



การส่งสัญญาณเสียงโดยใช้แสง
Optical Broadcasting



โดย
นายณัฐพล สมบัติทิญโญ
นางสาวณัฐยา อินทร์แก้ว
นายณัฐวัชร มหาวงศ์

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 62011
วัน,เดือน,ปี 25 ก.ค. 2549

.....
.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2547

Handwritten signature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ.....
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาควิชา
วิศวกรรมโทรคมนาคม

การส่งสัญญาณเสียงโดยใช้แสง

Optical Broadcasting

โดย

นายณัฐพล สมบัติภิญโญ 44010156

นางสาวณัฐยา อินทร์แก้ว 44010157

นายณัฐวัชร มหาวงศ์ 44010159

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ.ดร.สุทธิชัย นพนาเคิพงษ์

ผศ.อภิรักษ์ มัณยานนท์

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2547

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2547

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การส่งสัญญาณเสียงโดยใช้แสง

Optical Broadcasting

ผู้จัดทำ

1. นายณัฐพล สมบัติทิพย์ 44010156

2. นางสาวณัฐยา อินทร์แก้ว 44010157

3. นายณัฐวัชร มหาวงศ์ 44010159

วิศ
ศร
(11กน)
อาจารย์ที่ปรึกษา
(ผศ.ดร.สุทธิชัย นพนาถิพงษ์)

อาจารย์ที่ปรึกษา
(ผศ.อภิรักษ์ มั่นยานนท์)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การส่งสัญญาณเสียงโดยใช้แสง

Optical Broadcasting

โดย นายณัฐพล สมบัติกิจโย 44010156

นางสาวณัฐยา อินทร์แก้ว 44010157

นายณัฐวัชร มหาวงศ์ 44010159

อาจารย์ที่ปรึกษา ผศ.ดร.สุทธิชัย นพนาถิพงษ์

ผศ.อภิรักษ์ มัณยานนท์

บทคัดย่อ

จุดประสงค์ประสงค์ของโครงการนี้จะเป็นการส่งสัญญาณเสียงโดยใช้ แสงเนื่องจากนอกจากจะไม่รบกวนกับระบบสื่อสารที่ใช้คลื่นวิทยุ และคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแล้วยังไม่จำเป็นต้องได้รับอนุญาตให้ใช้คลื่นความถี่ในการสื่อสารอีกด้วย โดยที่ส่วนภาคส่งนั้นจะส่งสัญญาณเสียงหลายช่องสัญญาณซึ่งจะถูกมอดูเลตแบบเอฟเอ็มก่อนส่งผ่านไปตามแสง โดยที่ทางด้านเครื่องรับจะทำการดีมอดูเลตแบบเอฟเอ็มออกมา

ABSTRACT

The aim of this project is to transmit voice signal by using light, which is unlike radio and microwave systems, free space optical communications requires no spectrum license and interference to and from other systems which does not a concern. The transmitter, the voice signals of each channel will be modulated by using FM technique and then transmit the signal via light. The receiver demodulates the voice signals.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	2
2.1 พื้นฐานแสง	2
2.1.1 สเปกตรัมและช่วงการตอบสนองของสายตามนุษย์	2
2.1.2 ช่วงการตอบสนองของตัวตรวจจับแสงแบบซิลิกอน	3
2.2 อุปกรณ์ส่งแสง	5
2.2.1 โครงสร้างการกำเนิดแสง	5
2.2.2 โครงสร้างและการทำงานของการทำงานของการปล่อยแสงของสารกึ่งตัวนำ	7
2.2.3 อุปกรณ์ที่ใช้ในการปล่อยแสง	10
2.3 อุปกรณ์รับแสง	13
2.3.1 สารและโครงสร้างของอุปกรณ์รับแสง	13
2.3.2 โครงสร้างและการทำงานของการทำงานของการรับแสง	14
2.3.3 อุปกรณ์ที่ใช้ในการรับแสง	15
2.3.4 คุณสมบัติโดยทั่วไปของ PIN diode	19
2.3.5 สัญญาณรบกวนที่ตรวจจับได้ (Detector Noise)	21
2.4 การมอดูเลตเชิงมุม	22
2.4.1 การแสดงสัญญาณที่มอดูเลตเชิงมุมในอาณาจักรของเวลา	22
2.4.2 ความสัมพันธ์ระหว่างการมอดูเลตแบบเอฟเอ็มและ การมอดูเลตแบบพีเอ็ม	23
2.4.3 มอดูเลชันอินเด็กซ์ของสัญญาณเอฟเอ็มและสัญญาณพีเอ็ม	25
2.4.4 กำลังส่งของสัญญาณเอฟเอ็มและสัญญาณพีเอ็ม	26
2.4.5 สเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็ม และสัญญาณพีเอ็มที่ถูกมอดูเลตด้วย สัญญาณความถี่เดียว	26
2.4.6 ความสัมพันธ์ระหว่างการมอดูเลชันอินเด็กซ์กับสเปกตรัมของ สัญญาณเอฟเอ็ม	27
2.4.7 การคิดแบนด์วิดท์ของสัญญาณเอฟเอ็ม	29
2.4.8 สัญญาณเอฟเอ็มที่มีแถบความถี่คงที่	31
2.4.9 ผลกระทบของการผิดเพี้ยนแบบเชิงเส้นและแบบไม่เป็นเชิงเส้น ที่มีต่อสัญญาณเอฟเอ็ม	32
2.5 เฟสล็อกกลูป	34
2.5.1 เฟสล็อกกลูป	34
2.5.2 คุณสมบัติของวงจรถักความถี่	35

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.3	การใช้เฟสล็อกกลุ๊ปในการสังเคราะห์ความถี่	36
2.5.4	ภาคเฟสดีเทคเตอร์	36
2.5.5	ภาคออสซิลเลเตอร์แบบควบคุมความถี่ด้วยระดับแรงดัน	36
2.5.6	ภาคลูปฟิลเตอร์	37
2.5.7	ภาคหาร N	38
2.5.8	ภาคกำเนิดความถี่อ้างอิง	38
2.5.9	การคิมอดูเลตสัญญาณเอพเอ็มด้วยเฟสล็อกกลุ๊ป	38
2.5.10	ทรานเฟอร์ฟังก์ชันของลูป (Loop Transfer Function)	40
2.5.11	ข้อดีและข้อเสียของวงจรเฟสล็อกกลุ๊ป	41
บทที่ 3	การคำนวณและการสร้าง	43
3.1	ภาคส่งสัญญาณเสียง	44
3.1.1	วงจรมอดูเลตสัญญาณเสียง	44
3.1.2	วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน	44
3.1.3	ภาคเอพเอ็มมอดูเลเตอร์	45
3.1.4	วงจรรวมสัญญาณ	46
3.1.5	วงจรมอดูเลตอินฟราเรด	47
3.2	ภาครับสัญญาณเสียง	47
3.2.1	ภาครับสัญญาณแสงและส่วนขยายสัญญาณ	47
3.2.2	วงจรรองย่านความถี่ผ่าน	48
3.2.3	วงจรเปรียบเทียบระดับสัญญาณ	50
3.2.4	ภาค FM Demodulator	50
3.2.5	วงจรมอดูเลตกำลังเสียง	51
บทที่ 4	การทดลองและผลการทดลอง	54
4.1	การทดลองวงจรมอดูเลตสัญญาณส่วนแรก	54
4.2	การทดลองวงจรรองแถบความถี่ต่ำผ่าน	55
4.3	การทดลองวงจรมอดูเลตสัญญาณทางความถี่	56
4.4	การทดลองวงจรรวมสัญญาณ	60
4.5	การทดลองวงจรมอดูเลตอินฟราเรดส่งแสง	61
4.5	การทดลองวงจรมอดูเลตสัญญาณแสง	62
4.6	การทดลองวงจรมอดูเลตสัญญาณ	62
4.7	การทดลองวงจรรองย่านความถี่ผ่าน	63
4.8	การทดลองวงจรเปรียบเทียบระดับสัญญาณ	66
4.9	การทดลองวงจรมอดูเลตสัญญาณทางความถี่	67
4.10	การทดลองวงจรมอดูเลตสัญญาณเสียง	68

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

กิตติกรรมประกาศ

บรรณานุกรม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ

หน้า

บทที่ 1

รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงระบบการสื่อสาร โดยใช้แสง	1
--	---

บทที่ 2

รูปที่ 2.1 แสดงสเปกตรัมของคลื่นแสง	2
------------------------------------	---

รูปที่ 2.2 แสดงความยาวคลื่นของแสงที่สายตามนุษย์สามารถมองเห็นได้	3
---	---

รูปที่ 2.3 แสดงผลตอบสนองของซิลิกอนดีเทคเตอร์	4
--	---

รูปที่ 2.4 แสดงโครงสร้างและระดับพลังงานของอะตอม	5
---	---

รูปที่ 2.5 แสดงระดับพลังงานในสารกึ่งตัวนำ	6
---	---

รูปที่ 2.6 แสดงตัวอย่างการจัดอิเล็กตรอนและนิวเคลียสในสารกึ่งตัวนำ	7
---	---

รูปที่ 2.7 แสดงระดับพลังงานในสารกึ่งตัวนำ	7
---	---

รูปที่ 2.8 แสดงหลักการของ Oscillator แสง	9
--	---

รูปที่ 2.9 แสดงการเกิด Standing Wave ของแสง	9
---	---

รูปที่ 2.10 แสดงความยาวคลื่นต่างๆของเลเซอร์	9
---	---

รูปที่ 2.11 แสดงค่าความยาวคลื่นที่ปล่อยออกมาจาก GaAlAs LED	10
--	----

รูปที่ 2.12 แสดงค่าความยาวคลื่นที่ปล่อยออกมาจาก GaAsP LED	11
---	----

รูปที่ 2.13 แสดงค่าความยาวคลื่นที่เกิดจาก GaAlAs (CW) Lasers	12
--	----

รูปที่ 2.14 แสดงความยาวคลื่นในการรับแสงของอุปกรณ์รับแสงแต่ละชนิด	13
--	----

รูปที่ 2.15 แสดงบริเวณเขตปลอดพาหะ	14
-----------------------------------	----

รูปที่ 2.16 แสดงการตอบสนองของโฟโตไดโอดแบบ InGaAs	17
--	----

รูปที่ 2.17 แสดงลักษณะของโฟโตทรานซิสเตอร์	17
---	----

รูปที่ 2.18 แสดงผลตอบสนองของ Photo Multiplier Tube โดยทั่วไป	18
--	----

รูปที่ 2.19 แสดงผลตอบสนองของ Photo Multiplier Tube ชนิด GaAs photocathode	19
---	----

รูปที่ 2.20 แสดงค่าความยาวคลื่นที่ปล่อยจาก silicon PIN ผ่าน visible filter	19
--	----

รูปที่ 2.21 แสดงค่ากำลังแสงต่ำสุดที่สามารถตรวจรับได้กับช่วงความกว้างของพัลส์	20
--	----

รูปที่ 2.22 ตัวอย่างของสัญญาณ FM และ AMสัญญาณ	23
---	----

รูปที่ 2.23 การใช้วงจรอินทิเกรตและวงจรถิฟเฟอเรนเชียลเป็นส่วนหนึ่งในการสร้าง	24
---	----

สัญญาณ FM และสัญญาณ PM

รูปที่ 2.24 การเปลี่ยนแปลงค่าของเบสเซลฟังก์ชันอันดับ n	27
--	----

รูปที่ 2.25 การกระจายของสเปกตรัมของสัญญาณ FM หรือ PM	28
--	----

ที่ถูกมอดูเลตด้วยสัญญาณเสียงความถี่เดียว

รูปที่ 2.26 เฟสเซอร์ของสัญญาณ FM แบบควอดท์แคบ และเฟสเซอร์ของสัญญาณ AM	29
---	----

รูปที่ 2.27 การกระจายของสเปกตรัมของสัญญาณ FM ที่มีการจำกัดแถบความถี่ให้คงที่	32
--	----

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น มิอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.28 ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณขาเข้าและสัญญาณขาออก	33
รูปที่ 2.29 ลิขิตเตอร์เมื่อใช้ร่วมกับฟิลเตอร์ผ่านแถบความถี่	33
รูปที่ 2.30 แผนผังของเฟสล็อกกลูป	34
รูปที่ 2.31 แผนผังของหน่วยสังเคราะห์ความถี่	36
รูปที่ 2.32 คุณลักษณะ(dynamic range) ในการเปลี่ยนความถี่เฟสล็อกกลูป	37
รูปที่ 2.33 ลักษณะสมบัติของ Phase Comparator ชนิดอนาล็อก	39
รูปที่ 2.34 ลักษณะสมบัติ Phase Comparator ชนิดอนาล็อก	39
รูปที่ 2.35 ลักษณะสมบัติของ VCO	39
รูปที่ 2.36 วงจรเฟสล็อกกลูป	41
บทที่ 3	
รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่ง	43
รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับ	43
รูปที่ 3.3 แสดงรูปวงจรรขยายสัญญาณ	44
รูปที่ 3.4 แสดงรูปวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ท	45
รูปที่ 3.5 แสดงตารางหาค่า R1, R2 และ C1 เพื่อกำหนด VCO	45
รูปที่ 3.6 แสดงรูปวงจรร FM Modulator	46
รูปที่ 3.7 แสดงรูปวงจรรวมสัญญาณ	46
รูปที่ 3.8 แสดงรูปวงจรรจับ LED	47
รูปที่ 3.9 แสดงรูปวงจรรขยายทางภาครับ	48
รูปที่ 3.10 แสดงวงจรรองย่านความถี่ผ่านของช่องสัญญาณที่ 1 (25 kHz)	49
รูปที่ 3.11 แสดงวงจรรองย่านความถี่ผ่านของช่องสัญญาณที่ 2 (50 kHz)	49
รูปที่ 3.12 แสดงรูปวงจรรเปรียบเทียบระดับสัญญาณ	50
รูปที่ 3.13 แสดงรูปวงจรร FM Demodulator	51
รูปที่ 3.14 แสดงรูปวงจรรขยายกำลังเสียง	51
รูปที่ 3.15 แสดงวงจรรวมทางด้านส่ง	52
รูปที่ 3.16 แสดงวงจรรวมทางด้านรับ	53
บทที่ 4	
รูปที่ 4.1 แสดงรูปสัญญาณที่ผ่านภาคขยายสัญญาณส่วนแรก	54
รูปที่ 4.2 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของภาคกรองความถี่ต่ำผ่าน	55
รูปที่ 4.3 แสดงผลตอบสนองทางเฟสของภาคกรองความถี่ต่ำผ่าน	55
รูปที่ 4.4 แสดงรูปสัญญาณคลื่นพาห้ความถี่ 25 kHz	56
รูปที่ 4.5 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณคลื่นพาห้ความถี่ 25 kHz	56
รูปที่ 4.6 แสดงรูปสัญญาณคลื่นพาห้ความถี่ 50 kHz	57
รูปที่ 4.7 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณคลื่นพาห้ความถี่ 50 kHz	57

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.8	แสดงลักษณะ Characteristic ของ VCO ที่ 25 kHz	58
รูปที่ 4.9	แสดงลักษณะ Characteristic ของ VCO ที่ 50 kHz	58
รูปที่ 4.10	แสดงรูปสัญญาณเอาต์พุตของช่องสัญญาณที่หนึ่ง	59
รูปที่ 4.11	แสดงสเปกตรัมของสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตที่ความถี่ 25 kHz	59
รูปที่ 4.12	แสดงรูปสัญญาณเอาต์พุตของช่องสัญญาณที่สอง	60
รูปที่ 4.13	แสดงสเปกตรัมของสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตที่ความถี่ 50 kHz	60
รูปที่ 4.14	แสดงรูปสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการรวมสัญญาณ ช่องที่หนึ่งและช่องที่สองเข้าด้วยกัน	61
รูปที่ 4.15	แสดงรูปสัญญาณที่ตกคร่อมตัวไดโอดเปล่งแสงซึ่งเป็นสัญญาณที่ส่งออกไป	61
รูปที่ 4.16	แสดงรูปสัญญาณที่ตัวโฟโตรีโอดสามารถรับได้	62
รูปที่ 4.17	แสดงรูปสัญญาณเอาต์พุตที่ผ่านภาคขยายสัญญาณ	63
รูปที่ 4.18	แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของภาคกรองย่านความถี่ผ่าน 25 kHz	63
รูปที่ 4.19	แสดงผลตอบสนองทางเฟสของภาคกรองความถี่ 25 kHz	64
รูปที่ 4.20	แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของภาคกรองย่านความถี่ผ่าน 50 kHz	64
รูปที่ 4.21	แสดงผลตอบสนองทางเฟสของภาคกรองย่านความถี่ 50 kHz	64
รูปที่ 4.22	แสดงรูปสัญญาณเอาต์พุตที่ผ่านวงจรกรองย่านความถี่ผ่านที่ได้จาก ช่องสัญญาณที่1	65
รูปที่ 4.23	แสดงรูปสัญญาณเอาต์พุตที่ผ่านวงจรกรองย่านความถี่ผ่านที่ได้จาก ช่องสัญญาณที่2	65
รูปที่ 4.24	แสดงรูปสัญญาณเอาต์พุตที่ผ่านวงจรเปรียบเทียบสัญญาณที่ได้จาก ช่องสัญญาณที่1	66
รูปที่ 4.25	แสดงรูปสัญญาณเอาต์พุตที่ผ่านวงจรเปรียบเทียบสัญญาณที่ได้จาก ช่องสัญญาณที่2	66
รูปที่ 4.26	แสดงรูปสัญญาณเอาต์พุตที่มอดูเลตออกมาได้ของช่องสัญญาณที่หนึ่ง	67
รูปที่ 4.27	แสดงรูปสัญญาณเอาต์พุตที่มอดูเลตออกมาได้ของช่องสัญญาณที่สอง	67
รูปที่ 4.28	แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายสัญญาณเสียง	68
รูปที่ 4.29	แสดงรูปสัญญาณเอาต์พุตที่ผ่านวงจรขยายสัญญาณเสียง	68

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 ค่าเฟสชั่วขณะและความถี่เชิงมุมชั่วขณะของสัญญาณ FM และสัญญาณ PM	25
ตารางที่ 2.2 ค่า $J_n(\beta)$ ที่ค่า β และ n ต่างๆ กัน	30



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

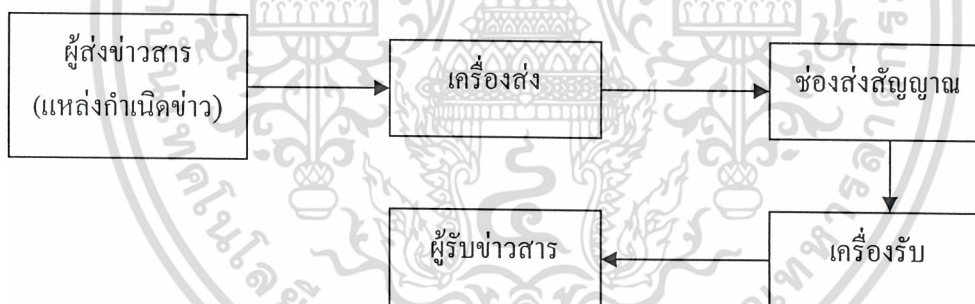
บทที่ 1

บทนำ

พื้นฐานการสื่อสารนั้นได้แก่ การพูด การเขียน การฟัง และการส่งสัญญาณ ซึ่งในระบบการสื่อสารนั้นจะต้องมีข้อมูลข่าวสารที่ต้องการจะสื่อ ซึ่งข้อมูลข่าวสารจะถูกส่งไปได้นั้นจะต้องอาศัยสื่อสัญญาณต่างๆอันเป็นตัวกลางสำคัญในการที่จะทำให้ข้อมูลข่าวสารส่งถึงผู้รับได้อย่างถูกต้อง

จากในอดีตที่การสื่อสาร และการส่งสัญญาณต่างๆต้องใช้สายนำสัญญาณในการนำพาข้อมูลข่าวสารนั้นๆไปยังจุดหมายปลายทางที่ต้องการ แต่ด้วยข้อจำกัดต่างๆในการใช้สายนำสัญญาณ กล่าวคือในบางครั้งอาจอยู่ในพื้นที่ที่ไม่สามารถวางสายได้ หรือเป็นการไม่คุ้มค่าต่อการลงทุนในการวางสาย ด้วยเหตุนี้จึงทำให้การสื่อสารแบบไร้สาย (Wireless Communication) ถูกนำมาใช้งานมากขึ้น ทั้งนี้เนื่องจากการสื่อสารแบบไร้สายสามารถส่งข้อมูลข่าวสารผ่านทางอากาศได้โดยไม่ต้องใช้สายนำสัญญาณ ทำให้การส่งข้อมูลข่าวสารมีความสะดวกสบายมากขึ้น

อุปกรณ์เบื้องต้นของระบบการสื่อสารใดๆแสดงดังรูปที่ 1.1 โดยผู้ส่งข่าวสารจะส่งข้อมูลข่าวสารให้กับเครื่องส่ง เครื่องส่งจะแสดงข้อมูลไปยังช่องสัญญาณที่เหมาะสม โดยช่องสัญญาณจะเป็นตัวกลางระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ ตัวอย่างสายส่งเช่น เส้นลวด เส้นใยแก้วนำแสง หรืออากาศ เป็นต้น



รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงระบบการสื่อสารโดยใช้แสง

ในปัจจุบันด้วยความเจริญก้าวหน้าทางวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี จึงทำให้การใช้งานคลื่นความถี่วิทยุทั้งในด้านธุรกิจ, การทหารและการสื่อสารทางโทรศัพท์มีมากขึ้น ทำให้การสื่อสารแบบไร้สายที่ใช้คลื่นวิทยุ นั้น อาจจะมีปัญหาในเรื่องของการรบกวนของคลื่นวิทยุและการได้รับอนุญาตให้ใช้คลื่นความถี่ได้ ด้วยเหตุนี้การสื่อสารแบบไร้สายโดยใช้แสงเป็นพาหะและใช้อากาศเป็นตัวกลางจึงเป็นอีกวิธีหนึ่งที่สามารถนำมาใช้ได้เป็นอย่างดี

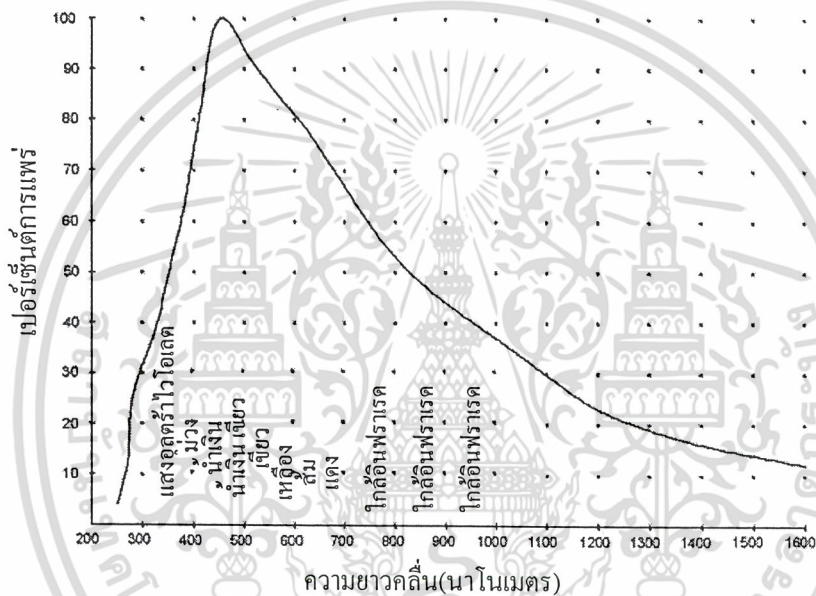
บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการ

2.1 พื้นฐานแสง

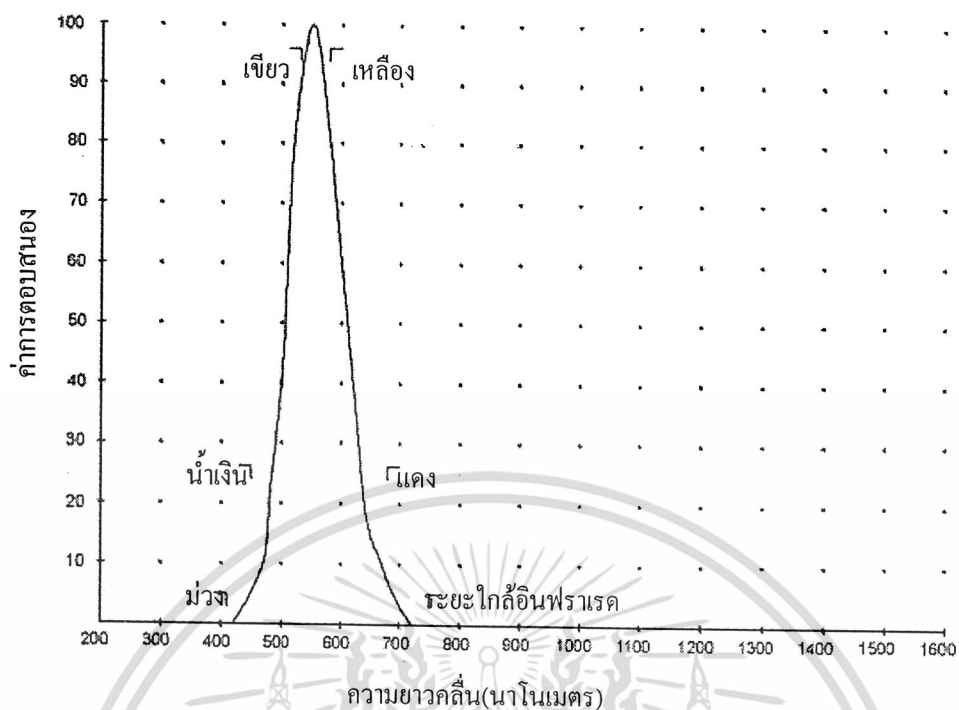
2.1.1 สเปกตรัมและช่วงการตอบสนองของสายตามนุษย์

แสงเป็นพลังงานรูปหนึ่งที่มีลักษณะเป็นคลื่นสามารถเคลื่อนที่ได้ และมีความยาวคลื่นที่ทำให้ตาของมนุษย์เราสามารถมองเห็นสีต่างๆ ได้ แต่ความยาวคลื่นของแสงสีต่างๆ จะมีความยาวคลื่นต่างกันออกไป การที่เรามองเห็นสีต่างๆ ได้ก็ขึ้นอยู่กับความยาวของคลื่นแสงที่ตกกระทบตาเรา ความยาวคลื่นของแสงแสดงไว้ดังรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 แสดงสเปกตรัมของคลื่นแสง

จากรูปที่ 2.1 จะเห็นได้ว่ากลุ่มของแสงสีต่างๆ ที่เรามองเห็นได้นั้นจะอยู่ในช่วงความยาวคลื่นระหว่าง 380 ถึง 760 นาโนเมตร ถ้าพลังงานแสงลดลงโดยเปลี่ยนจากสีเขียวไปเป็นสีน้ำเงิน ผลตอบสนองของตาก็จะลดลงเรื่อยๆ และเมื่อลดลงถึง 380 นาโนเมตร ก็ไม่สามารถมองเห็นสีต่างๆ ได้ แต่ยังให้พลังงานคลื่นออกเป็นรังสีเหนือม่วง (Ultraviolet) และถ้าเริ่มมองแสงที่ความยาวคลื่น 555 นาโนเมตรขึ้นไป เราจะเห็นแสงสีเหลืองแล้วเปลี่ยนเป็นแสงสีแดง ผลตอบสนองของตาก็จะลดลง และจะลดลงไปเรื่อยๆ จนกระทั่งถึงความยาวคลื่น 760 นาโนเมตร จากนั้นก็จะไม่สามารถมองเห็นแสงได้ และพลังงานที่มีความยาวคลื่นมากขึ้นไปอีกก็คือรังสีได้แสง (Infrared) ตามรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 แสดงความยาวคลื่นของแสงที่สายตามนุษย์สามารถมองเห็นได้

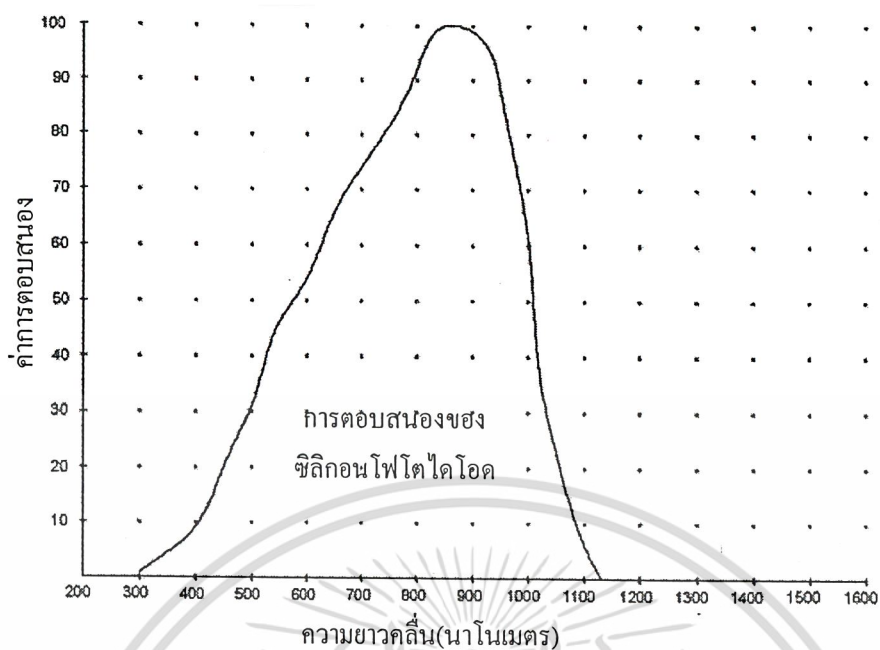
ซึ่งแสงเหนือม่วงและแสงอินฟราเรดนั้นจะถูกนำไปใช้งานตามความเหมาะสม ดังนี้

- แสงเหนือม่วง เป็นแสงที่มีพลังงานสูงและสามารถทำอันตรายกับดวงตา แต่มีประโยชน์ในด้านอื่นๆ เช่น ใช้ฆ่าเชื้อโรค ใช้เพิ่มพลังงานให้กับอิเล็กตรอนในเซลล์ของหน่วยความจำอีพรอม (EPROM) เพื่อใช้ในการลบข้อมูล
- แสงอินฟราเรด เป็นแสงที่มีพลังงานต่ำและไม่เป็นอันตรายต่อดวงตา จึงเหมาะที่จะนำไปใช้เป็นตัวตรวจจับและใช้เป็นตัวส่งสัญญาณต่างๆ

การใช้แสงอินฟราเรดสามารถป้องกันการรบกวนจากสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าต่างๆ เช่น การรบกวนที่เกิดจากมอเตอร์ และยังสามารป้องกันการทำลายของแสงที่ก่อให้เกิดความผิดปกติทางการสื่อสารได้อีกด้วย

2.1.2 ช่วงการตอบสนองของตัวตรวจจับแสงแบบซิลิกอน (Silicon Detector)

จากรูปที่ 2.3 แสดงให้เห็นว่าซิลิกอนดีเทคเตอร์มีช่วงการตอบสนองของแสงที่กว้าง โดยเริ่มจากความยาวคลื่นที่มีค่ามากกว่าช่วงกลางของแสงอินฟราเรดผ่านไปในช่วงของแสงที่มองเห็นเข้าไปในส่วนของความยาวคลื่นที่สั้นกว่าอุลตราไวโอเล็ต ลักษณะเด่นของกราฟซิลิกอนดีเทคเตอร์นั้นคือ ค่าการตอบสนองสูงสุดจะอยู่ที่ประมาณ 900 นาโนเมตร ในส่วนของแสงสีแดงที่มีค่าความยาวคลื่น 600 นาโนเมตรจะมีค่าการตอบสนองประมาณครึ่งหนึ่งของค่าสูงสุด ดังนั้นแหล่งกำเนิดแสงที่มีค่าความยาวคลื่น 900 นาโนเมตร จะดีที่สุดต่อการตรวจจับด้วยซิลิกอนดีเทคเตอร์



รูปที่ 2.3 แสดงผลตอบสนองของซิลิกอนดีเทคเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 อุปกรณ์ส่งแสง (Light Emitter)

2.2.1 โครงสร้างการกำเนิดแสง

โดยทั่วไปแล้วอะตอม (Atom) ที่ประกอบอยู่ในสารต่างๆ (ก๊าซ, ของเหลว, ของแข็ง) จะมีโครงสร้างดังรูปที่ 2.4 นั่นคือมีส่วนที่เรียกว่า นิวเคลียส (Nucleus) อยู่ตรงกลางและรอบๆนิวเคลียส จะมีอิเล็กตรอน (Electron) จำนวนหนึ่งหมุนอยู่รอบๆนิวเคลียส โดยมีระยะห่างที่แน่นอน

อิเล็กตรอนเหล่านี้จะมีพลังงานที่เป็นสัดส่วนกับระยะทางจากนิวเคลียส พลังงานนี้เรียกว่าระดับพลังงาน (Energy Level) มีระดับพลังงานที่ต่ำที่สุด (Ground State Level) และระดับพลังงานที่สูง (Stimulate Level) จำนวนอิเล็กตรอนที่มีอยู่ในระดับพลังงานจะมีจำนวนแน่นอนขึ้นอยู่กับชนิดของสาร แต่โดยปกติแล้วอิเล็กตรอนจะออกันอยู่ที่ระดับพลังงานต่ำ อันนี้เป็นคุณสมบัติโดยธรรมชาติของอิเล็กตรอน



รูปที่ 2.4 แสดงโครงสร้างและระดับพลังงานของอะตอม

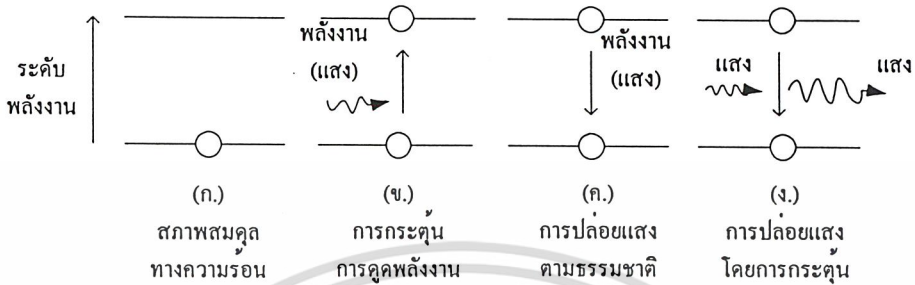
คราวนี้ลองสมมุติว่ามีอิเล็กตรอนอยู่ในระดับพลังงานต่ำ และไม่มีอิเล็กตรอนอยู่ในระดับสูงเลย ดังแสดงในรูปที่ 2.5(ก) ในสภาพนี้ถ้าหากเราให้พลังงานที่มีค่าเท่ากับผลต่างของระดับพลังงานทั้งสอง นั่นคือ ถ้า E_1 เป็นพลังงานของระดับพลังงานต่ำและ E_2 เป็นพลังงานของระดับพลังงานสูงจะได้ผลต่างเป็น $E_2 - E_1$ แล้วอิเล็กตรอนจะดูดเอาพลังงานนี้และจะเลื่อนจากระดับพลังงานต่ำ E_1 ขึ้นไปอยู่ระดับพลังงานสูง E_2 ดังรูปที่ 2.5(ข) การให้พลังงานภายนอกจากอิเล็กตรอนเพื่อทำให้มันเลื่อนไปอยู่ในระดับพลังงานสูงนี้เรียกว่า การกระตุ้น (Stimulation) และการที่อิเล็กตรอนเลื่อนไปยังระดับพลังงานอื่นนั้นเรียกว่าการถ่ายเท (Transfer)

และเมื่อปล่อยอิเล็กตรอนที่อยู่ในสภาพเลื่อนขึ้นไปอยู่ในระดับพลังงานสูง E_2 ไว้อย่างนั้นมันจะถูกนิวเคลียสดึงกลับมายู่ในสภาพเดิม (Stable State) ดังรูปที่ 2.5(ก) อีก ในการที่อิเล็กตรอนกลับลงมาสู่สภาพเดิม นั่นคือกลับมาสู่ระดับพลังงานต่ำ E_1 อิเล็กตรอนจะปล่อยพลังงาน (Emission) เท่ากับ $E_2 - E_1$ ออกมาดังรูปที่ 2.5(ค) ปรากฏการณ์เช่นนี้เรียกว่าการปล่อยพลังงานออกมาตามธรรมชาติ (Nature

Emission) กรณีที่ปล่อยพลังงานออกมาในรูปของแสง (Nature Light Emission) เนื่องจากรังสีต่างๆแบ่งรค่า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ออกได้เป็นพวกที่ทำให้เกิดแสงได้ง่ายกับพวกที่เกิดแสงได้ยาก ซึ่งจะได้กล่าวถึงรายละเอียดในภายหลัง ดังนั้นจึงไม่สามารถกำหนดลงไปได้ว่าสารทุกชนิดจะทำให้เกิดแสงได้ จากทฤษฎีของควอนตัมไดนามิกส์ (Quantum Dynamic) ความยาวคลื่นที่ได้จากการปล่อยแสงออกมานี้หาได้จากสมการต่อไปนี้



รูปที่ 2.5 แสดงระดับพลังงานในสารกึ่งตัวนำ

$$\lambda = \frac{c \times h}{(E_2 - E_1)}$$

ในที่นี้ λ = ความยาวคลื่นแสง

c = ความเร็วคลื่นแสง (3×10^8 m/sec)

h = Planck Constant มีค่า 6.625×10^{-34} J.sec

นั่นคือความยาวคลื่นแสงจะเป็นสัดส่วนกลับกับผลต่างของพลังงาน และผลต่างของพลังงานนี้กำหนดจากชนิดของอะตอมที่ประกอบเป็นอุปกรณ์กำเนิดแสงด้วย ดังนั้นความยาวคลื่นแสงที่ปล่อยออกมาจะมีค่าจำเพาะ อุปกรณ์กำเนิดแสงที่ใช้การปล่อยแสงตามธรรมชาตินี้ได้แก่ หลอดนีออนและไดโอดกำเนิดแสง (Light Emitting Diode: LED)

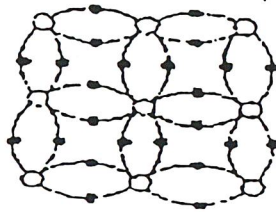
ต่อไปสมมติว่าเราป้อนแสงที่มีพลังงานเท่ากับ $E_2 - E_1$ ที่ใช้ในการกระตุ้นอิเล็กตรอนให้ไปอยู่ในระดับพลังงานสูงดังรูปที่ 2.5(ข) อิเล็กตรอนที่อยู่ในระดับพลังงานเท่ากับ $E_2 - E_1$ ซึ่งพยายามที่จะกลับลงมาสู่ระดับพลังงานต่ำ E_1 อยู่แล้วนั้นก็ดูดพลังงานของแสงที่ป้อนให้มันไว้ และกลับลงมาสู่ระดับพลังงานต่ำ E_1 ในลักษณะถูกบังคับให้ลงมาเร็วกว่ากำหนดดังแสดงในรูปที่ 2.5(ง) ปรากฏการณ์ เช่นนี้เรียกว่า การกระตุ้นให้ปล่อยแสง (Stimulate Emission) และพลังงานแสงที่เกิดขึ้นในกรณีนี้จะมีค่ามากกว่ากรณีของการปล่อยพลังงานออกมาทางธรรมชาติ และแสงที่ได้เรียกว่าแสงจากการกระตุ้น (Stimulate Emission Light) ความยาวคลื่นแสงที่ได้จากการกระตุ้นให้ปล่อยแสง จะเหมือนกันกับกรณีของการปล่อยแสงตามธรรมชาติ นั่นคือเป็นสัดส่วนกลับกับผลต่างของพลังงาน $E_2 - E_1$ อุปกรณ์กำเนิดแสงที่ใช้หลักการของการกระตุ้นให้ปล่อยแสงนี้ได้แก่ เลเซอร์ (Laser)

