

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

หูฟังไร้สาย

WIRELESS EARPHONE



ปฏิญานិพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร ปฏิญญอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2541

เลขหมู่.....

เลขทะเบียน..... 33920

วัน, เดือน, ปี 20 ก.ย. 2542

รับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# WIRELESS EARPHONE



**Project Report Submitted in Partial Fulfillment of the requirements**

**For the Bachelor's Degree**

**Department of Industrial Technology**

**Faculty of Engineering**

**King Mongkul's Institute of Technology Ladkrabang**

**1998**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญาบัตร

หูฟังไร้สาย

WIRELESS EARPHONE

โดย

นายมนตรี นาคเป็น  
นายสุกิจ หมือองอู่

ภาควิชา

เทคนิคอุตสาหกรรม

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ วิชัย สุรพัฒน์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง อนุมัติให้  
นับปริญญาบัตร ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบปริญญาบัตร

..... อาจารย์ที่ปรึกษา  
( )

..... กรรมการ  
( )

..... กรรมการ  
( )

..... กรรมการ  
( )

..... กรรมการ  
( )

ลิขสิทธิ์ของคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Project Report

WIRELESS EARPHONE

By

Mr. MONTREE NAKPAN

Mr. SUKIT MUANGUN

Department of

Industrial Technology

Advisor

Mr. WICHAI SURAPAT

---

Accepted by the Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology  
,Ladkrabang in partial Fulfillment of the requirements for the Bachelor's degree.

Project Report Committee

..... Chairman

..... Member

..... Member

..... Member

..... Member

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์

หูฟังไร้สาย

WIRELESS EARPHONE

โดย

นายมนตรี

นาคแป้น

นายสุกิจ

เหมืองอุ่น

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ วิชัย

สุรพัฒน์

### บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการนำเสนอการจัดทำหูฟัง ไร้สายระบบอินฟราเรดเพื่อศึกษาถึง ทฤษฎีและหลักการในการส่งสัญญาณและรับสัญญาณ โดยออกแบบให้เชื่อมโยงสัญญาณด้วยแสง อินฟราเรด 2 ช่องระบบสเตอริโอเพียงนำเครื่องส่งอินฟราเรดซึ่งภายในประกอบด้วยภาคขยาย สัญญาณ ภาคออสซิลเลเตอร์ โดยใช้ชิพไอซี LM566 สามารถควบคุมด้วยแรงดัน จากนั้นเอาต์พุท ที่ได้จะถูกขับด้วยภาคขับสัญญาณ LED อินฟราเรด ต่อเข้ากับช่องเสียบหูฟังของชุดเครื่องเสียงหรือ เอาต์พุทจากแหล่งจ่ายสัญญาณอื่นๆ และนำเครื่องรับสัญญาณอินฟราเรดซึ่งภายในประกอบด้วย ภาครับสัญญาณ โดยใช้โฟโตไดโอด ภาคดีเทคเตอร์ โดยใช้ชิพไอซี LM565 จากนั้นนำสัญญาณที่ ได้ผ่านวงจรกรองสัญญาณชนิดแบนด์พาส นำไปขยายสัญญาณป้อนออกภาคเอาต์พุทเพื่อรับฟัง

## WIRELESS EARPHONE

By Mr. MONTREE NAKPAN  
Mr. SUKIT MUANGUN

Advisor Mr. WICHAI SURAPAT

Year 1998

### ABSTRACT

This project proposes a construction of the wireless earphone. The main objective is to study the theory and the operation of the infrared transmitter and receiver which is designed to link the signal by the infrared with two channel stereo system. The infrared transmitter which consists of amplifier, oscillator and driver. In oscillator pass, chip IC LM566 is controlled by voltage and the output of this pass will be sent to driver LED infrared which link to a loud speaker or output from other signal generator. Then, the infrared receiver which consists of signal receiver that is photo diode and detector that is chip IC LM565 by signal to succeed band pass filter will be amplified and sent to output for listening.

## กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาานิพนธ์สำเร็จลุล่วงลงได้ ด้วยความร่วมมือและความตั้งใจในการทำงานของเพื่อนร่วมงานในกลุ่มโปรเจค ทั้งได้รับคำแนะนำจากอาจารย์ที่ปรึกษาทางด้านเทคนิคและแนวความคิดต่างๆ อีกทั้งยังสนับสนุนอุปกรณ์และเครื่องมือในการสร้างและทดลองจนบรรลุผลตามเป้าหมายได้  
ด้วยดี

และหวังเป็นอย่างยิ่งว่าปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้จะเป็นแนวทางให้กับผู้ที่สนใจจะนำไปปรับปรุงเพิ่มเติมให้เหมาะสมกับงานและมีประสิทธิภาพมากขึ้นเพื่อยังประโยชน์กับผู้นำไปใช้งานต่อไป



นายมนตรี  
นายสุกิจ

นาคเป็น  
เหมืองอุ่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

เนื้อหา	หน้า
บทคัดย่อ	
กิตติกรรมประกาศ	
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	3
2.1 หลักการของการส่งสัญญาณระบบอินฟราเรด	3
2.2 สเปกตรัมของคลื่นแม่เหล็ก	3
2.2.1 แถบคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า	6
2.3 คุณสมบัติของแสงอินฟราเรด	9
2.3.1 พื้นฐานของแสง	9
2.3.2 ตัวกำเนิดแสงอินฟราเรด	10
2.3.3 ตัวรับแสงอินฟราเรด	13
2.4 วงจรขยายสัญญาณ	13
2.4.1 แอมพลิไฟเออร์แบบคอมมอนอีมิเตอร์	13
2.4.2 การคำนวณการขยายสัญญาณ	14
2.4.3 วงจรขยายที่การไบอัสแบบแบ่งแรงดัน	15
2.4.4 การออกแบบวงจรขยายภาคเดียว	17
2.4.5 ตัวอย่างการออกแบบ	18
2.5 หลักการทั่วไปของการสังเคราะห์ความถี่	20
2.5.1 ระบบสังเคราะห์ความถี่	20
2.5.2 การวิเคราะห์เฟสล็อกกลุ๊ป	25
2.5.3 วงจรเฟสดีเทคเตอร์	29
2.5.4 วงจรลูปฟิลเตอร์	32
2.5.5 วงจรโทปาสฟิลเตอร์	33
2.5.6 วงจรผลิตความถี่ควบคุมด้วยแรงดัน	39
2.6 ทฤษฎีการมอดูเลตทางความถี่	40
2.6.1 การมอดูเลตทางความถี่	40
2.6.2 คณิตศาสตร์การมอดูเลต	41

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.3	สมการคณิตศาสตร์ของเอฟเอ็ม	43
2.6.4	ไซค์แบนเอฟเอ็ม	47
2.6.5	แบนด์วิธของสัญญาณเอฟเอ็ม	49
2.6.6	การกำจัดสัญญาณรบกวน	50
บทที่ 3 วงจรอุปกรณ์และการปรับแต่ง		54
3.1	การทำงานของบล็อกลโคเอแกรม	54
3.1.1	ภาคส่งสัญญาณ	55
3.1.2	ภาครับสัญญาณ	57
3.2	การทำงานของวงจรภาคส่งสัญญาณ	60
3.3	การทำงานของวงจรภาครับสัญญาณ	62
3.4	การสร้าง	63
3.5	การทดสอบและการปรับแต่ง	66
3.6	การนำไปใช้งาน	66
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง		67
4.1	วงจรทางด้านภาคส่งสัญญาณ	67
4.1.1	ภาคขยายสัญญาณ	67
4.1.2	ภาคออสซิลเลเตอร์	68
4.1.3	ภาคขยายของเอาต์พุท	69
4.2	วงจรทางด้านภาครับสัญญาณ	70
4.2.1	วงจรปริแอมพลิไฟร์	70
4.2.2	วงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์	71
4.2.3	วงจรเฟสล็อกลูป	73
4.2.4	ภาคขยายสัญญาณเสียง	74
บทที่ 5 บทวิจารณ์และบทสรุป		77
บรรณานุกรม		
ภาคผนวก		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูปภาพ

	หน้า
รูปที่ 2.1a แสดงความยาวคลื่น	4
รูปที่ 2.1b แสดงสเปกตรัมของแสงที่มองเห็นได้	4
รูปที่ 2.2 แสดงสเปกตรัมของคลื่นแม่เหล็ก	5
รูปที่ 2.3 แสดงถึงย่านของคลื่นแสงที่ตามองเห็น	11
รูปที่ 2.4 แสดงถึงอุณหภูมิของแรงดันกับกระแส	12
รูปที่ 2.5 แสดงถึงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่น	12
รูปที่ 2.6 แสดงการเปรียบเทียบระหว่าง UNDISSUED และ UISSUED	13
รูปที่ 2.7 แสดงแรงดันต่างๆ ในแอมป์ลิไฟเออร์	14
รูปที่ 2.8 แสดงวงจรขยายที่การไบอัสแบบแบ่งแรงดัน	16
รูปที่ 2.9 แสดงแบบจำลองวงจรขยายที่มีการไบอัสแบบแบ่งแรงดัน	16
รูปที่ 2.10 แสดงวงจรขยายภาคเดียว	17
รูปที่ 2.11 แสดงแผนผังเบื้องต้นของเฟสล็อกกลูป	21
รูปที่ 2.12 แสดงการสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูปแบบ โดยตรง	22
รูปที่ 2.13 แสดง การสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูปแบบคุณสมบัติ	22
รูปที่ 2.14 แสดงการสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูปแบบพลิสเทลเลอร์	23
รูปที่ 2.15 แสดงการสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูปแบบมอดูลัส	23
รูปที่ 2.16 แสดงการสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูปแบบมิกซิงนอกกลูป	24
รูปที่ 2.17 แสดงการสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูปแบบมิกซิงในกลูป	24
รูปที่ 2.18 แสดงระบบป้อนกลับ	25
รูปที่ 2.19 แสดงเฟสล็อกกลูป	26
รูปที่ 2.20a แสดงสัญลักษณ์ของแอกคูลูซีฟออร์เฟสดีเทคเตอร์	29
รูปที่ 2.20b แสดงแรงดันเอาต์พุตที่สัมพันธ์กันระหว่างอินพุตทั้งสอง	29
รูปที่ 2.20c แสดงคุณสมบัติอินพุต-เอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์	29
รูปที่ 2.21 แสดง RS-F/F เฟสดีเทคเตอร์	30
รูปที่ 2.22 แสดงสัญญาณอินพุต-เอาต์พุตของ RS-F/F เฟสดีเทคเตอร์	30
รูปที่ 2.23 แสดงคุณสมบัติอินพุต-เอาต์พุตของฟลิปฟลอปเฟสดีเทคเตอร์	31
รูปที่ 2.24 แสดงเฟสดีเทคเตอร์ที่สร้างจาก D-F/F	31

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.25	แสดงคุณลักษณะในการเปลี่ยนความถี่ของเฟสล็อกดูป	33
รูปที่ 2.26	แสดงโพลาสฟิเตอร์อันดับ 1 โดยใช้วงจร RC	34
รูปที่ 2.27	แสดงวงจรแตก-ลัดอันดับหนึ่ง	34
รูปที่ 2.28	แสดงวงจรแอกตีฟิเตอร์อันดับหนึ่ง	35
รูปที่ 2.29a	แสดงวิธีแก้ทรานเซียนลด้วย R1-Cc	36
รูปที่ 2.29b	แสดงวิธีแก้โอเวอร์ชูตด้วยการแก้เพิ่มซีโร	36
รูปที่ 2.30	แสดงรูปคลื่นเอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์และอินทิเกรเตอร์	37
รูปที่ 2.31	แสดงวงจรโพลาสฟิเตอร์อันดับ 2 โดยใช้อปแอมป์	38
รูปที่ 2.32	แสดงวงจรโพลาสฟิเตอร์อันดับ 2 โดยใช้ทรานซิสเตอร์	38
รูปที่ 2.33	แสดงวงจรฟิเตอร์และซัมมิ่งเน็คเวอร์ค	39
รูปที่ 2.34	แสดงการมอดูเลตทางความถี่	41
รูปที่ 2.35	แสดงขนาดของพาหะและไซด์แบนในระบบเอฟเอ็ม	47
รูปที่ 2.36	แสดงรูปคลื่นเอฟเอ็มในเชิงความถี่ที่ค่าดัชนีการมอดูเลตต่างๆ	48
รูปที่ 2.37	แสดงผลของเฟสที่เปลี่ยนไปตามขนาดของซายน์เวฟ	50
รูปที่ 2.38	แสดงการเกิดการมอดูเลตทางเฟสซึ่งเป็นผลจากการมอดูเลตทางขนาด	51
รูปที่ 2.39	แสดง Condition for Maximum $\phi$	52
รูปที่ 3.1	แสดงบล็อกไดอะแกรมของโครงการาน	54
รูปที่ 3.2	แสดงบล็อก ไดอะแกรมของภาคส่งสัญญาณ	55
รูปที่ 3.3	แสดงไอซี LM566	56
รูปที่ 3.4	แสดงวงจร VCO ไอซีเบอร์ LM566	57
รูปที่ 3.5	แสดงบล็อกไดอะแกรมของภาครับสัญญาณ	57
รูปที่ 3.6	แสดงไอซี LM565	58
รูปที่ 3.7	แสดงวงจร PLL ไอซีเบอร์ LM565	59
รูปที่ 3.8	แสดงวงจรภาคส่งสัญญาณอินฟราเรด	61
รูปที่ 3.9	แสดงวงจรภาครับสัญญาณอินฟราเรด	63
รูปที่ 3.10	แสดงลายทองแดงของวงจรทั้งสองภาค	64
รูปที่ 3.11	แสดงการลงอุปกรณ์ของวงจรทั้งสองภาค	65
รูปที่ 4.1	แสดงสัญญาณที่ขาคอลเล็กเตอร์ที่ Q1	67
รูปที่ 4.2a	แสดงสัญญาณเบี่ยงเบนช่องขวา	68
รูปที่ 4.2b	แสดงสัญญาณเบี่ยงเบนช่องซ้าย	69

