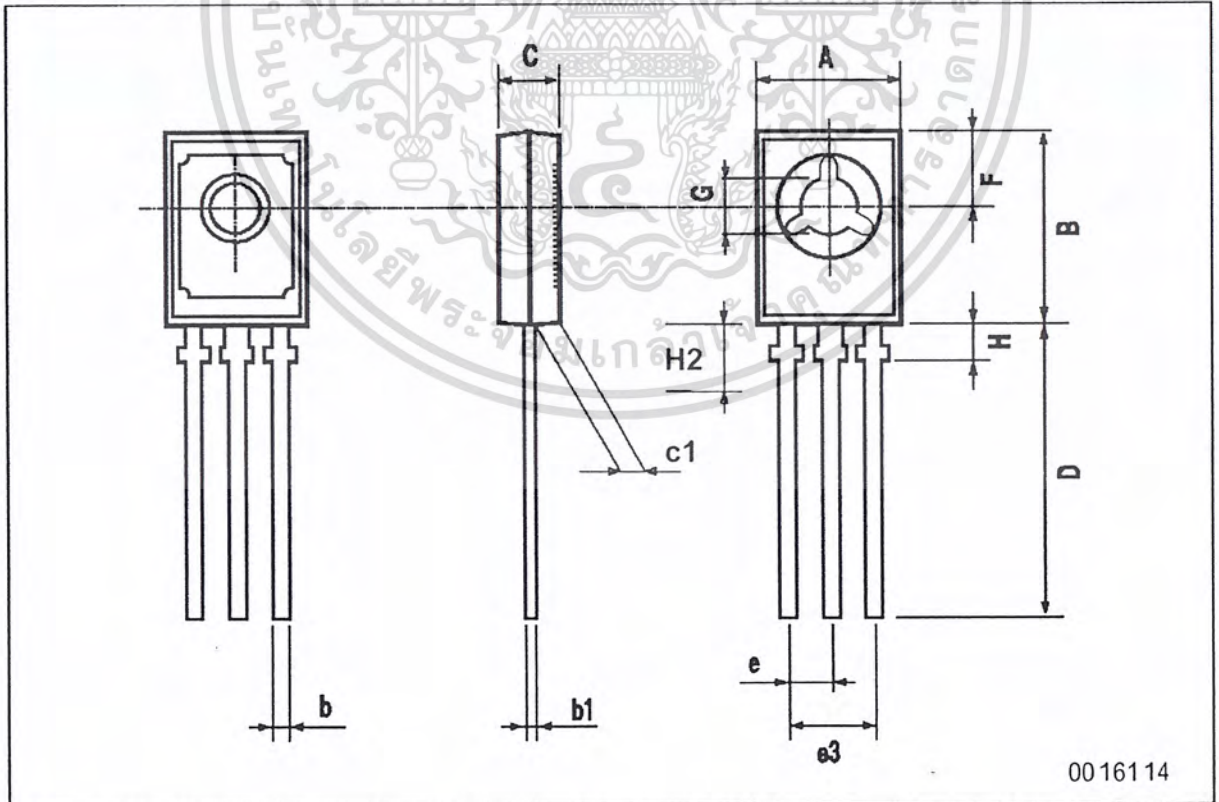
* Pulsed: Pulse duration = 300 μs, duty cycle 1.5 %

Safe Operating Area



SOT-32 (TO-126) MECHANICAL DATA

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A	7.4		7.8	0.291		0.307
B	10.5		10.8	0.413		0.445
b	0.7		0.9	0.028		0.035
b1	0.49		0.75	0.019		0.030
C	2.4		2.7	0.040		0.106
c1	1.0		1.3	0.039		0.050
D	15.4		16.0	0.606		0.629
e		2.2			0.087	
e3	4.15		4.65	0.163		0.183
F		3.8			0.150	
G	3		3.2	0.118		0.126
H			2.54			0.100





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. Specification 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

© 1999 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.

<http://www.st.com>

This datasheet has been download from:

www.datasheetcatalog.com

Datasheets for electronics components.



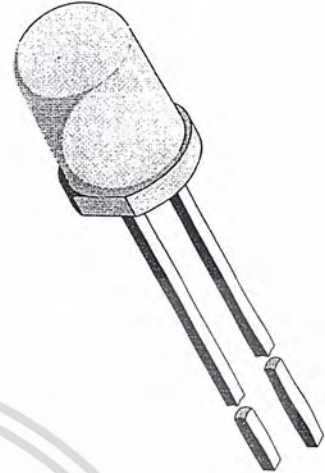
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

GaAs/GaAlAs IR Emitting Diode in \varnothing 5 mm (T-1³/₄) Package

Description

TSAL7400 is a high efficiency infrared emitting diode in GaAlAs on GaAs technology, molded in clear plastic packages.

In comparison with the standard GaAs on GaAs technology these emitters achieve more than 100 % radiant power improvement at a similar wavelength. The forward voltages at low current and at high pulse current roughly correspond to the low values of the standard technology. Therefore these emitters are ideally suitable as high performance replacements of standard emitters.



948389

Features

- Extra high radiant power and radiant intensity
- High reliability
- Low forward voltage
- Suitable for high pulse current operation
- Standard T-1³/₄ (\varnothing 5 mm) package
- Angle of half intensity $\phi = \pm 25^\circ$
- Peak wavelength $\lambda_p = 940$ nm
- Good spectral matching to Si photodetectors

Applications

Infrared remote control units with high power requirements
 Free air transmission systems
 Infrared source for optical counters and card readers
 IR source for smoke detectors

Absolute Maximum Ratings

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

Parameter	Test Conditions	Symbol	Value	Unit
Reverse Voltage		V_R	5	V
Forward Current		I_F	100	mA
Peak Forward Current	$t_p/T = 0.5, t_p = 100 \mu\text{s}$	I_{FM}	200	mA
Surge Forward Current	$t_p = 100 \mu\text{s}$	I_{FSM}	1.5	A
Power Dissipation		P_V	210	mW
Junction Temperature		T_j	100	$^\circ\text{C}$
Operating Temperature Range		T_{amb}	-55...+100	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range		T_{stg}	-55...+100	$^\circ\text{C}$
Soldering Temperature	$t \leq 5\text{sec}, 2 \text{ mm from case}$	T_{sd}	260	$^\circ\text{C}$
Thermal Resistance Junction/Ambient		R_{thJA}	350	K/W

Basic Characteristics

T_{amb} = 25°C

Parameter	Test Conditions	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Forward Voltage	I _F = 100 mA, t _p = 20 ms	V _F		1.35	1.6	V
	I _F = 1 A, t _p = 100 μs	V _F		2.6	3	V
Temp. Coefficient of V _F	I _F = 100mA	TK _{V_F}		-1.3		mV/K
Reverse Current	V _R = 5 V	I _R			10	μA
Junction Capacitance	V _R = 0 V, f = 1 MHz, E = 0	C _j		25		pF
Radiant Intensity	I _F = 100 mA, t _p = 20 ms	I _e	25	40		mW/sr
	I _F = 1.0 A, t _p = 100 μs	I _e	220	310		mW/sr
Radiant Power	I _F = 100 mA, t _p = 20 ms	φ _e		35		mW
Temp. Coefficient of φ _e	I _F = 20 mA	TK _{φ_e}		-0.6		%/K
Angle of Half Intensity		φ		±25		deg
Peak Wavelength	I _F = 100 mA	λ _p		940		nm
Spectral Bandwidth	I _F = 100 mA	Δλ		50		nm
Temp. Coefficient of λ _p	I _F = 100 mA	TK _{λ_p}		0.2		nm/K
Rise Time	I _F = 100 mA	t _r		800		ns
Fall Time	I _F = 100 mA	t _f		800		ns
Virtual Source Diameter	method: 63% encircled energy	∅		2.8		mm

Typical Characteristics (T_{amb} = 25°C unless otherwise specified)