2.2.2 โครงสร้างและการทำงานของสารกึ่งตัวนำ (Semiconductor)

ที่กล่าวมาแล้วข้างต้นเป็นหลักการพื้นฐานของการปล่อยแสง คราวนี้เราจะมาพิจารณาโครงสร้างการปล่อยแสงของสารกึ่งตัวนำซึ่งเป็นสารที่มีลักษณะต่างกับโลหะ เช่น ทองแดงและอื่นๆ กล่าวคือมันเป็นสารที่ไม่ค่อยจะยอมให้กระแสผ่านตัวมันได้มากนัก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อิเล็กทรอนิกส์



รูปที่ 2.6 แสดงตัวอย่างการจัดอิเล็กตรอนและนิวเคลียสในสารกึ่งตัวนำ

สำหรับสารกึ่งตัวนำนั้นจะมีอะตอมจำนวนมากจัดเรียงกันอย่างเป็นระเบียบดังรูปที่ 2.6 ด้วยเหตุนี้อิเล็กตรอนของแต่ละอะตอมจะทำหน้าที่เชื่อมโยงกับอะตอมข้างเคียงและมีตำแหน่งอยู่ระหว่างอะตอมทั้งสอง นั่นคือมันจะรับผลการดึงดูดจากอะตอมข้างเคียงสภาพพลังงานที่อะตอมได้รับนั้นถ้าหากกล่าวในทางควอนตัมไดนามิกส์แล้วแตกต่างจากกรณีที่มีอะตอมเพียงอันเดียว ดังที่ได้กล่าวมาดังในรูปที่ 2.5 กล่าวคือในกรณีมันจะแบ่งเป็น 2 สภาพ สภาพหนึ่งเป็นสภาพของระดับพลังงานสูง (Conduction Band) และอีกสภาพหนึ่งเป็นสภาพของระดับพลังงานต่ำ (Valence Band) ทั้งสองนี้ต่างก็มีความกว้างของพลังงานอยู่ดังในรูปที่ 2.7



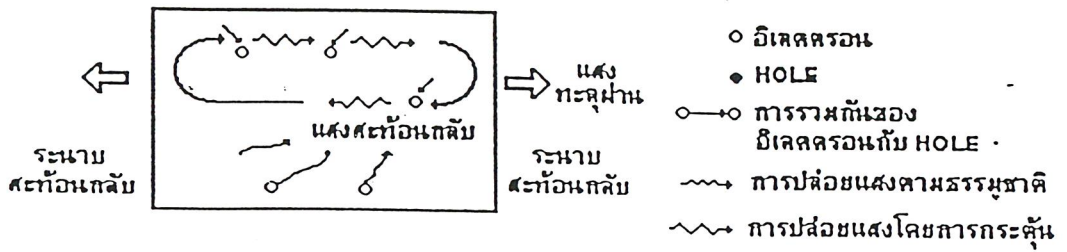
รูปที่ 2.7 แสดงระดับพลังงานในสารกึ่งตัวนำ

โดยปกติแล้วอิเล็กตรอนจำนวนมากจะรวมตัวกันอยู่ที่ระดับพลังงานต่ำและจะมีอิเล็กตรอนจำนวนน้อยอยู่ในระดับพลังงานสูงซึ่งเป็นระดับพลังงานสูง ในตอนแรกนี้จะทำการอธิบายเกี่ยวกับโครงสร้างและหลักการทำงานของเลเซอร์ที่สร้างจากสารกึ่งตัวนำ (Semiconductor Laser Diode:LD) ซึ่งเป็นสารกึ่งตัวนำที่มีระดับพลังงานตามที่กล่าวข้างบน และใช้วิธีการกระตุ้นให้ปล่อยแสงออกมา สมมติว่าจำนวนอิเล็กตรอนในสารกึ่งตัวนำมีค่าเป็น N และในจำนวน N นี้แบ่งไปอยู่ในระดับพลังงานต่ำจำนวน n_1 ตัว และไปอยู่ในระดับพลังงานสูงจำนวน n_2 ตัวในสภาพปกตินั้น n_1 นั้นจะมากกว่า n_2 และในสภาพเช่นนี้ถ้าหากเราให้แสงจากภายนอกแก่มัน จะทำให้เกิดการกระตุ้นให้มีการปล่อยแสงออกมา และการดูดพลังงาน (Absorption) ซึ่งขนาดของมันจะเป็นอัตราส่วนของ n_2 และ n_1 แต่โดยทั่วไปแล้วการดูดพลังงานจะมีขนาดมากกว่า ทำให้แสงที่ป้อนเข้ามามีขนาดลดลงไป แต่ว่าถ้าหากมีวิธีอย่างใดอย่างหนึ่งที่ทำให้

$n_2 > n_1$ เรียกว่าเกิดอินเวอร์ชัน คิสทริบิวชัน (Inversion Distribution) ได้แล้วก็จะทำให้การกระตุ้นให้ปล่อยแสงออกมามีค่ามากกว่าการดูดพลังงาน ในกรณีนี้จะทำให้ความเข้มของแสงที่ป้อนเข้ามามีค่ามากขึ้น และเกิดปฏิบัติการขยายแสง (Light Amplification Distribution)

การทำให้ $n_2 > n_1$ สามารถถูกทำให้เกิดขึ้นได้จริงๆด้วยการให้พลังงานจากภายนอก ได้เคยยกตัวอย่างการกระตุ้นอิเล็กตรอนด้วยการดูดพลังงานมาแล้วในรูปที่ 2.5(ข) แต่สำหรับสารกึ่งตัวนำนี้ ปกติจะใช้วิธีที่เรียกว่าฉีด (Injection) อิเล็กตรอนโดยการให้กระแสไหล ก็จะเกิดปฏิบัติการขยายทางกระแสได้ ดังนั้นในกรณีของสารกึ่งตัวนำ พลังงานภายนอกที่เป็นตัวทำให้เกิดการกระตุ้นให้มีการปล่อยแสงออกมา เมื่อปล่อยแสงออกมานั้นก็คืออิเล็กตรอนที่ฉีดเข้าไปนั่นเอง เมื่อสามารถทำให้เกิดการขยายดังกล่าวข้างบนได้ และเช่นเดียวกับกรณีของวงจรไฟฟ้า กล่าวคือโดยการให้ขยายกลับไปมาจะทำให้แสงเกิดการออสซิลเลชัน (Oscillation) ได้ การขยายกลับไปมานั้นเป็นการทำให้เกิดคุณสมบัติพิเศษของแสงขึ้น หลักการขยายกลับไปมาทำได้โดยใช้ระนาบสะท้อนกลับ (Reflecting Plane) 2 อันวางหันหน้าเข้าหากันดังแสดงในรูปที่ 2.8 นั่นคือแสงที่เกิดการกระตุ้นให้ปล่อยแสงออกมานี้จะถูกขยายไปพร้อมกับเคลื่อนที่ไปด้วยและเมื่อไปกระทบกับระนาบสะท้อนกลับแล้ว ส่วนหนึ่งของมันจะทะลุออกไปข้างนอก และส่วนที่เหลือจะสะท้อนกลับไปในทิศทางตรงข้ามกับครั้งแรกและเมื่อแสงที่สะท้อนกลับนี้เมื่อไปยังระนาบสะท้อนกลับอีกด้านหนึ่งก็จะเกิดผลเช่นเดียวกับในตอนแรกที่กำลังกล่าวมาแล้วคือ ส่วนหนึ่งจะทะลุออกไปข้างนอกและส่วนที่เหลือจะสะท้อนกลับไปในทางตรงกันข้ามอีกในระหว่างที่ทำให้เกิดการสะท้อนกลับเข้าไปมาอยู่อย่างนี้ จะถึงจุดหนึ่งที่พลังงานที่ถูกขยายด้วยการกระตุ้นให้ปล่อยแสงที่มีค่ามากกว่าพลังงานที่สูญเสียไป เนื่องจากการดูดอิเล็กตรอนที่อยู่ในระดับพลังงานต่ำ และที่ทะลุออกไปจากระนาบที่ถูกสะท้อนกลับ ณ จุดนี้การออสซิลเลชันจะเริ่มขึ้น การทำให้เกิดแสงเช่นนี้เรียกว่าเลเซอร์ (Laser : Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation)

ในการที่ทำให้การออสซิลเลชันขึ้นได้นั้นต้องใช้พลังงานจากภายนอก โดยการฉีดกระแสที่มีจำนวนมากกว่าค่าหนึ่งขึ้นไปและจำนวนกระแสที่ฉีดเข้าไปทำให้แสงเริ่มเกิดการออสซิลเลชัน (Threshold Value Current) ต่อไปเราจะมาพิจารณาถึงความยาวคลื่นแสงของเลเซอร์ จากที่ได้กล่าวมาแล้วว่า ความยาวคลื่นแสงนั้นกำหนดจากผลต่าง ่างพลังงานในระดับพลังงาน แต่เนื่องจากว่าในระดับพลังงานทั้งสองต่างก็มีความกว้างของพลังงานอยู่ ทำให้ความยาวคลื่นแสงก็มีค่าอยู่ในช่วงหนึ่งด้วยเช่นกัน แต่เนื่องจากในขั้นตอนการที่ปล่อยแสงตามที่ได้กล่าวมาแล้ว ทำให้เกิดการสะท้อนกลับไปมา (Resonance) ระหว่างระนาบสะท้อนกลับ นั่นคือสามารถทำให้เกิดความยาวคลื่นแสงของคลื่นนิ่ง (Standing Wave) เท่านั้นภายในระนาบสะท้อนกลับ (Resonator) เท่านั้นดังรูปที่ 2.9

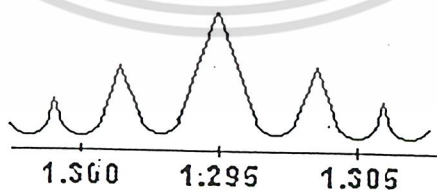


รูปที่ 2.8 แสดงหลักการของ Oscillator แสง



รูปที่ 2.9 แสดงการเกิด Standing Wave ของแสง

และเงื่อนไขที่ทำให้เกิดการสะท้อนกลับ ไปมานี้ก็คือความยาวของระนาบสะท้อนกลับ จะมีค่าเป็นจำนวนเท่าที่เป็นเลขเต็มหน่วยของครึ่งหนึ่งของความยาวแสงนั่นคือ $n \times \frac{\lambda}{2}$ โดยปกติแล้วความยาวของระนาบสะท้อนกลับ จะมากกว่าความยาวแสงมาก ดังนั้นแสงที่ได้จากเลเซอร์จะมีความยาวแสงกระจายออกเป็นจำนวนมากดังแสดงในรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 แสดงความยาวคลื่นต่างๆของเลเซอร์

อนึ่งเกี่ยวกับคุณสมบัติของเลเซอร์นั้นต้องการให้มีการขยายกว้างออกของความยาวคลื่น (Wave Length Dispersion) น้อย นั่นคือต้องให้จำนวนของความยาวคลื่นแสงมีน้อยมากเท่าไรยิ่งดี ด้วยเหตุนี้ได้มีการ

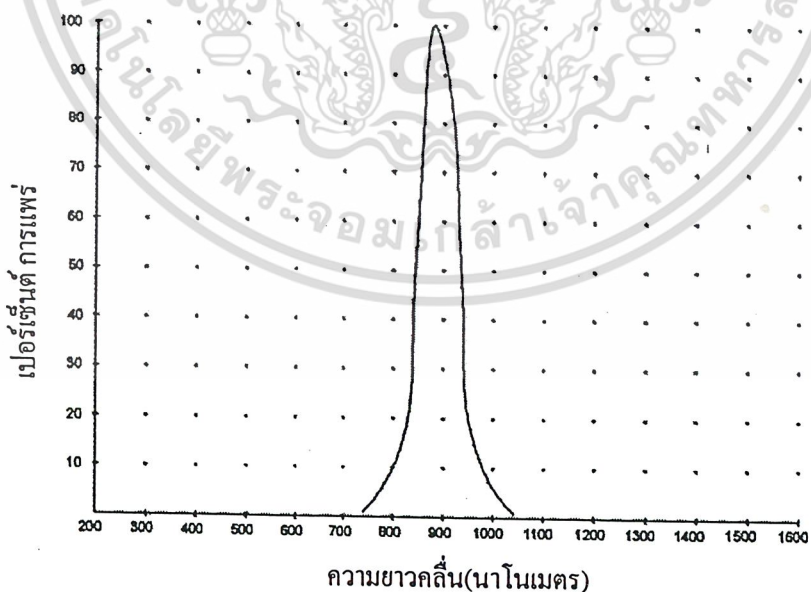
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พัฒนาทำให้ความยาวคลื่นแสงมีค่าเดียวโดยการสร้าง Distributed Feedback Semiconductor Laser เรียกว่า DFB LASER ขึ้นมา

ส่วนทางด้านไดโอดเปล่งแสง (Light Emission Diode) นั้นต่างกับเลเซอร์คือ แทนที่จะใช้ปรากฏการณ์การกระตุ้นให้มีการเปล่งแสงออกมา แต่จะใช้ปรากฏการณ์ของการเปล่งแสงออกตามธรรมชาติแทน ดังนั้นแสงที่ได้ออกมาจะมีช่วงความยาวคลื่นแสงกว้างมากทั้งนี้เพราะกำหนดจากความสัมพันธ์ของพลังงานของระดับพลังงานสูงกับระดับพลังงานต่ำที่มีความกว้างของพลังงานอยู่ในตัว และช่วงความยาวแสง (Spectrum Width) และกำลังของไดโอดเปล่งแสง เมื่อเทียบกับเลเซอร์แล้วมีค่าน้อยกว่า แต่มีข้อดีคือโครงสร้างของไดโอดเปล่งแสงจะไม่ยุ่งยากทำให้สร้างได้ง่าย และมีราคาถูกมากกว่ามาก

2.2.3 อุปกรณ์ที่ใช้ในการเปล่งแสง

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

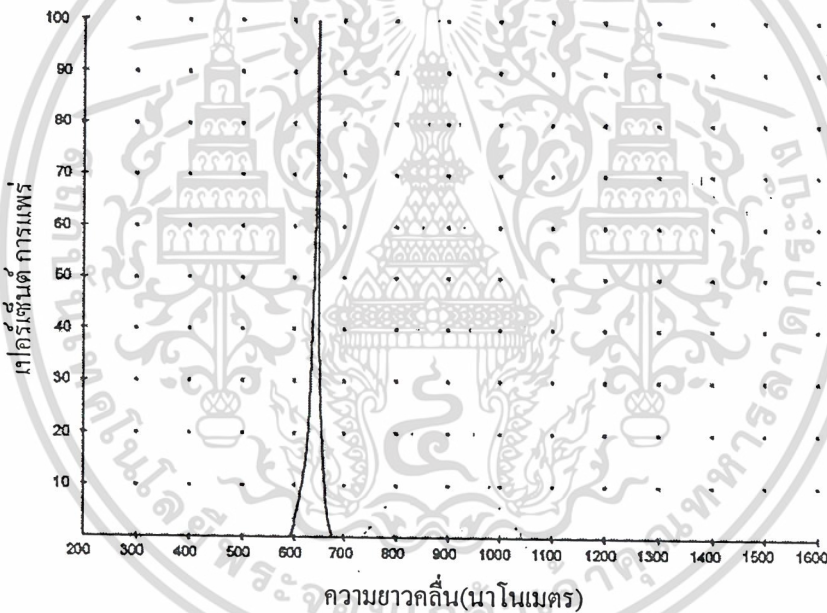


รูปที่ 2.11 แสดงค่าความยาวคลื่นที่เปล่งออกมาจาก GaAlAs LED

- GaAs IR LED: เป็นอุปกรณ์ที่มีมาก่อนไดโอดเปล่งแสงแบบ GaAlAs แต่มีประสิทธิภาพต่ำกว่าเล็กน้อย ลักษณะรูปร่างของอุปกรณ์จะมีหลากหลาย ประโยชน์ของไดโอดเปล่งแสงชนิดนี้ก็จะจะมีพื้นที่ใช้ไม่กว้างนักทีเดียว ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการปล่อยแสงที่น้อยกว่า GaAlAs LEDs ทำให้ค่ามุมของแสงที่ถูกปล่อยออกมาน้อยด้วยการใช้เลนส์ขนาดเล็ก ดังนั้นพื้นที่ในการปล่อยแสงที่มีค่าน้อยนี้ จะมีประโยชน์อย่างมากต่อการนำไปประยุกต์ใช้กับไฟเบอร์ออปติก คุณสมบัติที่สำคัญของ GaAs LED คือ ค่าความเร็วที่มีค่ามากกว่า GaAlAs LEDs ประมาณ 10 เท่า

- GaAsP Visible Red LEDs: เป็นอุปกรณ์ที่ใช้กันไม่มากในการนำไปใช้งานกับการสื่อสารผ่านอากาศในระยะทางสั้นๆ ในบางครั้งอาจจะเรียกว่า “super bright” อย่างไรก็ตามแม้ว่าจะให้แสงสว่างสูงที่สุดแต่ก็มีเพียง 1/3 เท่านั้นที่อยู่ในส่วนของอินฟราเรด ดังนั้นเนื่องจากว่าแสงนั้นอยู่ในช่วงของสีแดงซึ่งมนุษย์สามารถมองเห็นได้ ทำให้ค่ากำลังมีเพียง 1/3 เท่านั้นถ้านำไปใช้กับ silicon detector โดยทั่วไปซึ่งจะมีค่าการตอบสนองค่อนข้างต่ำในช่วงแสงสีแดง Visible Red LEDs ค่อนข้างจะมีความรวดเร็ว (2×10^6 พัลส์/วินาที) มากกว่าอุปกรณ์อินฟราเรด และเนื่องจากแสงที่ได้จะอยู่ในช่วงที่สามารถมองเห็นได้จึงมีความง่ายกว่าเมื่อเทียบกับอุปกรณ์ที่เป็นอินฟราเรดโดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อใช้งานร่วมกับเลนส์

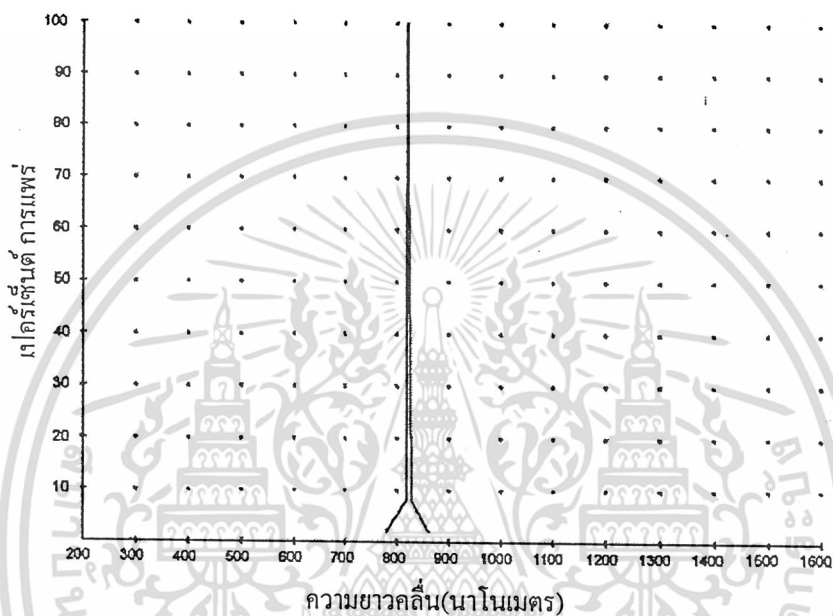


รูปที่ 2.12 แสดงค่าความยาวคลื่นที่ปล่อยออกมาจาก GaAsP LED

- GaAs (Hetrojunction) Lasers: อุปกรณ์ชนิดนี้ถูกสร้างขึ้นตั้งแต่ปี 1960 และสามารถกำเนิดแสงที่มีกำลังสูงมากได้ ซึ่งบางตัวมีกำลังเกิน 20 วัตต์ ซึ่งมีค่ามากกว่า 200 เท่าของ GaAlAs LED ทั่วไปแต่จะต้องขับกระแสด้วยค่า duty cycle ที่น้อยกว่า 0.1% โดยทั่วไป GaAs Lasers ต้องใช้กระแสที่ต่ำในระดับหนึ่ง (10-20 แอมป์) ก่อนจะปล่อยแสงที่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ได้ ซึ่งแสงที่ปล่อยออกมานี้จะทำให้มีระยะการสื่อสารสูงกว่าการส่งที่ใช้ LED เพียงตัวเดียวประมาณ 3 เท่า นอกจากนี้การที่มีความกว้างของสเปกตรัมที่แคบยังช่วยลดระดับสัญญาณรบกวนที่เกิดจากแสงบริเวณโดยรอบโดยการใส่ตัวกรองแสงที่ภาครับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- GaAlAs (CW) Lasers: เป็นอุปกรณ์เซมิคอนดักเตอร์ที่ใช้ในปล่อยแสงอินฟราเรดตัวต่ำสุดและมีการพัฒนาอย่างรวดเร็ว มีการใช้งานอย่างกว้างขวางในอุปกรณ์ประเภทเครื่องเล่นซีดีรอมและไดรฟ์ซีดีรอมในคอมพิวเตอร์ ฯลฯ อุปกรณ์ชนิดนี้มีพื้นที่ในการปล่อยแสงที่น้อยมากและมีกำลังสูงสุดเกิน 0.2 มิลลิวัตต์ และมีสเปกตรัมแบนด์วิธที่แคบ (ดังรูปที่ 2.13) คุณสมบัติที่สำคัญเมื่อเทียบกับอุปกรณ์ปล่อยแสงชนิดอื่นๆคือมีความถี่ในการมอดูเลตในระดับ gigahertz



รูปที่ 2.13 แสดงค่าความยาวคลื่นที่เกิดจาก GaAlAs (CW) Lasers

- Surface Emitting Lasers (VCSEL): อุปกรณ์ชนิดนี้ส่วนมากจะใช้ในการสื่อสารผ่านเส้นใยแก้วนำแสง ซึ่งเป็นการตัวกำเนิดแสงเลเซอร์ที่มีขนาดเล็กหลายๆตัวมาต่อเรียงกัน โดยจะมีการใช้ชั้นสเตรทร่วมกัน ค่าประสิทธิภาพ (กำลังไฟฟ้าเปลี่ยนเป็นกำลังงานแสง) มีค่าประมาณ 40% โดยในแต่ละตัวกำเนิดแสงจะมีกำลังประมาณ 0.003 วัตต์ และเนื่องจากอัตราการมอดูเลตสูงสุดมีค่าหลายพันล้านพัลส์ต่อวินาที surface-emitting lasers จึงอาจจะถูกนำมาใช้ในการสื่อสารผ่านอากาศในอนาคตก็เป็นได้

2.3 อุปกรณ์รับแสง (Light Detector)

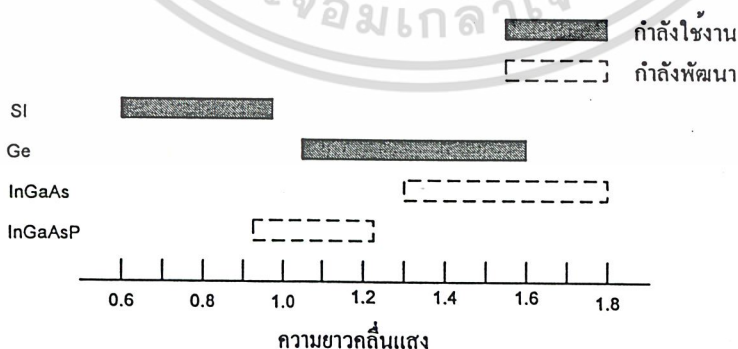
ในการสื่อสารโดยแสง แหล่งกำเนิดแสงจะเป็นแคเรียร์และจะต้องถูกมอดูเลตในการส่งข้อมูลข่าวสาร โดยแท้จริงแล้วระบบการสื่อสารโดยใช้แสงจะมอดูเลตความเข้มของแหล่งกำเนิดแสง โดยปกติแล้วเครื่องส่งก็จะเปิดหรือปิดแหล่งกำเนิดแสง เพื่อที่จะได้ข้อมูลข่าวสารจากพัลส์ของแสงทำให้มีการใช้ light detector บางชนิดขึ้น หน้าที่ของ detector คือเปลี่ยนแสงเป็นสัญญาณซึ่งถูกรวบรวมที่ด้านเครื่องรับเป็นสัญญาณไฟฟ้า

จากทฤษฎีของแสงถึงแม้ว่าแสงจะอยู่ในรูปของพลังงานซึ่งความเข้มแสงหรือพลังงานของแสงนั้นจะถูกกำหนดว่าเป็นเส้นตรง ดังนั้นหน้าที่จริงๆของ light detector คือเปลี่ยนกำลังงานแสงเป็นกำลังงานไฟฟ้า ซึ่งเป็นพลังงานที่เป็นอิสระของพัลส์แสงที่ถูกส่งไป ความสัมพันธ์นี้เป็นการบอกว่าการเปลี่ยนกลับไปมาหนึ่งของแต่ละช่วงของพัลส์เป็นอิสระต่อกัน ซึ่งเป็นแนวคิดที่สำคัญมากที่จะถูกนำไปใช้ให้เกิดประโยชน์ในระบบต่างๆ

2.3.1 สารและโครงสร้างของอุปกรณ์รับแสง

สำหรับอุปกรณ์รับแสงก็เช่นเดียวกับอุปกรณ์กำเนิดแสงนั่นคือมีสารหลายชนิด นอกจากนั้นผลต่างของพลังงานของระดับสูงและระดับพลังงานต่ำของอุปกรณ์รับแสงมีค่าแตกต่างกัน ทำให้มีความยาวคลื่นต่างกันที่ดูดสัญญาณแสงที่เข้ามาได้ง่าย (ความไวในการรับแสงดี) คุณสมบัติความไวในการรับแสงแต่ละชนิดแสดงดังรูปที่ 2.14

ในการออกแบบระบบการสื่อสารด้วยเส้นใยแสงนั้น จะต้องเลือกอุปกรณ์รับแสงที่เหมาะสมกับความยาวคลื่นที่ใช้เช่นเดียวกับอุปกรณ์กำเนิดแสง สำหรับย่านความยาวคลื่นที่ต่ำกว่า $1 \mu\text{m}$ จะใช้ซิลิกอน (silicon : Si) สำหรับย่านความยาวคลื่นจาก $1 - 1.7 \mu\text{m}$ ใช้เจอร์เมเนียม (Germanium : Ge) เป็นส่วนใหญ่ นอกจากนั้นในปัจจุบันสำหรับความยาวคลื่นในช่วง $1.5 \mu\text{m}$ เป็นความยาวคลื่นที่มีการสูญเสียในเส้นใยแสงน้อยมาก การใช้งานอุปกรณ์ชนิดใหม่ที่ทำจากสารที่เป็นสารประกอบของสารกึ่งตัวนำ InGaAs และอื่นๆที่มีความไวในการรับแสงดีมากนั้น กำลังได้รับความนิยมมากขึ้นเรื่อยๆ



รูปที่ 2.14 แสดงความยาวคลื่นในการรับแสงของอุปกรณ์รับแสงแต่ละชนิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

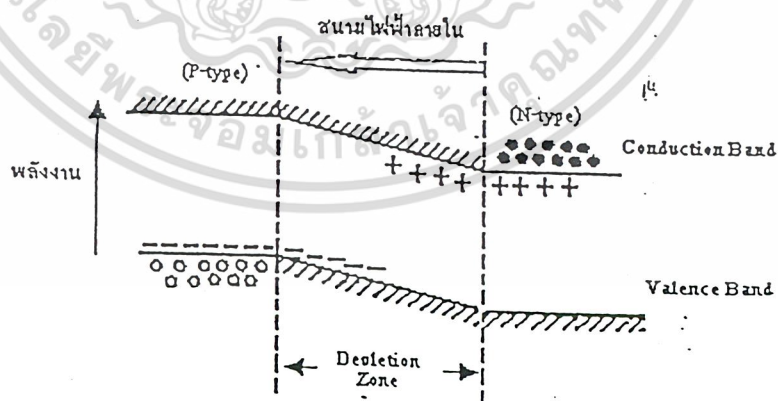
2.3.2 โครงสร้างและการทำงานของกรับแสง

การรับแสงหมายถึงการเปลี่ยนแสงให้เป็นไฟฟ้า ในการทำงานนี้แบ่งได้เป็น 2 วิธี คือ วิธีที่หนึ่งเป็นการเปลี่ยนสัญญาณแสงให้เป็นไฟฟ้าโดยตรง (Photo Electric Effect) วิธีที่สอง ทำได้โดยการเปลี่ยนพลังงานแสงให้เป็นพลังงานความร้อนก่อนแล้วจึงเปลี่ยนเป็นไฟฟ้า (Sensitive Heat Effect)

วิธีการตรวจแสงโดยใช้การเปลี่ยนพลังงานแสงให้เป็นพลังงานความร้อนก่อน แล้วจึงเปลี่ยนเป็นไฟฟ้านั้น โดยทั่วไปจะมีการตอบสนองช้ามาก จึงไม่นำมาใช้กับการสื่อสารด้วยแสง ดังนั้นสำหรับการสื่อสารด้วยแสงจึงควรทำความเข้าใจโครงสร้าง และการทำงานของกรับแสง โดยการเปลี่ยนสัญญาณแสงให้เป็นไฟฟ้าโดยตรง สำหรับสารกึ่งตัวนำต่อไปนี้จะกล่าวถึงการเปลี่ยนสัญญาณแสงให้เป็นไฟฟ้าโดยตรง

หลักการของการเปลี่ยนสัญญาณแสงให้เป็นไฟฟ้าโดยตรง ใช้ขบวนการดูดพลังงานตามที่ได้กล่าวมาแล้ว นั่นคือเมื่อมีแสงมากระทบสารกึ่งตัวนำอิเล็กตรอนที่อยู่ในระดับพลังงานต่ำจะเลื่อนขึ้นไปอยู่ในระดับพลังงานสูง แต่การเลื่อนขึ้นไปนี้เป็นแต่เพียงอิเล็กตรอนเคลื่อนที่ไปเท่านั้น และในที่สุดมันจะรวมตัวกันใหม่กับโฮลในระดับพลังงานต่ำอีก ทำให้ไม่ได้รับการเปลี่ยนสัญญาณแสงให้เป็นไฟฟ้าโดยตรง ด้วยเหตุนี้เพื่อที่จะเปลี่ยนแสงให้เป็นไฟฟ้า จะต้องใช้สภาพการแยกกันของอิเล็กตรอนกับโฮลก่อนที่มันจะรวมกัน

สำหรับอุปกรณ์รับแสงสารกึ่งตัวนำก็เช่นเดียวกันกับอุปกรณ์กำเนิดแสง นั่นคือเพื่อที่จะแยกอิเล็กตรอนกับโฮลนั้น โดยทั่วไปใช้รอยต่อของพี-เอ็น ซึ่งจะเกิดสนามไฟฟ้าในที่ว่าง (Space Electric Field) ขึ้น แต่มันจะถูกดึงด้วยอิเล็กตรอนของสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นและโฮลของสารกึ่งตัวนำชนิดพี ซึ่งมีประจุไฟฟ้าเป็นลบและบวกเป็นผลให้เกิดบริเวณที่ไม่มีอิเล็กตรอนและโฮลขึ้นตรงรอยต่อบริเวณนี้เรียกว่า เขตปลอดพาหะ ดังแสดงในรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 แสดงบริเวณเขตปลอดพาหะ

ในสภาพอย่างนี้เมื่อมีแสงมากระทบจากทางด้านสารกึ่งตัวนำชนิดพี แสงนั้นจะถูกดูดพร้อมทั้งเคลื่อนที่ไปทางสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น แต่ที่บริเวณเขตปลอดพาหะอิเล็กตรอนและโฮลที่เกิดจากการดูดพลังงานจากแสงจะถูกสนามไฟฟ้าในที่ว่างแยกในทิศทางตรงกันข้าม กล่าวคือ อิเล็กตรอนไปทางด้านเอ็น เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และโฮลไปทางด้านพี หนึ่งบริเวณซึ่งอยู่ห่างจากเขตปลอดพาหะนั้น เนื่องจากไม่มีสนามไฟฟ้าอิเล็กทรอนิกส์ และโฮลที่เกิดจากการเปลี่ยนสัญญาณแสงให้เป็นไฟฟ้าโดยตรง จะรวมตัวกันใหม่ในขณะที่เคลื่อนที่ แต่สำหรับอิเล็กตรอนและโฮลที่เคลื่อนที่เข้าไปในสนามไฟฟ้าในที่ว่างแล้วนั้นก็สามารรถเข้าไปยังบริเวณตรงกันข้ามได้ ผลที่ได้ก็คือจะเกิดแรงดันไฟฟ้าที่เป็นสัดส่วนกับปริมาณอิเล็กตรอนและโฮลที่ถูกแยกขึ้นระหว่างปลายทั้งสองของสารกึ่งตัวนำชนิดพีและสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น ถ้าหากนำวงจรรายนอกมาต่อปลายทั้งสองนี้จะทำให้อิเล็กตรอนและโฮล สามารถรวมตัวกันได้โดยผ่านวงจรรายนอก นั่นคือมีกระแสไหลนั่นเอง กระแสที่เกิดที่เขตปลอดพาหะเรียกว่า กระแสดริฟท์ (Drift Current) ส่วนกระแสที่เกิดตรงบริเวณที่อยู่ห่างจากเขตปลอดพาหะเรียกว่า กระแสดิฟฟูชัน (Diffusion Current) และกระแสนี้เป็นหลักการของการเปลี่ยนแสงเป็นไฟฟ้า

2.3.3 อุปกรณ์ที่ใช้ในการรับแสง

- Silicon PIN Photo Diode: ส่วนมาก PIN photodiodes ทำจาก silicon และแสดงให้เห็นในรูปที่ 2.16 ซึ่งคือกราฟการตอบสนอง ดูจากกราฟจะสังเกตได้ว่าอุปกรณ์นี้ตอบสนองใกล้ช่วงความยาวคลื่นอินฟราเรด ที่ประมาณ 900 นาโนเมตร สังเกตได้ว่าการตอบสนองของอุปกรณ์จะตกลงอย่างรวดเร็วที่เกิน 1000 นาโนเมตร แต่ slope ส่วนมากค่อยๆลาดไปทางความยาวคลื่นที่น้อยกว่ารวมมาถึงในส่วนของสเปกตรัมที่ตามองเห็น การตอบสนองของอุปกรณ์ชนิดนี้จะที่ประมาณจุดสูงสุดของความยาวคลื่นสีแดง (640นาโนเมตร) ดังนั้นถ้าต้องการให้อุปกรณ์นี้ทำงานได้มีประสิทธิภาพมากที่สุด ควรจะเลือกแหล่งกำเนิดแสงให้ตรงกับค่าการตอบสนองสูงสุดของ PIN photodiodes แต่โดยส่วนมาก infrared light emitting diodes (LEDs) และ Infrared lasers มีการแพร่กระจายคลื่นที่ 900 นาโนเมตร หรือ ใกล้เคียง ซึ่งทำให้เครื่องส่งเป็นไปตามอุดมคติ

PIN photo detector มีคุณสมบัติคล้ายกับ solar cell ขนาดเล็กๆ หรือ solar battery ซึ่งเปลี่ยนพลังงานแสงเป็นพลังงานไฟฟ้า PIN photodiode จะผลิตแรงดันประมาณ 0.5 V ในการตอบสนองแสง และจะสร้างกระแสไฟฟ้าซึ่งเป็นสัดส่วนกับความเข้มแสง อย่างไรก็ตาม unbiased current sourcing mode, หรือ "photovoltaic" modeไม่ค่อยจะใช้ในการสื่อสารผ่านอากาศ เพราะมันมีประสิทธิภาพน้อยและตอบสนองต่อแสงช้า ส่วนมากจะใช้ ในรูปแบบที่เป็น "reversed biased" หรือ "photoconductive"

โฟโตไดโอดมีโหมดการทำงานอยู่ 2 โหมดด้วยกันคือ Photovoltaic Mode เป็นโหมดการทำงานที่ไม่ต้องป้อนไบอัสย้อนกลับให้แก่ตัวโฟโตไดโอด การใช้งานกับโหมดนี้จะใช้ที่ความถี่ต่ำๆ (ประมาณต่ำกว่า 100 kHz) เพราะ Response Time มีค่ามาก สำหรับข้อดีของโหมดนี้คือมี S/N ดีกว่าอีกโหมดเพราะไม่มี Dark Current และอีกโหมดคือ Photoconductive Mode เป็นโหมดการทำงานที่ต้องป้อนไบอัสย้อนกลับให้กับโฟโตไดโอด ใช้กับงานที่ต้องการ Frequency Response สูงๆ แต่จะมีสัญญาณรบกวนจาก Dark Current

ใน reversed biased mode, the PIN detector จะถูกไบอัสโดยไฟฟ้ากระแสตรงจากแหล่งจ่ายไฟที่มีช่วงตั้งแต่ 2-3 ถึง 50 V เมื่อทำการไบอัสแล้ว อุปกรณ์จะประพฤติตัวคล้ายกับไดโอดรั่ว ซึ่งกระแสไฟฟ้าที่รั่วนี้จะขึ้นอยู่กับความเข้มแสงของอุปกรณ์ในพื้นที่ที่ทำงานด้วย มันสำคัญมากที่ต้องสังเกต

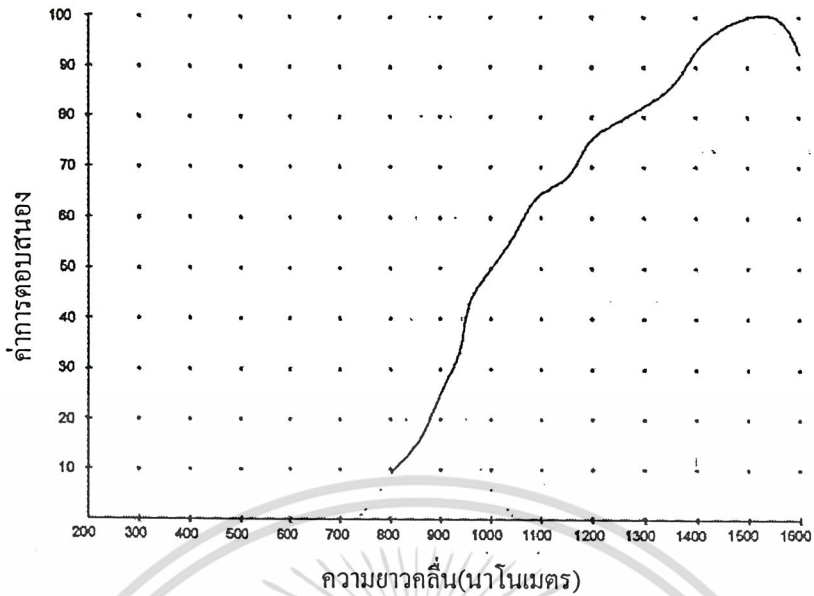
ว่าความเข้มแสงของแหล่งกำเนิดแสงจะอธิบายในเทอมของกำลังงานไม่ใช่พลังงาน เมื่อมีการตรวจจับแสง

อินฟราเรด ที่ 900 นาโนเมตร ซึ่งเป็นจุดการตอบสนองสูงสุด PIN diode จะมีการรั่วของกระแส 1 มิลลิแอมป์ สำหรับทุกๆ 2 มิลลิวัตต์ของกำลังงานแสง (ประสิทธิภาพ 50%) สำหรับอุปกรณ์ส่วนมาก ความสัมพันธ์นี้จะเป็นเชิงเส้น ที่มากกว่า 120 dB (1 million to one) มีช่วงกว้างจาก 10 มิลลิวัตต์ถึงนาโนวัตต์ และค่าความยาวคลื่นอื่นๆที่ไม่ใช่สูงสุดที่ 900 นาโนเมตร จะไม่สามารถถูกเปลี่ยนได้ด้วย ประสิทธิภาพ 50% ถ้าแหล่งกำเนิดแสงสีแดงที่สามารถมองเห็นได้นี้ถูกใช้ ประสิทธิภาพจะตกลงเหลือเพียง 25%.