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.3	แสดงสัญญาณภาคขยายของเอาต์พุต	70
รูปที่ 4.4	แสดงสัญญาณที่รับได้จากภาคปริแอมพลิไฟร์	71
รูปที่ 4.5a	แสดงสัญญาณที่ผ่านวงจรแบนด์พาสช่องซ้าย	72
รูปที่ 4.5b	แสดงสัญญาณที่ผ่านวงจรแบนด์พาสช่องขวา	72
รูปที่ 4.6a	แสดงสัญญาณเสียงช่องซ้ายจากขา 7 ของไอซี LM565	73
รูปที่ 4.6b	แสดงสัญญาณเสียงช่องขวาจากขา 7 ของไอซี LM565	74
รูปที่ 4.7a	แสดงสัญญาณเสียงช่องซ้ายของเอาต์พุต	75
รูปที่ 4.7b	แสดงสัญญาณเสียงช่องขวาของเอาต์พุต	75
รูปที่ 4.8	แสดงผลตอบสนองความถี่เสียง	76



# บทที่ 1

## บทนำ

### ความเป็นมาของโครงการ

เนื่องจากปัจจุบันหลายผลิตภัณฑ์ถูกออกแบบให้มีขนาดเล็กและพกพาได้สะดวก มีทั้งเครื่องรับ AM และ FM ซาวด์อะเบาต์ เครื่องเล่น CD ฯลฯ ด้วยน้ำหนักที่เบาแต่คุณภาพระดับไฮไฟ ทำให้ได้รับความนิยมมาก แต่เมื่อก้าวถึงเครื่องใช้ไฟฟ้าขนาดใหญ่ เช่น โทรทัศน์ หรือเครื่องเสียง การรับฟังมักถูกจำกัดอยู่ที่การกระจายเสียงของลำโพงซึ่งบางครั้งอาจทำให้รบกวนผู้อื่นได้ในรุ่นใหม่ๆบางรุ่นจึงออกแบบให้มีช่องสำหรับรับฟังทางหูได้ แต่ต้องใช้สายสัญญาณเชื่อมโยงทำให้ไม่เกิดความสะดวกเท่าใดนักเพราะฉะนั้นโปรเจกซ์นี้จึงถูกออกแบบเพื่อแก้ไขปัญหาดังกล่าว โดยออกแบบให้เชื่อมโยงสัญญาณด้วยแสงอินฟราเรด 2 ช่องระบบสเตอริโอ ช่วยทำให้เพิ่มความสะดวกสบายในการรับฟัง เพียงนำเครื่องส่งอินฟราเรดต่อเข้ากับช่องเสียบหูฟังของโทรทัศน์ หรือช่องเทปเอาต์พุตของเครื่องเสียง และนำเครื่องรับอินฟราเรดต่อเข้ากับหูฟังสำหรับรับฟัง โดยมีตัวปรับระดับความดัง เท่านั้นจะช่วยเพิ่มความเป็นอิสระในการรับฟัง และไม่รบกวนผู้อื่น