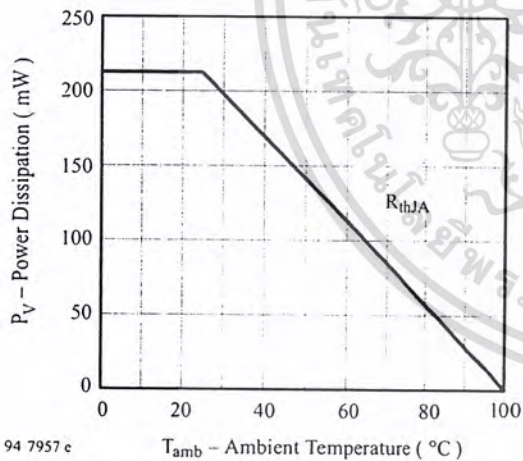


Figure 1. Power Dissipation vs. Ambient Temperature

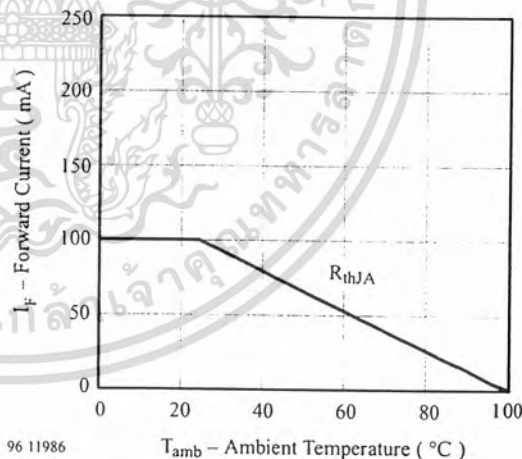
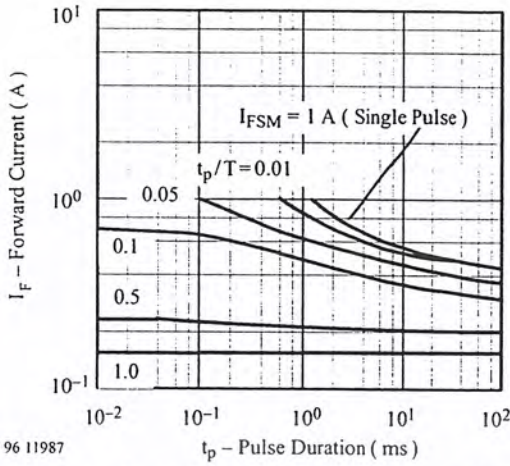
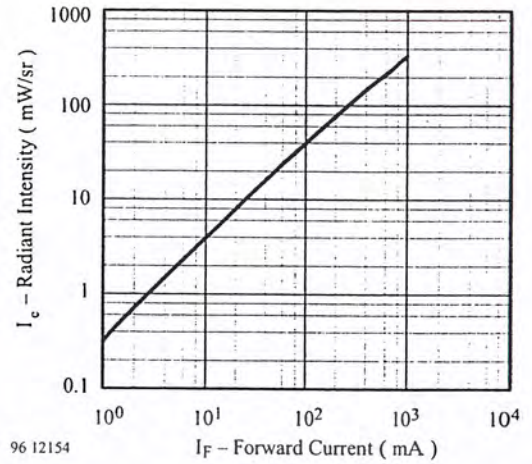