กระแสไฟฟ้าเอาท์พุทที่เป็นความสัมพันธ์กับกำลังงานอินพุทของแสงนั้น เป็นคุณลักษณะเฉพาะที่สำคัญมากสำหรับ PIN photodiode ความสัมพันธ์นี้จะช่วยอธิบายความต้องการ ของระบบการสื่อสารที่ต้องการสัญญาณที่จะถูกส่ง ไปในระยะทางที่แน่นอน จากความรู้นี้ทำให้ทราบว่ กำลังงานแสงมากเท่าไรที่วงจรต้องการ ในระบบการสื่อสารสามารถถูกออกแบบให้ใช้อุปกรณ์ได้ถูกต้องเหมาะสม

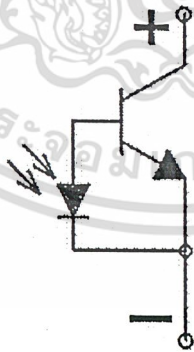
ความสัมพันธ์ของกำลังงานแสงที่เปลี่ยนไปเป็นกระแสไฟฟ้าจะบอกได้ว่าการเปลี่ยนรูปนี้จะเป็นอิสระในทุกๆช่วงเวลาของพัลส์แสง ตามที่ตัวตรวจจับจะมีความเร็วพอ ซึ่งมันจะผลิตกระแสไฟฟ้าตามพัลส์ของแสง 1 วินาทีหรือ 1 นาโนวินาที หลังจากนั้น ในส่วนของวงจรส่งแสง เราจะนำเอาประโยชน์ จากความสัมพันธ์นี้ โดยจะใช้พัลส์แสงสั้นๆ ซึ่งไม่ได้ถูกใช้ให้หมดไปซึ่งมีปริมาณที่มากของวงจรไฟฟ้า ดังนั้น ในส่วนของเครื่องรับแสง เราจะใช้วงจรตรวจจับที่เป็นวงจรเฉพาะ ซึ่งได้ถูกออกแบบให้ ไวต่อการตอบสนองพัลส์สั้นๆของแสงที่ถูกส่งออกมา

- InGaAs PIN Diode: ซิลิกอนไม่ใช่เป็นเพียงวัสดุชนิดเดียวที่ใช้ทำ solid-state light detector. แต่ยังมีโฟโตไดโอดอื่นที่ทำจากสารกึ่งตัวนำประเภท Gallium และ Indium ซึ่งทำงานได้ดีที่ความยาวคลื่นอินฟราเรดที่มากกว่าอุปกรณ์ประเภทซิลิกอน อุปกรณ์ประเภทนี้ใช้มาหลายปีในระบบการสื่อสารประเภทเส้นใยแก้วนำแสง ซึ่งใช้ในความยาวคลื่นที่ยาวกว่า ไฟเบอร์ออปติกที่ทำจากแก้วจะทำงานอย่างมีประสิทธิภาพที่ความยาวคลื่นที่ยาวนี้ จากกราฟข้างล่างแสดงให้เห็นการตอบสนองของอุปกรณ์นี้ แต่จุดสูงสุดสามารถเลื่อนได้เล็กน้อยตามที่ต้องการ ตามที่แสดงในกราฟรูปที่ 2.16 การตอบสนองของโฟโตไดโอดแบบ InGaAs นี้ รวมถึงบางส่วนของความยาวคลื่นของซิลิกอนไดโอดครอบคลุม อย่างไรก็ตาม อุปกรณ์ส่วนมากได้ถูกออกแบบไว้ใช้ในการสื่อสารประเภทไฟเบอร์ออปติก ซึ่งทำให้ต้องมีพื้นที่แอกทีฟที่เล็กมาก



รูปที่ 2.16 แสดงการตอบสนองของโฟโตไดโอดแบบ InGaAs

- Photo Transistor: เป็นตัว light detector ที่นิยมใช้กันมากอีกตัวหนึ่ง โดยโฟโตไดโอดจะต่ออยู่กับตัวทรานซิสเตอร์โดยตรง ซึ่งจะไม่ใช้การไบอัสย้อนกลับ (reversed biased) แต่จะทำงานใน photovoltaic mode ค่ากระแสที่โฟโตไดโอดสร้างขึ้นนั้นจะไหลผ่านตัวทรานซิสเตอร์ที่มีอัตราขยายกระแสที่เหมาะสม และจากการขยายนี้เองทำให้โฟโตทรานซิสเตอร์มีการตอบสนองต่อแสงที่เข้ามา มากกว่า PIN diode ทั่วไป โฟโตทรานซิสเตอร์ส่วนมากจะมีค่า response time ประมาณ 0.1 ไมโครวินาที ซึ่งช้ากว่าประมาณ 100 เท่าเมื่อเทียบกับ PIN diode ที่มีคุณสมบัติเหมือนกัน

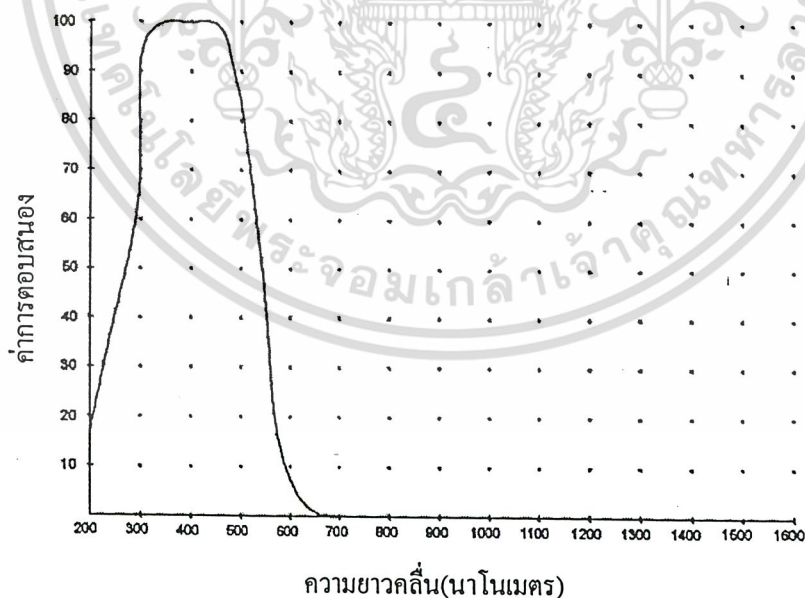


รูปที่ 2.17 แสดงลักษณะของโฟโตทรานซิสเตอร์

- Avalanche Photo Diode: มีลักษณะโครงสร้างที่คล้ายคลึงกับ PIN diode มาก แต่จะต่างกันตรงที่อุปกรณ์ชนิดนี้จะต้องใช้ค่าแรงดันไฟฟ้าเล็กน้อยในการเริ่มต้นการทำงาน ซึ่งค่าไบอัสนี้อาจจะสูงถึง 150 โวลต์ เมื่อแสงตกกระทบมายัง Avalanche Photo Diode (APD) จะมีกระแสรั่วไหลแบบเดียวกับ PIN diode แต่จะมีค่าสูงกว่ามาก โดย PIN diode อาจจะมีกระแสเกิดขึ้นเพียง 1 ไมโครแอมป์จากแสงที่มีค่า

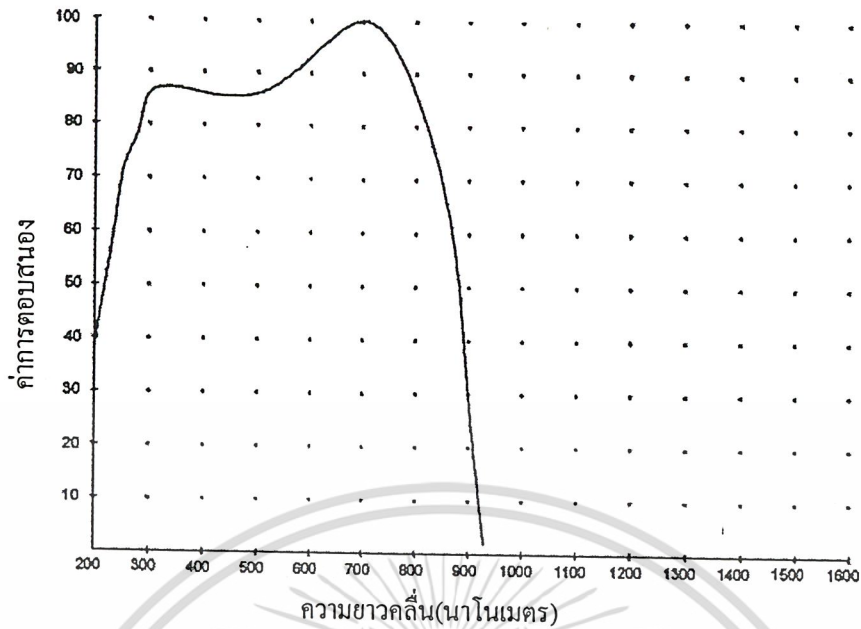
กำลัง 2 ไมโครวัตต์ ในขณะที่ APD สามารถเกิดกระแสได้สูงถึง 100 ไมโครแอมป์จากแสงในแต่ละไมโครวัตต์ ค่าอัตราขยายของกระแสนี้จะขึ้นอยู่กับแรงดันที่ใช้ไบอัสและอุณหภูมิในการใช้งาน APD ซึ่งในบางระบบจะนำข้อดีนี้มาเปลี่ยนระดับแรงดันที่ต่างกันเพื่อให้มีอัตราขยายที่ต้องการ

- Photo Multiplier Tube: เป็นอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่ตรวจจับแสงที่มีกำลังต่ำมากได้ดี Photo Multiplier Tube (PMT) เป็นหลอดสูญญากาศที่มีลักษณะการทำงานเหมือนกับ APD เมื่อแสงตกกระทบบนสารที่เรียกว่า “photo cathode” จะทำให้เกิดการสร้างอิเล็กตรอนขึ้นมา ค่าแรงดันที่ไบอัสระหว่างแคโทดและเพลทของแอโนดที่อยู่ใกล้กันจะเป็นตัวกระตุ้นให้อิเล็กตรอนไหลผ่านไปยังแอโนดครั้งแรก เมื่ออิเล็กตรอนเคลื่อนที่ด้วยความเร็วสูงจนไปตกกระทบกับแอโนดแล้วจะทำให้สารที่ฉาบอยู่บนแอโนดสร้างอิเล็กตรอนเพิ่มมากขึ้นและอิเล็กตรอนจะถูกเร่งความเร็วเพื่อไปยังตกกระทบบนแอโนดอีกเป็นครั้งที่สอง กระบวนการนี้จะซ้ำกันไปเรื่อยๆ จนกระทั่งค่ากระแสที่ได้จะมีค่ามากกว่าค่ากระแสที่ได้จาก PIN detector ประมาณ 10,000 เท่า ด้วยค่าอัตราขยายที่สูงนี้เองที่ทำให้ PMT มีค่าการตอบสนองต่อแสงมากที่สุด นอกจากนี้การทำงานยังมีความรวดเร็วจนบางชนิดมีค่า response time ที่ใกล้เคียงกับ PIN diode อย่างไรก็ตามข้อเสียของ PMT ก็คือ มีขนาดใหญ่ และจากการที่ทำจากแก้วนี้เองทำให้เกิดการแตกหักง่ายกว่าอุปกรณ์ประเภทซิลิคอนเซมิคอนดักเตอร์ จากรูปที่ 2.18 แสดงให้เห็นว่าโดยส่วนมากแล้ว PMT จะมีความเหมาะสมต่อการตรวจจับแสงที่สามารถมองเห็นได้และแสงอุลตราไวโอเล็ตมากกว่าแสงอินฟราเรด จะมีอุปกรณ์เพียงบางตัวเท่านั้นที่สามารถตรวจจับแสงในย่านอินฟราเรดได้ตามรูปที่ 2.19



รูปที่ 2.18 แสดงผลตอบสนองของ Photo Multiplier Tube โดยทั่วไป

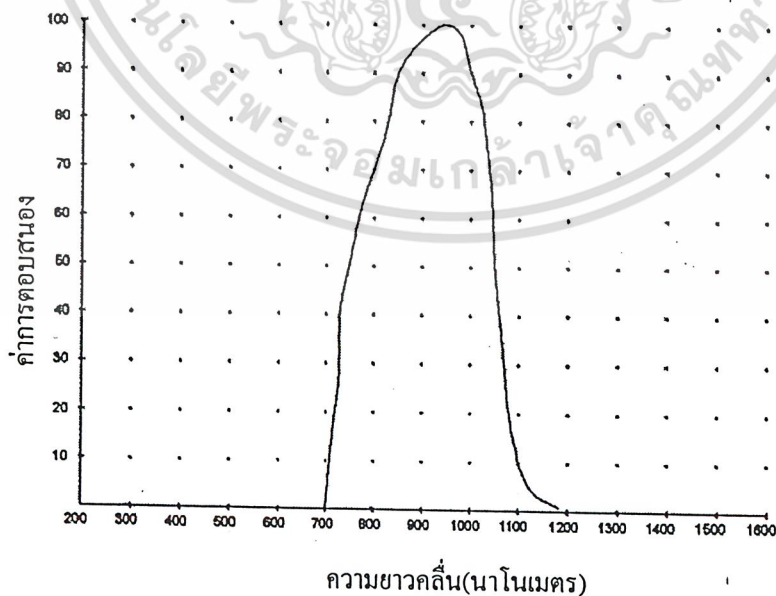
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.19 แสดงผลตอบสนองของ Photo Multiplier Tube ชนิด GaAs photocathode

2.3.4 คุณสมบัติโดยทั่วไปของ PIN diode

- Package: PIN silicon photodiodes มีทุกขนาดและทุกรูปปร่าง ไดโอดที่มีขายอยู่บางชนิดมีรูปแบบเป็นพลาสติกพิเศษสำหรับให้แสงอินฟราเรดส่องผ่าน โดยเฉพาะ พลาสติกนี้จะกั้นคลื่นแสงที่มีความยาวคลื่นในส่วนที่มองเห็นและให้เฉพาะ อินฟราเรดผ่าน (ดังในรูปที่ 2.20) พลาสติกนี้ปรากฏเป็นสีม่วงเมื่อมองเห็นด้วยตาของเรามันจะเหมือนคริสตัลซึ่งให้แสงอินฟราเรดผ่าน บางชนิดของรูปแบบนี้จะมีการวางเลนส์พลาสติกเล็กๆ อยู่หน้าพื้นที่ที่ใช้ตรวจจับแสงเพื่อทำการรวมแสง

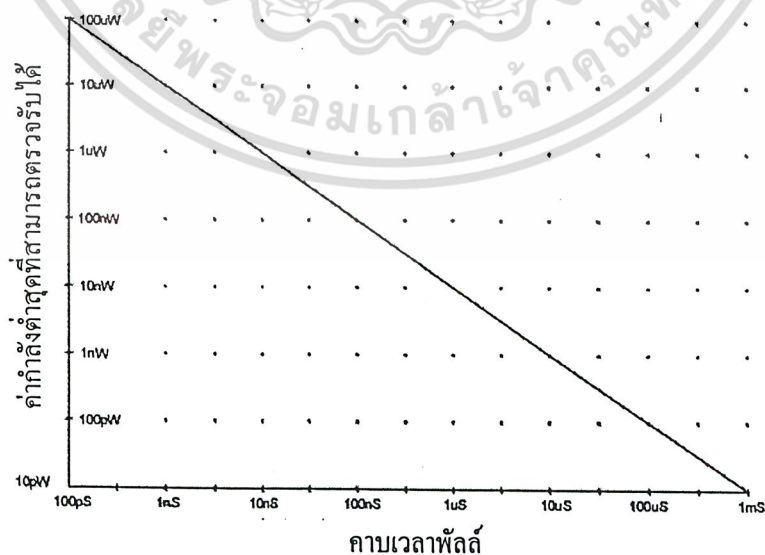


รูปที่ 2.20 แสดงค่าความยาวคลื่นที่ปล่อยจาก silicon PIN ผ่าน visible filter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

- Response Time: PIN ไดโอดทั้งหมดจะมีช่วงเวลาตอบสนองซึ่งปกติจะอยู่ในช่วงนาโนวินาทีซึ่งช่วงนี้จะหมายถึงเวลาที่อุปกรณ์จำเป็นต้องใช้ในการตอบสนองพัลส์สั้นๆของแสงโดยถ้าค่านี้น้อยเท่าใดอุปกรณ์ก็จะทำงานเร็วเท่านั้นโดยปกติแล้วช่วงเวลาที่ตกจะยาวกว่าช่วงเวลาที่เพิ่มขึ้นเล็กน้อย ในทางปฏิบัติสำหรับการใช้งานส่วนมาก อุปกรณ์ควรจะมีเวลาในการตอบสนองน้อยกว่า 500 นาโนวินาที อุปกรณ์ที่มีพื้นที่ขนาดใหญ่จะช้ากว่าและมีการตอบสนองที่ช้ากว่าเสมอ ตัวตรวจจับควรจะมีเวลาตอบสนองที่น้อยกว่าเวลาสูงสุดที่ต้องการสำหรับการตรวจจับของแหล่งกำเนิดแสงที่ถูกมอดูเลต ตัวอย่างเช่นถ้าพัลส์ของแสงถูกตรวจจับ 1 ไมโครวินาที ดังนั้น PIN ควรจะใช้เวลาตอบสนองที่น้อยกว่า 1 ไมโครวินาที เวลาตอบสนองนี้อาจจะเกี่ยวข้องกับ แรงดันที่ใช้ไบแอส ทุกอุปกรณ์จะตอบสนองเร็วขึ้นเมื่อมีระดับแรงดันที่ไบแอสสูงขึ้น คุณลักษณะเฉพาะจะแสดงให้เห็นในกราฟเวลาที่ใช้ในการตอบสนองและแรงดันที่ใช้ไบแอส ถ้าพล็อตกราฟกำลังต่ำสุดของแสงที่สามารถตรวจจับได้ ในการใช้โฟโตไดโอดและความกว้างของพัลส์ที่ถูกตรวจจับ เราจะสามารถสร้างกราฟได้ดังรูปที่ 2.21 โดยกราฟนี้จะเหมาะสำหรับพัลส์แสงสั้นมากๆ ประมาณ 100 พิโควินาที ซึ่งจะต้องการอย่างน้อยที่สุด 100 ไมโครวัตต์ของกำลังงานแสงซึ่งใช้ตรวจจับ แต่ถ้าพัลส์ของแสงยาวกว่า 1 มิลลิวินาที จะต้องใช้ประมาณ 10 พิโควัตต์ในการตรวจจับพัลส์แสง นี่เป็นกราฟที่ใช้งานได้สะดวก เมื่อใช้ในการออกแบบระบบสื่อสารที่ใช้แสง ซึ่งนี้จะทำให้ทราบว่าต้องการความกว้างพัลส์แสงเท่าไรที่ใช้ในการส่งสัญญาณ



เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ห้ามเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
 รูปที่ 2.21 แสดงค่ากำลังแสงต่ำสุดที่สามารถตรวจจับได้กับช่วงความกว้างของพัลส์
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- Capacitance: เมื่อเลือกตัวตรวจจับที่เหมาะสมจากผู้ผลิต ในค่าตัวชี้จะระบุความจุรวมสำหรับอุปกรณ์ PIN ซึ่งปกติแล้วจะอยู่ในหลักพิโคฟารัด มีการเกี่ยวพันกันโดยตรงระหว่างพื้นที่ที่แอกทีฟกับความจุรวมทั้งหมด ซึ่งมีผลกระทบต่อความเร็วของอุปกรณ์ อย่างไรก็ตาม ค่าความจุนี้ก็ไม่ได้กำหนดตายตัว ค่าความจุนี้จะลดลงเมื่อค่าแรงดันไบแอสมีค่าสูงขึ้น ตัวอย่างเช่น อุปกรณ์ PIN มีพื้นที่แอกทีฟ 1 ตารางมิลลิเมตร อาจจะมีค่าความจุ 30 พิโคฟารัด ที่แรงดันไบแอส เป็น 0 แต่จะลดลงเหลือเพียง 6 พิโคฟารัด ที่ 12 โวลต์ อุปกรณ์ที่มีพื้นที่ที่ใหญ่จะมีความจุที่มากกว่าเสมอ และช้ากว่าอุปกรณ์ที่มีพื้นที่ขนาดเล็ก ถ้าเลือกอุปกรณ์ที่มีความจุต่ำที่สุดจะสามารถตรวจจับพัลส์แสงที่สั้น

- Dark Current: ทุก PIN ไดโอดจะมี dark current ซึ่งอัตราจะตอบสนองร่วมกับกระแสรั่วที่ผ่านอุปกรณ์ ในโหมดไบอัสย้อนกลับเมื่ออุปกรณ์นี้อยู่ใน darkness. อย่างสมบูรณ์ กระแสรั่วนี้ปกติจะน้อยมากและจะวัดได้ในหน่วยนาโนเมตร แม้กระทั่งในอุปกรณ์ในพื้นที่ที่ใหญ่ ในขณะที่อุปกรณ์ที่มีพื้นที่ใหญ่จะมีกระแสรั่วมากกว่าอุปกรณ์ที่มากกว่าอุปกรณ์ขนาดเล็ก

- Noise Figure: เมื่อก้าวถึงคุณสมบัติของ PIN ไดโอด อาจจะรวมถึง noise figure ด้วย หน่วยที่ใช้ปกติจะเลือก "watts per square root of hertz" บางครั้งก็จะอยู่ภายใต้หัวข้อของ "NEP" ซึ่งหมายถึง "noise equivalent power" อย่างไรก็ตามค่านี้ไม่มีผลกระทบกับการสื่อสารผ่านอากาศมากนัก

2.3.5 สัญญาณรบกวนที่ตรวจจับได้ (Detector Noise)

ในระบบการสื่อสารผ่านอากาศนี้ไม่เหมือนกับระบบการสื่อสารผ่านไฟเบอร์ออปติก เพราะว่าในระบบการสื่อสารผ่านอากาศนี้จะรวมเอาแสงจากสิ่งแวดล้อม เช่น แสงจากดวงอาทิตย์, แสงจากหลอดไฟตามถนน, แสงจากไฟนํ้ารถยนต์, หรือแม้แต่แสงจากดวงจันทร์ ก็สามารถเข้ามาที่ตัวตรวจจับได้ ซึ่งแสงเหล่านี้ก็จะแข่งขันมากับแสงที่ถูกมอดูเลตจากเครื่องส่ง ถ้าแสงจากสิ่งแวดล้อมนี้ประสิทธิภาพที่ดีกว่า มันจะสามารถแทรกสอดแสงจากเครื่องส่งได้ ตัวตรวจจับแสงจะผลิตสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง (DC) ซึ่งเป็นสัดส่วนกับความเข้มแสง แต่ในสัญญาณ (DC) นี้ก็จะผลิตส่วนของสัญญาณรบกวน ที่เป็นบรอดแบนด์ของสัญญาณ AC ด้วย สัญญาณรบกวนนี้จะเป็นสัญญาณทางไฟฟ้าที่แกว่งขึ้นลงและสร้างขึ้นแบบสุ่ม ถึงแม้ว่าค่าสูงสุดของสัญญาณรบกวน AC จะเล็กมากในเครื่องรับแสง แต่มันก็สูงพอที่จะทำให้เกิดปัญหาได้ สัญญาณรบกวนจะทำให้เกิดการลดลงของ sensitivity ของตัวตรวจจับ ในสภาวะที่มีแสงจากรอบๆสูง

สมการที่ 2.1 ใช้ในการหาค่าของ noise detector ที่เปลี่ยนแปลงตามแสงที่อยู่บริเวณ โดยรอบ

$$I_d = \sqrt{(3.2 \times 10^{-19})(Bw)(E)(I_a)} \quad \text{สมการที่ 2.1}$$

I_d = กระแสรบกวนเฉลี่ย (A)

Bw = แบนด์วิดท์ของเครื่องรับ (Hz)

E = ประสิทธิภาพของตัวรับแสง

I_a = กระแสที่ได้จากแสงบริเวณโดยรอบ (A)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 การมอดูเลตเชิงมุม

ในการสื่อสารแบบอนาล็อกนั้น มีวิธีมอดูเลตสัญญาณหลักๆเพียง 2 วิธีเท่านั้น คือวิธีมอดูเลตเชิงขนาด และวิธีมอดูเลตเชิงมุม การมอดูเลตเชิงขนาดนั้นเป็นการฝากสัญญาณเบสแบนด์ โดยการเปลี่ยนแอมพลิจูดของคลื่นพาห์ ในขณะที่การมอดูเลตเชิงมุมนั้นจะเป็นการเปลี่ยนความถี่หรือเฟสของคลื่นพาห์ ในการมอดูเลตเชิงขนาดนั้นถึงแม้ใช้อุปกรณ์ที่ใช้ในการมอดูเลตเช่น มิกเซอร์เป็นต้น จะมีคุณสมบัติไม่เป็นเชิงเส้น แต่โดยระบบแล้วจะเป็นเชิงเส้น แต่สำหรับการมอดูเลตเชิงมุมนั้นนอกจากอุปกรณ์ที่ใช้จะไม่เป็นเชิงเส้นแล้วโดยระบบก็จะไม่เป็นเชิงเส้นด้วยต่อไปนี้จะกล่าวถึงวิธีมอดูเลตเชิงมุมโดยเน้นที่การมอดูเลตเชิงความถี่ซึ่งมีที่ใช้ทั่วไปในระบบสื่อสารอนาล็อก โดยจะกล่าวถึงวิธีสร้างและวิธีตีเทคสัญญาณนี้

2.4.1 การแสดงสัญญาณที่มอดูเลตเชิงมุมในอาณาจักรของเวลา

การมอดูเลตเชิงมุมเป็นการใช้สัญญาณเบสแบนด์มาเปลี่ยนแปลงมุมของเฟสเซอร์ของสัญญาณคลื่นพาห์ ซึ่งหมายความว่าสัญญาณที่มอดูเลตแล้วจะมีมุมของเฟสเซอร์เปลี่ยนแปลงไปตามเวลา โดยทั่วไปเราจะให้คลื่นพาห์เขียนได้ในรูป $v(t) = A \cos(\omega_c t + \theta) = A \cos [\theta(t)]$ หรือถ้าแสดงในรูปเฟสเซอร์จะได้

$$v(t) = A \cos [\theta(t)] = \text{Re} [A e^{j\theta(t)}] \quad (2.2)$$

โดยที่ $\theta(t) = \omega_c t + \phi$ ในสภาพของคลื่นพาห์ที่ยังไม่ได้ถูกมอดูเลตเชิงมุมนี้เฟสเซอร์ในสมการ ก็จะทำมุมกับแกน X เป็น ϕ และหมุนทวนเข็มนาฬิกาด้วยความเร็วเชิงมุมเป็น ω_c และถ้าเราอ้างอิงกับระบบแกนประสานที่หมุนด้วยความเร็วเชิงมุมที่เท่ากัน ก็จะมองเห็นว่าเฟสเซอร์ของคลื่นพาห์นั้นจะหยุดนิ่งอยู่กับที่ ดังนั้นการมอดูเลตเชิงมุมเพื่อฝากสัญญาณเบสแบนด์ไปกับคลื่นพาห์นั้น มุม ϕ จะต้องมีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาและทำให้ $\theta(t) = \omega_c t + \phi$ หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งสัญญาณที่ถูกมอดูเลตเชิงมุมแล้วจะเขียนได้ในรูปต่อไปนี้

$$V(t) = A_c \cos [\omega_c t + \phi(t)] \quad (2.3)$$

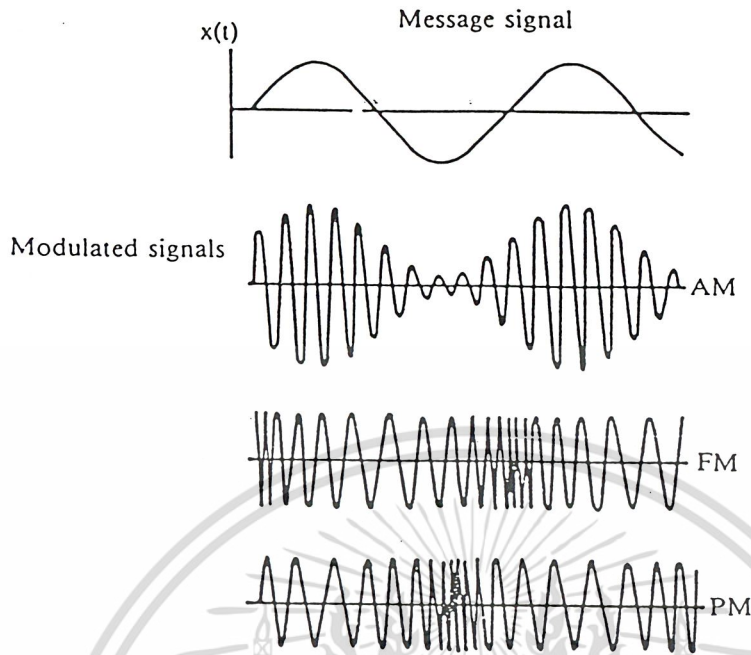
และเนื่องจากความเร็วเชิงมุมเท่ากับอัตราการเปลี่ยนแปลงของมุมตามเวลา ดังนั้นความเร็วเชิงมุมหรือความถี่เชิงมุมของสัญญาณในสมการที่ (2.3) จะเขียนได้ดังนี้

$$\omega = \frac{d}{dt} [\omega_c t + \phi(t)] = \frac{d}{dt} \phi(t) \quad (2.4)$$

ซึ่งจะเห็นได้ว่าความเร็วเชิงมุมของสัญญาณที่มอดูเลตแล้วเปลี่ยนไปจากความเร็วของคลื่นพาห์ซึ่งลักษณะเช่นนี้เราจะเรียกว่าการมอดูเลตเชิงความถี่ (Frequency modulation ย่อว่า FM) อย่างไรก็ตามถ้า $\phi(t)$ สัมพันธ์กับสัญญาณเบสแบนด์ที่มอดูเลตอย่างหนึ่งต่อหนึ่ง เราอาจจะมองได้ว่าสัญญาณเบสแบนด์เป็นตัวทำให้เฟสของสัญญาณคลื่นพาห์เปลี่ยนแปลงไป ซึ่งเราเรียกว่าการมอดูเลตเชิงเฟส (Phase modulation ย่อว่า PM) จากการพิจารณาที่กล่าวมานี้จะเห็นได้ว่าสัญญาณ FM และสัญญาณ PM นั้นต่างก็ทำให้เฟสของสัญญาณคลื่นพาห์มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา จึงถูกเรียกรวมกันว่าการมอดูเลตเชิงมุมและค่าเฟสในสมการที่ (2.3) คือ $\omega_c + \phi(t)$ และความถี่เชิงมุมในสมการที่ (2.4) ถูกเรียกว่าค่าเฟสชั่วขณะ (instantaneous phase angle) และความถี่เชิงมุมชั่วขณะ (instantaneous angular frequency) ดังรูปที่ 2.22

แสดงตัวอย่างของสัญญาณ FM และสัญญาณ AM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.22 ตัวอย่างของสัญญาณ FM และ AM สัญญาณ

2.4.2 ความสัมพันธ์ระหว่างการมอดูเลตแบบ FM และการมอดูเลตแบบ PM

เนื่องจากการมอดูเลตแบบ FM และการมอดูเลตแบบ PM นับว่าเป็นการมอดูเลตเชิงมุมร่วมกันจึงมีความสัมพันธ์กันอยู่ ก่อนอื่นถ้าเราพิจารณาจากสมการที่ (2.3) วงจรมอดูเลเตอร์แบบ PM จะทำให้เฟส $\phi(t)$ แปรตรงกับสัญญาณที่เข้ามา ดังนั้นถ้าให้สัญญาณที่เข้ามาเป็น $m_i(t)$ สัญญาณขาออกจากวงจรมอดูเลเตอร์แบบ PM ก็จะเขียนได้เป็น

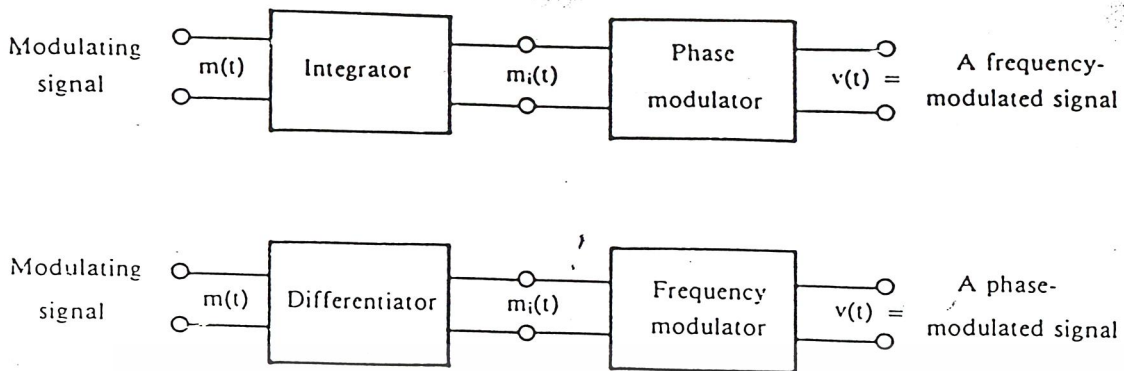
$$v(t) = A \cos[\omega_c t + k_1 m_i(t)] \quad (2.5)$$

โดยที่ k_1 เป็นค่าคงที่ของระบบมอดูเลต และถ้า $m_i(t)$ ถูกสร้างจากอินทิกรัลของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตคือ $m(t)$ ดังที่แสดงไว้ในรูป 2.23 $m_i(t)$ จะเขียนในรูปของ $m(t)$ ได้ในรูปต่อไปนี้

$$m_i(t) = k_2 \int_{-\infty}^t m(t) dt \quad (2.6)$$

โดยที่ k_2 เป็นค่าคงที่ของวงจรอินทิเกรเตอร์ เมื่อแทนค่าสมการที่ (2.6) ลงในสมการที่ (2.5) โดยให้ $k = k_1 k_2$ ก็จะได้

$$V(t) = A \cos \left[\omega_c t + k \int_{-\infty}^t m(t) dt \right] \quad (2.7)$$



รูปที่ 2.23 การใช้วงจรมอดูเลเตอร์และวงจรมอดูเลเตอร์เฟรเควนซีเป็นส่วนหนึ่งในการสร้างสัญญาณ FM และสัญญาณ PM

ค่าอินทิกรัลในสมการที่ (2.6) จะมีค่าจำกัด ถ้าสัญญาณ $m(t)$ ไม่มีส่วนประกอบกระแสตรง สมการที่ (2.7) นี้เมื่อพิจารณาการเปลี่ยนแปลงของความถี่โดยใช้สมการที่ (2.4) จะเห็นได้ว่าความถี่ของสัญญาณเปลี่ยนแปลงในรูปต่อไปนี้

$$\omega = \frac{d}{dt} \left[\omega_c t + k \int_{-\infty}^t m(t) dt \right] = \omega_c + km(t) \quad (2.8)$$

ดังนั้นสัญญาณที่ได้นี้ ก็จะเป็นสัญญาณ FM เพราะความถี่ที่เปลี่ยนไปจากความถี่คลื่นพาห์แปรตรงกับสัญญาณ $m(t)$ ที่เข้ามามอดูเลต

ในการทำงานเกี่ยวกับที่กล่าวมาข้างต้น ถ้าเราใช้วงจรมอดูเลเตอร์เฟรเควนซีพร้อมกับวงจรมอดูเลเตอร์แบบ FM ก็จะสามารถสร้างสัญญาณ PM ออกมาได้ดังรูป แสดงบล็อกไดอะแกรมดังกล่าวนี้ เมื่อพิจารณาการทำงานเดียวกันกับที่กล่าวมาข้างต้นกล่าวคือ ถ้าให้ $m_i(t)$ ซึ่งเป็นสัญญาณที่เข้าวงจรมอดูเลเตอร์แบบ FM ถูกสร้างจากคิฟเฟรเควนซีของสัญญาณ $m(t)$ จะเขียนได้ในรูปต่อไปนี้

$$m_i(t) = k_1 \frac{d}{dt} m(t) \quad (2.9)$$

โดยที่ k_1 เป็นค่าคงที่และเมื่อผ่านวงจรมอดูเลเตอร์แบบ FM แล้ว สัญญาณขาออกที่ได้จะเขียนได้

$$\begin{aligned} v(t) &= A_c \cos \left[\omega_c t + k_2 \int_{-\infty}^t k_1 \frac{d}{dt} m(t) dt \right] \\ &= A_c \cos [\omega_c + km(t)] \end{aligned} \quad (2.10)$$

โดยที่ k_2 เป็นค่าคงที่ของวงจรมอดูเลเตอร์ และ $k=k_1 k_2$ สัญญาณในสมการที่ (2.10) นี้มีเฟสแปรตรงกับสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต จึงเป็นสัญญาณแบบ PM

เมื่อสรุปรูปแบบของสัญญาณที่ได้รับการมอดูเลตแบบ FM และ PM เปรียบเทียบกันแล้วเราจะได้ค่าเฟสชั่วขณะและความถี่เชิงมุมชั่วขณะตามตารางที่ 2.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.1 ค่าเฟสชั่วขณะและความถี่เชิงมุมชั่วขณะของสัญญาณ FM และสัญญาณ PM

	ค่าเฟสชั่วขณะ	ค่าความถี่เชิงมุมชั่วขณะ
สัญญาณ FM	$k \int_{-\infty}^t m(t) dt$	$\omega_c + km(t)$
สัญญาณ PM	$km(t)$	$\omega_c + k \frac{d}{dt} m(t)$

2.4.3 มอดูเลชันอินเด็กซ์ของสัญญาณ FM และสัญญาณ PM

ในหัวข้อที่แล้วเราได้อธิบายรูปแบบทั่วไปของสัญญาณ FM และสัญญาณ PM ในหัวข้อนี้เราจะพิจารณารายละเอียดลงไปอีกระดับหนึ่งซึ่งจะเป็นเรื่องเกี่ยวกับช่วงความถี่ที่เปลี่ยนแปลง และช่วงเฟสที่เปลี่ยนแปลง ก่อนอื่นจะพิจารณาสัญญาณ FM ซึ่งมีความเร็วเชิงมุมชั่วขณะแสดงได้ตามสมการที่ (2.8) โดยที่ $km(t)$ จะแสดงความถี่เบี่ยงเบนไปจากความถี่คลื่นพาห์ และเราจะเรียกค่า $km(t)$ สูงสุดว่าค่าเบี่ยงเบนความถี่ (frequency deviation) ในทำนองเดียวกันถ้าพิจารณาสัญญาณ PM ตามสมการที่ (2.10) $km(t)$ ก็แสดงเฟสที่เบี่ยงเบนไปจากสัญญาณคลื่นพาห์ และเราก็จะเรียกค่า $km(t)$ สูงสุดในกรณีนี้ว่า ค่าเบี่ยงเบนเฟส (phase deviation)

เพื่อให้เห็นภาพที่ชัดเจนขึ้นและนำไปสู่นิยามของมอดูเลชันอินเด็กซ์จะขอยกตัวอย่างกรณีที่เป็นสัญญาณรูปไซน์ที่มีความถี่เป็น f_m นั่นคือ $m(t) = \sin 2\pi f_m t$ ในกรณีนี้สัญญาณ PM ในสมการที่ (2.10) จะเขียนได้เป็น

$$v(t) \equiv A_c \cos(\omega_c t + \beta \sin \omega_m t) \quad (2.11)$$

โดยที่ β จะแสดงค่าสูงสุดของการเบี่ยงเบนเฟสและจะถูกเรียกว่า มอดูเลชันอินเด็กซ์ และเมื่อพิจารณาสัญญาณในสมการที่ (2.11) ในเชิงสัญญาณ FM จะได้ความถี่ชั่วขณะในรูปต่อไปนี้

$$f = \frac{\omega_c}{2\pi} + \frac{\beta \omega_c}{2\pi} \cos \omega_m t$$

$$= f_c + \beta f_m \cos \omega_m t \quad (2.12)$$

ค่าการเบี่ยงเบนความถี่สูงสุดคือ βf_m นั่นถ้าให้เท่ากับ Δf มอดูเลชันอินเด็กซ์จะเขียนได้เป็น

$$\beta = \Delta f / f_m \text{ และสัญญาณ FM นั้นก็จะเขียนได้เป็น}$$

$$V(t) = A_c \cos\left(\omega_c t + \frac{\Delta f}{f_m} \sin \omega_m t\right) \quad (2.13)$$