### วัตถุประสงค์ของโครงการ

- เพื่อศึกษาวงจรและสามารถคิดแปลงวงจรและอุปกรณ์ภายในของเครื่องรับและเครื่องส่งระบบอินฟราเรดได้
- เพื่อประยุกต์การส่งระบบ FM โดยส่งแบบอินฟราเรด
- เพื่อเพิ่มความเป็นอิสระในการรับฟัง ไม่รบกวนผู้อื่น และไม่มีสายสัญญาณในการต่อที่ทำให้เกิดการสับสนยุ่งยาก

### ขอบเขตของโครงการ

- ศึกษารายละเอียดของวงจรทั้งภาคส่งและภาครับ
- คิดตั้งและคิดแปลงของวงจรภาคส่งสัญญาณอินฟราเรด
- คิดตั้งและคิดแปลงของวงจรภาครับสัญญาณอินฟราเรด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## วิธีการดำเนินงาน

- ออกแบบและดำเนินงานในส่วนของลายวงจร
- จัดหาอุปกรณ์ รายละเอียดของการในการทำในรูปของวงจรภาคส่งสัญญาณแบบอินฟราเรด และภาครับสัญญาณ
- ประกอบส่วนต่างๆลงอุปกรณ์ และตรวจเช็คค่าต่างๆในวงจร
- ทดสอบและแก้ไขวงจร



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

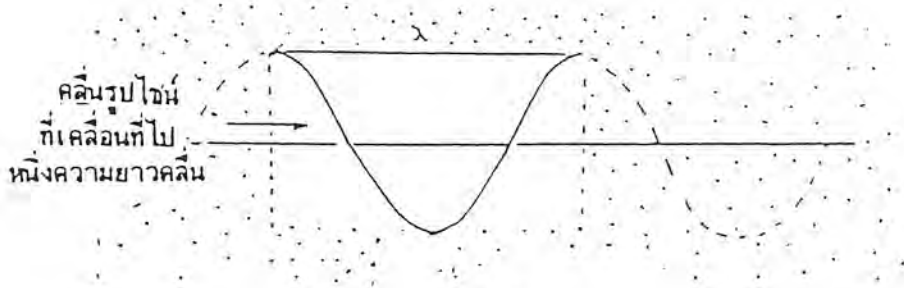
### ทฤษฎี

#### 2.1 หลักการของเครื่องส่งและเครื่องรับระบบอินฟราเรด

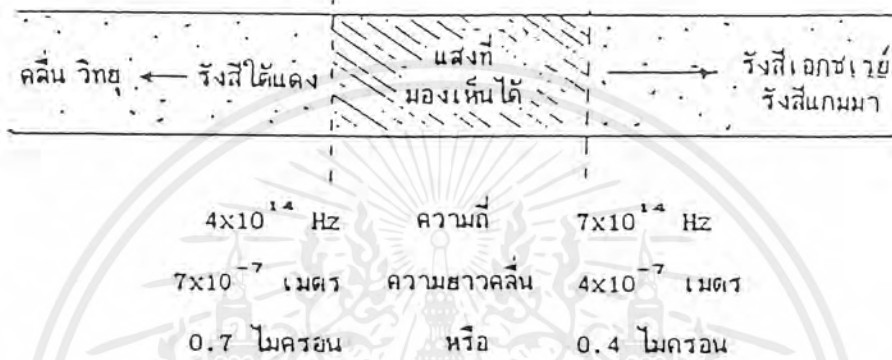
หลักการโดยทั่วไปที่จะกล่าวถึงในที่นี้คือ วิธีการส่งสัญญาณเสียงโดยใช้การมอดูเลชันแบบเอฟเอ็ม โดยใช้ชิพไอซี LM 566 ทำหน้าที่เป็นออสซิลเลเตอร์สามารถควบคุมได้ด้วยแรงดัน VCO (Voltage Control Oscillator) 2 ตัวสำหรับสัญญาณเสียงสเตอริโอ 2 ช่อง โดยเอาต์พุตจาก VCO จะถูกมิกซ์แล้วป้อนให้กับภาคขยายเอาต์พุตขับ LED (Light emitting diode) ส่งออกไปโดยมีเครื่องรับสัญญาณระบบอินฟราเรดทำหน้าที่สำคัญในการแยกสัญญาณออกดีไอออกจากความถี่พาหะและจะมีวงจรดีเทคเตอร์ออกแบบโดยใช้ ชิพ ไอซี LM 565 PLL (Phase Locked Loop) มาทำหน้าที่นี้ผ่านวงจร RC กรองความถี่พาหะออกไป จากนั้นผ่านชุดขยายสัญญาณเพื่อขยายสัญญาณเสียงที่ได้ให้แรงขึ้นและส่งต่อไปยังเอาต์พุตต่อไป จะเห็นว่าเราสามารถประยุกต์การนำ LED อินฟราเรดมาใช้ในย่านความถี่อินฟราเรด เป็นอีกรูปแบบหนึ่งในการพัฒนาความก้าวหน้าของอุปกรณ์แบบไร้สาย โดยจะมีทฤษฎีรองรับในการกล่าวอ้างถึงภาคต่างๆภายในวงจร