Figure 2. Forward Current vs. Ambient Temperature



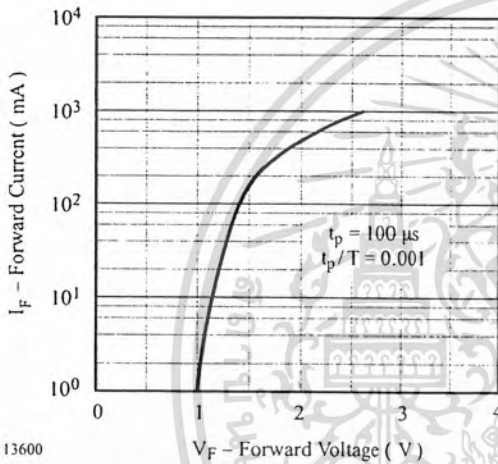
96 11987

Figure 3. Pulse Forward Current vs. Pulse Duration



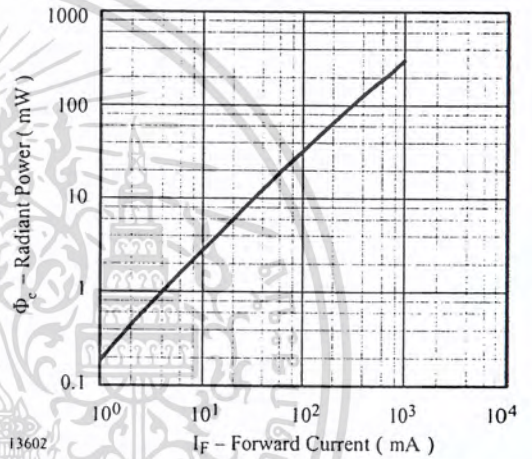
96 12154

Figure 6. Radiant Intensity vs. Forward Current



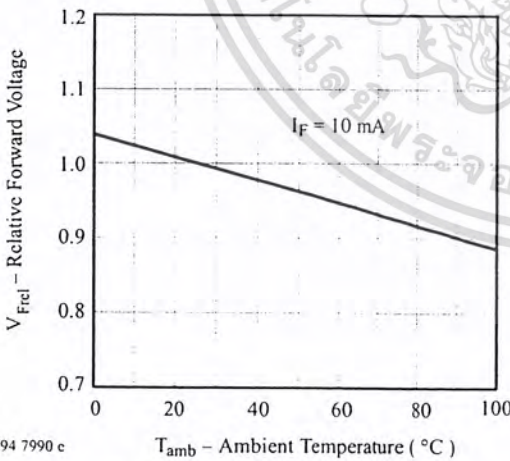
13600

Figure 4. Forward Current vs. Forward Voltage



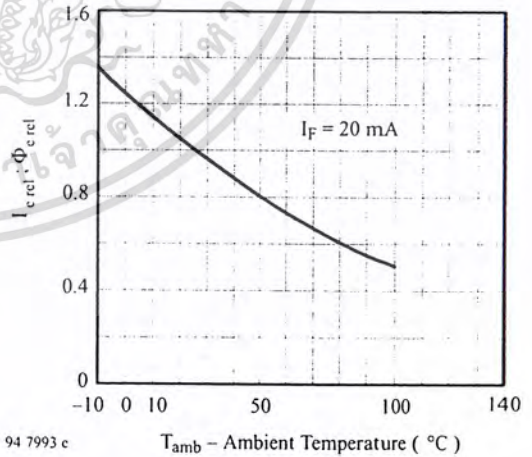
13602

Figure 7. Radiant Power vs. Forward Current



94 7990 c

Figure 5. Relative Forward Voltage vs. Ambient Temperature



94 7993 c

Figure 8. Rel. Radiant Intensity/Power vs. Ambient Temperature

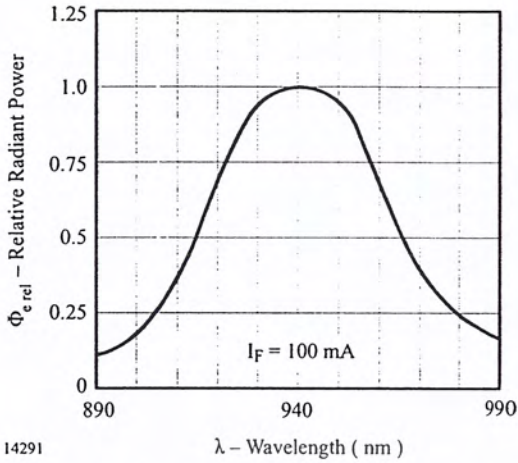


Figure 9. Relative Radiant Power vs. Wavelength

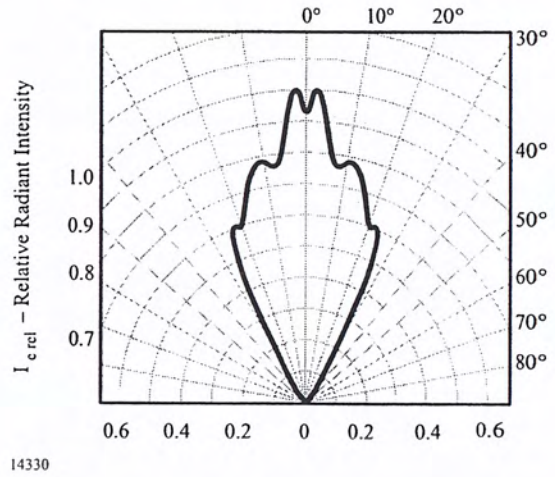
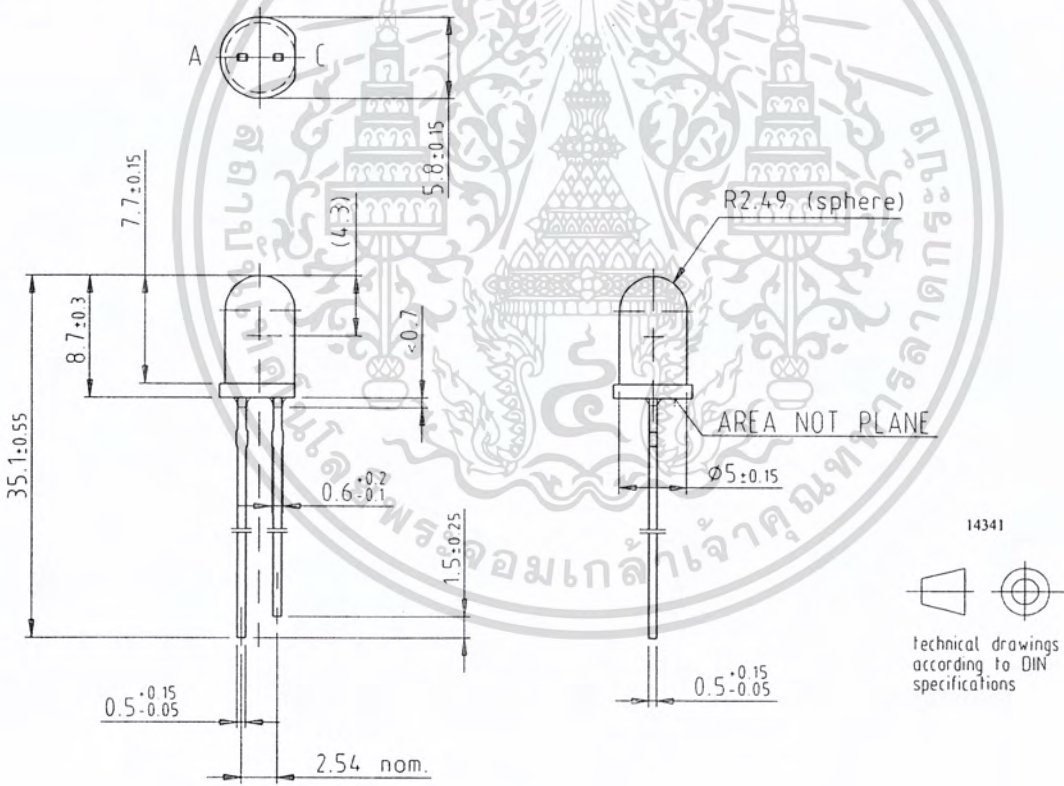


Figure 10. Relative Radiant Intensity vs. Angular Displacement

Dimensions in mm



14341

 technical drawings according to DIN specifications

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.

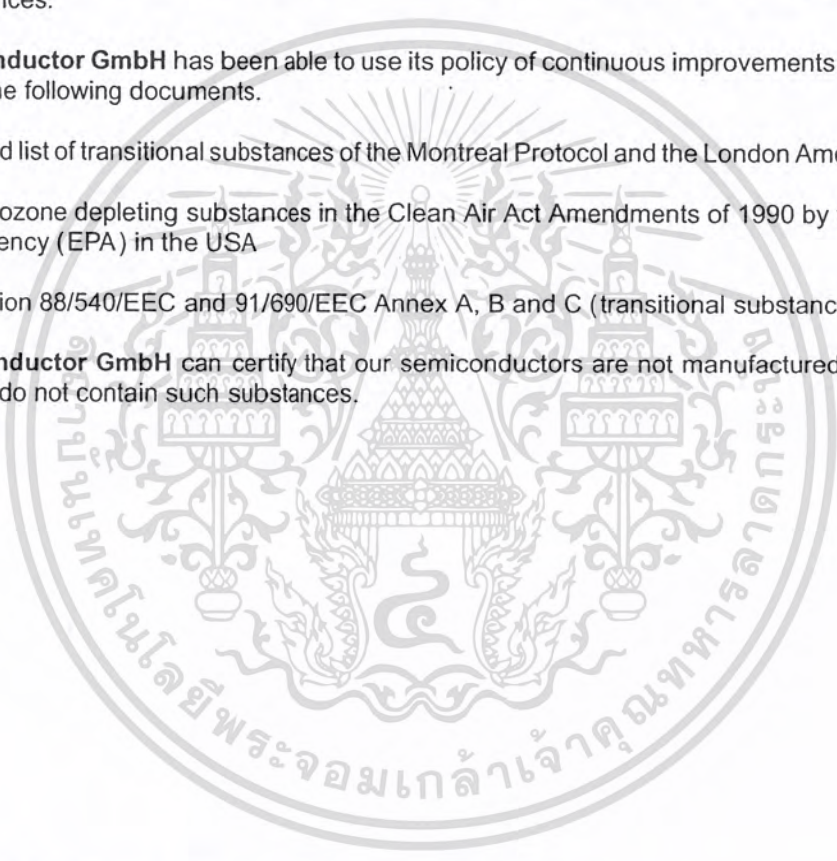
It is particular concern to control or eliminate releases of those substances into the atmosphere which are known as ozone depleting substances (ODSs).

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 Semiconductors products for any unintended or unauthorized application, the buyer shall indemnify Vishay Semiconductors 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

This datasheet has been download from:

www.datasheetcatalog.com

Datasheets for electronics components.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

GENERAL PURPOSE SINGLE OPERATIONAL AMPLIFIER

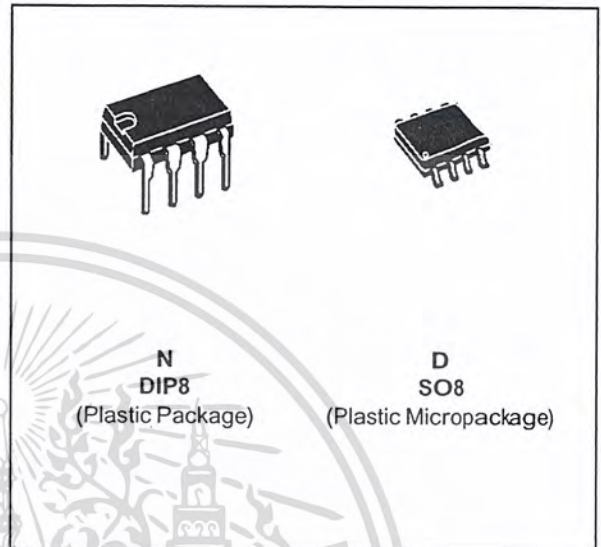
- LARGE INPUT VOLTAGE RANGE
- NO LATCH-UP
- HIGH GAIN
- SHORT-CIRCUIT PROTECTION
- NO FREQUENCY COMPENSATION REQUIRED
- SAME PIN CONFIGURATION AS THE UA709

DESCRIPTION

The UA741 is a high performance monolithic operational amplifier constructed on a single silicon chip. It is intended for a wide range of analog applications.

- Summing amplifier
- Voltage follower
- Integrator
- Active filter
- Function generator

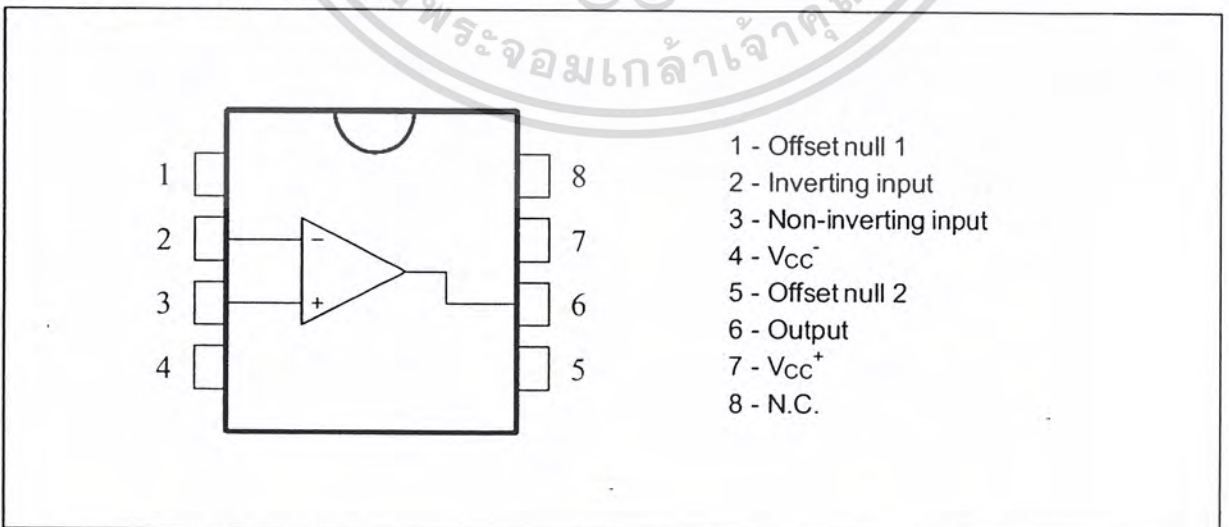
The high gain and wide range of operating voltages provide superior performances in integrator, summing amplifier and general feedback applications. The internal compensation network (6dB/octave) insures stability in closed loop circuits.