แม้ค่าเบี่ยงเบนความถี่สูงสุดคือ Δf แต่เราไม่สามารถสรุปได้ง่ายๆ ว่าสเปกตรัมของสัญญาณ FM จะอยู่ในช่วง $f \pm \Delta f$ เท่านั้น

2.4.4 กำลังส่งของสัญญาณ FM และสัญญาณ PM

คุณสมบัติที่สำคัญประการหนึ่งของระบบมอดูเลตสัญญาณก็คือกำลังส่งของสัญญาณ ในกรณีของสัญญาณแบบ FM และแบบ PM นี้เนื่องจากแอมพลิจูดของสัญญาณมีค่าคงที่จะเปลี่ยนแปลงเฉพาะความถี่ หรือเฟสเท่านั้น และการเปลี่ยนแปลงความถี่และของเฟสนี้ก็จะจะมีทั้งด้านบวกและด้านลบ เมื่อเปรียบเทียบกับความถี่และเฟสของคลื่นพาห์ ดังนั้นเมื่อพิจารณากำลังส่งเฉลี่ยของสัญญาณทั้งสองนี้จะพบว่าได้กำลังส่งเป็น

$$P = \frac{A_c^2}{2} \quad (2.14)$$

โดยไม่ขึ้นกับค่าเบี่ยงเบนเฟสและค่าเบี่ยงเบนความถี่

2.4.5 สเปกตรัมของสัญญาณ FM และสัญญาณ PM ที่ถูกมอดูเลตด้วยสัญญาณความถี่เดียว

จากสมการที่ (2.11) ถึงสมการที่ (2.13) จะมีข้อสังเกตว่าถ้าเราให้สัญญาณที่เข้ามามอดูเลตในกรณีของ FM และ PM มีความถี่เดียวและเขียนได้เป็นสัญญาณไซน์ที่มีเฟสต่างกัน 90°

$$\begin{aligned} \text{กรณี PM} \quad m(t) &= \sin \omega_m t \\ \text{กรณี FM} \quad m(t) &= \cos \omega_m t \end{aligned} \quad (2.15)$$

เฟสชั่วขณะที่ได้จะมีค่าเหมือนกันคือ

$$\phi(t) = \beta \sin \omega_c t \quad (2.16)$$

ซึ่งทำให้สัญญาณในสมการที่ (2.11) คือ $v(t) = A_c \cos(\omega_c t + \beta \sin \omega_m t)$ สามารถแสดงได้ทั้งสัญญาณ FM และสัญญาณ PM ไปในตัวด้วย ดังนั้นเราจะสามารถวิเคราะห์สเปกตรัมของสัญญาณทั้งสองแบบได้โดยสัญญาณรูปดังกล่าวนี้ ขั้นตอนในการวิเคราะห์สเปกตรัมนั้น ก่อนอื่นเราจะกระจายสัญญาณ $v(t)$ ออกไปดังนี้

$$v(t) = A_c [\cos(\beta \sin \omega_m t) \cos \omega_c t - \sin(\beta \sin \omega_m t) \sin \omega_c t] \quad (2.17)$$

เนื่องจากทั้ง $\cos(\beta \sin \omega_m t)$ และ $\sin(\beta \sin \omega_m t)$ ล้วนเป็นฟังก์ชันรายคาบที่มีความถี่เชิงมุมเป็น ω_m หรือมีคาบเวลาเท่ากับ $2\pi/\omega_m$ เมื่อเป็นเช่นนี้ตามหลักเกณฑ์ของการวิเคราะห์สัญญาณรายคาบ ฟังก์ชันทั้งสองนี้ย่อมสามารถกระจายให้อยู่ในรูปของอนุกรมฟูเรียร์ที่มีความถี่พื้นฐานเป็น f_m ได้ เนื่องจาก $\cos(\beta \sin \omega_m t)$ เป็นฟังก์ชันคู่และ $\sin(\beta \sin \omega_m t)$ เป็นฟังก์ชันคี่ ดังนั้นฟังก์ชันที่เป็นฐานของการกระจายก็จะเป็น $\cos(n\omega_m t)$ และ $\sin(n\omega_m t)$ ตามลำดับ จากการศึกษาทางคณิตศาสตร์พบว่าฟังก์ชันทั้งสองนี้จะสามารถกระจายในรูปอนุกรมฟูเรียร์ดังต่อไปนี้

$$(\cos \beta \sin \omega_m t) = J_0(\beta) + \sum_{n=\text{even}} 2J_n(\beta) \cos(n\omega_m t) \quad (2.18ก)$$

$$(\sin \beta \sin \omega_m t) = \sum_{n=\text{odd}} 2J_n(\beta) \sin(n\omega_m t) \quad (2.18ข)$$

โดยที่ n เป็นเลขจำนวนเต็มที่มีค่าบวก และ $J_n(\beta)$ คือ เบสเซลฟังก์ชันประเภทหนึ่งที่มีอันดับเป็น n ซึ่งเขียนได้ในรูปต่อไปนี้

$$J_n(\beta) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{i(\beta \sin \alpha - n\alpha)} d\alpha \quad (2.19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อแทนค่าสมการที่ (2.18) ลงในสมการที่ (2.17) ก็จะได้สัญญาณ FM หรือ PM ที่กระจายอยู่ในรูปอนุกรมฟูเรียร์ดังต่อไปนี้

$$v(t) = A_c J_0(\beta) \cos \omega_c t + \sum_{n:\text{odd}} A_c J_n(\beta) [\cos(\omega_c + n\omega_m)t - \cos(\omega_c - n\omega_m)t] \\ + \sum_{n:\text{even}} A_c J_n(\beta) [\cos(\omega_c + n\omega_m)t + \cos(\omega_c - n\omega_m)t] \quad (2.20)$$

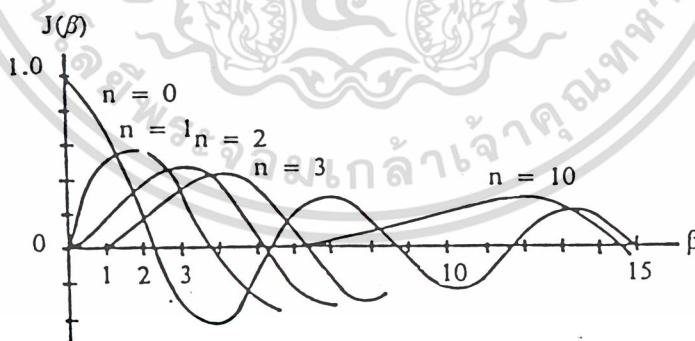
และถ้าเราใช้คุณสมบัติของเบสเซลฟังก์ชันที่ $J_n(\beta) = (-1)^n J_n(\beta)$ เราจะเขียนสมการที่(2.20)ได้ใหม่ดังนี้

$$v(t) = A_c \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \cos(\omega_c + n\omega_m)t \quad (2.21)$$

โดยสรุปแล้วสมการที่ (2.20)หรือสมการที่ (2.21)นี้จะแสดงสเปกตรัมของสัญญาณ FM หรือสัญญาณ PM ที่มีมอดูเลชันอินเด็กซ์เป็น β

2.4.6 ความสัมพันธ์ระหว่างมอดูเลชันอินเด็กซ์กับสเปกตรัมของสัญญาณ FM

จากการแตกเป็นอนุกรมฟูเรียร์ของสัญญาณ FM ตามที่ได้กล่าวในหัวข้อที่แล้วเราพบว่าจะมีสเปกตรัมของสัญญาณอยู่ที่ความถี่ $f_c \pm n f_m$ โดยที่มีขนาดของสเปกตรัมเป็น $J_n(\beta)$ ดังนั้นเมื่อเราพิจารณาค่าของ $J_n(\beta)$ ก็จะได้รู้ได้ว่าการกระจายของสเปกตรัมเป็น FM จะออกมาในรูปใด $J_n(\beta)$ นั้นเมื่อเขียนเป็นกราฟจะได้ตามที่แสดงไว้ในรูป 2.24 ข้อสังเกตจากกราฟก็คือบริเวณที่ $\beta \cong 0$ จะมี $J_0(\beta)$ ที่มีค่าสูงสุด และ $J_n(\beta)$ จะเล็กลงเมื่อ n ที่มีค่าสูงขึ้น ข้อสังเกตอีกประการหนึ่งคือ เมื่อ β มีค่าใหญ่ขึ้นเอ็นเวลโลปของ $J_n(\beta)$ ที่แกว่งระหว่างค่าบวกกับค่าลบจะมีขนาดเล็กลงโดยเฉพาะเมื่อ $n > \beta$ จะเล็กลงอย่างน่าสังเกต จากคุณสมบัติของเบสเซลฟังก์ชันดังกล่าวนี้จะทำให้เราสามารถสรุปความสัมพันธ์ระหว่างการกระจายของสเปกตรัมกับมอดูเลชันอินเด็กซ์ได้ดังนี้

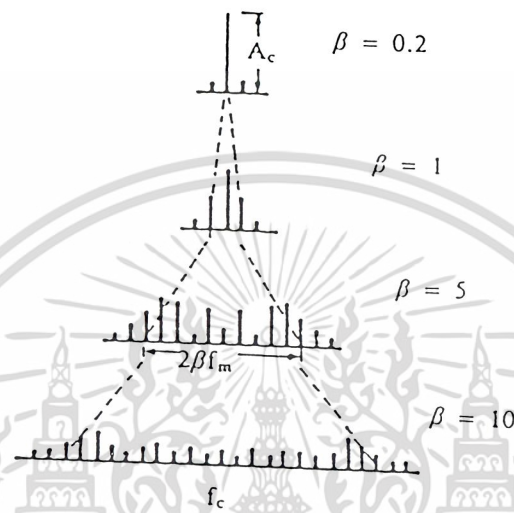


รูปที่ 2.24 การเปลี่ยนแปลงค่าของเบสเซลฟังก์ชันอันดับ n

1) $J_0(\beta)$ ซึ่งเป็นแอมพลิจูดของสเปกตรัมของสัญญาณคลื่นพาห้จะมีค่าเปลี่ยนแปลงไปตาม β โดยที่จะมีค่าสูงสุดที่ $\beta = 0$ และมีค่าเป็นศูนย์ที่ค่า $\beta = 2.405, 5.520$ เป็นต้น นั้นหมายความว่าสัญญาณคลื่นพาห้จะมีขนาดเปลี่ยนแปลงไปตามสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต จึงมีข้อดีของสัญญาณที่มอดูเลตอยู่ด้วยบางส่วน ซึ่งจะแตกต่างกับกรณีของการมอดูเลตแบบ AM เพราะสัญญาณคลื่นพาห้ในระบบ AM จะไม่มีข้อดีอยู่เลย

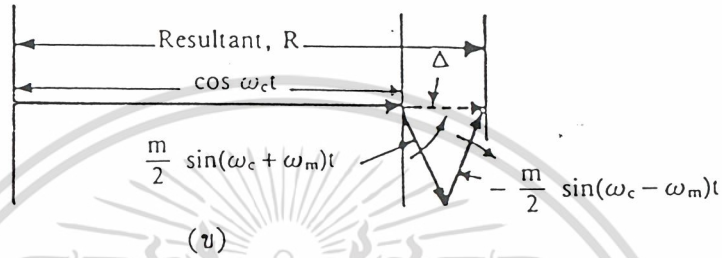
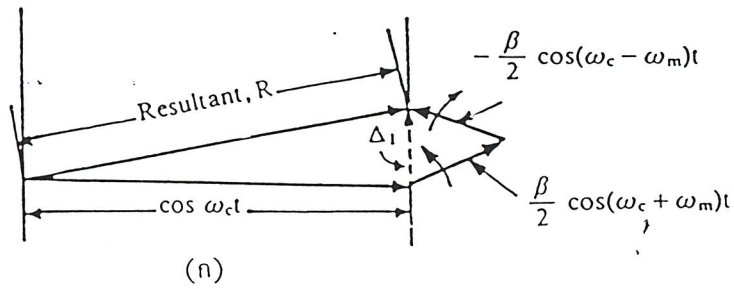
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2) การกระจายของสเปกตรัมจะขึ้นอยู่กับค่า β ถ้าค่า β มีขนาดเล็ก คือ $\beta \ll 1$ เราจะเห็นได้ว่า $J_0(\beta)$ กับ $J_1(\beta)$ เท่านั้นที่มีค่าสูงน่าสังเกต จึงทำให้มีสเปกตรัมของควมถี่ f_c และ $f_c \pm f_m$ เท่านั้นที่น่าสังเกต แต่ถ้า β ใหญ่ขึ้น โดยเฉพาะ $\beta \gg 1$ การกระจายของสเปกตรัมก็จะกว้างออกไป รูป 2.25 แสดงตัวอย่างการกระจายของสเปกตรัมในกรณีที่มีค่า β ต่างๆกัน โดยที่ β สูงจะทำให้การกระจายกว้างขึ้นซึ่งสอดคล้องกับการที่มีการเบี่ยงเบนความถี่สูง



รูปที่ 2.25 การกระจายของสเปกตรัมของสัญญาณ FM หรือ PM ที่ถูกมอดูเลตด้วยสัญญาณเสียงความถี่เดียว

ในกรณีที่ $\beta \ll 1$ ดังที่กล่าวข้างต้นนี้ เราจะเรียกสัญญาณ FM นั้นว่า สัญญาณ FM แบนด์วิดท์แคบ (narrow-band FM signal) ซึ่งสัญญาณนี้ถ้านำไปเขียนในรูปเฟสเซอร์เทียบเคียงกับสัญญาณ AM จะเป็นดังที่แสดงไว้ดังรูปที่ 2.26 ซึ่งจะเห็นได้ว่ามีส่วนคล้ายคลึงกับสัญญาณ AM เพราะมีไซด์แบนด์ที่เท่ากับ $f_c \pm f_m$ ส่วนที่แตกต่างกันก็คือ กรณีของสัญญาณ FM แบนด์วิดท์แคบนั้น ผลรวมของไซด์แบนด์ทั้งคู่จะอยู่ในแนวตั้งฉากกับคลื่นพาห้ ซึ่งทำให้เฟสเซอร์ผลรวมมีเฟสเปลี่ยนแปลงตามเวลา ในขณะที่สัญญาณ AM นั้นผลรวมของไซด์แบนด์ทั้งคู่จะทำให้เฟสเซอร์ผลรวมมีขนาดเปลี่ยนแปลงตามเวลา



รูปที่ 2.26 เฟสเซอร์ของสัญญาณ FM แบบคี่วัดที่แคบ และเฟสเซอร์ของสัญญาณ AM

2.4.7 การคิดแบนด์วิดท์ของสัญญาณ FM

จากสมการ (2.7) หรือสมการ (2.8) ซึ่งแสดงการกระจายสัญญาณ FM ที่ถูกมอดูเลตด้วยความถี่ f_m ความถี่เดียว แต่สเปกตรัมจะกระจายออกไปได้ถึง ∞ อย่างไรก็ตามจากข้อสังเกตของเบสเซลฟังก์ชันที่กล่าวไว้ในหัวข้อก่อนที่จะเห็นได้ว่าถึงแม้ว่าสัญญาณนั้นจะถูกมอดูเลตด้วยความถี่ f_m ความถี่เดียว แต่สเปกตรัมจะกระจายออกไปได้ถึง ∞ อย่างไรก็ตามจากข้อสังเกตของเบสเซลฟังก์ชัน ที่กล่าวไว้ในหัวข้อก่อนจะเห็นได้ว่า $J_n(\beta)$ นั้นมีค่าเล็กลงอย่างรวดเร็ว $n > \beta$ ตารางที่ 2.2 แสดงค่าของ $J_n(\beta)$ ที่ β และ n ต่างๆกัน ซึ่งเมื่อทำการพิจารณารายละเอียดจากตารางแล้ว จะเห็นได้ว่า $J_n(\beta)$ มีค่า n สูงกว่า $\beta + 1$ จะมีค่าลดต่ำลงอย่างรวดเร็ว นั้นหมายความว่ากำลังของสัญญาณจะอยู่ในช่วงความถี่ที่ $|f - f_c| \leq (\beta + 1) f_m$ เป็นส่วนใหญ่เราอาจจะคำนวณกำลังของสเปกตรัมในช่วงความถี่ดังกล่าวนี้ได้ตามสมการต่อไปนี้

$$P = \sum_{n=-(\beta+1)}^{\beta+1} J_n^2(\beta) \frac{A_c^2}{2} \tag{2.22}$$

ตารางที่ 2.2 ค่า $J_n(\beta)$ ที่ค่า β และ n ต่างๆกัน

n/β	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0	.7652	.2239	-.2601	-.3971	-.1776	.1506	.3001	.1717	-.09033	-.2459
1	.4401	.5767	.3391	-.06604	-.3276	-.2767	-.004683	.2346	.2453	.04347
2	.1149	.3528	.4861	.3641	.04657	-.2429	-.3014	-.1130	.1448	.2546
3	.01956	.1289	.3091	.4302	.3648	.1148	-.1676	-.2911	-.1809	.05838
4	.002477	.03400	.1320	.2811	.3912	.3576	.1578	-.1054	-.2655	-.2196
5		.007040	.04303	.1321	.2611	.3621	.3479	.1858	-.05504	-.2341
6		.001202	.01139	.04909	.1310	.2458	.3392	.3376	.2043	-.01446
7			.002547	.01518	.05338	.1296	.2336	.3206	.3275	.2167
8				.004029	.01841	.05653	.1280	.2235	.3051	.3179
9					.005520	.02117	.05892	.1263	.2149	.2919
10					.001468	.006964	.02354	.06077	.1247	.2075
11						.002048	.008335	.02560	.06222	.1231
12							.002656	.009624	.02739	.06337
13								.003275	.01083	.02897
14								.001019	.003895	.01196
15									.001286	.004508
16										.001567

ซึ่งถ้าลองทำการแทนค่า $J_n(\beta)$ จากตารางที่ 2.2 ลงในสมการที่ (2.22) นี้ เราจะพบว่าค่ากำลังสัญญาณ P ที่ได้จะสูงกว่า $0.98 A_c^2/2$ เสมอ หรือสูงกว่า 98% ของกำลังสัญญาณเสมอเพราะ $A_c^2/2$ คือกำลังสัญญาณรวม ในทางปฏิบัติค่าตัวเลข 98% นั้น เป็นตัวเลขที่ยอมรับได้เพราะมีค่าสูงมากเพียงพอที่ไม่ทำให้สัญญาณที่ดีเทกกลับมาได้ผิดเพี้ยนหรือสูญเสียความชัดเจนไป เมื่อยึดหลักดังกล่าวนี้เราอาจสรุปได้ว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณ FM ที่ถูกมอดูเลตด้วยความถี่ f_m จะมีค่าดังนี้

$$B = 2(\beta + 1)f_m = 2(\Delta f + f_m) \quad (2.23)$$

ผลที่ได้ตามสมการที่ (2.23) นี้เรียกว่า กฎของคาร์สัน (Carson's rule) ในขั้นตอนการพิจารณาที่กล่าวมาข้างต้นนี้เราพิจารณาที่สัญญาณที่เข้ามามอดูเลตมีความถี่ f_m ความถี่เดียว ในกรณีที่สัญญาณที่เข้ามามอดูเลตมีหลายความถี่หรือมีความถี่กว้างเป็นแถบ สเปกตรัมของสัญญาณ FM ที่เกิดขึ้นก็จะสลับซับซ้อนขึ้นอย่างไรก็ตามความถี่สูงสุดของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตก็ยังคงมีผลในการทำให้สเปกตรัมกระจายกว้างออกไปมากที่สุด ดังนั้นเราจะสามารถอนุมานให้ประยุกต์กฎของคาร์สันได้โดยนิยามอัตราเบี่ยงเบนความถี่ D ในรูปของค่าเบี่ยงเบนสูงสุด Δf_m และแบนด์วิดท์ของสัญญาณในรูปต่อไปนี้

$$D = \frac{\Delta f_p}{w} \quad (2.24)$$

ตามกฎของคาร์สันจะได้แบนด์วิดท์ของสัญญาณ FM เป็น

$$B = 2(D+1)W = 1(\Delta f_p + w) \quad (2.25)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.8 สัญญาณ FM ที่มีแถบความถี่คงที่

ถ้าสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตเป็น $v_m \cos \omega_m t$ คือมีระดับแรงดันสูงสุดเป็น v_m ในระบบมอดูเลชันแบบ PM ค่าเฟสชั่วขณะของสัญญาณที่มอดูเลตแล้วจะแปรตรงกับสัญญาณนี้คือ $\phi(t) = k_1 v_m \cos \omega_m t$.

โดยที่ k_1 เป็นค่าคงที่ ซึ่งทำให้ค่าเบี่ยงเบนเฟส คือ $\beta = k_1 v_m \cos \omega_m t$ ในสภาพที่ v_m มีค่าคงที่ ถ้าค่า β นี้ใหญ่พอสมควรแบนด์วิดท์ของสัญญาณ PM นี้จะแปรตามความถี่ f_m เพราะตามกฎของคาร์สัน $B = 2 \beta f_m$ เราอาจจะหลีกเลี่ยงการเปลี่ยนแปลงของแบนด์วิดท์ตามความถี่ f_m ได้ ถ้าสามารถทำให้ค่าเฟสชั่วขณะเขียนได้ในรูปต่อไปนี้

$$\phi(t) = \frac{kv_m}{2\pi f_m} \sin \omega_m t \quad (2.26)$$

โดยที่ k เป็นค่าคงที่ ในเงื่อนไขเช่นนี้

$$\beta = \frac{kv_m}{2\pi f_m} \quad (2.27)$$

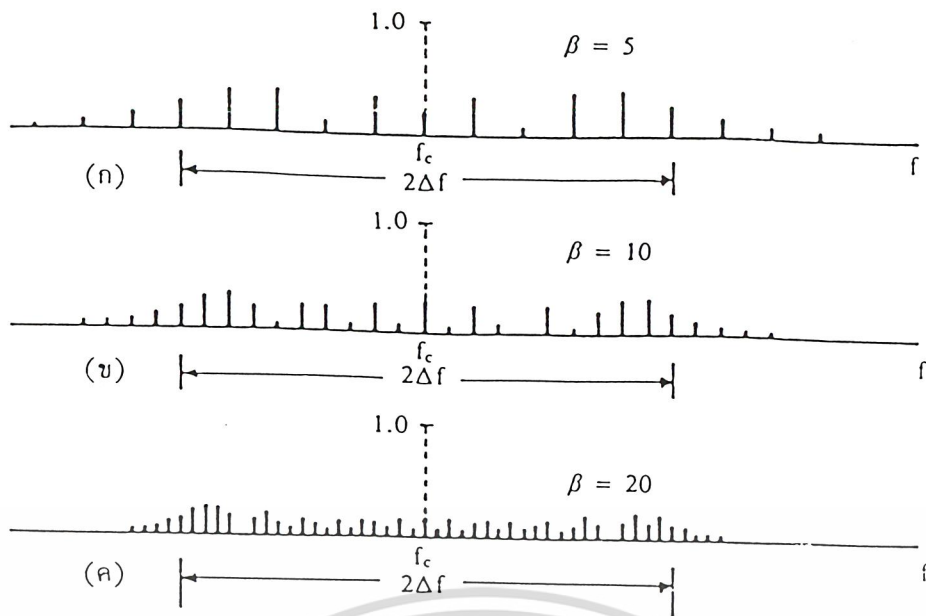
ซึ่งทำให้แบนด์วิดท์ของสัญญาณที่ได้ตามกฎของคาร์สันมีค่าคงที่คือ

$$\beta = 2\pi f_m = \frac{kv_m}{2\pi f_m} \quad (2.28)$$

สัญญาณที่มีค่าเฟสชั่วขณะดังสมการที่(2.26) นั้นจะมีค่าความถี่ชั่วขณะเชิงมุมเป็น $\omega = \omega_c + kv_m \cos \omega_m t$ ซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงของความถี่เชิงมุมแปรตรงกับสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตเมื่อพิจารณาให้ดีแล้วสัญญาณนี้คือสัญญาณ FM นั่นเอง และสัญญาณที่จะจำกัดแถบความถี่ให้คงที่ได้นั้นจะเป็นสัญญาณ FM มากกว่าที่เป็นสัญญาณ PM รูป 2.25 แสดงตัวอย่างการกระจายของสเปกตรัมของสัญญาณ FM ที่มีการจำกัดแถบความถี่ให้คงที่นี้ โดยที่ขนาดของสัญญาณไม่ถูกลมอดูเลตเป็นหนึ่งในรูป 2.27 จะเห็นได้ว่า สัญญาณที่มีค่า β ต่ำและ f_m สูงจะมีการกระจายสเปกตรัมกว้างออกไปมากกว่าสัญญาณที่มี β สูงและ f_m ต่ำ

สัญญาณ FM ที่ใช้ในการวิทยุกระจายเสียงระบบ FM โดยทั่วไปนั้น มีมาตรฐานที่กำหนดโดย FCC (ย่อจาก Federal Communications Commission) ไว้ให้ค่าเบี่ยงเบนความถี่ $\Delta f = 75 \text{ kHz}$ ถ้าเราให้ความถี่สูงสุดของสัญญาณออกไอทีเข้ามามอดูเลตเป็น 15 kHz ซึ่งทำให้ $\beta = \Delta f / f_m = 75/15 = 5$ เมื่อคำนวณแบนด์วิดท์โดยอาศัยกฎของคาร์สันจะได้ $\beta = 2(\beta + 1)f_m = 2 \times 6 \times 15 = 160 \text{ kHz}$

ซึ่งจะเห็นได้ว่าการกระจายของสเปกตรัมจะแคบกว่ากรณีที่เป็นความถี่ 15 kHz และถ้าความถี่ต่ำลงไปอีก แบนด์วิดท์ที่ได้ก็จะเข้าใกล้ 150 kHz เข้าไปเรื่อยๆ ดังรูปที่แสดงการกระจายของสเปกตรัมของสัญญาณเมื่อเปรียบเทียบกับ $2 \Delta f$ ดังกล่าวข้างต้น



รูปที่ 2.27 การกระจายของสเปกตรัมของสัญญาณ FM ที่มีการจำกัดแถบความถี่ให้คงที่

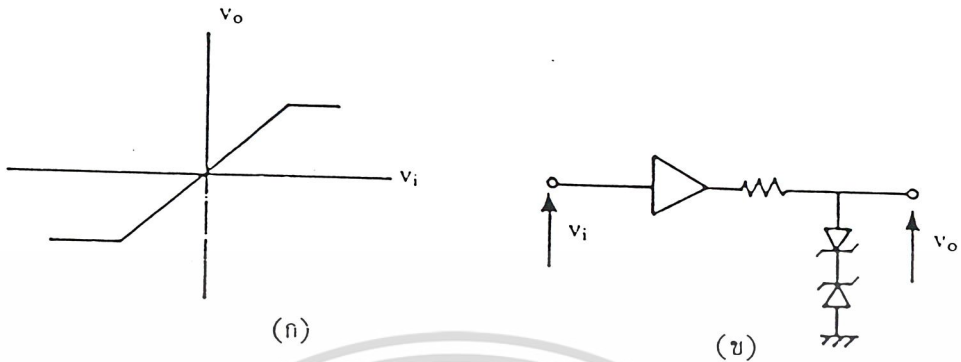
2.4.9 ผลกระทบของการผิดเพี้ยนแบบเชิงเส้นและแบบไม่เป็นเชิงเส้นที่มีต่อสัญญาณ FM

จากที่อธิบายไว้ในหัวข้อก่อนหน้านี้จะเห็นได้ว่าสัญญาณ FM ที่ต้องการนั้นจะเป็นสัญญาณที่มีขนาดคงที่ และมีความถี่หรือเฟสเปลี่ยนแปลงไปตามสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต อย่างไรก็ตามในกระบวนการสร้างสัญญาณ FM ก็ดี ในการมอดูเลตสัญญาณก็ดี เราอาจจำเป็นต้องใช้วงจรไฟฟ้าบางอย่างที่ก่อให้เกิดการผิดเพี้ยนแบบเชิงเส้นและแบบไม่เป็นเชิงเส้น ตัวอย่างของวงจรเหล่านี้ก็ได้แก่ฟิลเตอร์แบบต่างๆและวงจรขยายสัญญาณ เป็นต้น

ฟิลเตอร์ที่ใช้ในระบบ FM เช่น ฟิลเตอร์ผ่านแถบความถี่นั้นจะทำให้เกิดการผิดเพี้ยนแบบเชิงเส้นได้ถ้าแบนด์วิดท์ของฟิลเตอร์แคบกว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณ ในกรณีเช่นนี้การผิดเพี้ยนก็จะเกิดขึ้นได้สองลักษณะ คือการผิดเพี้ยนเชิงขนาดและการผิดเพี้ยนเชิงเวลาหน่วง การผิดเพี้ยนเชิงขนาดนั้นจะส่งผลให้แอมพลิจูดของสัญญาณ FM เปลี่ยนแปลงตามเวลาได้เพราะสัญญาณ FM มีความถี่เปลี่ยนแปลงไปตามเวลา แต่ผลกระทบจากการผิดเพี้ยนเชิงขนาดนี้จะไม่รุนแรงเท่ากับผลกระทบจากการผิดเพี้ยนเชิงเวลาหน่วง ซึ่งทำให้เฟสของสัญญาณไม่เป็นเชิงเส้น ก็จะส่งผลกระทบต่อคุณภาพของสัญญาณ FM สำหรับเหตุผลที่กล่าวมาแล้วว่าผลกระทบของการผิดเพี้ยนเชิงขนาดไม่รุนแรงนักนอกจากจะไม่รุนแรงจากสาเหตุที่กล่าวมาแล้ว เรายังสามารถแก้ปัญหาได้โดยใช้วงจรที่เรียกว่า ลิมิตเตอร์ (limiter) คอยจำกัดขนาดของสัญญาณให้คงที่ ลิมิตเตอร์นั้นจะมีความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณขาเข้ากับสัญญาณขาออก ดังแสดงไว้ในรูป 2.28 และสร้างได้โดยใช้ซีเนอร์ไดโอดตามรูป (ข) ความสัมพันธ์ตามรูป (ก) นี้ จะจำกัดขนาดของสัญญาณขาเข้า ทำให้สัญญาณขาออกมีขนาดคงที่และเมื่อนำฟิลเตอร์ผ่านแถบความถี่มาต่อหลังจากลิมิตเตอร์เพื่อสกัดความถี่ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดจากการตัดยอดของสัญญาณ สัญญาณที่ได้ออกมาก็จะมีขนาดคงที่ ซึ่งจะแก้ปัญหาเรื่องขนาดไม่คงที่ไปได้ ลิมิตเตอร์ร่วมกับวงจรฟิลเตอร์ที่กล่าวมานี้มักจะใช้ในวงจรภาครับซึ่งสัญญาณ FM ที่เข้ามามีโอกาสเปลี่ยนแปลงขนาดไปตามเวลาเนื่องจากการเกิดเฟดดิ้งในช่องสัญญาณ การเกิดเฟดดิ้งในช่องสัญญาณนั้นจะเกิดขึ้นได้มาก ในกรณีที่ส่งสัญญาณด้วยคลื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แม่เหล็กไฟฟ้าไปในบรรยากาศไปในระยะทางไกลๆ เช่น ในข่ายสื่อสารไมโครเวฟบนภาคพื้นดินและการสื่อสารดาวเทียมเป็นต้น



รูปที่ 2.28 ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณขาเข้าและสัญญาณขาออก



รูปที่ 2.29 ลิมิเตอร์เมื่อใช้ร่วมกับฟิลเตอร์ผ่านแถบความถี่

ที่กล่าวมาข้างต้นนี้เป็นผลกระทบจากการผิดเพี้ยนแบบเชิงเส้น ในกรณีที่วงจรไฟฟ้าเป็นแบบไม่เป็นเชิงเส้น สัญญาณขาออกก็จะมีทั้งสเปกตรัมของสัญญาณขาเข้า และสเปกตรัมของฮาร์โมนิกส์ที่เกิดจากความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจร ถ้าให้สัญญาณ FM ขาเข้าเขียนได้เป็น

$$v_i(t) = A_c \cos[\omega_c t + \phi(t)] \tag{2.29}$$

สัญญาณขาออกทั่วไปก็จะเขียนได้เป็น

$$v_o(t) = A_c \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos[n\omega_c + n\phi(t)] \tag{2.30}$$

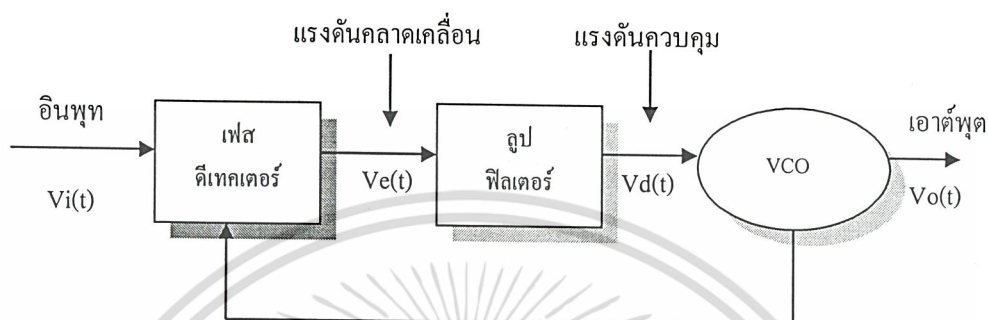
โดยที่ a_n เป็นค่าสัมประสิทธิ์ที่ถูกกำหนดจากความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจร เมื่อพิจารณาสัญญาณขาออกตามสมการที่ (2.30) ให้ดีก็จะได้เห็นว่า ความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรจะสร้างสัญญาณ FM ความถี่ขึ้นมา เพราะการเปลี่ยนแปลงของเฟสยังเป็นฟังก์ชันเดิมคือ $\phi(t)$ เพียงแต่มีขนาดใหญ่อีก n เท่าผลที่เกิดขึ้นนี้ไม่ได้เป็นผลเสียแต่อย่างใดเพราะสามารถแยกเอาสัญญาณ FM ช่วงที่ต้องการออกมาได้โดยใช้ฟิลเตอร์ผ่านแถบความถี่ ในทางตรงข้ามกลับนำมาใช้ประโยชน์ได้ในลักษณะที่แปลงค่าความถี่และค่าเบี่ยงเบนความถี่ให้สูงขึ้นอีก n เท่า การใช้งานในลักษณะนี้จะมีประโยชน์มากในกรณีที่ไม่สามารถสร้างสัญญาณ FM ที่ความถี่คลื่นพาห้สูงกว่าเท่าที่ต้องการได้ทันที หรือไม่สามารถสร้างการเบี่ยงเบนความถี่ให้ได้สูงเท่าที่ต้องการทันที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 เฟสล็อกลูป (phase lock loop)

2.5.1 เฟสล็อกลูป

เฟสล็อกลูปเป็นระบบป้อนกลับ ที่บังคับให้วงจรออสซิลเลเตอร์มีความถี่หรือเฟสเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ หรือเฟสของสัญญาณอ้างอิงภายนอก เฟสล็อกลูปประกอบด้วยภาคสำคัญ 3 ภาค คือ ภาคเทียบเฟสหรือเฟสดีเทกเตอร์ ภาคลูปฟิลเตอร์ และภาค VCO ดังรูปที่ 2.30



รูปที่ 2.30 แผนผังของเฟสล็อกลูป

สมมุติว่าสัญญาณความถี่อ้างอิงภายนอกเป็นสัญญาณรายคาบมาที่อินพุต ภาคเทียบเฟสทำหน้าที่เปรียบเทียบเฟสระหว่างสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณจาก VCO เอาต์พุตที่ได้จากภาคเฟสดีเทกเตอร์จะเป็นแรงดันที่มีแอมพลิจูดเป็นสัดส่วนกับผลต่างในเฟสของสัญญาณทั้งสอง ที่ทำการเปรียบเทียบแรงดันผลต่างนี้ป้อนไปให้วงจรลูปฟิลเตอร์ซึ่งเป็นฟิลเตอร์ชนิดกรองความถี่ต่ำผ่านเอาแต่เฉพาะความถี่ต่างๆ ที่ต้องการ เพื่อส่งไปควบคุมการออสซิลเลเตอร์ของ VCO ต่อไป

เมื่อลูปอยู่ในสภาวะล็อก (Lock) ความถี่ของ VCO จะเท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุตพอดี อาจจะมีเฟสแตกต่างกันไป แต่ค่าเฟสที่แตกต่างจะมีค่าคงที่ (Constant Phase Difference) ในกรณีที่มีเฟสไม่ตรงกันภาคเฟสดีเทกเตอร์จะจ่ายแรงดันคลาดเคลื่อน (Error Voltage) ไปควบคุมการทำงานของ VCO เพื่อมิให้เฟสคลาดเคลื่อนจนกว่าจะเข้าสู่สภาวะล็อก เอาต์พุตของ VCO จึงมีแอมพลิจูดคงที่เสมอ แต่ความถี่จะเปลี่ยนแปลงตามความถี่ของสัญญาณอินพุต

จากที่ได้กล่าวมาแล้ว เราอาจจะอธิบายการทำงานในลักษณะสมการทางไฟฟ้าได้อีกดังนี้ คือ เมื่อไม่มีสัญญาณเข้า ($V_i=0$) แรงดัน V_d และ V_i (ที่ใช้ควบคุม VCO) จะเป็นศูนย์ VCO จะกำเนิด สัญญาณความถี่หนึ่งเรียกว่า ความถี่อิสระ (Free Running Frequency) f_0 เมื่อใส่สัญญาณเข้าที่ V_i ที่วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน แรงดัน V_d ที่ใช้ควบคุม VCO จะยังคงเป็นศูนย์ และ VCO ยังคงทำงานที่ความถี่ f_0

ถ้า f_i ไม่ต่างจาก f_0 มากนัก นั่นคือ $|f_i - f_0| \leq \Delta f_p$ ($2\Delta f_p$ มีชื่อว่าช่วงดึงเข้าหรือ Pull-In Range) สัญญาณ V_d จะมีลักษณะไม่สมมาตร กล่าวคือมีองค์ประกอบไปตรงไม่เท่ากับ $0 V_d$ จะค่อยๆเพิ่มค่าขึ้น และหลังจากช่วงเวลาหนึ่งเรียกว่า เวลาดึงเข้า (Pull-In-Time) ความถี่ f_d ที่ค่อยๆแปรไปยังค่า f_i จะต่างจาก f_i เพียง $|f_i - f_0|$ ($2\Delta f_p$ มีชื่อว่าช่วงจับหรือ Capture Range) ถึงตอนนี้ f_0 จะแปรเข้าสู่ค่า f_i อย่างรวดเร็วฉับพลัน เรียกว่า เกิดการล็อก V_d ก็จะเปลี่ยนแปลงฉับพลันเช่นกัน ทั้งนี้สำหรับ VCO โดยทั่วไป ความถี่ f_0 เป็นปฏิภาคกับการบายเบนจากความถี่อิสระ นั่นคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$W_o - W_{oo} = k_o V_d k_o V_d \quad (2.31)$$

โดยที่ค่า k_o เรียกว่าความไวของ VCO มีหน่วยเป็น (rad/sec)/V การได้มาซึ่งการล็อกอาจใช้วิธีได้ดังนี้

- (ก) ณ. ขณะหนึ่ง ความถี่ของ VCO ต่างจากความถี่ขาเข้า f_i น้อยกว่า Δf_c จะเกิดการล็อกโดยฉับพลันเรียกว่า เกิดการจับ (Capture)
- (ข) ณ. ขณะหนึ่ง ความถี่ของ VCO ต่างจากความถี่ขาเข้า f_i มากกว่า Δf_c แต่ไม่น้อยกว่า Δf_p ความถี่ของ VCO จะค่อยเลื่อนเข้าหาความถี่ f_i เรียกว่า เกิดดึงเข้า (Pull-In)
- (ค) นอกช่วงดึงเข้าหรือในกรณีที่มีการดึงเข้าใช้เวลานานเกินไป อาจเพิ่มวงจรถ่ายเพื่อควบคุมให้ความถี่ของ VCO กวาดไปเพื่อเสาะหาความถี่ของสัญญาณ หรือ ถ้าเสียบรบกวนน้อย ก็อาจเพิ่มแถบความถี่ของรอบ (Tracking) ความถี่ของ VCO จะสามารถตามรอยความถี่ f_i ได้ ตราบใดที่ $|f_i - f_{oo}| < 2\Delta f_h$ ($2\Delta f_h$ มีชื่อว่าช่วงคงไว้ หรือช่วงล็อก)