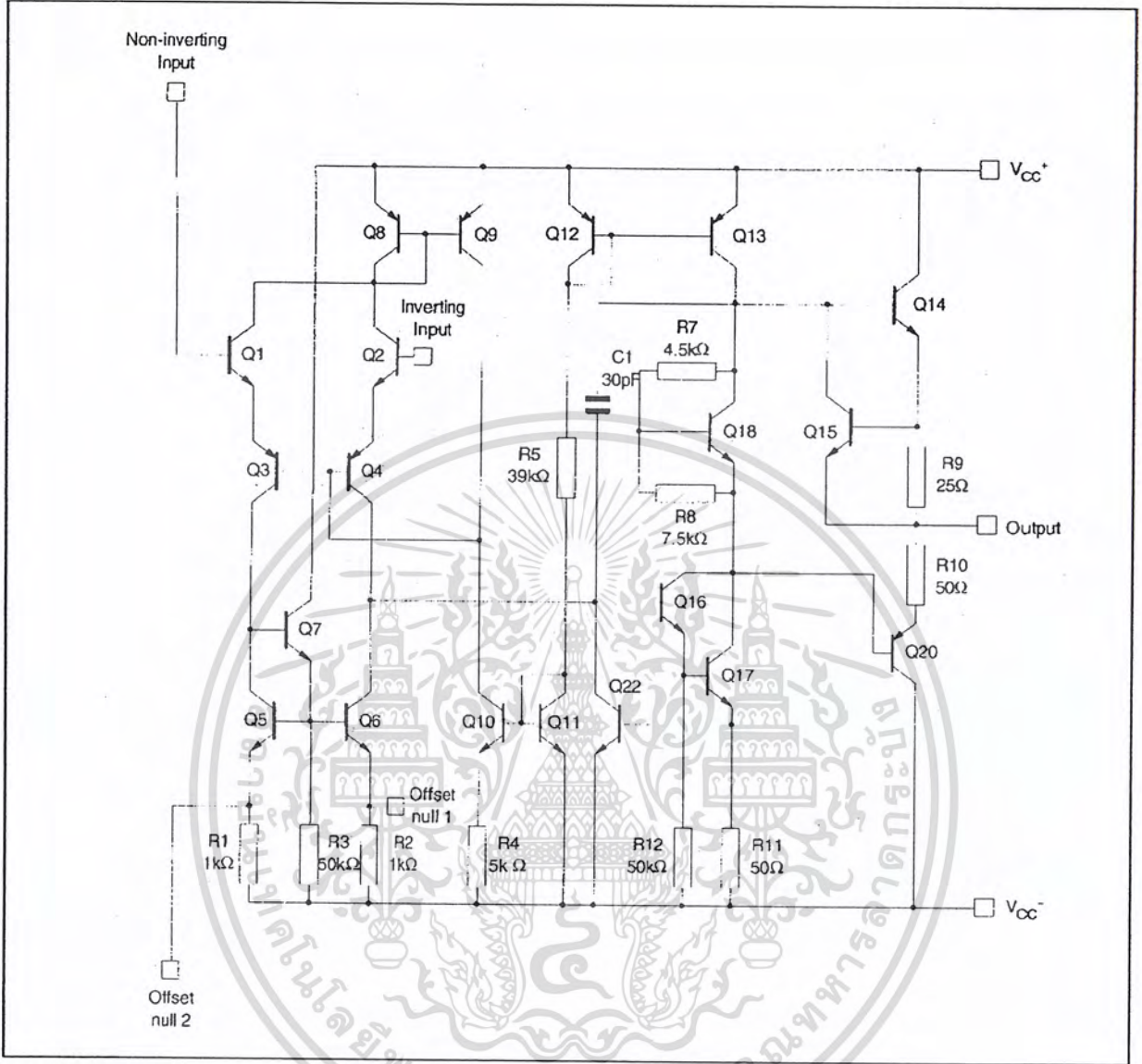
ORDER CODES

Part Number	Temperature Range	Package	
		N	D
UA741C	0°C, +70°C	•	•
UA741I	-40°C, +105°C	•	•
UA741M	-55°C, +125°C	•	•
Example : UA741CN			

PIN CONNECTIONS (top view)



SCHEMATIC DIAGRAM



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	UA741M	UA741I	UA741C	Unit
V_{cc}	Supply Voltage		±22		V
V_{id}	Differential Input Voltage		±30		V
V_i	Input Voltage		±15		V
P_{tot}	Power Dissipation		500		mW
	Output Short-circuit Duration		Infinite		
T_{oper}	Operating Free Air Temperature Range	-55 to +125	-40 to +105	0 to +70	°C
T_{stg}	Storage Temperature Range	-65 to +150	-65 to +150	-65 to +150	°C

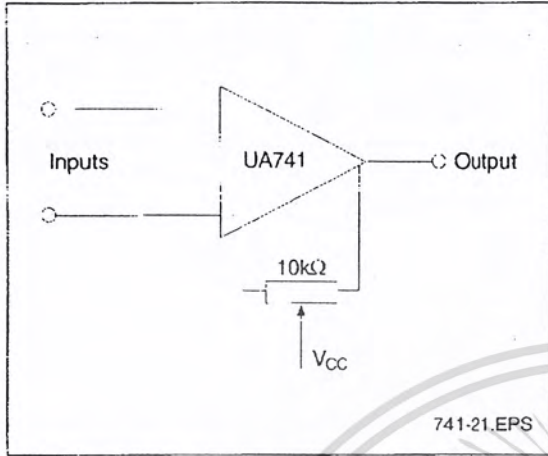
ELECTRICAL CHARACTERISTICS

 $V_{CC} = \pm 15V$, $T_{amb} = +25^{\circ}C$ (unless otherwise specified)

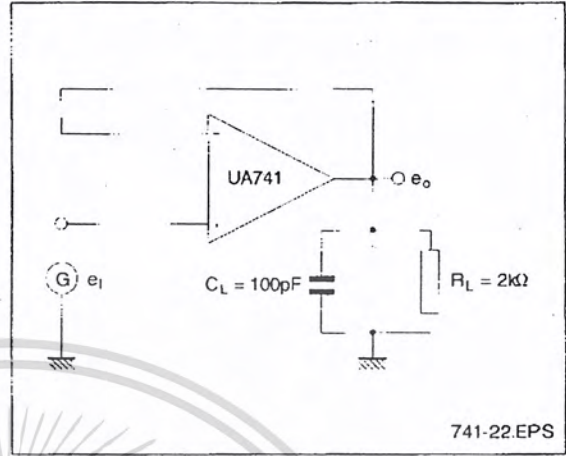
Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_{io}	Input Offset Voltage ($R_s \leq 10k\Omega$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$		1	5 6	mV
I_{io}	Input Offset Current $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$		2	30 70	nA
I_{ib}	Input Bias Current $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$		10	100 200	nA
A_{vd}	Large Signal Voltage Gain * ($V_O \pm 10V$, $R_L = 2k\Omega$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$	50 25	200		V/mV
SVR	Supply Voltage Rejection Ratio ($R_s \leq 10k\Omega$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$	77 77	90		dB
I_{cc}	Supply Current, no load $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$		1.7	2.8 3.3	mA
V_{icm}	Input Common Mode Voltage Range $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$	± 12 ± 12			V
CMR	Common-mode Rejection Ratio ($R_s \leq 10k\Omega$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$	70 70	90		dB
I_{os}	Output Short-circuit Current	10	25	40	mA
$\pm V_{OPP}$	Output Voltage Swing $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$	$R_L = 10k\Omega$ 12 $R_L = 2k\Omega$ 10 $R_L = 10k\Omega$ 12 $R_L = 2k\Omega$ 10	14 13		V
SR	Slew Rate ($V_i = \pm 10V$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, $T_{amb} = 25^{\circ}C$, unity gain)	0.25	0.5		V/ μs
t_r	Rise Time ($V_i = \pm 20mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, $T_{amb} = 25^{\circ}C$, unity gain)		0.3		μs
K_{OV}	Overshoot ($V_i = 20mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, $T_{amb} = 25^{\circ}C$, unity gain)		5		%
R_i	Input Resistance	0.3	2		M Ω
GBP	Gain Bandwidth Product ($V_i = 10mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, $f = 100kHz$)	0.7	1		MHz
THD	Total Harmonic Distortion ($f = 1kHz$, $A_v = 20dB$, $R_L = 2k\Omega$, $V_O = 2V_{PP}$, $C_L = 100pF$, $T_{amb} = 25^{\circ}C$)		0.06		%
e_n	Equivalent Input Noise Voltage ($f = 1kHz$, $R_s = 100\Omega$)		23		$\frac{nV}{\sqrt{Hz}}$
ϕ_m	Phase Margin		50		Degrees