เราสามารถนำเฟสล็อกกลับไปใช้สังเคราะห์ หรือผลิตความถี่ที่มีความเที่ยงตรงและเสถียรภาพเทียบเท่าสัญญาณอ้างอิงได้ วงจรนี้เรียกว่า วงจรสังเคราะห์ความถี่ ระบบสังเคราะห์ความถี่จะช่วยให้เราสามารถสังเคราะห์สัญญาณเอาต์พุต (จาก VCO) ให้มีความถี่ตามต้องการได้หลายความถี่โดยมีความเที่ยงตรงและเสถียรสูงเทียบเท่าคริสตอลออสซิลเลเตอร์

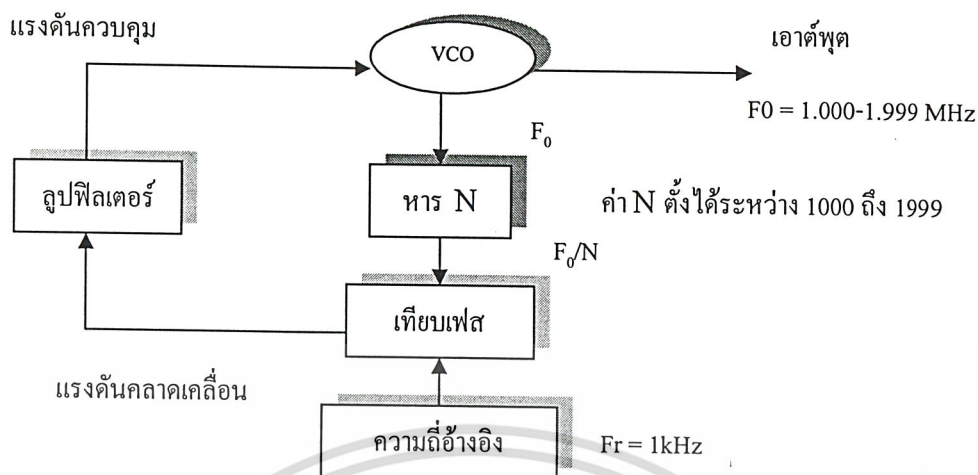
2.5.2 คุณสมบัติของวงจรสังเคราะห์ความถี่

นอกจากวงจรสังเคราะห์ความถี่จะต้องมีคุณสมบัติเกี่ยวกับช่วงความถี่ (Frequency Range) ที่ต้องผลิตและเรโซลูชันระหว่างขั้นแล้ว คุณสมบัติอื่นๆ ของวงจรสังเคราะห์ความถี่ก็มีความสำคัญเช่นกัน

โดยปกติวงจรสังเคราะห์ความถี่จะสามารถกำเนิดสัญญาณเพียงสัญญาณเดียว แต่เลือกความถี่ได้หลายค่า (ในช่วงความถี่ใช้งาน) และมีความละเอียดของความถี่ขึ้นอยู่กับเรโซลูชัน ในกรณีที่เราเปลี่ยนหลายค่า (ในช่วงความถี่ใช้งาน) และมีรายละเอียดของความถี่ขึ้นอยู่กับเรโซลูชัน ในกรณีที่เราเปลี่ยนความถี่จากค่าหนึ่งไปยังอีกค่าหนึ่ง วงจรสังเคราะห์ความถี่จะต้องเปลี่ยนตามได้เร็วทันทีกล่าวอีกอย่างหนึ่งคือ ล็อกความถี่ได้ในเวลาอันรวดเร็ว นั่นคือ ช่วงเวลาล็อก (Lock-Up Time) สั้น คุณสมบัติการล็อกความถี่ใหม่ได้รวดเร็ว นั้นมีความจำเป็นอย่างยิ่ง

วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ดีจะต้องผลิตสัญญาณความถี่เดียว โดยปราศจากความถี่แปลกปลอมต่างๆ คุณสมบัตินี้เรียกว่า ความบริสุทธิ์ของสเปกตรัม (Spectrum Purity) นั่นคือความถี่ฮาร์โมนิกและสปีวเรียสต่างๆ จะต้องถูกกำจัดให้เหลือน้อยที่สุด นอกจากนี้เนื่องจากวงจรรออสซิลเลเตอร์จะทำให่วงจรสังเคราะห์ความถี่ไม่บริสุทธิ์ ไม่ใช่เพียงความถี่เดียว ในช่วงใกล้เคียงกับความถี่ที่ต้องการ นอยส์ดังกล่าวนี้เรียกว่า เฟส นอยส์ (Phase Noise)

ความเที่ยงตรง (Accuracy) และเสถียรภาพ (Stability) ทางความถี่ของวงจรสังเคราะห์ความถี่ขึ้นอยู่กับสัญญาณอ้างอิง โดยทั่วไปสัญญาณอ้างอิงมักจะเป็นวงจรรออสซิลเลเตอร์ชนิดใช้แร่บังคับความถี่ ฉะนั้นวงจรสังเคราะห์ความถี่จะมีเสถียรภาพ และความถี่ตรงเทียบเท่ากับคริสตอลออสซิลเลเตอร์



รูปที่ 2.31 แผนผังของหน่วยสังเคราะห์ความถี่

2.5.3 การใช้เฟสล็อกในการสังเคราะห์ความถี่

แม้ว่าระบบสังเคราะห์ความถี่จะมีความซับซ้อนเพียงใด เมื่อพิจารณาลึกลงไปแล้วจะพบว่า มีเฟสล็อกเป็นหัวใจในการสังเคราะห์ความถี่เสมอ รูปที่ 2.31 เป็นตัวอย่างของระบบสังเคราะห์ความถี่อย่างง่าย ประกอบด้วย 5 ภาค คือ VCO เป็นออสซิลเลเตอร์กำเนิดสัญญาณเอาต์พุตของระบบสังเคราะห์ความถี่ ภาคหารความถี่อ้างอิงคริสตอลออสซิลเลเตอร์หรือสัญญาณอื่นๆ (Reference Generator) ภาคเทียบเฟสและภาคฟิลเตอร์ซึ่งทำหน้าที่กรองเอาเฉพาะความถี่ต่ำไปใช้

2.5.4 ภาคเฟสดีเทคเตอร์

จากรูปจะเห็นว่าสัญญาณอินพุตของภาคเทียบเฟสจาก 2 แหล่ง คือ

- จาก VCO มีความถี่เท่ากับ F/N
- จากสัญญาณอ้างอิงมีความถี่เท่ากับ F

เอาต์พุตที่ได้จากการเปรียบเทียบเฟสก็คือ ผลต่างระหว่างสัญญาณ F/N กับ F ซึ่งจะกรองเฉพาะความถี่ต่ำเท่านั้น เพื่อป้องกันการออสซิลเลตของวงจร VCO ให้ทำการปรับแก้ความถี่ (หรือเฟส) ให้ตรงจนกว่าความถี่ของสัญญาณทั้งสองจะเท่ากันในสภาวะล็อกความถี่ของ VCO เพื่อผ่านวงจรหาร จะเท่ากับ ความถี่อ้างอิง นั่นคือ

$$F = N \times Fr \quad (2.32)$$

2.5.5 ภาคออสซิลเลเตอร์แบบควบคุมความถี่ด้วยระดับแรงดัน (VCO)

วงจร VCO นับว่ามีความสำคัญมากในระบบเฟสล็อก เพราะจะเป็นตัวกำหนดเสถียรภาพเชิงความถี่ จะต้องมีคุณสมบัติต่อไปนี้คือ

- การแปลงแรงดันเป็นความถี่มีลักษณะเป็นเชิงเส้น
- มีเสถียรภาพเชิงความถี่
- ทำงานได้ที่ความถี่สูง

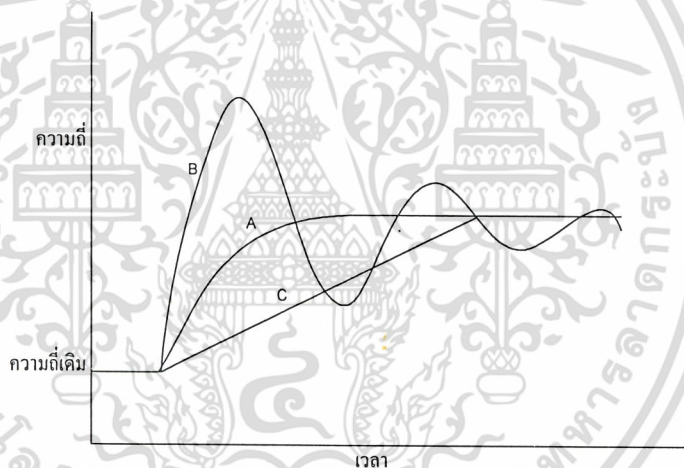
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ช่วงตามรอยกว้าง
- ปรับคลื่นได้ง่าย

คุณสมบัติเหล่านี้อาจจะขัดแย้งกันเองอยู่บ้าง เช่น มีเสถียรภาพทางความถี่ อาจขัดแย้งกับข้ออื่น ในกรณีนี้ก็ต้องออมชอม และเลือกชนิดของ VCO แล้วแต่ว่าต้องการเน้นคุณสมบัติใด

2.5.6 ภาคลูปฟิลเตอร์

เป็นวงจรฟิลเตอร์ชนิดกรองความถี่ต่ำผ่าน ทำหน้าที่กรองเฉพาะความถี่ต่ำมาควบคุมความถี่ของ VCO และในที่นี้เราใช้ลูปฟิลเตอร์ประเภทพาสซีฟ ลูปฟิลเตอร์นี้เป็นตัวกำหนดคุณสมบัติการเปลี่ยนแปลงความถี่ก่อนเข้าสู่สภาวะล็อกที่เรียกว่า คุณสมบัติชั่วคราว ถ้าเลือกอัตราขยายลูปและค่าคงตัวของลูปไม่เหมาะสม ความถี่ของเฟสล็อกลูปจะไม่ล็อกและจะเปลี่ยนไปเปลี่ยนมา ดังนั้น ค่าคงตัวของลูปฟิลเตอร์จะต้องไม่มากเกินไป เพื่อว่าทุกครั้งที่เปลี่ยนความถี่เฟสล็อกลูปจะล็อกได้เร็ว โดยไม่มีการสะดุดหรือใช้เวลาเปลี่ยนความถี่อย่างรวดเร็ว แต่ค่าคงตัวเวลาก็ไม่ควรจะน้อยเกินไปจนกระทั่งความถี่สั่นหรือไม่นิ่ง



รูปที่ 2.32 คุณลักษณะ(dynamic range) ในการเปลี่ยนความถี่เฟสล็อกลูป

รูปที่ 2.32 ซึ่งแสดงการเปลี่ยนความถี่ของ VCO จะเห็นว่าเส้นทางการเปลี่ยนแปลงแรงดันมี 3 เส้นทาง เส้นทาง A เป็นเส้นทาง critically damped ใช้เวลาในการเปลี่ยนสู่ความถี่ใหม่น้อยที่สุด เส้นทาง B เรียกว่า เส้นทาง Underdamped มีการสะดุด (หรือออสซิลเลต) เนื่องจากโอเวอร์ชูต เส้นทาง C เป็นเส้นทาง Overdamped ไม่มีโอเวอร์ชูตแต่เวลาที่ใช้ในการเข้าสู่ความถี่ใหม่จะช้า เส้นทาง A เป็นเส้นทางที่ดีที่สุดในการออกแบบค่าคงตัวของลูปฟิลเตอร์ เพราะใช้เวลาเปลี่ยนความถี่เร็วและไม่มีโอเวอร์ชูต

2.5.7 ภาคหาร N

ภาคหาร N (Programmable Divider) เวลาที่ใช้ในการถือความถี่เมื่อมีค่าน้อยที่สุดจะไม่เท่ากับเมื่อมีค่ามากที่สุด วงจรหารเกิดจากวงจรนับฐานสิบ (Decade Counter) หลายชุดๆมาต่อร่วมกับเกตต่างๆ เพื่อให้สามารถเลือกตั้งให้วงจรนับทำหน้าที่หารความถี่ได้ตามตัวเลขที่ตั้งไว้ วงจรหาร N นี้เป็นตัวรับคำสั่งเกี่ยวกับความถี่ไปควบคุม VCO เพื่อให้กำเนิดสัญญาณตามที่ต้องการตัว N จะเป็นตัวที่กำหนดย่านความถี่และจำนวนช่องความถี่

ลักษณะการป้อนข้อมูล N ให้กับวงจรหาร N แบบขนาน (Parallel) คือข้อมูลแต่ละบิตจะป้อนเข้าพร้อมๆกัน ส่วนลักษณะการป้อนข้อมูล N ให้กับวงจรหาร N แบบอนุกรมแต่ละบิตจะป้อนเข้าไม่พร้อมกัน วงจรหารประเภทนี้มีความซับซ้อนมากกว่า เพราะต้องมีสัญญาณนาฬิกา (Clock) มีวงจรแลตช์ ในการป้อนข้อมูลวงจรหาร N ประเภทนี้จะควบคุมการทำงานด้วยไมโครคอมพิวเตอร์

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

2.5.8 ภาคกำเนิดความถี่อ้างอิง

ภาคกำเนิดความถี่อ้างอิงนิยมใช้คริสตออสซิลเลเตอร์ ความถี่ออสซิลเลเตอร์อ้างอิงนี้ เป็นตัวกำหนดเรโซลูชันและเสถียรภาพของความถี่อ้างอิงที่ดี จึงทำให้สามารถสังเคราะห์ความถี่ที่มีเสถียรภาพที่ดีที่สุดด้วย

2.5.9 การดีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มด้วยเฟสล็อกกลูป

เฟสล็อกกลูปเป็นระบบป้อนกลับ (Feedback System) ซึ่งประกอบด้วยเครื่องกำเนิดสัญญาณที่มีความถี่เปลี่ยนแปลงตามระดับแรงดันขาเข้า (VCO) และอุปกรณ์เปรียบเทียบเฟส (Phase Comparator)

สัญญาณเข้าจะเปรียบเทียบเฟสกับสัญญาณอ้างอิง (Reference Signal) ที่กำเนิดจาก VCO (voltage Controlled Oscillator) อุปกรณ์เปรียบเทียบเฟสจะให้แรงดันขาออกที่มีระดับขึ้นกับความแตกต่างระหว่างเฟสของสัญญาณเข้าทั้งสอง เมื่อผ่านเครื่องกรองความถี่ต่ำผ่านสัญญาณขาออกบางส่วนจะถูกป้อนกลับเพื่อควบคุมการกำเนิดความถี่ของ VCO จนกระทั่งความถี่ทั้งสองสัญญาณเท่ากัน แรงดันที่ป้อนกลับจะคงที่และทำให้ความถี่ทั้งสองเกาะกันไป โดยมีเฟสต่างกันที่ค่าคงที่ความถี่กลาง (Center Frequency หรือ Free-Running Frequency)

ต่อไปนี้จะอธิบายส่วนประกอบที่สำคัญของเฟสล็อกกลูป

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

$$V_1(t) = A \sin(\omega_1 t + \theta_1) \quad (2.33)$$

$$V_2(t) = A \sin(\omega_2 t + \theta_2) \quad (2.34)$$

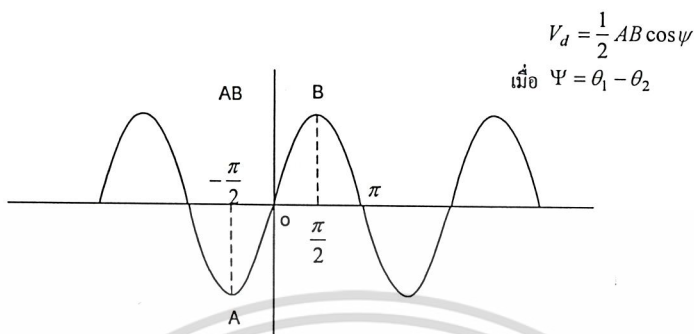
โดย $V_1(t)$ และ $V_2(t)$ เป็นสัญญาณขาเข้า ซึ่งจะได้สัญญาณขาออก $V_d(t)$ ของการคูณดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

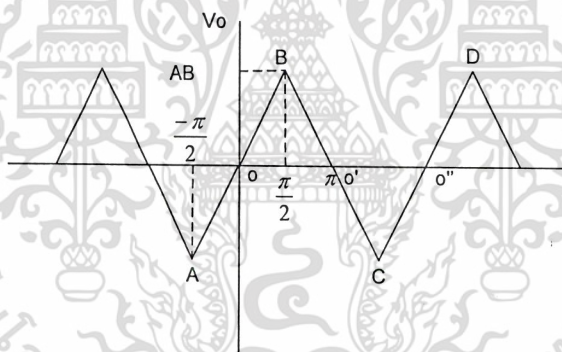
$$V_d(t) = \frac{1}{2} AB \cos[(\omega_1 + \omega_2)t + (\theta_1 + \theta_2)] + \frac{1}{2} AB \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + (\theta_1 - \theta_2)] \quad (2.35)$$

เมื่อผ่านเครื่องกรองความถี่ต่ำผ่านก็จะได้สัญญาณขาออก ที่ขึ้นอยู่กับความแตกต่างของเฟสซึ่งมีลักษณะสมบัติดังรูปที่ 2.33



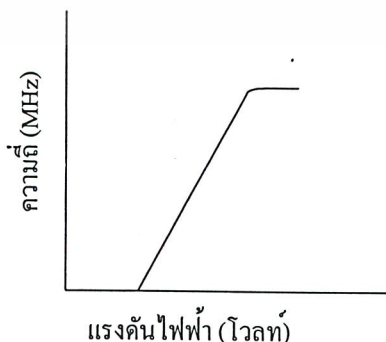
รูปที่ 2.33 ลักษณะสมบัติของ Phase Comparator ชนิดอนาล็อก

สำหรับอุปกรณ์เปรียบเทียบชนิดดิจิทัลนั้น สร้างขึ้นได้หลายวิธี เช่น ใช้ Exclusive-or หรือ อุปกรณ์ชนิดมีความจำ เช่น ใช้ ฟลิป-ฟลอปซึ่งจะมีลักษณะสมบัติเช่นเดียวกับแบบอนาล็อกแต่จะต่างกันที่เป็นเส้นตรงดังรูปที่ 2.34



รูปที่ 2.34 ลักษณะสมบัติ Phase Comparator ชนิดดิจิทัล

VCO สามารถสร้างขึ้นได้หลายวิธี Voltage Variable Capacitance Diode ซึ่งจะรู้จักกันในนาม วาคาเรคเตอร์ (Varactor) หรือ มัลติไวเบรเตอร์ (Multivibrator) ชนิดต่างๆ ที่สามารถควบคุมความถี่ได้ด้วยแรงดัน รูปที่ 2.35 เป็นลักษณะสมบัติทั่วไปของ VCO



รูปที่ 2.35 ลักษณะสมบัติของ VCO

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมมติให้สัญญาณเอพเอ็มเข้าที่เฟสคอมพาราเตอร์ คือ

$$A \cos[\omega_c t + \psi(t)] \quad (2.36)$$

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

$$K_0 = \frac{d\omega_i}{dv} \quad (2.37)$$

สัญญาณนี้จะกระตุ้นให้เกิดสัญญาณจากเครื่องสั่นสะท้อนความถี่ (Oscillator) ใน VCO ดังนี้

$$B \cos \left[\omega_c t + K_0 \int_{-\infty}^t V_0(\lambda) d\lambda \right] \quad (2.38)$$

ถ้าให้สัญญาณขาเข้าและความถี่ของ VCO มีค่าสมมูลหรือเท่ากัน

$$\frac{d\omega(t)}{dt} = \frac{d}{dt} K_0 \int_{-\infty}^t V_0(\lambda) d\lambda \quad (2.39)$$

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

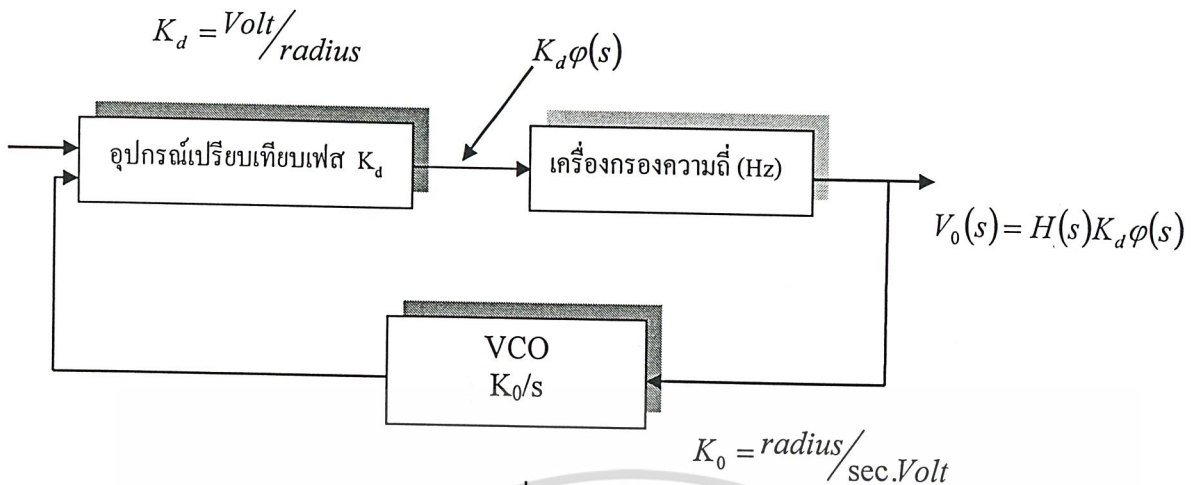
$$V_0(t) = \frac{\omega}{K_0} \quad (2.40)$$

จะเห็นได้ว่าสัญญาณขาออกของ VCO จะผันแปรเป็นสัดส่วนโดยตรงกับการเปลี่ยนแปลงความถี่ที่ต้องการในเครื่องดีมอดูเลตเอพเอ็ม ถ้าความถี่ของสัญญาณขาเข้าเปลี่ยนแปลงอย่างต่อเนื่องที่อัตราซ้ำพอควรที่จะให้เฟสล็อกทำงานในสภาพสมมูลได้ สัญญาณขาออกของเฟสล็อกก็เลยผันแปรเป็นสัดส่วนโดยตรงอย่างต่อเนื่องกับการเปลี่ยนแปลงของตัวพา นั่นคือสัญญาณเอพเอ็มสามารถดีมอดูเลตด้วยเฟสล็อกตามต้องการได้

จากลักษณะสมบัติของ VCO และเฟสคอมพาราเตอร์ จะพบว่าทั้ง VCO และเฟสมีขอบเขตจำกัดในการทำงาน กล่าวคือ VCO จะมีความสามารถในการกำเนิดความถี่ได้ภายในช่วงจำกัดช่วงหนึ่ง และเฟสคอมพาราเตอร์จะให้ระดับแรงดันที่แตกต่างกันได้ เฉพาะช่วงการทำงานที่มีค่าของมุมแตกต่างกันอยู่ในระหว่าง 0-180 องศา ดังนั้นความถี่ที่จะเกาะกันได้นั้นจึงอยู่ในขอบเขตจำกัด ช่วงความถี่ของสัญญาณขาเข้าซึ่งเฟสล็อกจึงสามารถเกาะตามสัญญาณได้นับจากเวลาเริ่มต้นที่เกาะอยู่แล้วเรียกว่า Locked Range ส่วนช่วงความถี่ของสัญญาณขาเข้าซึ่งเฟสล็อกไม่สามารถเกาะได้จากขณะเริ่มต้นความถี่ที่ยังไม่เกาะกัน ดังนั้นช่วงที่ยังไม่เกาะกันจะกว้างกว่าช่วงที่เกาะ

2.5.10 ทรานเฟอร์ฟังก์ชันของลูป (Loop Transfer Function)

สมมติให้เป็นกรณีที่มีขั้วออกของลูปอยู่ที่ขั้วออกของเครื่องกรองความถี่



รูปที่ 2.36 วงจรเฟสล็อก

จากรูปที่ 2.36 ได้แทนคุณลักษณะของส่วนประกอบต่างๆ ในรูปที่ 2.36 ด้วยทรานเฟอร์ฟังก์ชันของแต่ละหน่วย ดังนั้นความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณขาเข้าและขาออกเป็นดังนี้

$$\frac{V_o(s)}{\phi(s)} = \frac{K_d K_f(s)}{s + K_d K_0 K_f(s)} \quad (2.41)$$

จากสมการ (2.41) ออเดออร์ของเฟสล็อกจะขึ้นอยู่กับออเดออร์ของเครื่องกรองความถี่ ดังนั้นเสถียรภาพ (Stability) ของลูปจะขึ้นอยู่กับการศึกษาเลือกใช้ลักษณะสมบัติของเครื่องกรองความถี่ กรณีที่เครื่องกรองความถี่เป็น First Order ซึ่งเขียนในรูปทั่วไปได้ดังนี้

$$K_f(s) = 1 + \frac{a}{s} \quad (2.42)$$

จะได้ทรานเฟอร์ฟังก์ชันของระบบที่เป็น second-order PLL ดังนี้

$$\frac{V_o(s)}{\phi(s)} = \frac{Kd(s+a)}{s^2 + K_d K_0 s + K_d K_0 a} \quad (2.43)$$

และเขียนเป็นรูปแบบทั่วไป ตามหลักทฤษฎีวิศวกรรมควบคุม ได้ดังนี้

$$\frac{V_o(s)}{\phi(s)} = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.44)$$

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

2.5.11 ข้อดีและข้อเสียของวงจรเฟสล็อก

วงจรเฟสล็อกมีข้อดีหลายประการสำหรับการใช้งานบางอย่าง ซึ่งไม่มีวงจรอื่นที่จะเทียบเท่าอย่างไรก็ดีในการใช้งานบางอย่งนั้นก็อาจใช้วงจรแบบ LC หรือ RC แทนได้ ข้อดีของวงจรเฟสล็อกเมื่อเทียบกับวงจรแบบ RC ได้แก่

1. ทำงานได้ดีที่ความถี่สูง สามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงกว่า 100 MHz ส่วนวงจรแบบทำได้แค่ความถี่ประมาณ 10 MHz

2. อำนาจการเลือกสรร (Selectivity) และความถี่กลางไม่ขึ้นต่อกัน กล่าวคือความถี่กลางกำหนดโดยความถี่อิสระของ VCO ส่วนอำนาจการเลือกสรรขึ้นอยู่กับลักษณะของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน จึงไม่มีปัญหาการเรียงคลื่น (Alignment)
3. องค์ประกอบภายนอกวงจรประมวลมีน้อยและปรับคลื่นได้ง่าย โดยทั่วไปความถี่อิสระของ VCO กำหนดโดย C ตัวเดียว หรือ C กับ R ซึ่งจะปรับคลื่นได้ตั้งแต่ค่าต่ำกว่า kHz ถึง 100 MHz

อย่างไรก็ดีวงจรเฟสล็อกก็ยังมีข้อเสียเช่นกัน

1. ไม่ให้ข้อมูลเกี่ยวกับช่วงสูงวงจรเฟสล็อกอุปสนองต่อความถี่เท่านั้นตราบเท่าที่สัญญาณเข้ามีขนาดใหญ่ที่จะทำให้เกิดการล็อกวงจรจะไม่สนองต่อช่วงสูงของสัญญาณเข้า
2. สนองต่อฮาร์มอนิกหรือฮาร์มอนิกย่อยของสัญญาณเข้าทำให้การขจัดสัญญาณแทรกแซงที่มีความถี่เป็นอัตราส่วนจำนวนเต็มกับสัญญาณไม่สู้ได้ผลนัก
3. ขาดเทคนิคการสังเคราะห์ เนื่องจากลักษณะการจับของวงจรเฟสล็อกอุปเป็นแบบไม่เชิงเส้น เทคนิคการสังเคราะห์ให้ได้วงจรที่มีลักษณะเชิงความถี่ตามข้อกำหนดจึงเป็นเรื่องที่ยากมาก



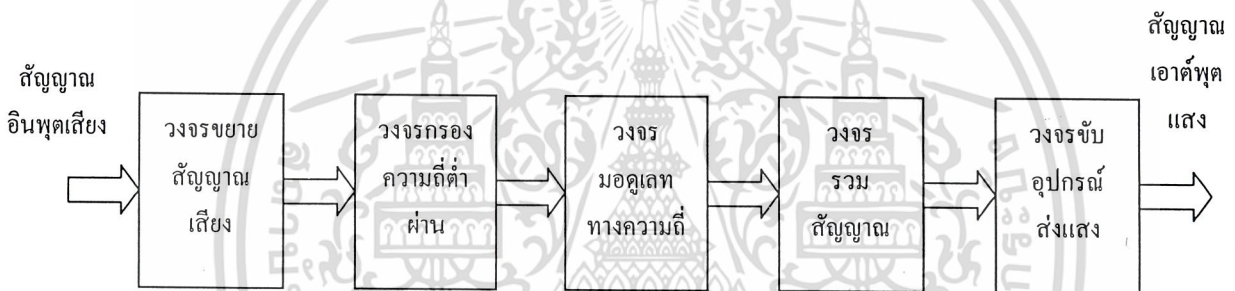
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การคำนวณและการสร้าง

ในการออกแบบการส่งสัญญาณเสียงด้วยแสงผ่านตัวกลางอากาศนั้น สามารถแบ่งการคำนวณออกเป็น 2 ส่วน ประกอบด้วยส่วนของเครื่องส่งสัญญาณเสียงกับเครื่องรับสัญญาณเสียง ซึ่งส่วนของเครื่องส่งสัญญาณเสียงจะประกอบด้วย วงจรขยายสัญญาณอินพุต (Preamplifier) วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter) วงจรมอดูเลเตอร์แบบมอดูเลตทางความถี่ (FM Modulator) วงจรรวมสัญญาณ (Summing) และวงจรขับอุปกรณ์ส่งแสง (Driver)

ทางด้านเครื่องรับสัญญาณเสียงจะประกอบด้วย วงจรแปลงสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้า (Photo Detector) วงจรขยายสัญญาณทางภาครับ (Amplifier) วงจรกรองแถบความถี่ (Band Pass Filter) วงจรเปรียบเทียบระดับสัญญาณ (Comparator) วงจรดีมอดูเลเตอร์ (FM Demodulator) และวงจรขยายสัญญาณออกคิโอ (Audio Amplifier)



รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่ง



รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับ

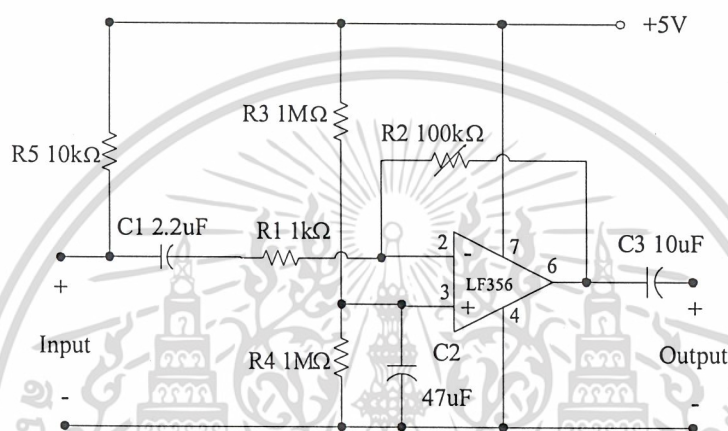
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1 ภาคส่งสัญญาณเสียง

3.1.1 ภาคขยายสัญญาณส่วนแรก

สัญญาณที่ออกมาจากไมโครโฟนมีค่าต่ำมาก จึงจำเป็นต้องทำการขยายก่อนที่จะส่งเข้าไปยังวงจรส่วนต่างๆ ในที่นี่ใช้ไอซีเบอร์ LF356 สร้างเป็นวงจรขยายแบบกลับเฟส (Inverting Amplifier)

จากวงจรในภาพที่ 3.3 เราสามารถปรับอัตราขยายได้ที่ R2 โดยที่ค่าอัตราขยายของสัญญาณจะเท่ากับ $-\frac{R_2}{R_1}$ ซึ่งอัตราขยายของสัญญาณจะสามารถปรับได้ถึง 100 เท่า



รูปที่ 3.3 แสดงรูปวงจรถ่ายสัญญาณ

3.1.2 ภาคกรองความถี่ต่ำผ่าน

วงจรในภาพที่ 3.4 เป็นวงจรแบบให้สัญญาณความถี่ต่ำผ่าน อัตราลดระดับของวงจรจะเท่ากับ -40 เดซิเบลต่อดีเซต นั่นคือสำหรับความถี่ค่าสูงกว่าความถี่คัทออฟค่าอัตราขยาย จะลดลง 40 เดซิเบลทุกๆ 10 เท่าของความถี่ที่เพิ่มขึ้น ความต้านทาน R_f ต่ออยู่เพื่อลดผลจากคัทคาออฟเซท

การออกแบบวงจรเราจะกำหนดให้ความต้านทาน R_1 และ R_2 เท่ากันเพื่อให้คำนวณง่ายขึ้น หลักการออกแบบจะแบ่งเป็น 4 ขั้นตอนดังนี้

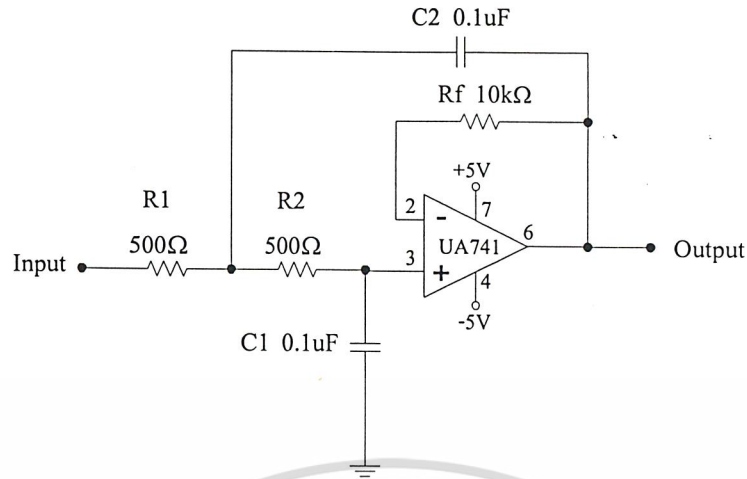
1. กำหนดความถี่คัทออฟ ω_c หรือ f_c
2. ให้ $C = C_2 = C_1 = 0.1 \mu F$
3. คำนวณ R_1 จาก $R_1 = \frac{0.707}{\omega_c C}$
4. กำหนดให้ $R_2 = R_1$ และให้ $R_f = 10 k\Omega$

ในวงจรจะกำหนดให้มีความถี่คัทออฟเท่ากับ 3 kHz และ $C = C_2 = C_1 = 0.1 \mu F$

$$\text{จากสมการ } R_1 = \frac{0.707}{\omega_c C} = \frac{0.707}{2\pi \times 3 \times 10^3 \times 1 \times 10^{-7}} = 375 \Omega$$

ในที่นี้ใช้ค่า 500 Ω แทน ดังนั้น R_1 และ R_2 จึงมีค่า 500 Ω

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

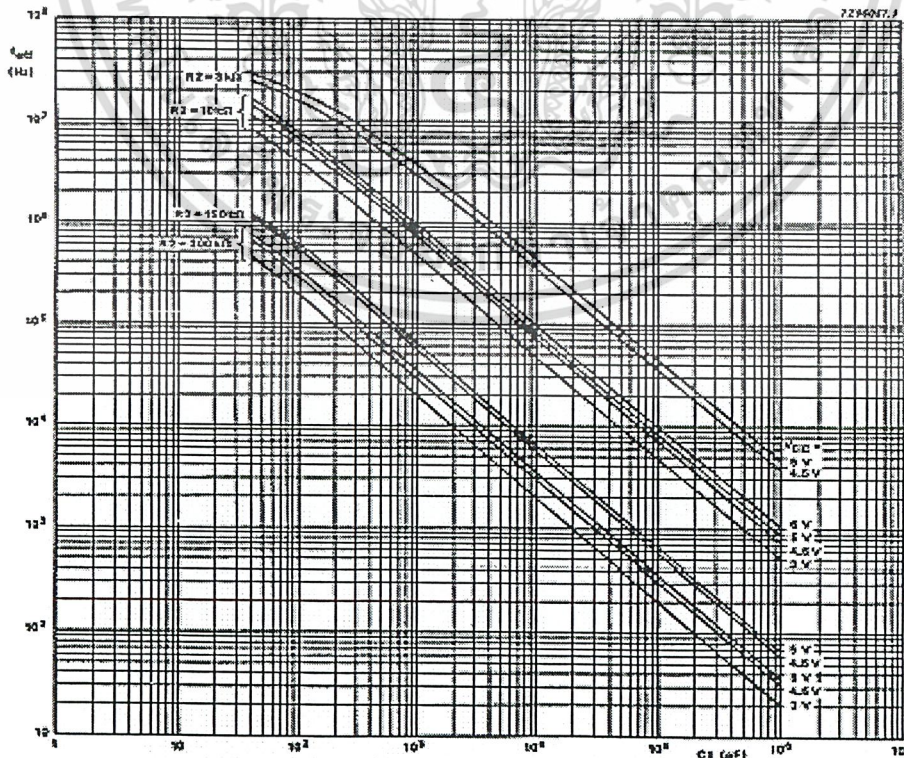


รูปที่ 3.4 แสดงรูปวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ท

3.1.3 ภาค FM Modulator

ภาค FM Modulator จะใช้ไอซีเบอร์ 74HC4046 ซึ่งเป็นไอซีเฟสล็อกคูป (PLL) การใช้งานของไอซีเบอร์นี้จะต้องทำการหาค่า R1 และ C1 เพื่อกำหนดความถี่กลาง (f_0) ซึ่งมีการออกแบบ ดังนี้

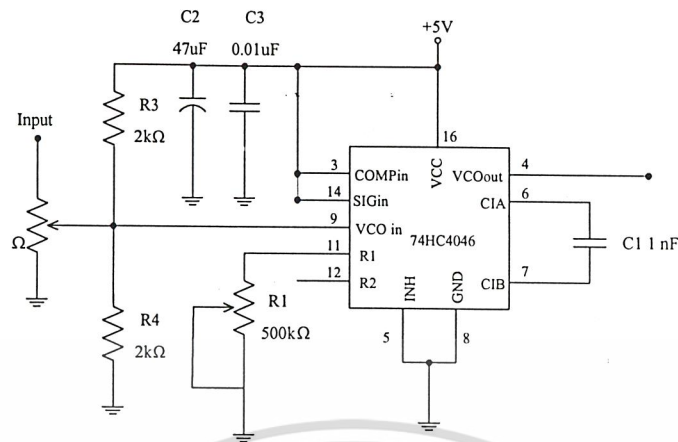
- กำหนดค่าความถี่กลาง (f_0) ในโครงงานนี้จะใช้ความถี่กลางของช่องสัญญาณแรก = 25 kHz และความถี่กลางของช่องสัญญาณที่สอง = 50 kHz
- ใช้กราฟรูปที่ 3.5 หาค่าของ C1, R1 และ R2 ซึ่งจะได้ค่า $C1 = 1000 \text{ pF}$, $R1 = 150 \text{ k}\Omega$ และ $R2 = \infty$



รูปที่ 3.5 แสดงตารางหาค่า R1, R2 และ C1 เพื่อกำหนด VCO

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือการเขียนขึ้นเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่อผู้ยืมให้หน้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราจะได้อุปกรณ์ดังรูปที่ 3.6 ซึ่งเป็นวงจร FM Modulator



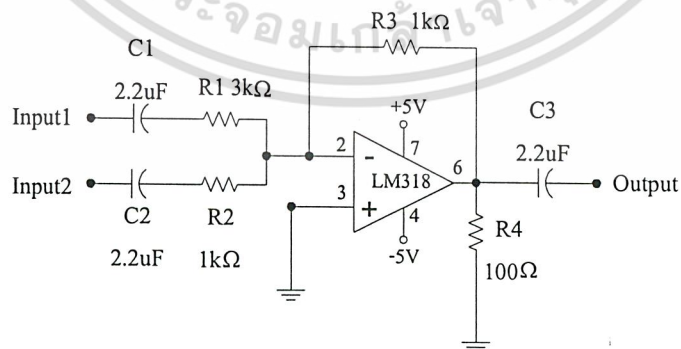
รูปที่ 3.6 แสดงรูปวงจรมอดูเลเตอร์ FM Modulator

จากรูป R2 จะทำหน้าที่ปรับระดับแรงดันอินพุตให้มีขนาดที่เหมาะสมต่อการมอดูเลต ส่วน R3 และ R4 จะทำหน้าที่ยกระดับแรงดันอินพุตที่เข้ามาให้อยู่ในค่านวกรเพียงอย่างเดียว ซึ่งสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะมีค่าความถี่เบี่ยงเบนประมาณ 4 kHz ส่วน R1 จะเป็นตัวปรับค่าความถี่ของคลื่นพาให้มีค่า 25 kHz และ 50 kHz ตามลำดับ

3.1.4 วงจรรวมสัญญาณ

วงจรรวมสัญญาณจะทำหน้าที่รวมสัญญาณทั้งสองช่องสัญญาณที่ถูกมอดูเลตเชิงความถี่ (FM Modulation) เข้าด้วยกันเพื่อส่งไปยังภาคขับ LED ต่อไป โดยวงจรมีจะใช้ไอซีออปแอมป์เบอร์ LM318 ซึ่งมีค่า Slew Rate = 50 V / µS และ Bandwidth = 15 MHz

จากวงจรในรูปที่ 3.7 ค่าอัตราขยายของสัญญาณจะเท่ากับ $-\frac{R_3}{R_1} = -\frac{1k\Omega}{3k\Omega} = -0.3$ เท่า



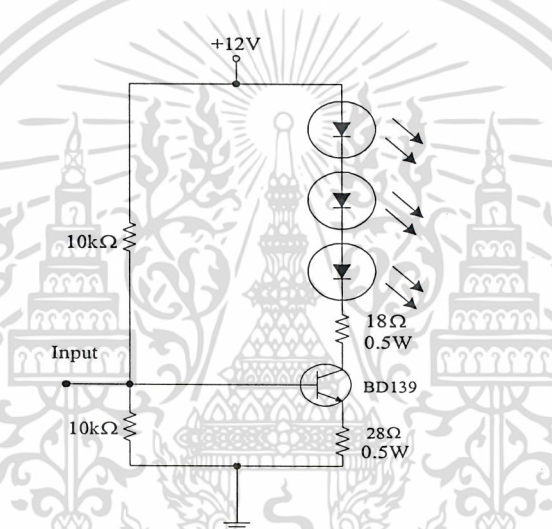
รูปที่ 3.7 แสดงรูปวงจรรวมสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.5 วงจรขับ LED

สัญญาณที่ถูกรวมเข้าด้วยกันแล้ว จะถูกส่งต่อไปยังภาคขับอุปกรณ์ไดโอดเปล่งแสง ซึ่งมีทรานซิสเตอร์เบอร์ BD139 รับสัญญาณที่ถูกมอดูเลตที่ขาเบส (Base) สัญญาณที่ถูกมอดูเลตจะเป็นสัญญาณไบอัสให้ทรานซิสเตอร์เกิดการนำกระแสขึ้นทำให้มีกระแสไหลจากขาคอลเล็กเตอร์ (Collector) ผ่านไปยังขาอีมิเตอร์ (Emitter) ส่งผลให้เกิดกระแสไหลผ่านอุปกรณ์ส่งแสง LED ซึ่งกระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์ส่งแสงนี้จะเกิดการเปลี่ยนแปลง เนื่องจากสัญญาณที่ถูกมอดูเลตที่ขาไบอัสขาเบสของทรานซิสเตอร์ จึงทำให้ความเข้มของอุปกรณ์ส่งแสงเกิดการเปลี่ยนแปลง

ในการออกแบบนั้นจะต้องคำนึงถึง Forward Current (I_F) ที่ไหลผ่าน เพราะ LED ที่ใช้นั้นสามารถทนกระแสที่ไหลผ่านตัวมันได้ประมาณ 100 mA ดังนั้นการออกแบบจะใช้วงจรขยายแบบคลาส A ดังรูป โดยทำการตั้งค่า V_C เป็นครึ่งหนึ่งของ V_{CC}



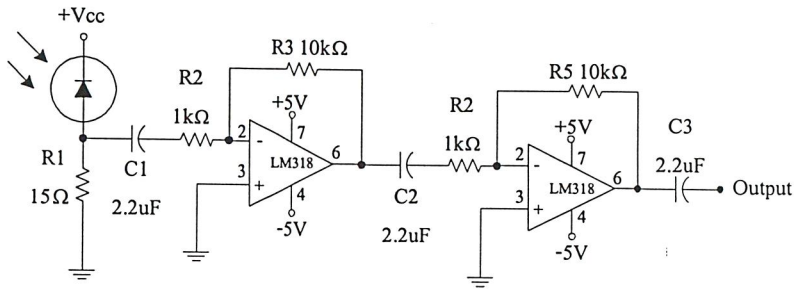
รูปที่ 3.8 แสดงรูปวงจรถับ LED

3.2 ภาครับสัญญาณเสียง

3.2.1 ภาครับสัญญาณแสงและส่วนขยายสัญญาณ

รูปที่ 3.9 แสดงภาครับสัญญาณแสงและขยายสัญญาณไฟฟ้า โดยแบ่งเป็น 2 ส่วนด้วยกันคือ ส่วนของตัวอุปกรณ์รับสัญญาณแสงซึ่งใช้อุปกรณ์ตรวจจับสัญญาณแสง ทำหน้าที่รับสัญญาณแสงที่ส่งออกมาจากภาคส่งแล้วเปลี่ยนสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้า ซึ่งอุปกรณ์รับสัญญาณแสงที่ใช้นั้นเป็น โฟโต้ไดโอด (Photo Diode) และมี R1 ทำหน้าที่ไบอัสโฟโต้ไดโอด เมื่อสัญญาณแสงถูกเปลี่ยนเป็นสัญญาณไฟฟ้าแล้ว จะถูกส่งผ่านไปยังวงจรถ่ายสัญญาณแบบอินเวอร์ตติ้ง (Inverting Amplifier) โดยวงจรถ่ายสัญญาณในส่วนนี้จะประกอบด้วยวงจรถ่ายแบบ จำนวน 2 ชุด เพื่อให้ขนาดของสัญญาณมีค่าเพิ่มมากขึ้นจนเพียงพอต่อการนำสัญญาณไปใช้ในวงจรถัดไป ซึ่งวงจรถ่ายจะมีอัตราขยายแต่ละชุดเป็น 10 เท่า ดังนั้นอัตราขยายทั้งหมดจะมีค่า 100 เท่า ดังรูปที่ 3.9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.9 แสดงรูปวงจรถ่ายทางภาครีบ

3.2.2 วงจรกรองย่านความถี่ผ่าน

ในโครงการนี้จะใช้วงจรกรองย่านความถี่ผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ทลำดับที่สองจำนวน 2 วงจรมาต่ออนุกรมกันเพื่อให้สามารถกรองความถี่ที่ต้องการได้ดีมากขึ้น

วงจรถ่ายในภาพที่ 3.10 เป็นวงจรถ่ายซึ่งออกแบบไว้เพื่อให้เฉพาะช่วงความถี่ของช่องสัญญาณที่ต้องการผ่านได้เท่านั้น ส่วนสัญญาณนอกเหนือจากนี้จะถูกลดระดับหมด

การออกแบบวงจรถ่ายเพื่อให้คำนวณง่ายขึ้นเราจะกำหนดให้ความต้านทาน $C_1 = C_2 = C$ และคำนวณหาค่า R_1, R_2 และ R_3 ดังนั้นหลักการออกแบบจะแบ่งเป็น 4 ขั้นตอนดังนี้

1. กำหนดความถี่คัทออฟ ω_c (rad/sec) และแบนด์วิท B (rad/sec)
2. ค่า Q จาก $Q = \frac{\omega_r}{B}$
3. $C = C_1 = C_2 = 0.01 \mu F$
4. คำนวณหาค่า R_1, R_2 และ R_3 จาก

$$R_3 = \frac{2}{B \times C}$$

$$R_1 = \frac{R_3}{2 \times A_r}$$

$$R_2 = \frac{R_3}{4Q^2 - 2A_r} ; 4Q^2 \text{ จะต้องมีค่าสูงกว่า } 2A_r \text{ เพื่อหาค่า } R_3 \text{ ที่คำนวณได้จะได้เป็นค่าบวก}$$

ในโครงการจะกำหนดให้ค่าความถี่กลางของช่องสัญญาณที่ 1 เท่ากับ 25 kHz และ แบนด์วิทประมาณ 8 kHz ส่วนอัตราขยาย (A_r) จะกำหนดให้เป็น 1 ดังนั้นจะหาค่าต่างๆได้ดังนี้

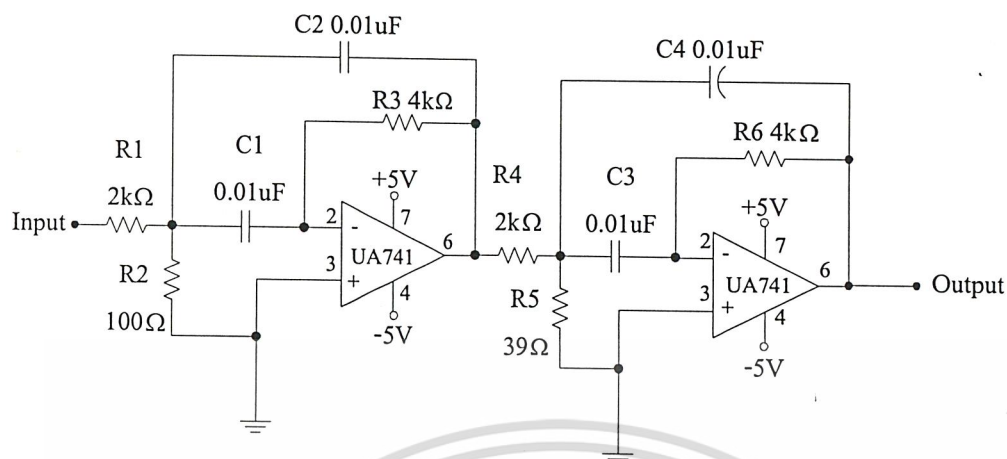
$$Q = \frac{\omega_r}{B} = \frac{2\pi \times 25 \times 10^3}{2\pi \times 8 \times 10^3} = 3.125$$

$$R_3 = \frac{2}{B \times C} = \frac{2}{8 \times 10^3 \times 2\pi \times 0.01 \times 10^{-6}} \approx 4 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = \frac{R_3}{2 \times A_r} = \frac{4 \times 10^3}{2 \times 1} \approx 2 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{R_3}{4Q^2 - 2A_r} = \frac{4 \times 10^3}{4 \times 3.125^2 - 2 \times 1} \approx 100 \Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.10 แสดงวงจรกรองย่านความถี่ผ่านของช่องสัญญาณที่ 1 (25 kHz)

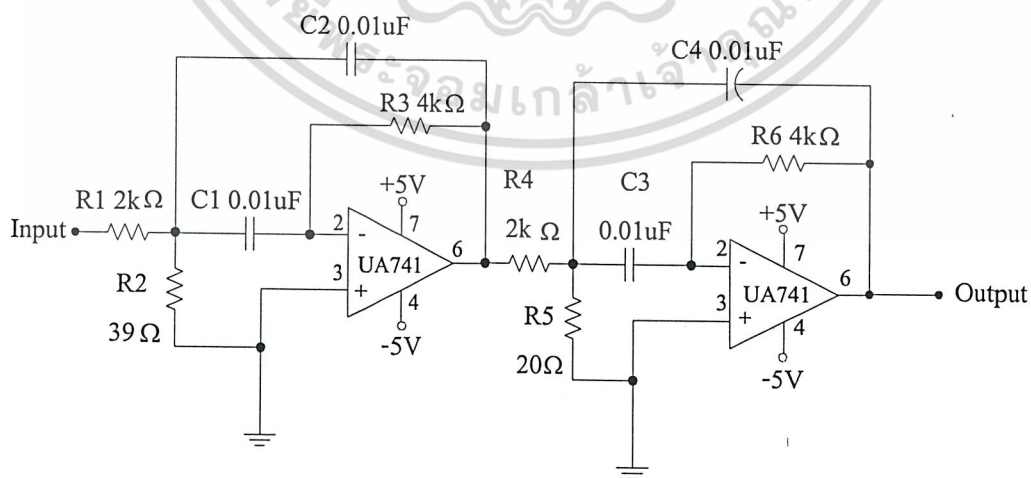
ในโครงการจะกำหนดให้ค่าความถี่กลางของช่องสัญญาณที่ 2 เท่ากับ 50 KHz และ แบนด์วิธต์ ประมาณ 8 KHz ส่วนอัตราขยาย (A_v) จะกำหนดให้เป็น 1 ดังนั้นจะหาค่าต่างๆได้ดังนี้

$$Q = \frac{\omega_r}{B} = \frac{2\pi \times 50 \times 10^3}{2\pi \times 8 \times 10^3} = 6.25$$

$$R_3 = \frac{2}{B \times C} = \frac{2}{8 \times 10^3 \times 2\pi \times 0.01 \times 10^{-6}} \approx 4 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = \frac{R_3}{2 \times A_v} = \frac{4 \times 10^3}{2 \times 1} \approx 2 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{R_3}{4Q^2 - 2A_v} = \frac{4 \times 10^3}{4 \times 6.25^2 - 2 \times 1} \approx 33 \Omega$$



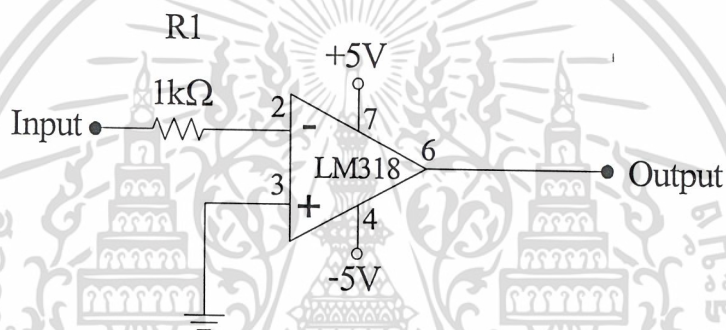
รูปที่ 3.11 แสดงวงจรกรองย่านความถี่ผ่านของช่องสัญญาณที่ 2 (50 kHz)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.3 วงจรเปรียบเทียบระดับสัญญาณ

สัญญาณที่ผ่านวงจรกรองย่านความถี่มานั้นจะมีระดับสัญญาณที่ไม่เท่ากันอันเนื่องมาจากผลของการกรองความถี่ที่แตกต่างกัน แต่ค่าความถี่ที่ได้นั้นจะมีค่าเท่ากับสัญญาณจากวงจรมอดูเลตทางภาคส่ง ดังนั้นก่อนที่จะนำสัญญาณไปคิมมอดูเลตจะต้องผ่านการเปรียบเทียบระดับสัญญาณก่อนเพื่อให้สัญญาณมีลักษณะใกล้เคียงกับสัญญาณที่ออกจากวงจรมอดูเลต

วงจรในภาพที่ 3.12 เป็นวงจรที่ใช้เปรียบเทียบระดับสัญญาณที่เข้ามาที่ระดับสัญญาณกราวนด์ ซึ่งถ้าระดับสัญญาณที่เข้ามาสูงกว่า 0 V นั้นระดับสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะเท่ากับไฟเลี้ยงลบ (-5V) ในทางกลับกันถ้าระดับสัญญาณที่เข้ามาต่ำกว่า 0 V นั้นระดับสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะเท่ากับไฟเลี้ยงบวก (+5V) ทำให้สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรนี้สามารถคิมมอดูเลตโดยวงจรในภาคต่อไปได้



รูปที่ 3.12 แสดงรูปวงจรเปรียบเทียบระดับสัญญาณ

3.2.4 ภาค FM Demodulator

ภาค FM Modulator จะใช้ไอซีเบอร์ 74HC4046 ซึ่งเป็นไอซีเฟสล็อกกลูป (PLL) การใช้งานของไอซีเบอร์นี้จะต้องทำการหาค่า R1 และ C1 เพื่อกำหนดความถี่กลาง (f_0) ซึ่งมีการออกแบบ ดังนี้

- กำหนดค่าความถี่กลาง (f_0) ในโครงงานนี้จะใช้ความถี่กลางของช่องสัญญาณแรก = 25 kHz และความถี่กลางของช่องสัญญาณที่สอง = 50 kHz

- ใช้กราฟรูปที่ 3.5 หาค่าของ C1, R1 และ R2 ซึ่งจะได้ค่า C1 = 1000 pF, R1 = 150 kΩ และ R2 = ∞

- ที่ขา 9 ของไอซีเบอร์ 74HC4046 จะทำหน้าที่เป็นลูปฟิลเตอร์ซึ่งสามารถหาค่าได้จากสมการ

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \text{ โดยกำหนดให้ } R2 = 100 \text{ k}\Omega$$

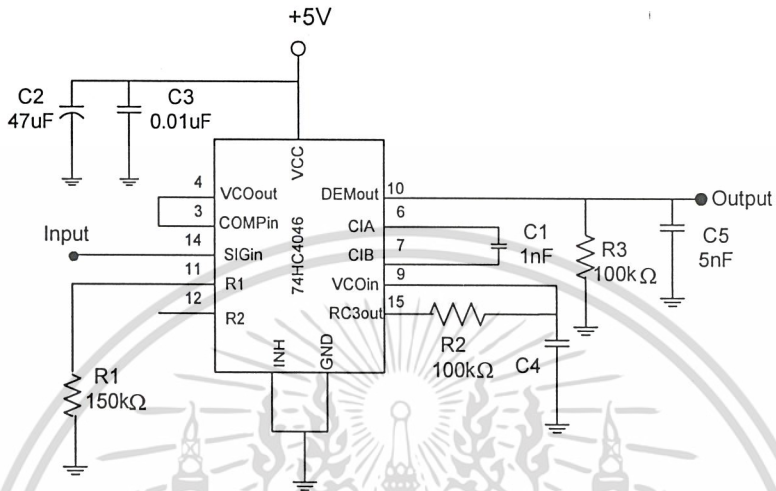
ดังนั้นในการกรองช่องสัญญาณแรกจะใช้ค่า C4 = $\frac{1}{2\pi \times 25 \times 10^3 \times 100 \times 10^3} = 63 \text{ pF}$ ใช้ค่า 50 pF

แทน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และในการกรองช่องสัญญาณที่สองจะใช้ค่า $C4 = \frac{1}{2\pi \times 50 \times 10^3 \times 100 \times 10^3} = 30 \text{ pF}$ ใช้ค่า 20 pF แทน

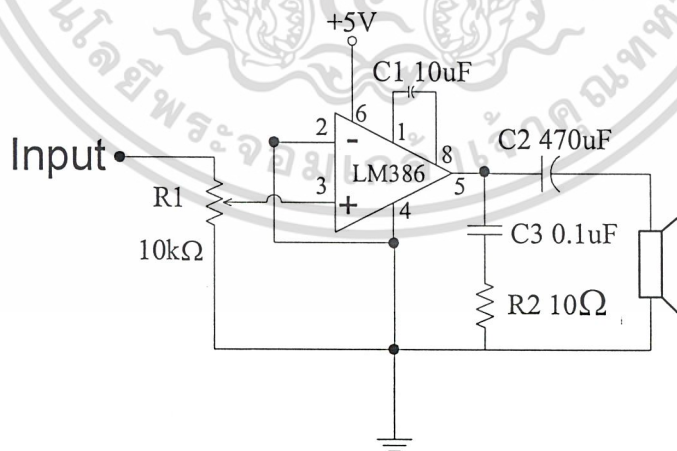
เราจะได้วงจรดังรูปที่ 3.13 แสดงรูปวงจร FM Demodulator



รูปที่ 3.13 แสดงรูปวงจร FM Demodulator

3.2.5 วงจรขยายกำลังเสียง

วงจขยายสัญญาณออกดีโอจะรับสัญญาณจากวงจรตีมอดูเลต แล้วนำสัญญาณไปขยายโดยใช้ไอซี LM386 เป็นตัวขยายสัญญาณ ซึ่งมี R1 เป็นตัวควบคุมอัตราขยาย ซึ่งสามารถปรับอัตราขยายได้ถึง 200 เท่า หลังจากนั้นสัญญาณเสียงที่ถูกขยายกำลังแล้วผ่านตัวเก็บประจุคัปปลิงออกไปยังลำโพง



รูปที่ 3.14 แสดงรูปวงจขยายกำลังเสียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

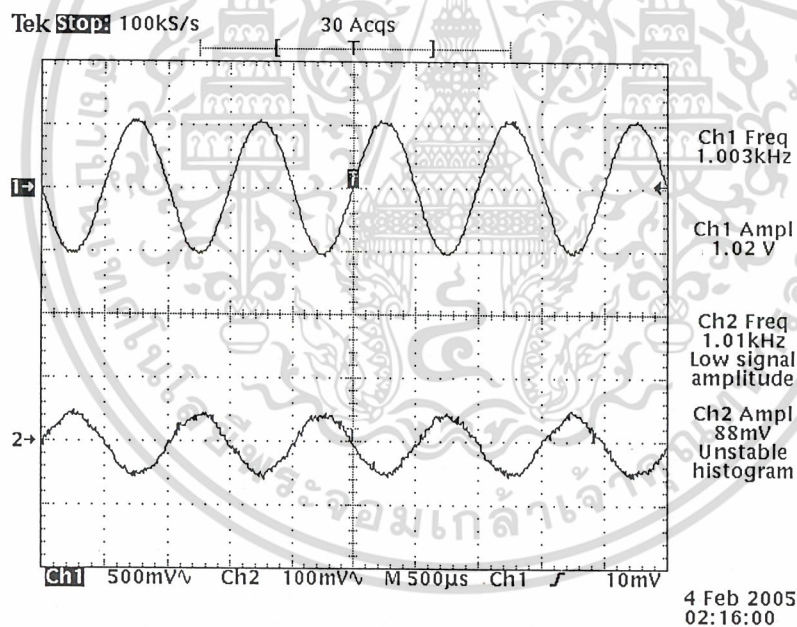
การทดลองและผลการทดลอง

จากการทดลองเราได้แบ่งการทดลองของแต่ละภาคออกจากกันทำให้สามารถทราบลักษณะการทำงานของแต่ละวงจรได้ และบทนี้จะแสดงรูปผลการทดลองของวงจรส่วนต่างๆทั้งหมดทุกส่วน นั่นคือภาคส่งสัญญาณเสียง และภาครับสัญญาณเสียง

4.1 ภาคเครื่องส่งสัญญาณเสียง

4.1.1 ภาคขยายสัญญาณส่วนแรก

ในการทดสอบวงจรมันเราได้ทำการป้อนสัญญาณจากเครื่องกำเนิดสัญญาณต่างๆ โดยได้ป้อนสัญญาณคลื่นไซน์ ขนาด 50 mV ความถี่ 1 kHz เข้าที่อินพุตของวงจรขยายสัญญาณส่วนแรกของทั้งสองช่องสัญญาณ และทำการปรับค่าอัตราขยายของทั้งสองวงจรให้มีค่าเท่ากับ 10 จากนั้นจึงทำการวัดสัญญาณเอาต์พุต เปรียบเทียบกับสัญญาณอินพุต เพื่อสังเกตรูปร่างของสัญญาณและความผิดเพี้ยนที่อาจจะเกิดขึ้นได้ซึ่งได้ผลการทดลองดังแสดงในรูปที่ 4.1



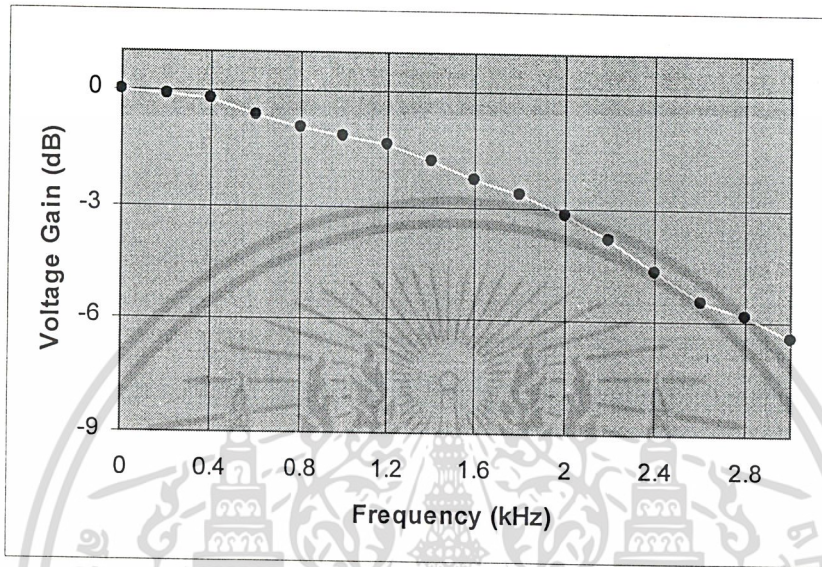
รูปที่ 4.1 แสดงรูปสัญญาณที่ผ่านภาคขยายสัญญาณส่วนแรก

โดย ช่องที่ 1 แสดงรูปสัญญาณเอาต์พุตคลื่นไซน์ที่ถูกขยายแล้ว

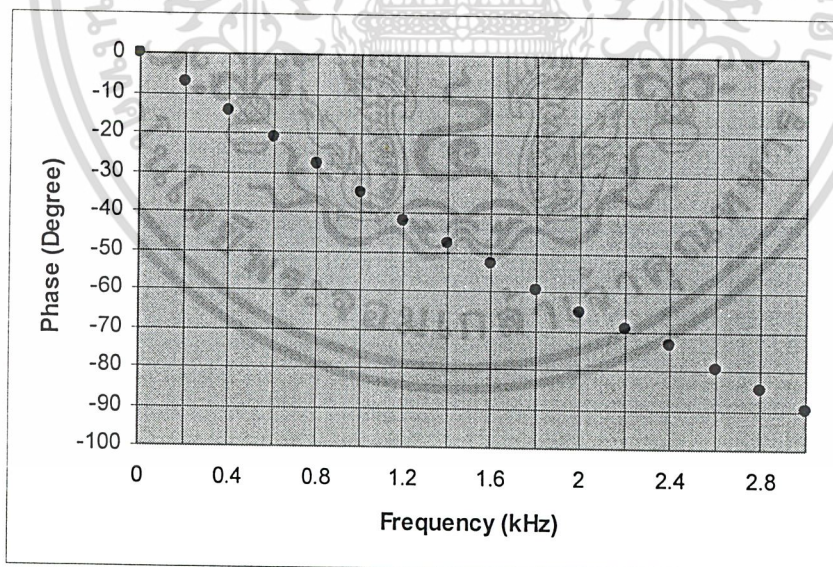
ช่องที่ 2 แสดงรูปสัญญาณอินพุตที่เป็นคลื่นไซน์ ความถี่ 1 kHz

4.1.2 ภาครองความถี่ต่ำผ่าน

ในการทดสอบวงจรนั้นเราได้ทำการป้อนสัญญาณจากเครื่องกำเนิดสัญญาณต่างๆ โดยได้ป้อนสัญญาณคลื่นไซน์ ขนาด 1 V ที่ความถี่ต่าง ๆ กัน จากนั้นจึงนำขนาดของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้มาเปรียบเทียบกับขนาดของสัญญาณอินพุต แล้วจึงนำมาพล็อตกราฟเป็นผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร



รูปที่ 4.2 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของภาครองความถี่ต่ำผ่าน

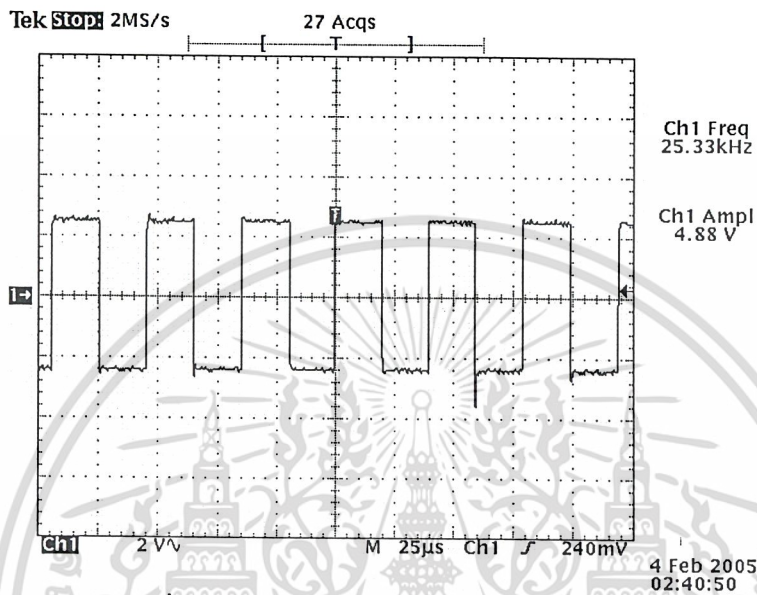


รูปที่ 4.3 แสดงผลตอบสนองทางเฟสของภาครองความถี่ต่ำผ่าน

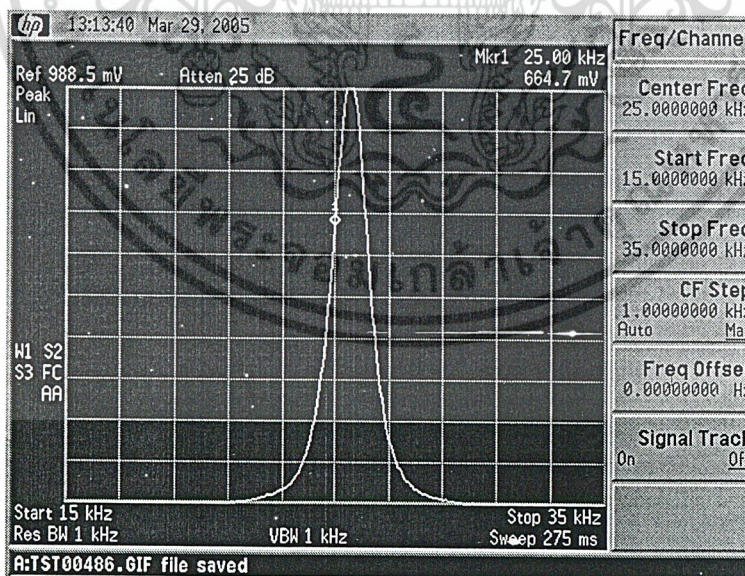
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.3 ภาคมอดุลทดสอบสัญญาณทางความถี่

วงจรมอดุลทดสอบสัญญาณทางความถี่นั้นจะใช้ไอซีเบอร์ 74HC4046 เป็นตัวผลิตความถี่แบบพัลส์ซึ่งใช้เป็นความถี่ของคลื่นพลาที่มีค่าประมาณ 25 kHz และ 50 kHz สำหรับช่องสัญญาณที่ 1 และ 2 ตามลำดับโดยในขณะที่ไม่มีสัญญาณอินพุตนั้นความถี่ของพัลส์จะไม่เปลี่ยนแปลงดังรูปที่ 4.4 ถึง 4.7

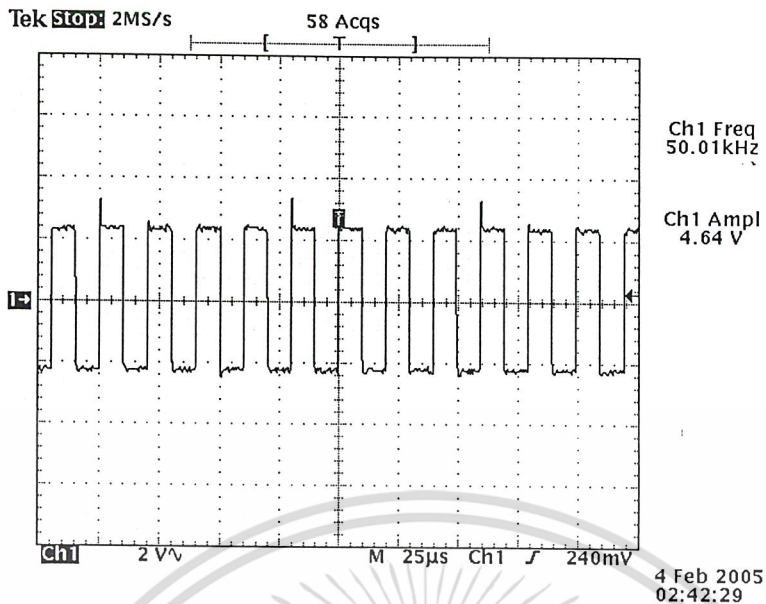


รูปที่ 4.4 แสดงรูปสัญญาณคลื่นพลาความถี่ 25 kHz

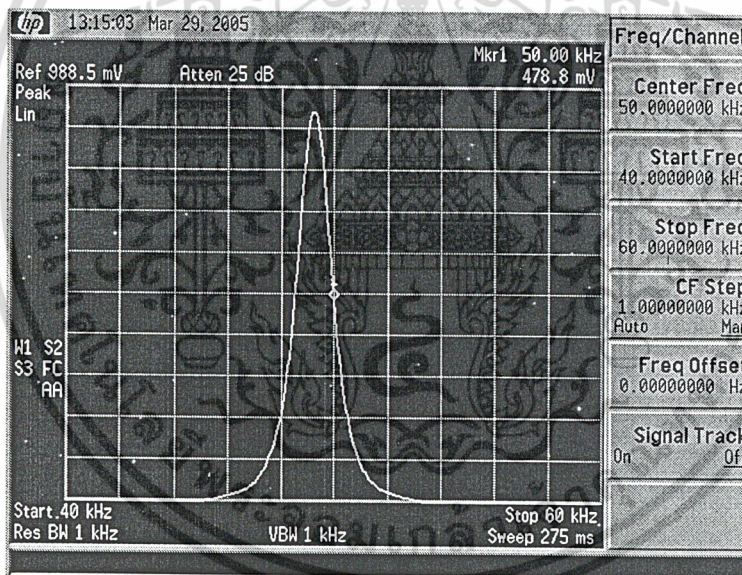


รูปที่ 4.5 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณคลื่นพลาความถี่ 25 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



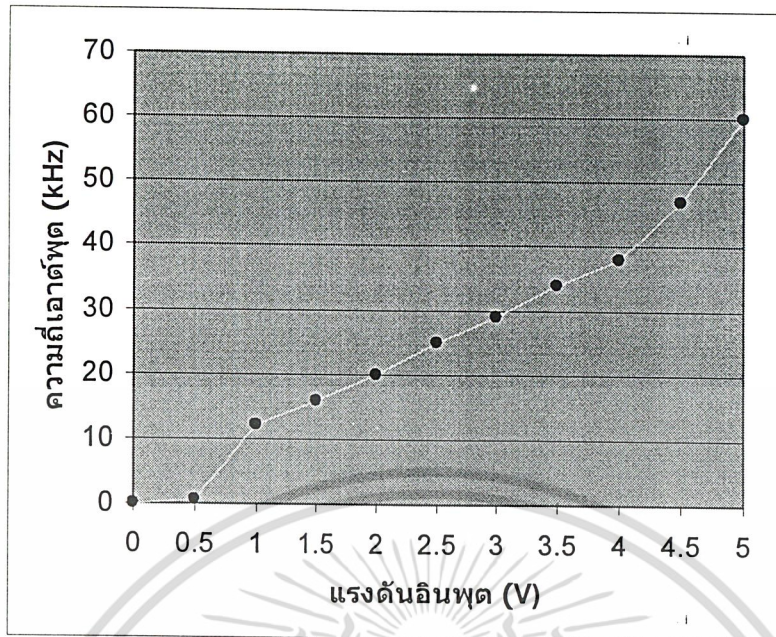
รูปที่ 4.6 แสดงรูปสัญญาณคลื่นพหุความถี่ 50 kHz



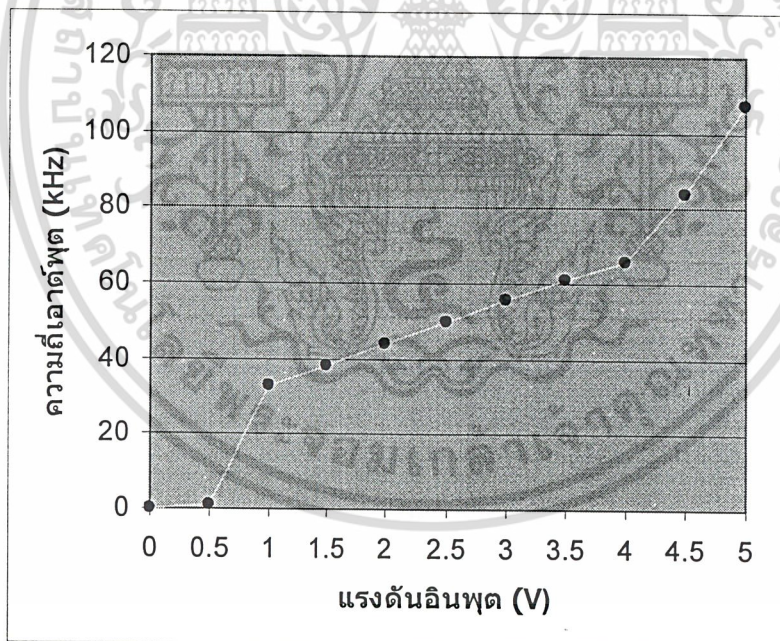
รูปที่ 4.7 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณคลื่นพหุความถี่ 50 kHz

จากนั้นได้ป้อนสัญญาณที่ผ่านวงจรขยายสัญญาณในส่วนแรกแล้วเข้าไปที่อินพุทของวงจรมอดูเลเตอร์เพื่อทำการมอดูเลตสัญญาณ โดยวงจรจะทำการแปลงสัญญาณอินพุทที่เข้ามาให้กลายเป็นสัญญาณพัลส์ที่มีความถี่เปลี่ยนแปลงไปตามแอมพลิจูดของสัญญาณอินพุท จากนั้นทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตเปรียบเทียบกับสัญญาณอินพุทเพื่อสังเกตลักษณะการเปลี่ยนแปลงของความถี่พัลส์ ดังแสดงในรูปที่ 4.10 และ 4.12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