MEASUREMENT DIAGRAMS

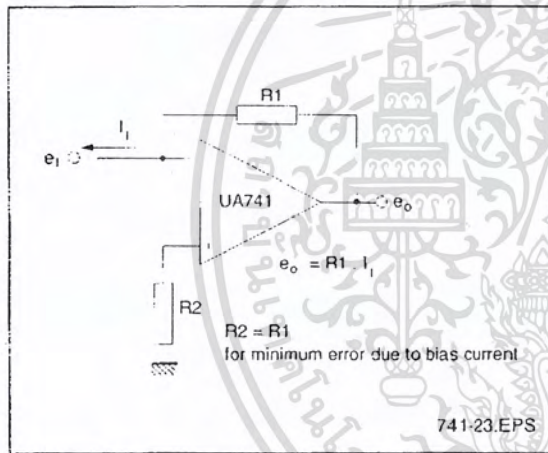
OFFSET VOLTAGE NULL CIRCUIT



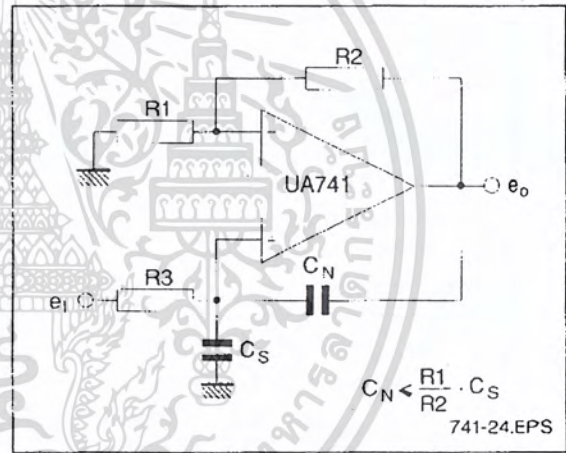
TRANSIENT RESPONSE TEST CIRCUIT



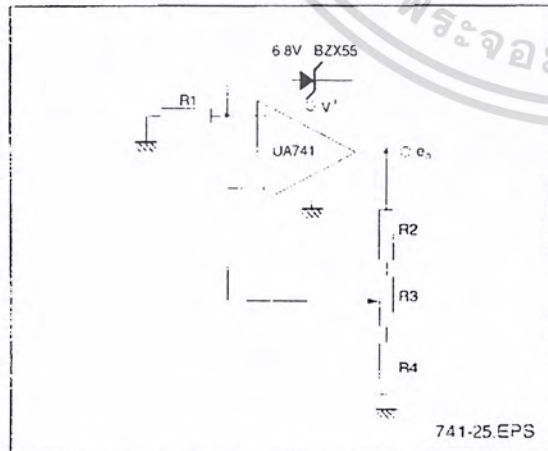
CURRENT TO VOLTAGE CONVERTER



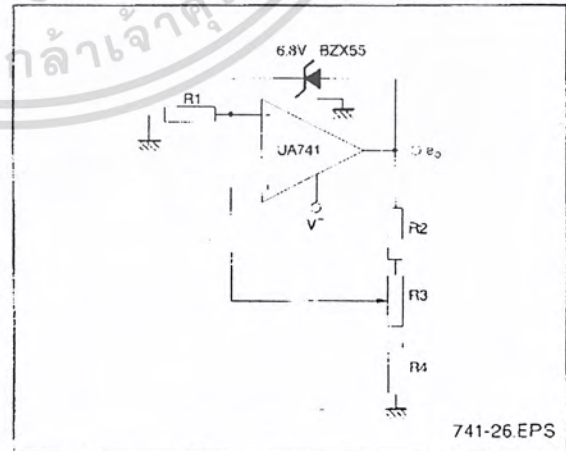
NEUTRALIZING INPUT CAPACITANCE TO OPTIMIZE RESPONSE TIME



POSITIVE VOLTAGE REFERENCE



NEGATIVE VOLTAGE REFERENCE



LM565/LM565C Phase Locked Loop

General Description

The LM565 and LM565C are general purpose phase locked loops containing a stable, highly linear voltage controlled oscillator for low distortion FM demodulation, and a double balanced phase detector with good carrier suppression. The VCO frequency is set with an external resistor and capacitor, and a tuning range of 10:1 can be obtained with the same capacitor. The characteristics of the closed loop system—bandwidth, response speed, capture and pull in range—may be adjusted over a wide range with an external resistor and capacitor. The loop may be broken between the VCO and the phase detector for insertion of a digital frequency divider to obtain frequency multiplication.

The LM565H is specified for operation over the -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$ military temperature range. The LM565CN is specified for operation over the 0°C to $+70^{\circ}\text{C}$ temperature range.

Features

- 200 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ frequency stability of the VCO
- Power supply range of ± 5 to ± 12 volts with 100 ppm/% typical
- 0.2% linearity of demodulated output

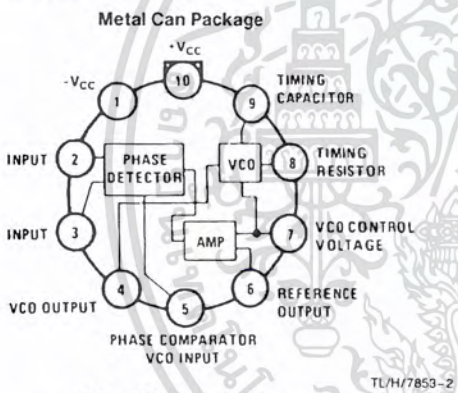
- Linear triangle wave with in phase zero crossings available
- TTL and DTL compatible phase detector input and square wave output
- Adjustable hold in range from $\pm 1\%$ to $> \pm 60\%$

Applications

- Data and tape synchronization
- Modems
- FSK demodulation
- FM demodulation
- Frequency synthesizer
- Tone decoding
- Frequency multiplication and division
- SCA demodulators
- Telemetry receivers
- Signal regeneration
- Coherent demodulators

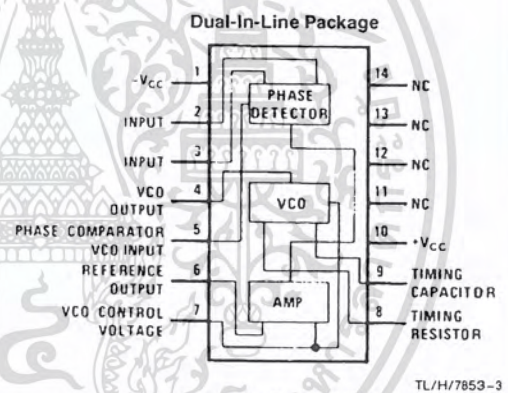
LM565/LM565C Phase Locked Loop

Connection Diagrams



Order Number LM565H
See NS Package Number H10C

TL/H/7853-2



Order Number LM565CN
See NS Package Number N14A

TL/H/7853-3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings

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

Supply Voltage $\pm 12V$
 Power Dissipation (Note 1) 1400 mW
 Differential Input Voltage $\pm 1V$

Operating Temperature Range

LM565H $-55^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$
 LM565CN $0^{\circ}C$ to $+70^{\circ}C$

Storage Temperature Range

$-65^{\circ}C$ to $+150^{\circ}C$
 Lead Temperature (Soldering, 10 sec.) $260^{\circ}C$

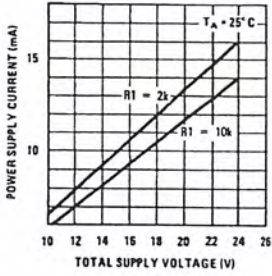
Electrical Characteristics AC Test Circuit, $T_A = 25^{\circ}C$, $V_{CC} = \pm 6V$