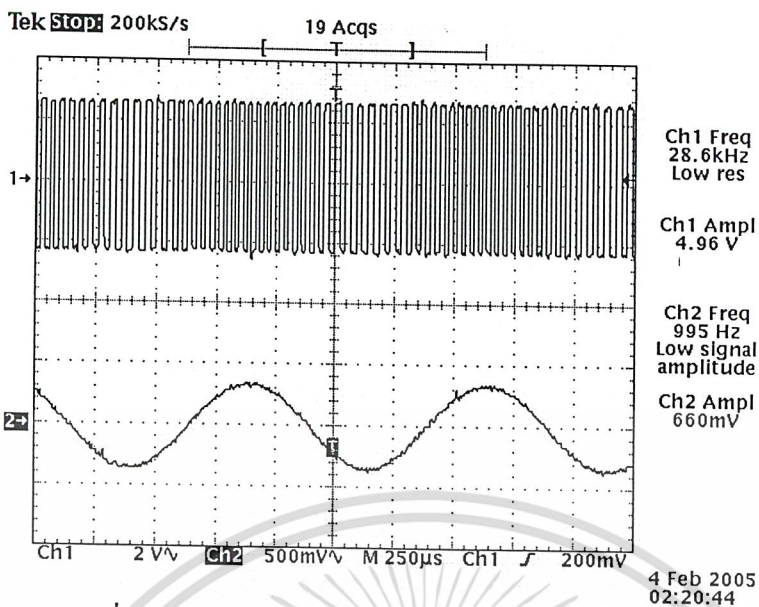


รูปที่ 4.8 แสดงลักษณะ Characteristic ของ VCO ที่ 25 kHz

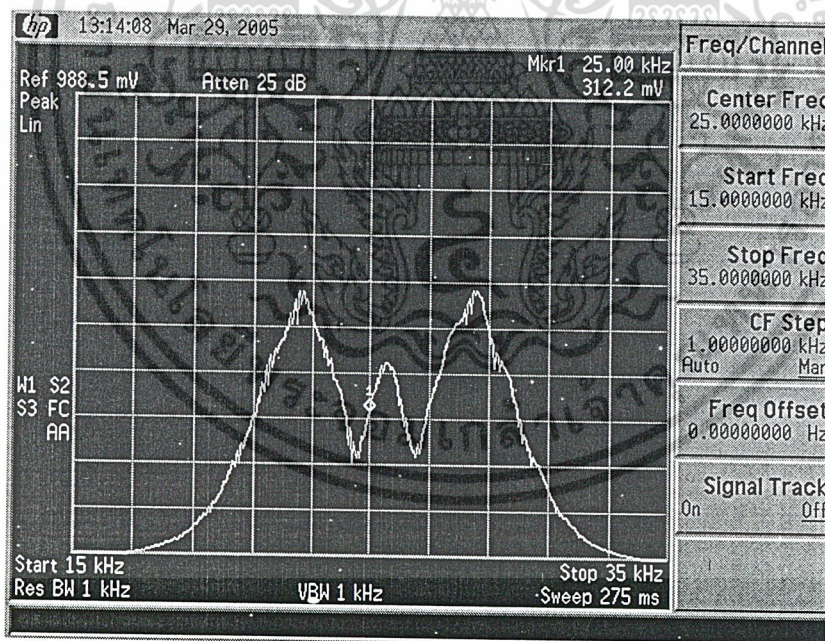


รูปที่ 4.9 แสดงลักษณะ Characteristic ของ VCO ที่ 50 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

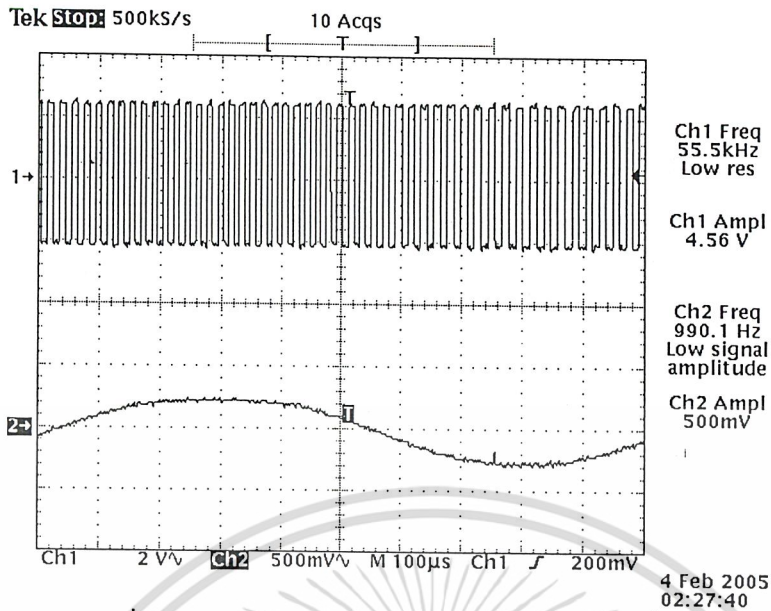


รูปที่ 4.10 แสดงรูปสัญญาณเอาต์พุตของช่องสัญญาณที่หนึ่ง โดย ช่องที่ 1 แสดงรูปสัญญาณเอาต์พุตที่ถูกมอดูเลตทางความถี่ ช่องที่ 2 แสดงรูปสัญญาณอินพุตที่เข้ามาอย่างจร

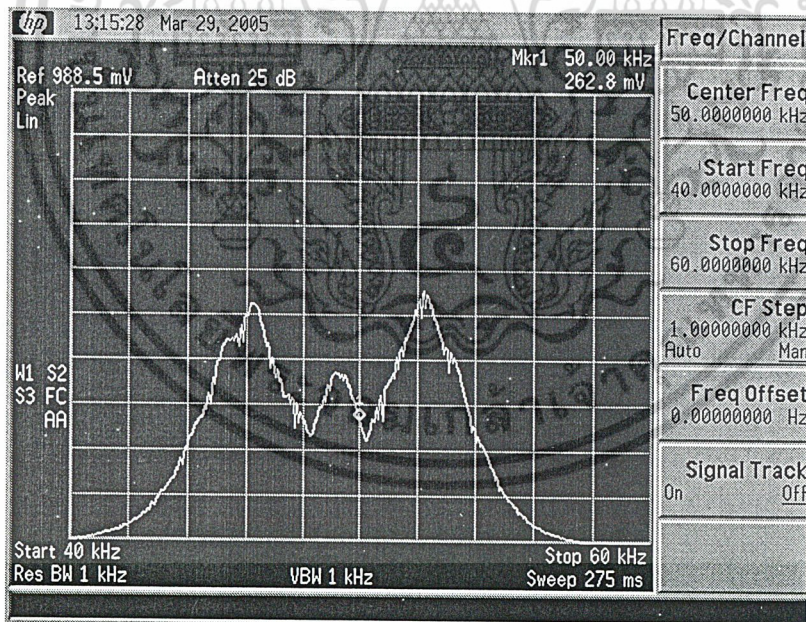


รูปที่ 4.11 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตที่ความถี่ 25 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.12 แสดงรูปสัญญาณเอาต์พุตของช่องสัญญาณที่สอง โดย ช่องที่ 1 แสดงรูปสัญญาณเอาต์พุตที่ถูกมอดูเลตทางความถี่ ช่องที่ 2 แสดงรูปสัญญาณอินพุตที่เข้ามายังวงจร

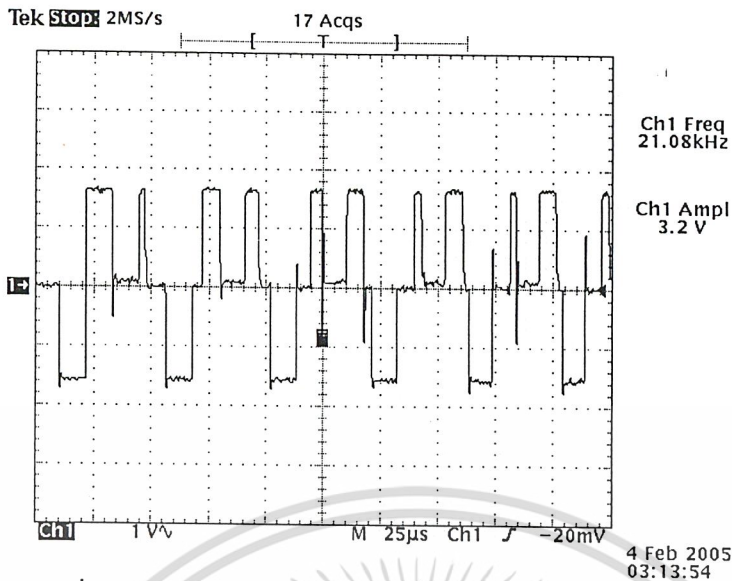


รูปที่ 4.13 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตที่ความถี่ 50 kHz

4.1.4 ภาครวมสัญญาณ

วงจรรวมสัญญาณนั้นจะทำการรวมสัญญาณของทั้งสองช่องสัญญาณที่ได้จากวงจรมอดูเลตสัญญาณทางความถี่เพื่อให้สามารถส่งสัญญาณทั้งสองช่องสัญญาณได้ในเวลาเดียวกันโดยเอาต์พุตที่ได้จะกลับเฟสกับสัญญาณอินพุตที่เข้ามาและมีขนาดลดลงประมาณ 3 เท่า ดังแสดงในรูปที่ 4.14

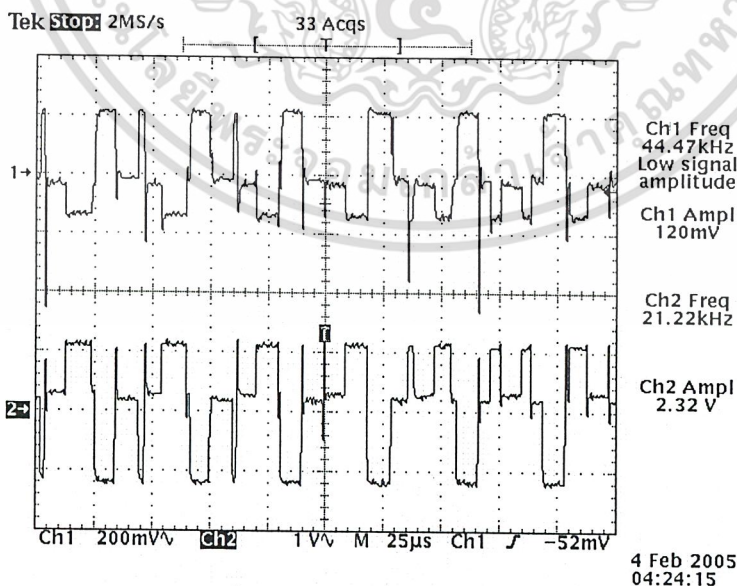
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.14 แสดงรูปสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการรวมสัญญาณ
ช่องที่หนึ่งและช่องที่สองเข้าด้วยกัน

4.1.5 ภาคขับอุปกรณ์ส่งแสง

วงจรขับอุปกรณ์ส่งแสงจะใช้สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรรวมสัญญาณ ป้อนเข้าที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ ซึ่งใช้เป็นอินพุตของวงจรขับอุปกรณ์ส่งแสง และที่ขาคอลเลกเตอร์ได้ต่ออุปกรณ์ส่งแสงซึ่งใช้ไดโอดเปล่งแสงไว้ ทำให้สัญญาณที่ตกคร่อมไดโอดเปล่งแสงเกิดการเปลี่ยนแปลงตามสัญญาณอินพุตที่เข้ามา และทำให้ความเข้มของแสงเกิดการเปลี่ยนแปลงตามไปด้วยซึ่งสัญญาณที่ตกคร่อมไดโอดเปล่งแสงจะแสดงดังรูป 4.15



รูปที่ 4.15 แสดงรูปสัญญาณที่ตกคร่อมตัวไดโอดเปล่งแสงซึ่งเป็นสัญญาณที่ส่งออกไป

โดย ช่องที่ 1 แสดงรูปสัญญาณที่ตกคร่อมตัวไดโอดเปล่งแสง

ช่องที่ 2 แสดงรูปสัญญาณอินพุตที่มาจากวงจรรวมสัญญาณ

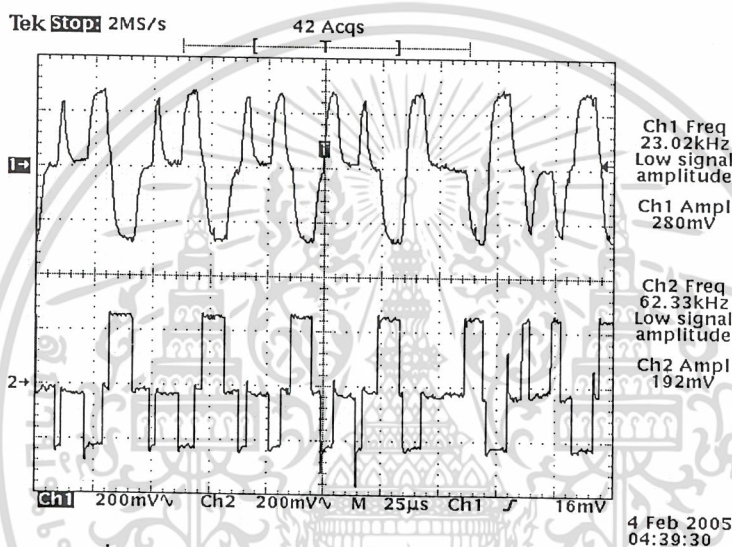
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 ภาคเครื่องรับสัญญาณเสียง

ในการทดสอบเครื่องรับนั้น ได้ทำการรับสัญญาณที่ส่งมาจากภาคส่งและใช้อุปกรณ์ตรวจจับสัญญาณแสงโฟโต้ดีเทคเตอร์รับสัญญาณเข้ามา ซึ่งที่ภาครับสัญญาณเสียงนั้นประกอบด้วยภาคต่างๆที่ทำหน้าที่ต่างกัน จึงได้ทำการทดสอบวัดสัญญาณของแต่ละวงจรดังต่อไปนี้

4.2.1 ภาครับสัญญาณแสง

ภาคนี้เป็นการรับสัญญาณแสงที่ส่งมาจากเครื่องส่ง และทำการแปลงสัญญาณแสงที่รับได้นั้นให้อยู่ในรูปของสัญญาณทางไฟฟ้า โดยขนาดของสัญญาณไฟฟ้าที่ได้นั้นจะขึ้นอยู่กับความเข้มของสัญญาณแสงที่ตัวโฟโต้ไดโอดสามารถตรวจจับได้ ดังแสดงในรูปที่ 4.16

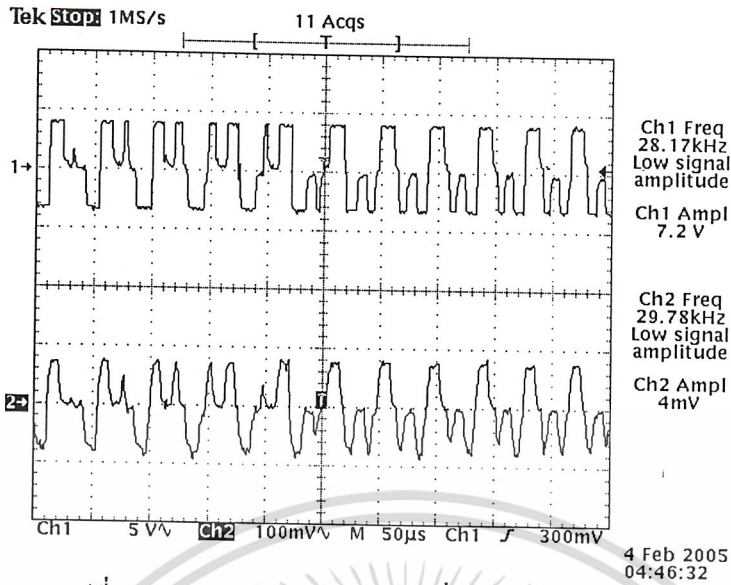


รูปที่ 4.16 แสดงรูปสัญญาณที่ตัวโฟโต้ไดโอดสามารถรับได้

โดย ช่องที่ 1 แสดงรูปสัญญาณที่ตกคร่อมตัวโฟโต้ไดโอด
ช่องที่ 2 แสดงรูปสัญญาณที่ส่งมาจากภาคส่ง

4.2.2 ภาคขยายสัญญาณ

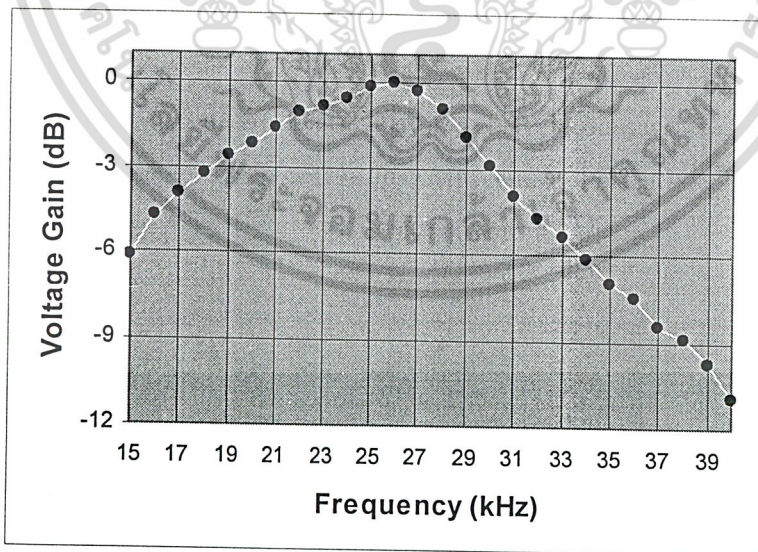
เนื่องจากสัญญาณที่ได้จากตัวโฟโต้ไดโอดส่วนมากจะมีขนาดที่เล็กเกินกว่าจะนำสัญญาณนั้นไปใช้งานได้โดยตรงจึงทำให้ต้องมีการขยายสัญญาณก่อน โดยภาคขยายสัญญาณนี้จะทำการขยายสัญญาณที่มาจากตัวโฟโต้ไดโอดเพื่อให้มีขนาดที่มากพอต่อการนำสัญญาณนั้นไปใช้ในวงจรถัดไป ดังแสดงในรูปที่ 4.17



รูปที่ 4.17 แสดงรูปสัญญาณเอาต์พุตที่ผ่านภาคขยายสัญญาณ โดย ช่องที่ 1 แสดงรูปสัญญาณเอาต์พุตที่ถูกขยายแล้ว ช่องที่ 2 แสดงรูปสัญญาณอินพุตที่เข้ามา

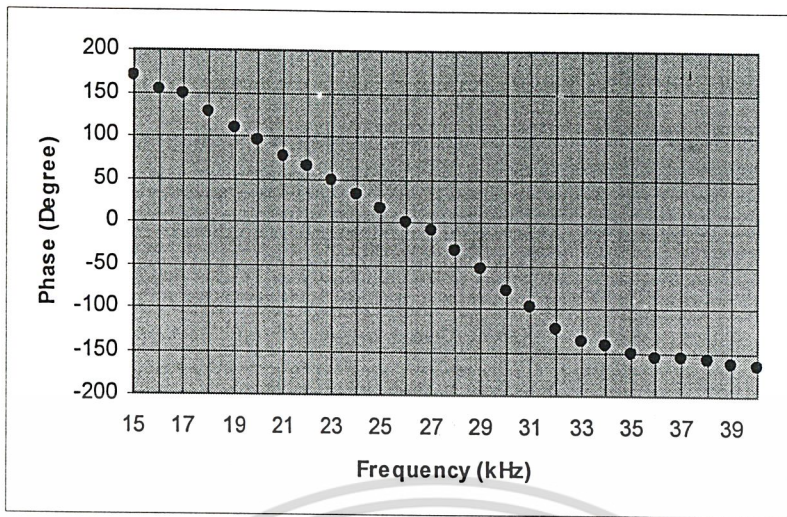
4.2.3 ภาคกรองย่านความถี่ผ่าน

ในการทดสอบวงจรนั้นเราได้ทำการป้อนสัญญาณจากเครื่องกำเนิดสัญญาณต่างๆ โดยได้ป้อนสัญญาณคลื่นไซน์ ขนาด 1 V ที่ความถี่ต่าง ๆ กัน จากนั้นจึงนำขนาดของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้มาเปรียบเทียบกับขนาดของสัญญาณอินพุต แล้วจึงนำมาพล็อตกราฟเป็นผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร

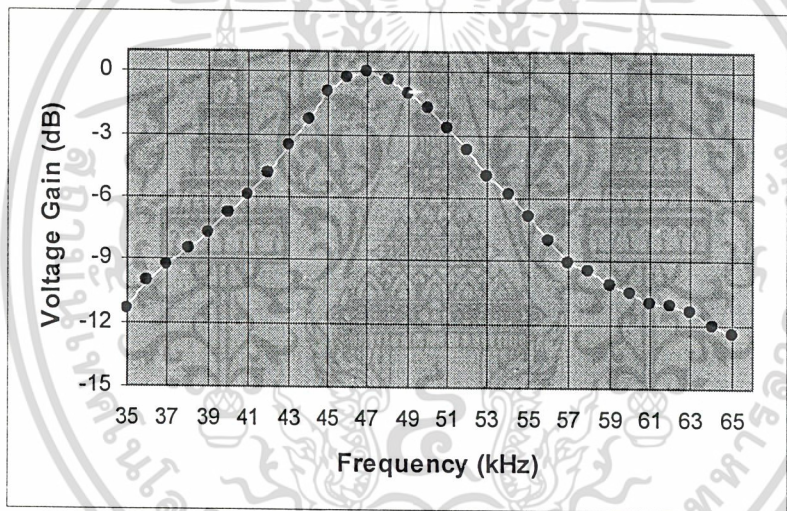


รูปที่ 4.18 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของภาคกรองย่านความถี่ผ่าน 25 kHz

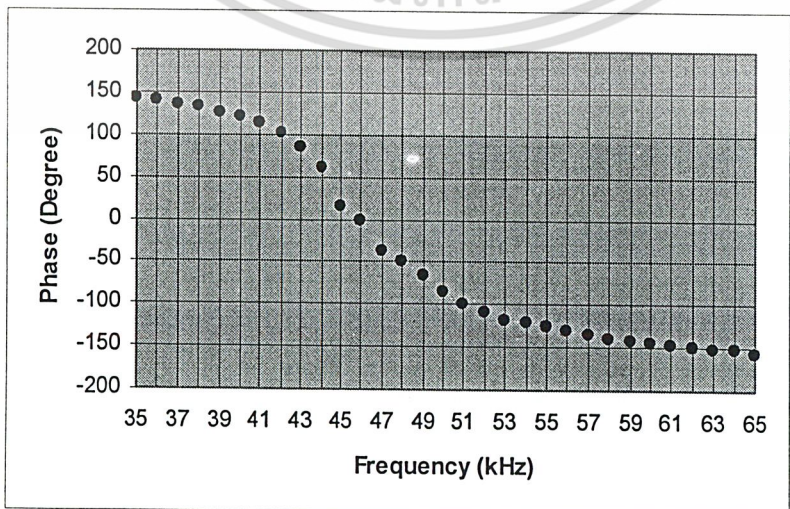
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.19 แสดงผลตอบสนองทางเฟสของภาคกรองความถี่ 25 kHz



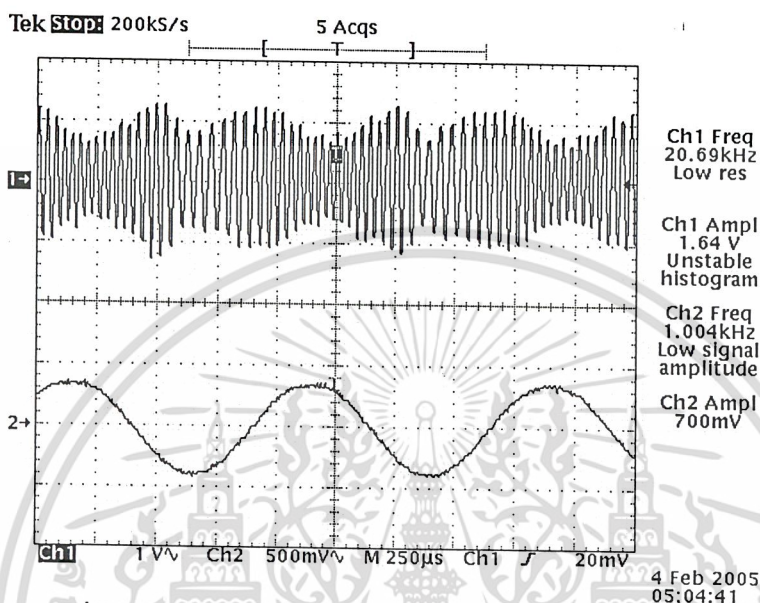
รูปที่ 4.20 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของภาคกรองย่านความถี่ผ่าน 50 kHz



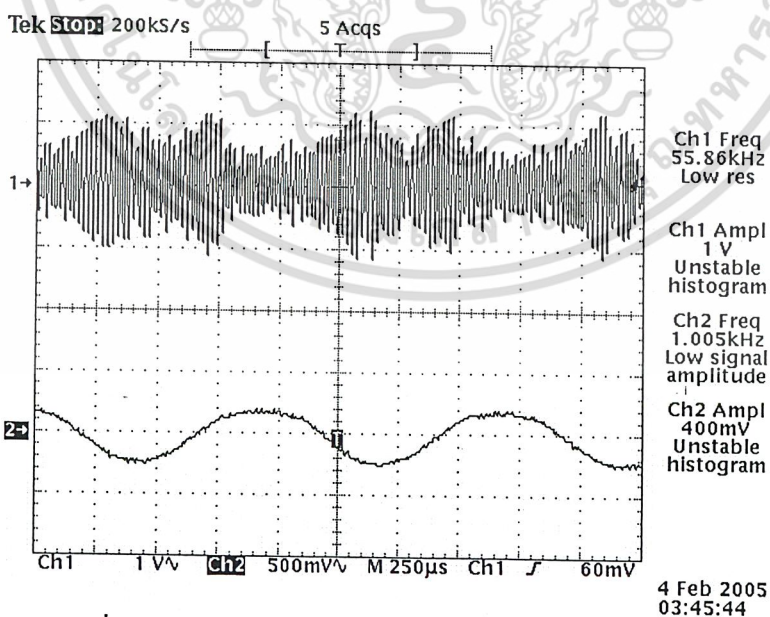
รูปที่ 4.21 แสดงผลตอบสนองทางเฟสของภาคกรองย่านความถี่ 50 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาวิจัยเท่านั้น มิใช่เพื่อใช้ในการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อได้คุณสมบัติการตอบสนองทางความถี่ของวงจรแล้ว ต่อจากนั้นจึงนำสัญญาณที่ผ่านการขยายแล้วมาป้อนเข้าที่อินพุตของวงจรกรองย่านความถี่ผ่าน จากนั้นทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตเปรียบเทียบกับสัญญาณอินพุตที่นำมาทดสอบเพื่อสังเกตลักษณะการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณเอาต์พุตดังแสดงในรูปที่ 4.22 และ 4.23



รูปที่ 4.22 แสดงรูปสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากช่องสัญญาณที่หนึ่ง โดย ช่องที่ 1 แสดงรูปสัญญาณเอาต์พุตที่ผ่านวงจรกรองย่านความถี่ผ่าน ช่องที่ 2 แสดงรูปสัญญาณอินพุตที่นำมาทดสอบ

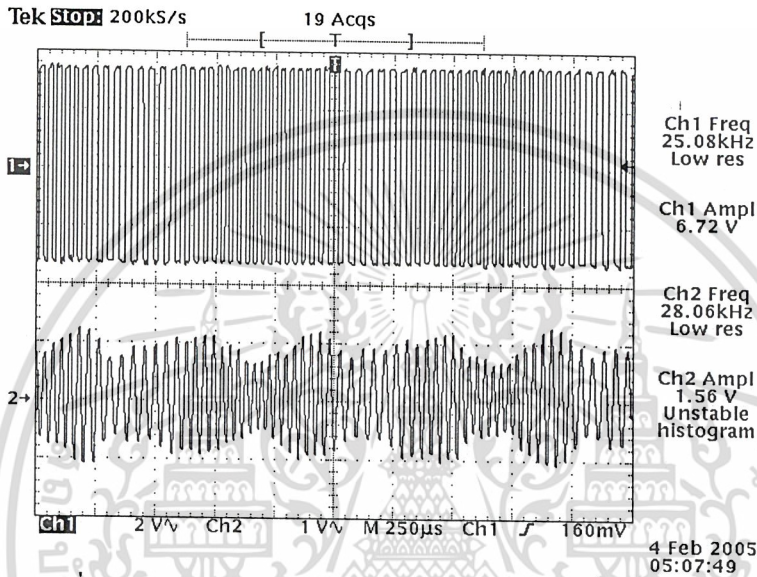


รูปที่ 4.23 แสดงรูปสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากช่องสัญญาณที่สอง โดย ช่องที่ 1 แสดงรูปสัญญาณเอาต์พุตที่ผ่านวงจรกรองย่านความถี่ผ่าน ช่องที่ 2 แสดงรูปสัญญาณอินพุตที่นำมาทดสอบ

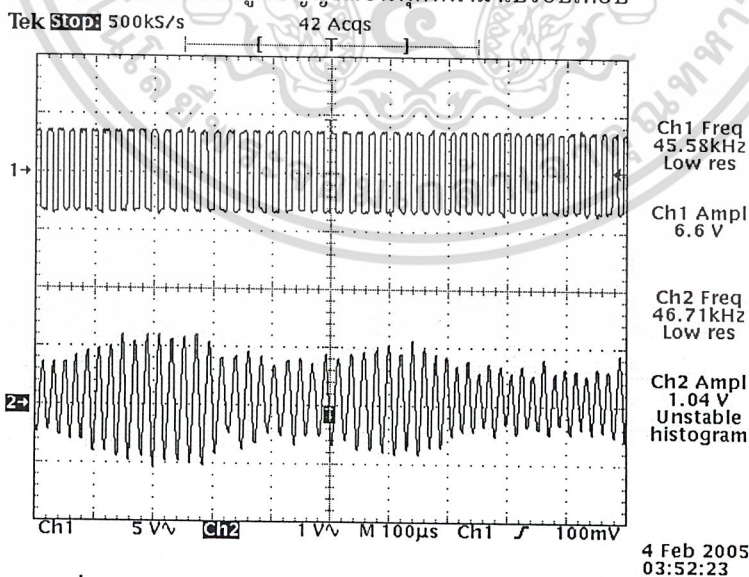
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.4 ภาคเปรียบเทียบระดับสัญญาณ

จุดประสงค์ของภาคนี้คือพยายามที่จะสร้างสัญญาณพัลส์ขึ้นมาใหม่โดยให้เหมือนกับสัญญาณทางภาคส่ง โดยอาศัยสัญญาณอินพุตที่รับเข้ามา โดยวงจรเปรียบเทียบระดับสัญญาณนั้นจะนำสัญญาณที่ได้จากวงจรรอกย่านความถี่ผ่านมาเป็นสัญญาณอินพุตเพื่อนำมาเทียบกับระดับสัญญาณที่เป็นกราวนด์ โดยถ้าระดับสัญญาณอินพุตมีค่าสูงกว่ากราวนด์นั้น สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะเท่ากับไฟเลี้ยงลบ ในทางกลับกันถ้าระดับสัญญาณอินพุตมีค่าต่ำกว่ากราวนด์นั้น สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะเท่ากับไฟเลี้ยงบวก



รูปที่ 4.24 แสดงรูปสัญญาณเอาต์พุตของช่องสัญญาณที่หนึ่ง โดย ช่องที่ 1 แสดงรูปสัญญาณเอาต์พุตที่ผ่านวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ ช่องที่ 2 แสดงรูปสัญญาณอินพุตที่นำมาเปรียบเทียบ

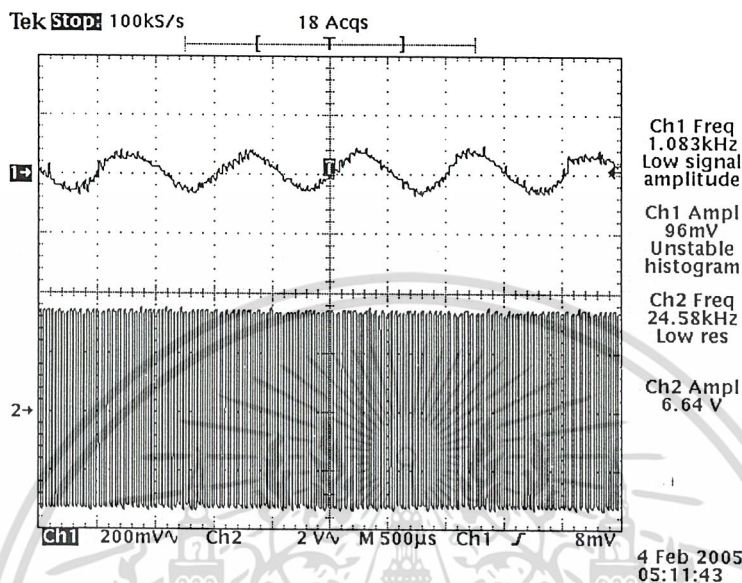


รูปที่ 4.25 แสดงรูปสัญญาณเอาต์พุตของช่องสัญญาณที่สอง โดย ช่องที่ 1 แสดงรูปสัญญาณเอาต์พุตที่ผ่านวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ ช่องที่ 2 แสดงรูปสัญญาณอินพุตที่นำมาเปรียบเทียบ

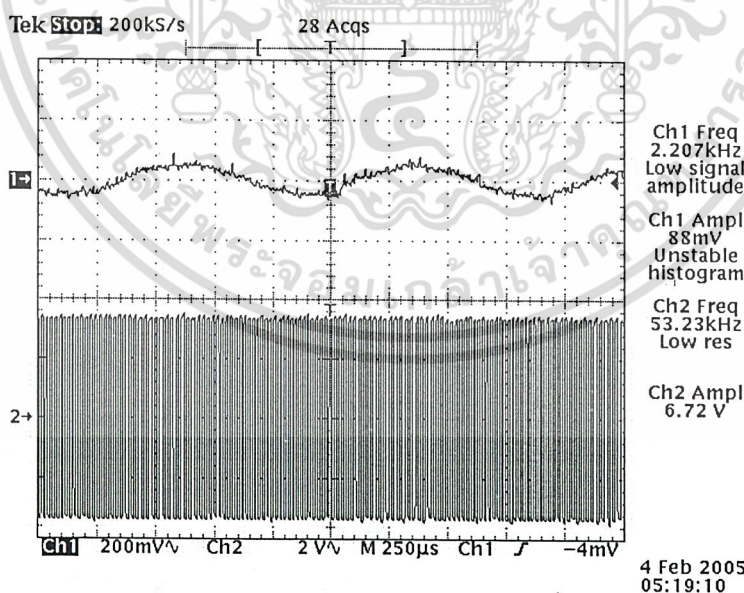
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.5 ภาคติมอดูเลตสัญญาณทางความถี่

วงจรติมอดูเลตสัญญาณทางความถี่นั้นจะทำการแปลงสัญญาณที่ได้จากการเปรียบเทียบระดับสัญญาณมาเป็นสัญญาณเสียงดังเดิมเพื่อให้สามารถสัญญาณไปใช้ในวงจรภาคขยายสัญญาณเสียงต่อไปได้



รูปที่ 4.26 แสดงรูปสัญญาณเอาต์พุตที่ติมอดูเลตออกมาได้ของช่องสัญญาณที่หนึ่ง โดย ช่องที่ 1 แสดงรูปสัญญาณเอาต์พุตที่ติมอดูเลตได้
ช่องที่ 2 แสดงรูปสัญญาณอินพุตที่เข้ามา

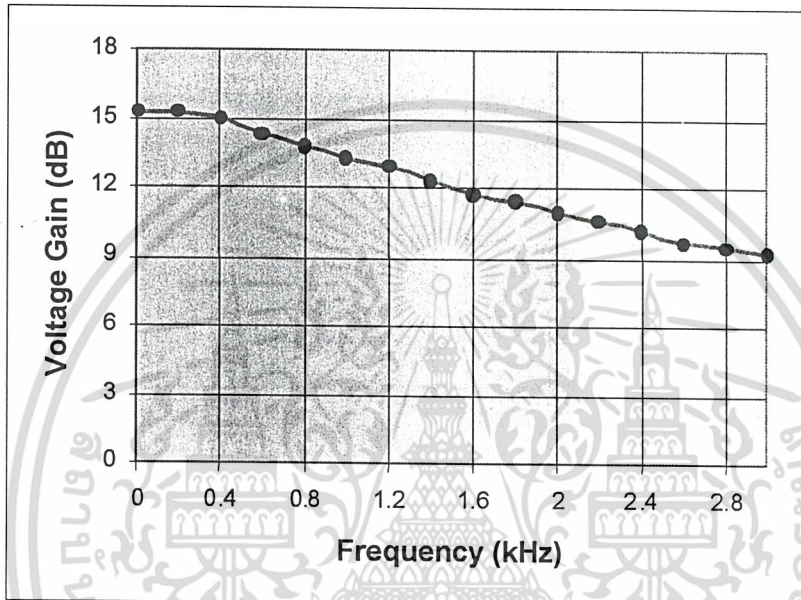


รูปที่ 4.27 แสดงรูปสัญญาณเอาต์พุตที่ติมอดูเลตออกมาได้ของช่องสัญญาณที่สอง โดย ช่องที่ 1 แสดงรูปสัญญาณเอาต์พุตที่ติมอดูเลตได้
ช่องที่ 2 แสดงรูปสัญญาณอินพุตที่เข้ามา

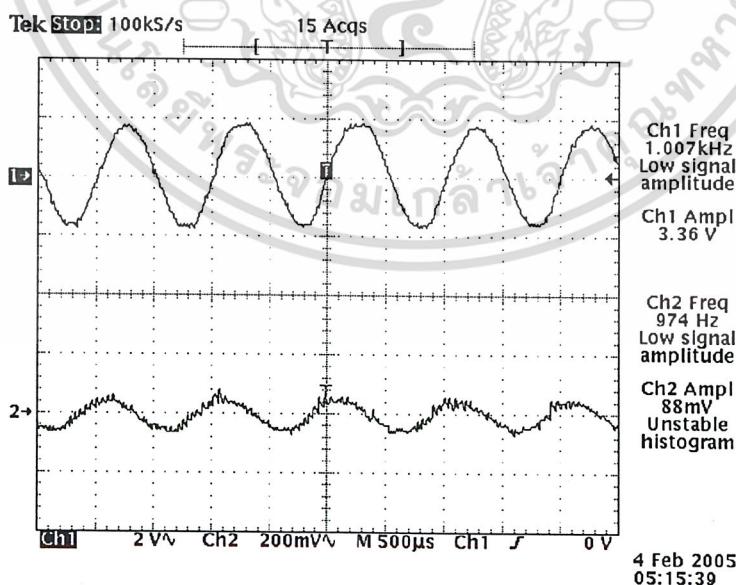
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.6 ภาควงขยายสัญญาณเสียง

ภาคนี้ทำหน้าที่ขยายสัญญาณที่ผ่านการคิมอดูเลตแล้ว เพื่อให้สัญญาณเสียงมีขนาดแรงมากพอที่จะไปขับลำโพง เพื่อให้สามารถนำสัญญาณนั้นไปขับออกทางลำโพงได้ ในการทดสอบวงจรมันเราได้ทำการป้อนสัญญาณที่ผ่านวงจรคิมอดูเลตแล้วไปเข้าที่อินพุตของวงจร และทำการรับอัตราขยายให้มีค่า 30 เท่าจากนั้นทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตเปรียบเทียบกับสัญญาณอินพุตเพื่อสังเกตลักษณะการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณ ดังแสดงในรูปที่ 4.28 และ 4.29



รูปที่ 4.28 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจขยายสัญญาณเสียง



รูปที่ 4.29 แสดงรูปสัญญาณเอาต์พุตที่ผ่านวงจขยายสัญญาณเสียง

โดย ช่องที่ 1 แสดงรูปสัญญาณเอาต์พุตผ่านการขยายแล้ว

ช่องที่ 2 แสดงรูปสัญญาณอินพุตที่เข้ามา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทวิจารณ์และสรุป

ในโครงการนี้ได้ทำการออกแบบสร้างเครื่องส่งสัญญาณเสียงโดยใช้แสงผ่านอากาศ โดยได้ทำการส่งสัญญาณเสียง 2 ช่อง โดยมีคุณสมบัติที่ความถี่ต่างกัน ซึ่งทำให้ส่งข้อความพร้อมกันได้ และทางด้านรับสามารถเลือกฟังสัญญาณเสียงช่องใดก็ได้

ในส่วนของวงจรภาคส่งนั้นได้ใช้ LED อินฟราเรดหลายตัวเพื่อใช้ในการส่งให้ได้ระยะทางไกล และลำบีมของแสงที่กว้างเพื่อให้ครอบคลุมพื้นที่การรับฟังทั่วห้อง เพื่อจะได้ได้คุณภาพเสียงที่ดี ต้องออกแบบให้มีประสิทธิภาพดีที่สุด โดยจะใช้กระแสขับ LED อินฟราเรดหลายๆ และใช้ LED อินฟราเรดที่ทนกระแสได้สูง ส่วนทางด้านภาครับได้มีการเพิ่มเลนส์นูนไว้ที่หน้าโฟโตไดโอด เพื่อเป็นการรวมแสง ทำให้ส่งสัญญาณได้ไกลขึ้น

ผลการทดลองที่ได้นั้น สามารถส่งสัญญาณเสียง 2 ช่องสัญญาณได้อย่างถูกต้อง โดยยังคงมีสัญญาณรบกวนอยู่บ้าง แต่ก็สามารถรับฟังได้ในระดับหนึ่ง และระยะทางส่งนั้นได้ประมาณ 5 เมตร



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DATA SHEET

For a complete data sheet, please also download:

- The IC06 74HC/HCT/HCU/HCMOS Logic Family Specifications
- The IC06 74HC/HCT/HCU/HCMOS Logic Package Information
- The IC06 74HC/HCT/HCU/HCMOS Logic Package Outlines

74HC/HCT4046A Phase-locked-loop with VCO

Product specification
Supersedes data of September 1993
File under Integrated Circuits, IC06

1997 Nov 25

Phase-locked-loop with VCO

74HC/HCT4046A

FEATURES

- Low power consumption
- Centre frequency of up to 17 MHz (typ.) at $V_{CC} = 4.5\text{ V}$
- Choice of three phase comparators: EXCLUSIVE-OR; edge-triggered JK flip-flop; edge-triggered RS flip-flop
- Excellent VCO frequency linearity
- VCO-inhibit control for ON/OFF keying and for low standby power consumption
- Minimal frequency drift
- Operating power supply voltage range:
VCO section 3.0 to 6.0 V
digital section 2.0 to 6.0 V
- Zero voltage offset due to op-amp buffering
- Output capability: standard
- I_{CC} category: MSI.