Parameter	Conditions	LM565			LM565C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Power Supply Current			8.0	12.5		8.0	12.5	mA
Input Impedance (Pins 2, 3)	$-4V < V_2, V_3 < 0V$	7	10			5		k Ω
VCO Maximum Operating Frequency	$C_O = 2.7$ pF	300	500		250	500		kHz
VCO Free-Running Frequency	$C_O = 1.5$ nF $R_O = 20$ k Ω $f_o = 10$ kHz	-10	0	+10	-30	0	+30	%
Operating Frequency Temperature Coefficient			-100			-200		ppm/ $^{\circ}C$
Frequency Drift with Supply Voltage			0.1	1.0		0.2	1.5	%/V
Triangle Wave Output Voltage		2	2.4	3	2	2.4	3	V_{p-p}
Triangle Wave Output Linearity			0.2			0.5		%
Square Wave Output Level		4.7	5.4		4.7	5.4		V_{p-p}
Output Impedance (Pin 4)			5			5		k Ω
Square Wave Duty Cycle		45	50	55	40	50	60	%
Square Wave Rise Time			20			20		ns
Square Wave Fall Time			50			50		ns
Output Current Sink (Pin 4)		0.6	1		0.6	1		mA
VCO Sensitivity	$f_o = 10$ kHz		6600			6600		Hz/V
Demodulated Output Voltage (Pin 7)	$\pm 10\%$ Frequency Deviation	250	300	400	200	300	450	mV $_{p-p}$
Total Harmonic Distortion	$\pm 10\%$ Frequency Deviation		0.2	0.75		0.2	1.5	%
Output Impedance (Pin 7)			3.5			3.5		k Ω
DC Level (Pin 7)		4.25	4.5	4.75	4.0	4.5	5.0	V
Output Offset Voltage $ V_7 - V_6 $			30	100		50	200	mV
Temperature Drift of $ V_7 - V_6 $			500			500		$\mu V/^{\circ}C$
AM Rejection		30	40			40		dB
Phase Detector Sensitivity K_D			.68			.68		V/radian

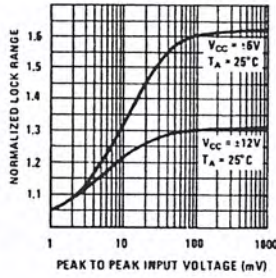
Note 1: The maximum junction temperature of the LM565 and LM565C is $+150^{\circ}C$. For operation at elevated temperatures, devices in the TO-5 package must be derated based on a thermal resistance of $+150^{\circ}C/W$ junction to ambient or $+45^{\circ}C/W$ junction to case. Thermal resistance of the dual-in-line package is $+85^{\circ}C/W$.

Typical Performance Characteristics

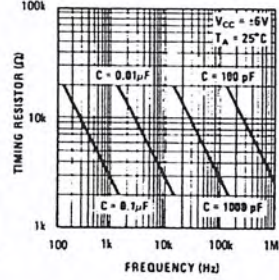
Power Supply Current as a Function of Supply Voltage



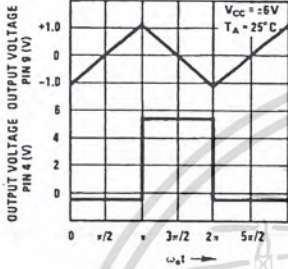
Lock Range as a Function of Input Voltage



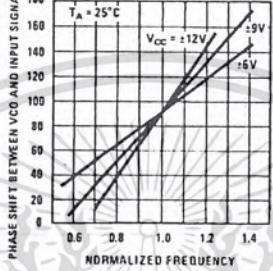
VCO Frequency



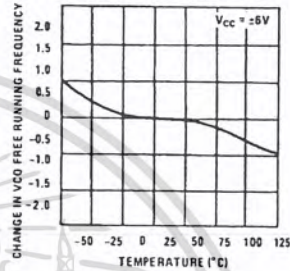
Oscillator Output Waveforms



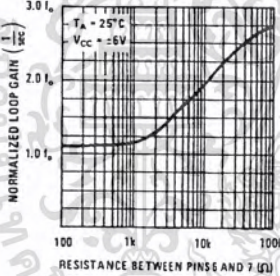
Phase Shift vs Frequency



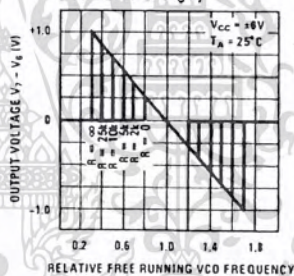
VCO Frequency as a Function of Temperature



Loop Gain vs Load Resistance



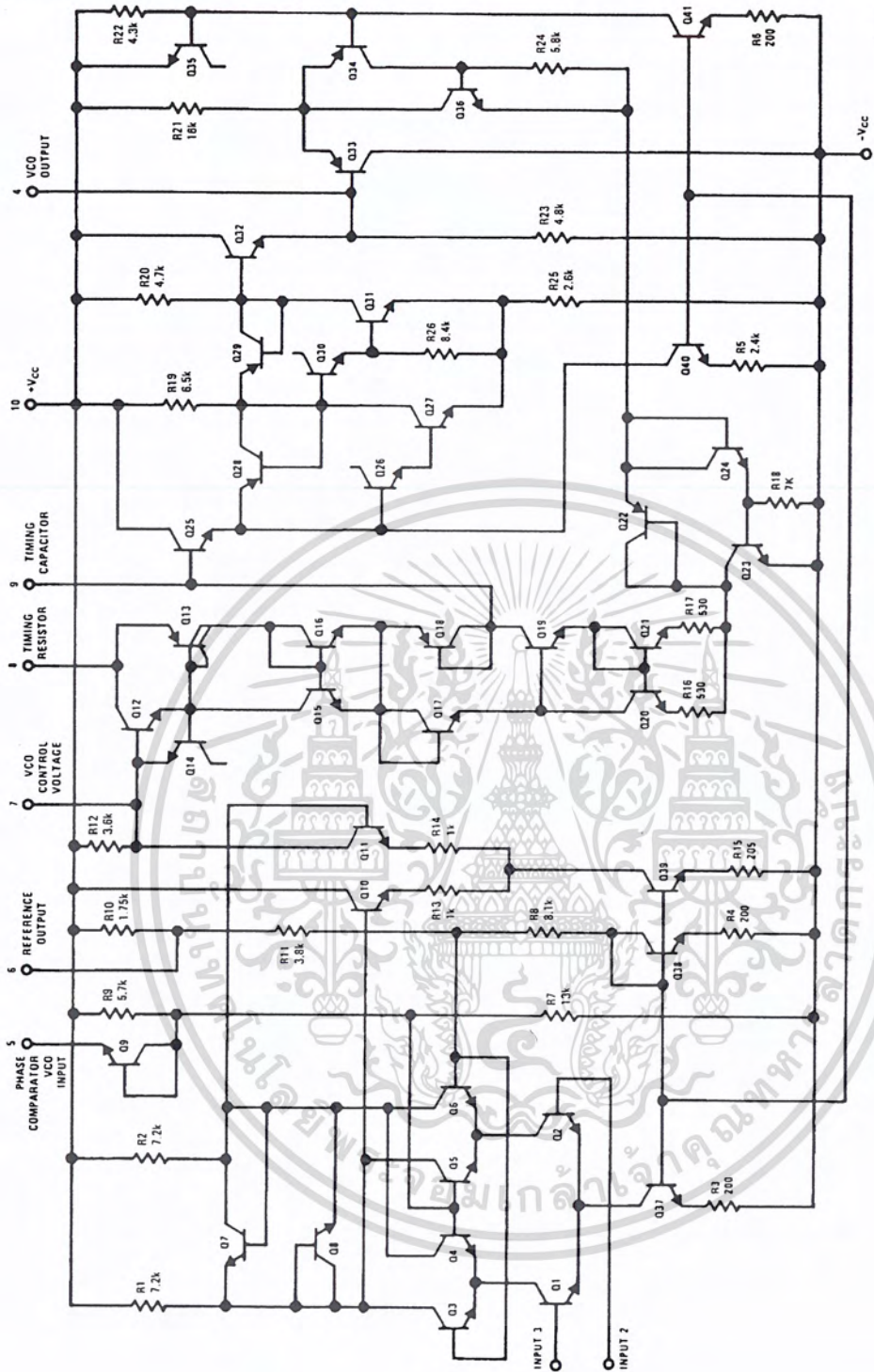
Hold in Range as a Function of R6-7



TL/H/7853-4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Schematic Diagram



TL/H/7650-1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Applications Information

In designing with phase locked loops such as the LM565, the important parameters of interest are:

FREE RUNNING FREQUENCY

$$f_o \approx \frac{0.3}{R_o C_o}$$

LOOP GAIN: relates the amount of phase change between the input signal and the VCO signal for a shift in input signal frequency (assuming the loop remains in lock). In servo theory, this is called the "velocity error coefficient."

$$\text{Loop gain} = K_o K_D \left(\frac{1}{\text{sec}} \right)$$

$$K_o = \text{oscillator sensitivity} \left(\frac{\text{radians/sec}}{\text{volt}} \right)$$

$$K_D = \text{phase detector sensitivity} \left(\frac{\text{volts}}{\text{radian}} \right)$$

The loop gain of the LM565 is dependent on supply voltage, and may be found from:

$$K_o K_D = \frac{33.6 f_o}{V_c}$$

$$f_o = \text{VCO frequency in Hz}$$

$$V_c = \text{total supply voltage to circuit}$$

Loop gain may be reduced by connecting a resistor between pins 6 and 7; this reduces the load impedance on the output amplifier and hence the loop gain.