GENERAL DESCRIPTION

The 74HC/HCT4046A are high-speed Si-gate CMOS devices and are pin compatible with the "4046" of the "4000B" series. They are specified in compliance with JEDEC standard no. 7A.

The 74HC/HCT4046A are phase-locked-loop circuits that comprise a linear voltage-controlled oscillator (VCO) and three different phase comparators (PC1, PC2 and PC3) with a common signal input amplifier and a common comparator input.

The signal input can be directly coupled to large voltage signals, or indirectly coupled (with a series capacitor) to small voltage signals. A self-bias input circuit keeps small voltage signals within the linear region of the input amplifiers. With a passive low-pass filter, the "4046A" forms a second-order loop PLL. The excellent VCO linearity is achieved by the use of linear op-amp techniques.

The VCO requires one external capacitor C1 (between C1A and C1B) and one external resistor R1 (between R1 and GND) or two external resistors R1 and R2 (between R1 and GND, and R2 and GND). Resistor R1 and capacitor C1 determine the frequency range of the VCO. Resistor R2 enables the VCO to have a frequency offset if required.

The high input impedance of the VCO simplifies the design of low-pass filters by giving the designer a wide choice of resistor/capacitor ranges. In order not to load the low-pass filter, a demodulator output of the VCO input voltage is

provided at pin 10 (DEM_{OUT}). In contrast to conventional techniques where the DEM_{OUT} voltage is one threshold voltage lower than the VCO input voltage, here the DEM_{OUT} voltage equals that of the VCO input. If DEM_{OUT} is used, a load resistor (R_S) should be connected from DEM_{OUT} to GND; if unused, DEM_{OUT} should be left open. The VCO output (VCO_{OUT}) can be connected directly to the comparator input (COMP_{IN}), or connected via a frequency-divider. The VCO output signal has a duty factor of 50% (maximum expected deviation 1%), if the VCO input is held at a constant DC level. A LOW level at the inhibit input (INH) enables the VCO and demodulator, while a HIGH level turns both off to minimize standby power consumption.

The only difference between the HC and HCT versions is the input level specification of the INH input. This input disables the VCO section. The sections of the comparator are identical, so that there is no difference in the SIG_{IN} (pin 14) or COMP_{IN} (pin 3) inputs between the HC and HCT versions.

Phase comparators

The signal input (SIG_{IN}) can be directly coupled to the self-biasing amplifier at pin 14, provided that the signal swing is between the standard HC family input logic levels. Capacitive coupling is required for signals with smaller swings.

Phase comparator 1 (PC1)

This is an EXCLUSIVE-OR network. The signal and comparator input frequencies (f_i) must have a 50% duty factor to obtain the maximum locking range. The transfer characteristic of PC1, assuming ripple ($f_r = 2f_i$) is

$$\text{suppressed, is: } V_{\text{DEMOUT}} = \frac{V_{CC}}{\pi} (\phi_{\text{SIGIN}} - \phi_{\text{COMPIN}})$$

where V_{DEMOUT} is the demodulator output at pin 10; $V_{\text{DEMOUT}} = V_{\text{PC1OUT}}$ (via low-pass filter).

$$\text{The phase comparator gain is: } K_p = \frac{V_{CC}}{\pi} (V/r).$$

The average output voltage from PC1, fed to the VCO input via the low-pass filter and seen at the demodulator output at pin 10 (V_{DEMOUT}), is the resultant of the phase differences of signals (SIG_{IN}) and the comparator input (COMP_{IN}) as shown in Fig.6. The average of V_{DEMOUT} is equal to $\frac{1}{2}V_{CC}$ when there is no signal or noise at SIG_{IN} and with this input the VCO oscillates at the centre frequency (f_0). Typical waveforms for the PC1 loop locked at f_0 are shown in Fig.7.

Phase-locked-loop with VCO

74HC/HCT4046A

The frequency capture range ($2f_c$) is defined as the frequency range of input signals on which the PLL will lock if it was initially out-of-lock. The frequency lock range ($2f_L$) is defined as the frequency range of input signals on which the loop will stay locked if it was initially in lock. The capture range is smaller or equal to the lock range.

With PC1, the capture range depends on the low-pass filter characteristics and can be made as large as the lock range.

This configuration retains lock even with very noisy input signals. Typical behaviour of this type of phase comparator is that it can lock to input frequencies close to the harmonics of the VCO centre frequency.

Phase comparator 2 (PC2)

This is a positive edge-triggered phase and frequency detector. When the PLL is using this comparator, the loop is controlled by positive signal transitions and the duty factors of SIG_{IN} and $COMP_{IN}$ are not important. PC2 comprises two D-type flip-flops, control-gating and a 3-state output stage. The circuit functions as an up-down counter (Fig.5) where SIG_{IN} causes an up-count and $COMP_{IN}$ a down-count. The transfer function of PC2, assuming ripple ($f_r = f_i$) is suppressed,

$$\text{is: } V_{DEMOUT} = \frac{V_{CC}}{4\pi} (\phi_{SIG_{IN}} - \phi_{COMP_{IN}})$$

where V_{DEMOUT} is the demodulator output at pin 10;
 $V_{DEMOUT} = V_{PC2OUT}$ (via low-pass filter).

The phase comparator gain is: $K_p = \frac{V_{CC}}{4\pi} (V/r)$.

V_{DEMOUT} is the resultant of the initial phase differences of SIG_{IN} and $COMP_{IN}$ as shown in Fig.8. Typical waveforms for the PC2 loop locked at f_0 are shown in Fig.9.

When the frequencies of SIG_{IN} and $COMP_{IN}$ are equal but the phase of SIG_{IN} leads that of $COMP_{IN}$, the p-type output driver at $PC2_{OUT}$ is held "ON" for a time corresponding to the phase difference (ϕ_{DEMOUT}). When the phase of SIG_{IN} lags that of $COMP_{IN}$, the n-type driver is held "ON".

When the frequency of SIG_{IN} is higher than that of $COMP_{IN}$, the p-type output driver is held "ON" for most of the input signal cycle time, and for the remainder of the cycle both n and p-type drivers are "OFF" (3-state). If the SIG_{IN} frequency is lower than the $COMP_{IN}$ frequency, then it is the n-type driver that is held "ON" for most of the cycle. Subsequently, the voltage at the capacitor (C2) of the low-pass filter connected to $PC2_{OUT}$ varies until the signal

and comparator inputs are equal in both phase and frequency. At this stable point the voltage on C2 remains constant as the PC2 output is in 3-state and the VCO input at pin 9 is a high impedance. Also in this condition, the signal at the phase comparator pulse output (PCP_{OUT}) is a HIGH level and so can be used for indicating a locked condition.

Thus, for PC2, no phase difference exists between SIG_{IN} and $COMP_{IN}$ over the full frequency range of the VCO. Moreover, the power dissipation due to the low-pass filter is reduced because both p and n-type drivers are "OFF" for most of the signal input cycle. It should be noted that the PLL lock range for this type of phase comparator is equal to the capture range and is independent of the low-pass filter. With no signal present at SIG_{IN} the VCO adjusts, via PC2, to its lowest frequency.

Phase comparator 3 (PC3)

This is a positive edge-triggered sequential phase detector using an RS-type flip-flop. When the PLL is using this comparator, the loop is controlled by positive signal transitions and the duty factors of SIG_{IN} and $COMP_{IN}$ are not important. The transfer characteristic of PC3, assuming ripple ($f_r = f_i$) is suppressed,

$$\text{is: } V_{DEMOUT} = \frac{V_{CC}}{2\pi} (\phi_{SIG_{IN}} - \phi_{COMP_{IN}})$$

where V_{DEMOUT} is the demodulator output at pin 10;
 $V_{DEMOUT} = V_{PC3OUT}$ (via low-pass filter).

The phase comparator gain is: $K_p = \frac{V_{CC}}{2\pi} (V/r)$.

The average output from PC3, fed to the VCO via the low-pass filter and seen at the demodulator output at pin 10 (V_{DEMOUT}), is the resultant of the phase differences of SIG_{IN} and $COMP_{IN}$ as shown in Fig.10. Typical waveforms for the PC3 loop locked at f_0 are shown in Fig.11.

The phase-to-output response characteristic of PC3 (Fig.10) differs from that of PC2 in that the phase angle between SIG_{IN} and $COMP_{IN}$ varies between 0° and 360° and is 180° at the centre frequency. Also PC3 gives a greater voltage swing than PC2 for input phase differences but as a consequence the ripple content of the VCO input signal is higher. The PLL lock range for this type of phase comparator and the capture range are dependent on the low-pass filter. With no signal present at SIG_{IN} the VCO adjusts, via PC3, to its lowest frequency.

Phase-locked-loop with VCO

74HC/HCT4046A

QUICK REFERENCE DATA

GND = 0 V; T_{amb} = 25 °C

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	TYPICAL		UNIT
			HC	HCT	
f _o	VCO centre frequency	C1 = 40 pF; R1 = 3 kΩ; V _{CC} = 5 V	19	19	MHz
C _I	input capacitance (pin 5)		3.5	3.5	pF
C _{PD}	power dissipation capacitance per package	notes 1 and 2	24	24	pF

Notes

- C_{PD} is used to determine the dynamic power dissipation (P_D in μW):

$$P_D = C_{PD} \times V_{CC}^2 \times f_i + \sum (C_L \times V_{CC}^2 \times f_o)$$
 where:
 f_i = input frequency in MHz.
 f_o = output frequency in MHz.
 C_L = output load capacitance in pF.
 V_{CC} = supply voltage in V.
 Σ (C_L × V_{CC}² × f_o) = sum of outputs.
- Applies to the phase comparator section only (VCO disabled). For power dissipation of the VCO and demodulator sections see Figs 22, 23 and 24.

ORDERING INFORMATION

See "74HC/HCT/HCU/HCMOS Logic Package Information".

APPLICATIONS

- FM modulation and demodulation
- Frequency synthesis and multiplication
- Frequency discrimination
- Tone decoding
- Data synchronization and conditioning
- Voltage-to-frequency conversion
- Motor-speed control.

PACKAGE OUTLINES

See "74HC/HCT/HCU/HCMOS Logic Package Outlines".

Phase-locked-loop with VCO

74HC/HCT4046A

PIN DESCRIPTION

PIN NO.	SYMBOL	NAME AND FUNCTION
1	PCP _{OUT}	phase comparator pulse output
2	PC1 _{OUT}	phase comparator 1 output
3	COMP _{IN}	comparator input
4	VCO _{OUT}	VCO output
5	INH	inhibit input
6	C1 _A	capacitor C1 connection A
7	C1 _B	capacitor C1 connection B
8	GND	ground (0 V)
9	VCO _{IN}	VCO input
10	DEM _{OUT}	demodulator output
11	R ₁	resistor R1 connection
12	R ₂	resistor R2 connection
13	PC2 _{OUT}	phase comparator 2 output
14	SIG _{IN}	signal input
15	PC3 _{OUT}	phase comparator 3 output
16	V _{CC}	positive supply voltage

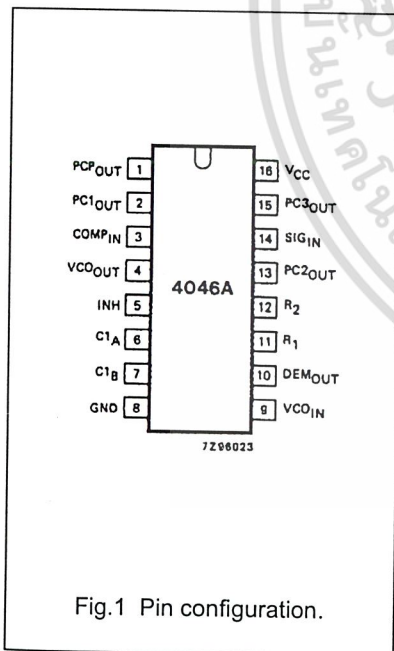


Fig. 1 Pin configuration.

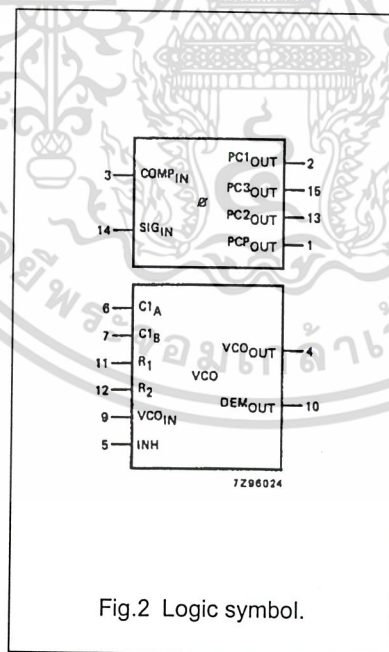


Fig. 2 Logic symbol.

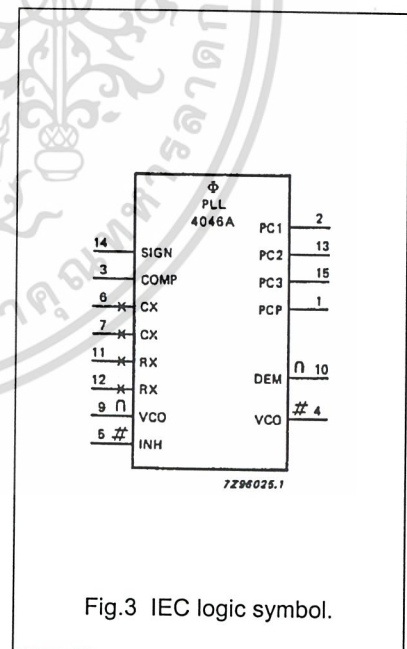
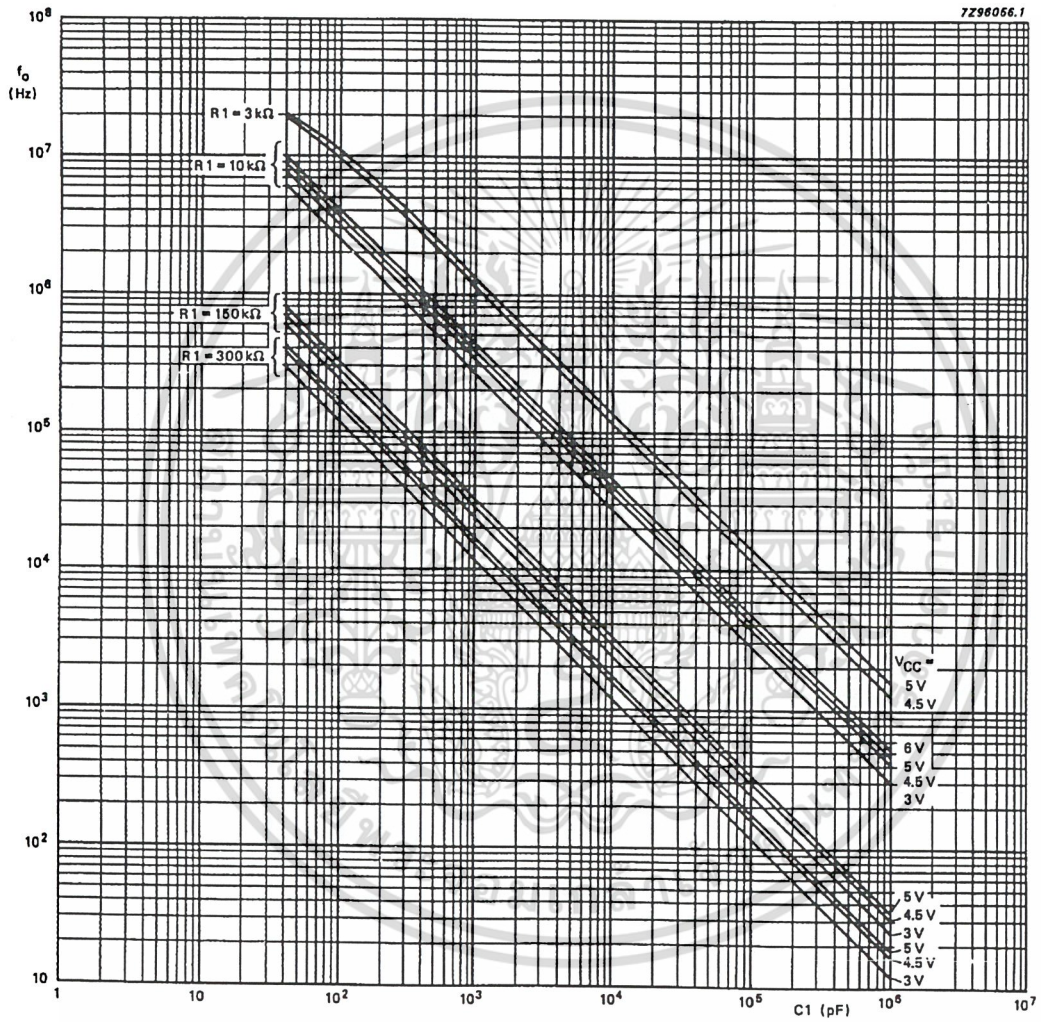


Fig. 3 IEC logic symbol.

Phase-locked-loop with VCO

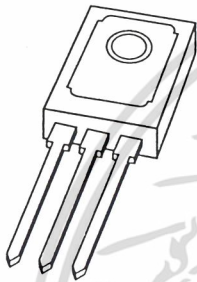
74HC/HCT4046A



To obtain optimum VCO performance, C_1 must be as small as possible but larger than 100 pF.
 Interpolation for various values of R_1 can be easily calculated because a constant R_1C_1 product will produce almost the same VCO output frequency.

Fig.29 Typical value of VCO centre frequency (f_o) as a function of C_1 : $R_2 = \infty$; $V_{VCOIN} = 1/2 V_{CC}$; $INH = GND$;
 $T_{amb} = 25^\circ C$.

DATA SHEET



BD135; BD137; BD139 NPN power transistors

Product specification
Supersedes data of 1997 Mar 04

1999 Apr 12



NPN power transistors

BD135; BD137; BD139

FEATURES

- High current (max. 1.5 A)
- Low voltage (max. 80 V).

APPLICATIONS

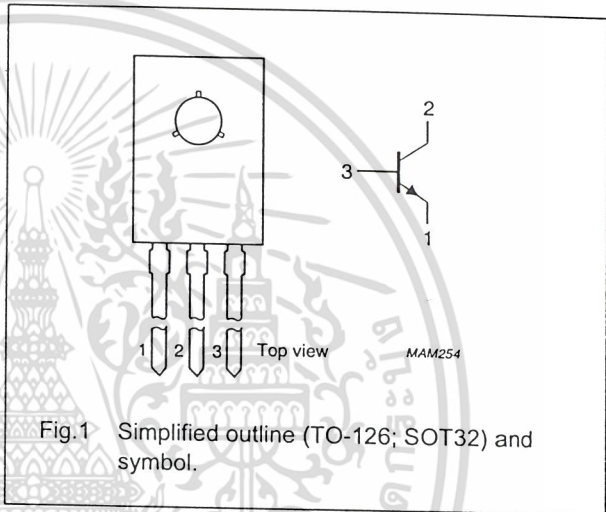
- Driver stages in hi-fi amplifiers and television circuits.

DESCRIPTION

NPN power transistor in a TO-126; SOT32 plastic package. PNP complements: BD136, BD138 and BD140.

PINNING

PIN	DESCRIPTION
1	emitter
2	collector, connected to metal part of mounting surface
3	base



LIMITING VALUES

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134).

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V _{CBO}	collector-base voltage	open emitter			
	BD135		-	45	V
	BD137		-	60	V
	BD139		-	100	V
V _{CEO}	collector-emitter voltage	open base			
	BD135		-	45	V
	BD137		-	60	V
	BD139		-	80	V
V _{EBO}	emitter-base voltage	open collector	-	5	V
I _C	collector current (DC)		-	1.5	A
I _{CM}	peak collector current		-	2	A
I _{BM}	peak base current		-	1	A
P _{tot}	total power dissipation	T _{mb} ≤ 70 °C	-	8	W
T _{stg}	storage temperature		-65	+150	°C
T _j	junction temperature		-	150	°C
T _{amb}	operating ambient temperature		-65	+150	°C

NPN power transistors

BD135; BD137; BD139

THERMAL CHARACTERISTICS

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	VALUE	UNIT
$R_{th\ j-a}$	thermal resistance from junction to ambient	note 1	100	K/W
$R_{th\ j-mb}$	thermal resistance from junction to mounting base		10	K/W

Note

1. Refer to TO-126; SOT32 standard mounting conditions.

CHARACTERISTICS

$T_j = 25\text{ °C}$ unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
I_{CBO}	collector cut-off current	$I_E = 0; V_{CB} = 30\text{ V}$	–	–	100	nA
		$I_E = 0; V_{CB} = 30\text{ V}; T_j = 125\text{ °C}$	–	–	10	μA
I_{EBO}	emitter cut-off current	$I_C = 0; V_{EB} = 5\text{ V}$	–	–	100	nA
h_{FE}	DC current gain	$V_{CE} = 2\text{ V}$; (see Fig.2)				
		$I_C = 5\text{ mA}$	40	–	–	
		$I_C = 150\text{ mA}$	63	–	250	
	$I_C = 500\text{ mA}$	25	–	–		
DC current gain BD135-10; BD137-10; BD139-10 BD135-16; BD137-16; BD139-16	$I_C = 150\text{ mA}; V_{CE} = 2\text{ V}$; (see Fig.2)		63	–	160	
			100	–	250	
V_{CEsat}	collector-emitter saturation voltage	$I_C = 500\text{ mA}; I_B = 50\text{ mA}$	–	–	0.5	V
V_{BE}	base-emitter voltage	$I_C = 500\text{ mA}; V_{CE} = 2\text{ V}$	–	–	1	V
f_T	transition frequency	$I_C = 50\text{ mA}; V_{CE} = 5\text{ V}$; $f = 100\text{ MHz}$	–	190	–	MHz
$\frac{h_{FE1}}{h_{FE2}}$	DC current gain ratio of the complementary pairs	$ I_C = 150\text{ mA}; V_{CE} = 2\text{ V}$	–	1.3	1.6	

NPN power transistors

BD135; BD137; BD139

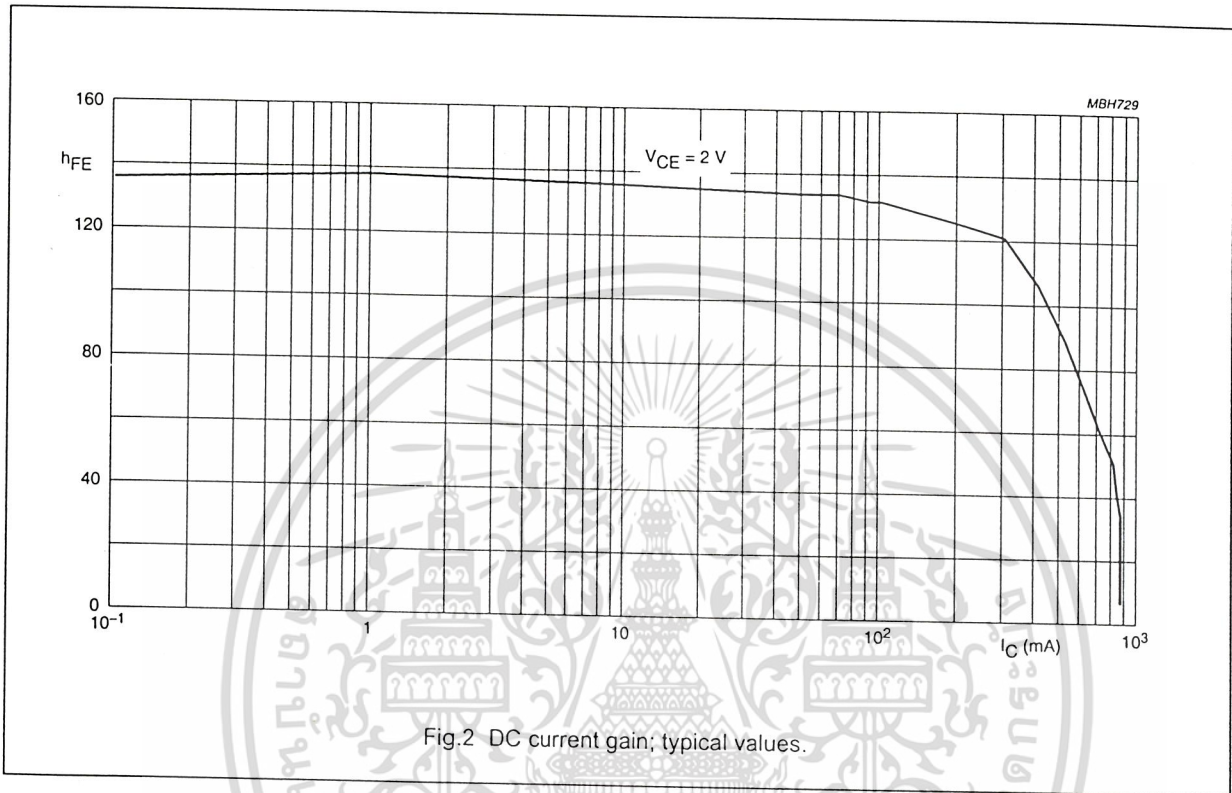


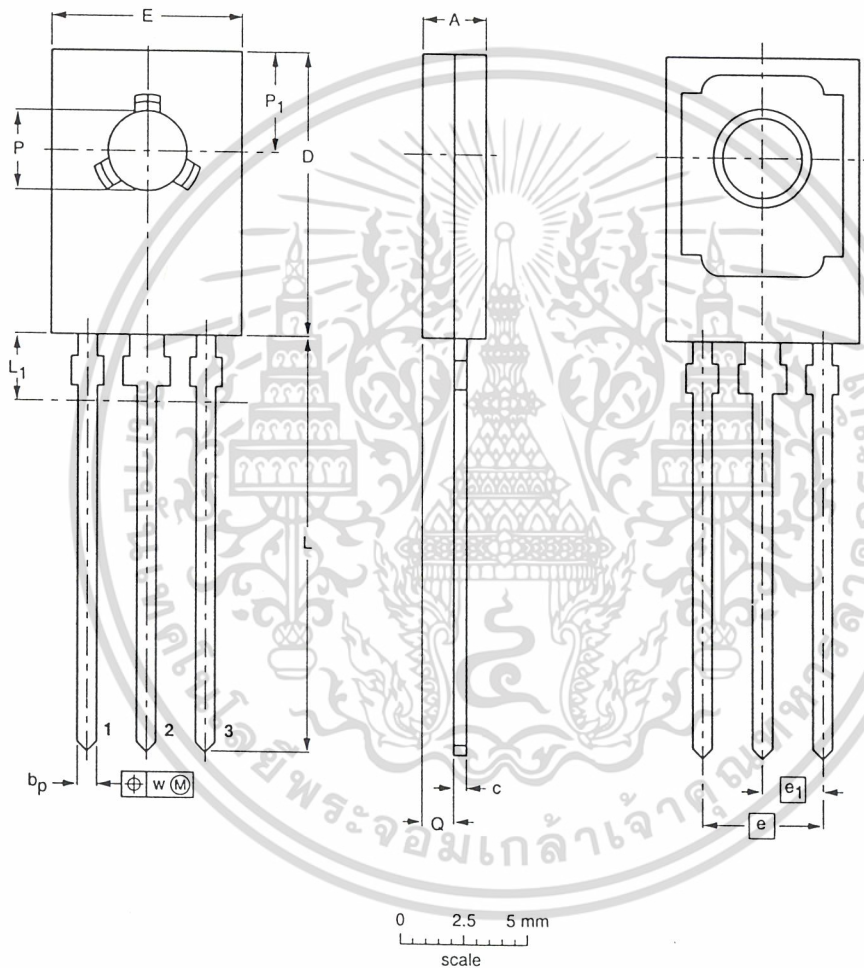
Fig.2 DC current gain; typical values.

NPN power transistors

BD135; BD137; BD139

PACKAGE OUTLINE

Plastic single-ended leaded (through hole) package; mountable to heatsink, 1 mounting hole; 3 leads SOT32



DIMENSIONS (mm are the original dimensions)

UNIT	A	b_p	c	D	E	e	e_1	L	$L_1^{(1)}$ max	Q	P	P_1	w
mm	2.7 2.3	0.88 0.65	0.60 0.45	11.1 10.5	7.8 7.2	4.58	2.29	16.5 15.3	2.54	1.5 0.9	3.2 3.0	3.9 3.6	0.254

Note

1. Terminal dimensions within this zone are uncontrolled to allow for flow of plastic and terminal irregularities.

OUTLINE VERSION	REFERENCES			EUROPEAN PROJECTION	ISSUE DATE
	IEC	JEDEC	EIAJ		
SOT32		TO-126			97-03-04

NPN power transistors

BD135; BD137; BD139

DEFINITIONS

Data Sheet Status	
Objective specification	This data sheet contains target or goal specifications for product development.
Preliminary specification	This data sheet contains preliminary data; supplementary data may be published later.
Product specification	This data sheet contains final product specifications.
Limiting values	
Limiting values given are in accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134). Stress above one or more of the limiting values may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and operation of the device at these or at any other conditions above those given in the Characteristics sections of the specification is not implied. Exposure to limiting values for extended periods may affect device reliability.	
Application information	
Where application information is given, it is advisory and does not form part of the specification.	

LIFE SUPPORT APPLICATIONS

These products are not designed for use in life support appliances, devices, or systems where malfunction of these products can reasonably be expected to result in personal injury. Philips customers using or selling these products for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify Philips for any damages resulting from such improper use or sale.

NPN power transistors

BD135; BD137; BD139

NOTES



Philips Semiconductors – a worldwide company

Argentina: see South America

Australia: 34 Waterloo Road, NORTH RYDE, NSW 2113,
Tel. +61 2 9805 4455, Fax. +61 2 9805 4466

Austria: Computerstr. 6, A-1101 WIEN, P.O. Box 213,
Tel. +43 1 60 101 1248, Fax. +43 1 60 101 1210

Belarus: Hotel Minsk Business Center, Bld. 3, r. 1211, Volodarski Str. 6,
220050 MINSK, Tel. +375 172 20 0733, Fax. +375 172 20 0773

Belgium: see The Netherlands

Brazil: see South America

Bulgaria: Philips Bulgaria Ltd., Energoproject, 15th floor,
51 James Bourchier Blvd., 1407 SOFIA,
Tel. +359 2 68 9211, Fax. +359 2 68 9102

Canada: PHILIPS SEMICONDUCTORS/COMPONENTS,
Tel. +1 800 234 7381, Fax. +1 800 943 0087

China/Hong Kong: 501 Hong Kong Industrial Technology Centre,
72 Tat Chee Avenue, Kowloon Tong, HONG KONG,
Tel. +852 2319 7888, Fax. +852 2319 7700

Colombia: see South America

Czech Republic: see Austria

Denmark: Sydhavnsgade 23, 1780 COPENHAGEN V,
Tel. +45 33 29 3333, Fax. +45 33 29 3905

Finland: Sinikalliontie 3, FIN-02630 ESPOO,
Tel. +358 9 615 800, Fax. +358 9 6158 0920

France: 51 Rue Carnot, BP317, 92156 SURESNES Cedex,
Tel. +33 1 4099 6161, Fax. +33 1 4099 6427

Germany: Hammerbrookstraße 69, D-20097 HAMBURG,
Tel. +49 40 2353 60, Fax. +49 40 2353 6300

Hungary: see Austria

India: Philips INDIA Ltd, Band Box Building, 2nd floor,
254-D, Dr. Annie Besant Road, Worli, MUMBAI 400 025,
Tel. +91 22 493 8541, Fax. +91 22 493 0966

Indonesia: PT Philips Development Corporation, Semiconductors Division,
Gedung Philips, Jl. Buncit Raya Kav.99-100, JAKARTA 12510,
Tel. +62 21 794 0040 ext. 2501, Fax. +62 21 794 0080

Ireland: Newstead, Clonskeagh, DUBLIN 14,
Tel. +353 1 7640 000, Fax. +353 1 7640 200

Israel: RAPAC Electronics, 7 Kehilat Saloniki St, PO Box 18053,
TEL AVIV 61180, Tel. +972 3 645 0444, Fax. +972 3 649 1007

Italy: PHILIPS SEMICONDUCTORS, Piazza IV Novembre 3,
20124 MILANO, Tel. +39 2 6752 2531, Fax. +39 2 6752 2557

Japan: Philips Bldg 13-37, Kohnan 2-chome, Minato-ku,
TOKYO 108-8507, Tel. +81 3 3740 5130, Fax. +81 3 3740 5077

Korea: Philips House, 260-199 Itaewon-dong, Yongsan-ku, SEOUL,
Tel. +82 2 709 1412, Fax. +82 2 709 1415

Malaysia: No. 76 Jalan Universiti, 46200 PETALING JAYA, SELANGOR,
Tel. +60 3 750 5214, Fax. +60 3 757 4880

Mexico: 5900 Gateway East, Suite 200, EL PASO, TEXAS 79905,
Tel. +9-5 800 234 7381, Fax +9-5 800 943 0087

Middle East: see Italy

Netherlands: Postbus 90050, 5600 PB EINDHOVEN, Bldg. VB,
Tel. +31 40 27 82785, Fax. +31 40 27 88399

New Zealand: 2 Wagener Place, C.P.O. Box 1041, AUCKLAND,
Tel. +64 9 849 4160, Fax. +64 9 849 7811

Norway: Box 1, Manglerud 0612, OSLO,
Tel. +47 22 74 8000, Fax. +47 22 74 8341

Pakistan: see Singapore

Philippines: Philips Semiconductors Philippines Inc.,
106 Valero St. Salcedo Village, P.O. Box 2108 MCC, MAKATI,
Metro MANILA, Tel. +63 2 816 6380, Fax. +63 2 817 3474

Poland: Ul. Lukiska 10, PL 04-123 WARSZAWA,
Tel. +48 22 612 2831, Fax. +48 22 612 2327

Portugal: see Spain

Romania: see Italy

Russia: Philips Russia, Ul. Usatcheva 35A, 119048 MOSCOW,
Tel. +7 095 755 6918, Fax. +7 095 755 6919

Singapore: Lorong 1, Toa Payoh, SINGAPORE 319762,
Tel. +65 350 2538, Fax. +65 251 6500

Slovakia: see Austria

Slovenia: see Italy

South Africa: S.A. PHILIPS Pty Ltd., 195-215 Main Road Martindale,
2092 JOHANNESBURG, P.O. Box 7430 Johannesburg 2000,
Tel. +27 11 470 5911, Fax. +27 11 470 5494

South America: Al. Vicente Pinzon, 173, 6th floor,
04547-130 SÃO PAULO, SP, Brazil,
Tel. +55 11 821 2333, Fax. +55 11 821 2382

Spain: Balmes 22, 08007 BARCELONA,
Tel. +34 93 301 6312, Fax. +34 93 301 4107

Sweden: Kottbygatan 7, Akalla, S-16485 STOCKHOLM,
Tel. +46 8 5985 2000, Fax. +46 8 5985 2745

Switzerland: Allmendstrasse 140, CH-8027 ZÜRICH,
Tel. +41 1 488 2741 Fax. +41 1 488 3263

Taiwan: Philips Semiconductors, 6F, No. 96, Chien Kuo N. Rd., Sec. 1,
TAIPEI, Taiwan Tel. +886 2 2134 2886, Fax. +886 2 2134 2874

Thailand: PHILIPS ELECTRONICS (THAILAND) Ltd.,
209/2 Sanpavuth-Bangna Road Prakanong, BANGKOK 10260,
Tel. +66 2 745 4090, Fax. +66 2 398 0793

Turkey: Talatpasa Cad. No. 5, 80640 GÜLTEPE/ISTANBUL,
Tel. +90 212 279 2770, Fax. +90 212 282 6707

Ukraine: PHILIPS UKRAINE, 4 Patrice Lumumba str., Building B, Floor 7,
252042 KIEV, Tel. +380 44 264 2776, Fax. +380 44 268 0461

United Kingdom: Philips Semiconductors Ltd., 276 Bath Road, Hayes,
MIDDLESEX UB3 5BX, Tel. +44 181 730 5000, Fax. +44 181 754 8421

United States: 811 East Arques Avenue, SUNNYVALE, CA 94088-3409,
Tel. +1 800 234 7381, Fax. +1 800 943 0087

Uruguay: see South America

Vietnam: see Singapore

Yugoslavia: PHILIPS, Trg N. Pasica 5/v, 11000 BEOGRAD,
Tel. +381 11 62 5344, Fax. +381 11 63 5777

For all other countries apply to: Philips Semiconductors,
International Marketing & Sales Communications, Building BE-p, P.O. Box 218,
5600 MD EINDHOVEN, The Netherlands, Fax. +31 40 27 24825

Internet: <http://www.semiconductors.philips.com>

© Philips Electronics N.V. 1999

SCA63

All rights are reserved. Reproduction in whole or in part is prohibited without the prior written consent of the copyright owner.

The information presented in this document does not form part of any quotation or contract, is believed to be accurate and reliable and may be changed without notice. No liability will be accepted by the publisher for any consequence of its use. Publication thereof does not convey nor imply any license under patent- or other industrial or intellectual property rights.

Printed in The Netherlands

115002/00/03/pp8

Date of release: 1999 Apr 12

Document order number: 9397 750 05576

Let's make things better

Philips Semiconductors



PHILIPS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องยึดถือลิขสิทธิ์ที่ปรากฏ

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาบัตรฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ต้องขอกราบขอบพระคุณ ดร. สุทธิชัย นพนาศัพท์พงษ์ อาจารย์ที่ปรึกษาโครงการ ที่ให้คำแนะนำในด้านต่างๆ และขอขอบคุณเพื่อนๆทุกคน ที่คอยช่วยเหลือและเป็นกำลังใจให้ด้วยดีมาโดยตลอด และขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อ คุณแม่ ที่เป็นกำลังใจและให้การสนับสนุนด้านเงินทุนด้วยดีมาโดยตลอด จนปริญญาบัตรฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

ผู้จัดทำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

1. ดร.สิทธิชัย โกโคขอุคม, วัลลภ สุรคำพลธร, “วงจรรขยายสัญญาณโอเปอร์เรชั่นเนล”, สำนักพิมพ์ดวงกมล, 2523
2. Jasprit Singh, “Optoelectronics : an introduction to materials and device”, McGraw-Hill Book Company, New York, 1996
3. Joseph C. Palais, “Fiber Optic Communication”, NJ : Prentice-Hall Internatioal, Englewood Clifs, 1988
4. David A. Johnson.P.E, “Handbook of Optical Through the Air Communication”,
<http://www.imagineeringezine.com/files/air-bk2.html>



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้