HOLD IN RANGE: the range of frequencies that the loop will remain in lock after initially being locked.

$$f_H = \pm \frac{8 f_o}{V_c}$$

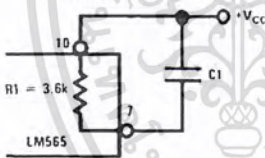
$$f_o = \text{free running frequency of VCO}$$

$$V_c = \text{total supply voltage to the circuit}$$

THE LOOP FILTER

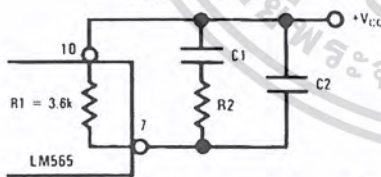
In almost all applications, it will be desirable to filter the signal at the output of the phase detector (pin 7); this filter may take one of two forms:

Simple Lag Filter



TL/H/7853-11

Lag-Lead Filter



TL/H/7853-12

A simple lag filter may be used for wide closed loop bandwidth applications such as modulation following where the frequency deviation of the carrier is fairly high (greater than 10%), or where wideband modulating signals must be followed.

The natural bandwidth of the closed loop response may be found from:

$$f_n = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K_o K_D}{R_1 C_1}}$$

Associated with this is a damping factor:

$$\delta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{R_1 C_1 K_o K_D}}$$

For narrow band applications where a narrow noise bandwidth is desired, such as applications involving tracking a slowly varying carrier, a lead lag filter should be used. In general, if $1/R_1 C_1 < K_o K_D$, the damping factor for the loop becomes quite small resulting in large overshoot and possible instability in the transient response of the loop. In this case, the natural frequency of the loop may be found from

$$f_n = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K_o K_D}{\tau_1 + \tau_2}}$$

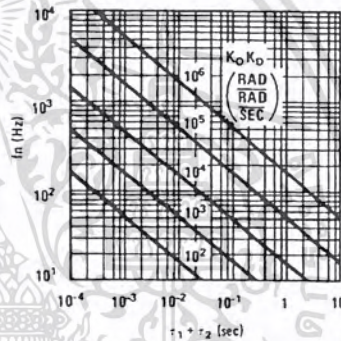
$$\tau_1 + \tau_2 = (R_1 + R_2) C_1$$

R_2 is selected to produce a desired damping factor δ , usually between 0.5 and 1.0. The damping factor is found from the approximation:

$$\delta \approx \pi \tau_2 f_n$$

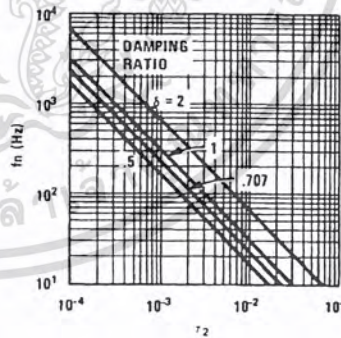
These two equations are plotted for convenience.

Filter Time Constant vs Natural Frequency



TL/H/7853-13

Damping Time Constant vs Natural Frequency

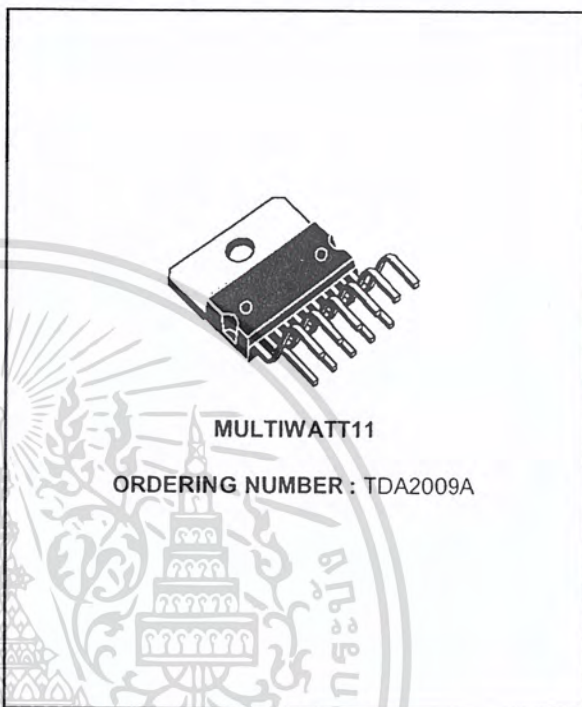


TL/H/7853-14

Capacitor C_2 should be much smaller than C_1 since its function is to provide filtering of carrier. In general $C_2 \leq 0.1 C_1$.

10 +10W STEREO AMPLIFIER

- HIGH OUTPUT POWER
(10 + 10W Min. @ D = 1%)
- HIGH CURRENT CAPABILITY (UP TO 3.5A)
- AC SHORT CIRCUIT PROTECTION
- THERMAL OVERLOAD PROTECTION
- SPACE AND COST SAVING : VERY LOW NUMBER OF EXTERNAL COMPONENTS AND SIMPLE MOUNTING THANKS TO THE MULTIWATT® PACKAGE.



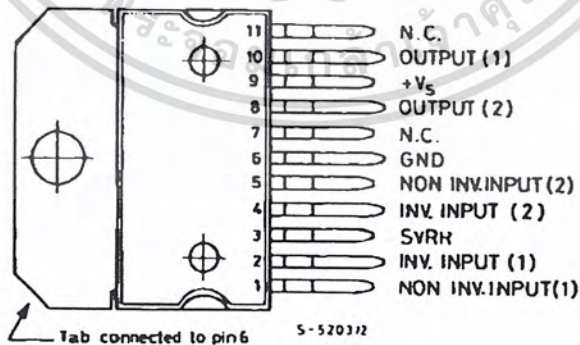
MULTIWATT11

ORDERING NUMBER : TDA2009A

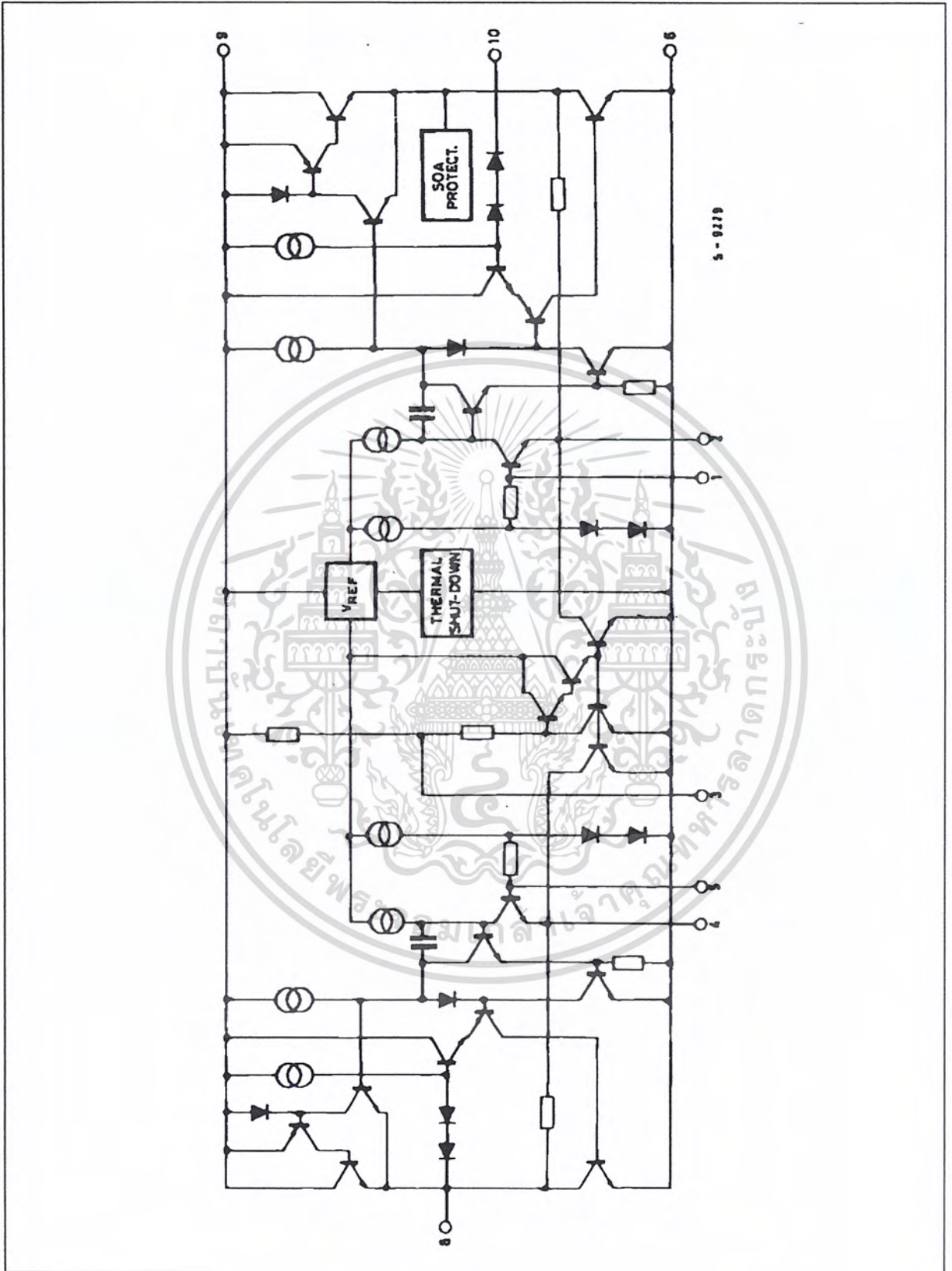
DESCRIPTION

The TDA2009A is class AB dual Hi-Fi Audio power amplifier assembled in Multiwatt® package, specially designed for high quality stereo application as Hi-Fi and music centers.

PIN CONNECTION



SCHEMATIC DIAGRAM



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_s	Supply Voltage	28	V
I_o	Output Peak Current (repetitive $f \geq 20$ Hz)	3.5	A
I_o	Output Peak Current (non repetitive, $t = 100 \mu s$)	4.5	A
P_{tot}	Power Dissipation at $T_{case} = 90^\circ C$	20	W
T_{stg}, T_j	Storage and Junction Temperature	- 40, + 150	$^\circ C$

THERMAL DATA

Symbol	Parameter	Value	Unit
$R_{th j-case}$	Thermal Resistance Junction-case Max.	3	$^\circ C/W$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(refer to the stereo application circuit, $T_{amb} = 25^\circ C$, $V_s = 24V$, $G_v = 36dB$, unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_s	Supply Voltage		8		28	V
V_o	Quiescent Output Voltage	$V_s = 24V$		11.5		V
I_d	Total Quiescent Drain Current	$V_s = 24V$		60	120	mA
P_o	Output Power (each channel)	$d = 1\%$, $V_s = 24V$, $f = 1kHz$ $R_L = 4\Omega$ $R_L = 8\Omega$ $f = 40Hz$ to $12.5kHz$ $R_L = 4\Omega$ $R_L = 8\Omega$ $V_s = 18V$, $f = 1kHz$ $R_L = 4\Omega$ $R_L = 8\Omega$	10	12.5 7		W W W W W W
d	Distortion (each channel)	$f = 1kHz$, $V_s = 24V$ $P_o = 0.1$ to $7W$ $R_L = 4\Omega$ $P_o = 0.1$ to $3.5W$ $R_L = 8\Omega$ $V_s = 18V$ $P_o = 0.1$ to $5W$ $R_L = 4\Omega$ $P_o = 0.1$ to $2.5W$ $R_L = 8\Omega$		0.2 0.1		% %
CT	Cross Talk (3)	$R_L = \infty$, $R_g = 10k\Omega$ $f = 1kHz$ $f = 10kHz$		60 50		dB
V_i	Input Saturation Voltage (rms)		300			mV
R_i	Input Resistance	$f = 1kHz$, Non Inverting Input	70	200		$k\Omega$
f_L	Low Frequency Roll off (- 3dB)	$R_L = 4\Omega$		20		Hz
f_H	High Frequency Roll off (- 3dB)	$R_L = 4\Omega$		80		kHz
G_v	Voltage Gain (closed loop)	$f = 1kHz$	35.5	36	36.5	dB
ΔG_v	Closed Loop Gain Matching			0.5		dB
e_N	Total Input Noise Voltage	$R_g = 10k\Omega$ (1) $R_g = 10k\Omega$ (2)		1.5 2.5	8	μV μV
SVR	Supply Voltage Rejection (each channel)	$R_g = 10k\Omega$ $f_{ripple} = 100Hz$, $V_{ripple} = 0.5V$		55		dB
T_J	Thermal Shut-down Junction Temperature			145		$^\circ C$

- Notes : 1. Curve A
2. 22Hz to 22kHz

TDA2009A

Figure 1 : Test and Application Circuit ($G_v = 36\text{dB}$)

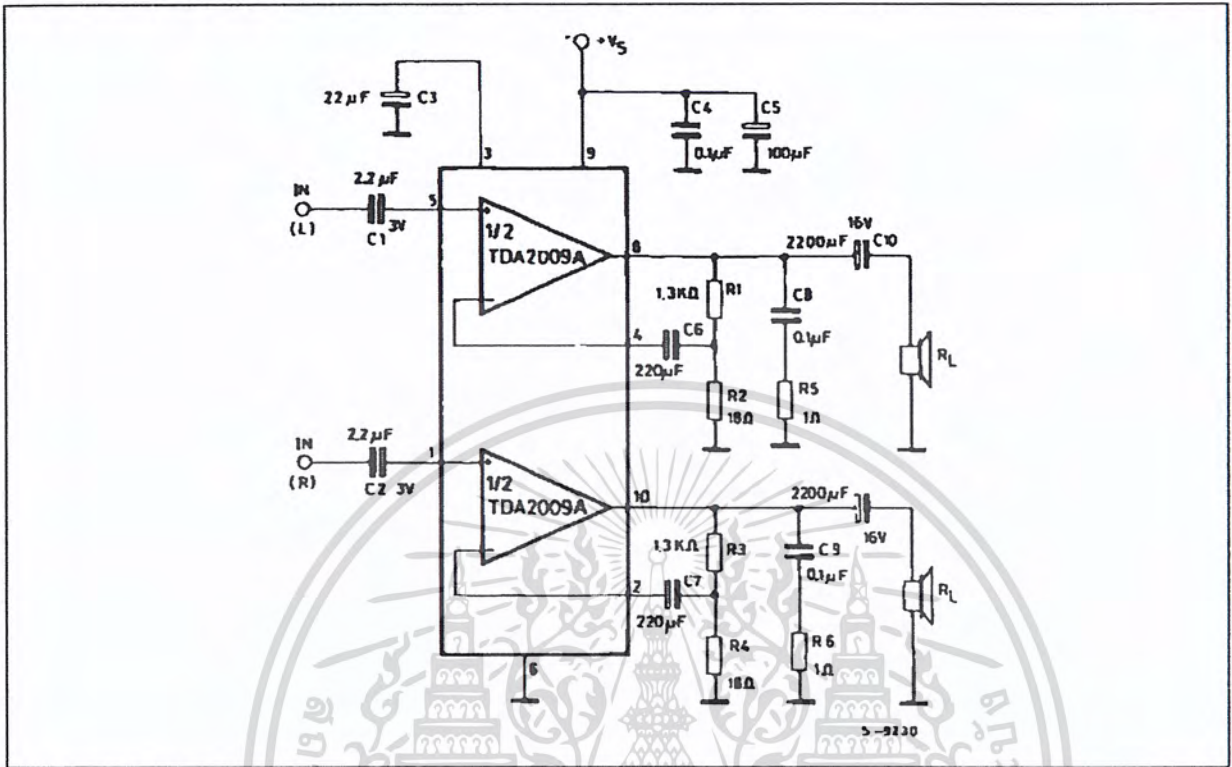


Figure 2 : P.C. board and component layout of the fig. 1