#### 2.2 สเปกตรัมของคลื่นแม่เหล็ก

สเปกตรัมที่เราคุ้นเคยกันอย่างมาก คงจะเป็นสเปกตรัมของรังสีน้ำเมื่อเรามองดูรังสีน้ำที่เรามองเห็นนั้นเกิดจากการกระจายพลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าตลอดย่านความถี่ที่มนุษย์เราสามารถรู้สึกได้ด้วยประสาทตาในย่านความถี่แสงประสาทตาของมนุษย์เราจะแปลความหมายของพลังงานสัญญาณเหล่านั้นออกมาเป็นสีต่าง ๆ ซึ่งเริ่มจากสีแดงเข้ม จนถึงม่วงจัด ถ้าสมมุติว่าประสาทตาของมนุษย์เรามีความสามารถมากกว่าที่เป็นอยู่ คือสามารถรับรู้สีต่าง ๆ จากพลังงานแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีความถี่ข้างเคียงอื่น ๆ ได้ อีกด้วยแล้ว คนเราควรจะมองเห็นสีของรังสีน้ำได้มากกว่าที่เราเห็นกันได้อยู่ ซึ่งก็หมายความว่าสเปกตรัมของแสงก็ควรจะกว้างกว่านี้ แต่อย่างไรก็ตามข้อสมมุติดังกล่าวนี้เป็นสิ่งที่เป็นไปได้ สีของรังสีน้ำจึงคงมีอยู่เพียงเท่าที่เราเห็นเรื่องของรังสีน้ำนี้ ช่วยทำให้เรามีภาพพจน์ในการที่เราทำความเข้าใจ ความหมายของสเปกตรัมได้ชัดเจนยิ่งขึ้น ย่านความถี่ต่าง ๆ ของแสงที่มนุษย์เราสามารถมองเห็นได้นั้นเป็นเพียงส่วนน้อยที่ปลายด้านความถี่สูงของสเปกตรัมของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าส่วนหนึ่งเท่านั้น ความถี่ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่เราสามารถมองเห็นได้และความยาวคลื่นของมันมีแสดงในรูป 2.1 a



รูปที่ 2.1 a ความยาวคลื่น



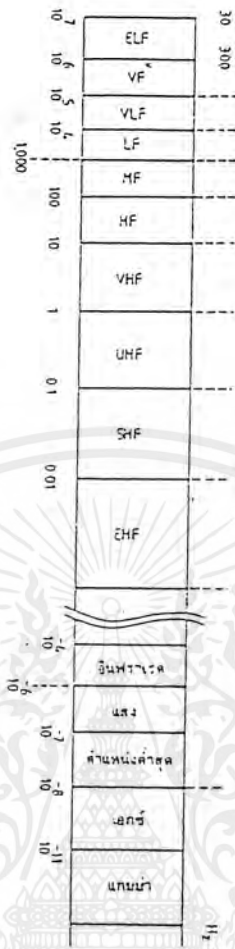
รูปที่ 2.1 b สเปกตรัมของแสงที่มองเห็นได้

ปริมาณที่สำคัญอย่างหนึ่งซึ่งช่วยให้เราแบ่งแยกคุณสมบัติบางประการของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าได้คือ ความยาวคลื่น (Wavelength) ความยาวคลื่นคือระยะทางที่คลื่นเคลื่อนที่ไปครบหนึ่งลูกคลื่น ความยาวคลื่นอาจวัดได้จากระยะทางระหว่างยอดคลื่น (จุดที่ค่าของสัญญาณมีค่าสูงสุด) ที่เกิดตามกันมา ดังรูปที่ 2.1 a

คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ามีความถี่ต่อเนื่องกันไปเป็นช่วงกว้างตั้งแต่ต่ำกว่า 1 เฮิรตซ์ไปจนถึงกระทั่งประมาณมากกว่า  $3 \times 10^7$  กิโลเฮิรตซ์ โดยมีความสัมพันธ์ระหว่างความเร็ว (V) ความยาวคลื่น ( $\lambda$ ) และความถี่ (f) คือ

โดยที่ความเร็ว (V) คือความเร็วของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ามีค่าประมาณ  $3 \times 10^8$  เมตร ต่อวินาที

คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะมีความยาวคลื่นประมาณตั้งแต่  $10^7$  เมตร ถึงประมาณ  $10^{-11}$  เมตรคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าทุก ๆ ย่านความถี่รวมเรียกว่า สเปกตรัมของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ดังแสดงในรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 สเปกตรัมของคลื่นแม่เหล็ก

คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในแต่ละย่านความถี่มีชื่อเรียกต่าง ๆ กันชื่อต่าง ๆ เหล่านี้มีลักษณะเฉพาะตัวเด่นชัด โดยเฉพาะวิธีการผลิตและการตรวจวัดคลื่น เช่นคลื่นแสงตรวจวัดได้ด้วยประสาทตา คลื่นความร้อนรับรู้ด้วยประสาทสัมผัสทางผิวหนัง แต่คลื่นวิทยุจะตรวจสอบได้โดยการใช้เครื่องมือทางอิเล็กทรอนิกส์เท่านั้น

## 2.2.1 แถบคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแบ่งออกเป็นแถบย่อย ๆ ดังต่อไปนี้

	ย่านความถี่	ความถี่
ELF	Extremely Low Frequency	30 – 300 Hz
VF	Voice Frequency	300 – 3000 Hz
VLF	Very Low Frequency	3 – 30 kHz
LF	Low Frequency	30 – 300 kHz
MF	Medium Frequency	300 – 3000 kHz
HF	High Frequency	3 – 30 MHz
VHF	Very High Frequency	30 – 300 MHz
UHF	Ultra High Frequency	300 – 3000 MHz
SHF	Supper High Frequency	3 – 30 GHz
EHF	Extremely High Frequency	30–300 GHz

### ตารางที่ 1 การแบ่งย่านความถี่วิทยุ

#### 1. ช่วงความถี่ต่ำสุด (Extremely Low Frequencies)

ELFs เป็นช่วงความถี่ 30 Hz – 300 Hz มีความยาวคลื่น  $10^7 - 10^6$  เมตร คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในช่วงนี้เป็นสัญญาณเสียงความถี่ต่ำที่สุดที่มนุษย์สามารถได้ยินและเป็นช่วงของความถี่ไฟฟ้าบ้านที่ 50 Hz และ 60 Hz

#### 2. ช่วงความถี่เสียง (Voice Frequencies)

VFs เป็นช่วงความถี่ 300 Hz – 3000 Hz มีความยาวคลื่น  $10^6 - 10^5$  เมตร คลื่นช่วงนี้ เช่นสัญญาณเสียงพูดปกติของมนุษย์

#### 3. ช่วงความถี่ต่ำมาก (Very Low Frequencies)

VLFs เป็นช่วงความถี่ 3 kHz – 30 kHz มีความยาวคลื่น  $10^5 - 10^4$  เมตร เป็นช่วงที่สัญญาณเสียงของเครื่องดนตรีและคลื่นสื่อสารของทางทหารใช้

#### 4. ช่วงความถี่ต่ำ (Low Frequencies)

LFs เป็นช่วงความถี่ 30 kHz – 300 kHz มีความยาวคลื่น  $10^4 - 10^3$  เมตร เป็นช่วงสัญญาณที่ใช้ในการนำร่องของระบบการบินและการเดินเรือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 5. ช่วงความถี่กลาง (Medium Frequencies)

MFs เป็นช่วงความถี่ 300 kHz – 3000 kHz (3MHz) มีความยาวคลื่น  $10^3 - 10^2$  เมตร ใช้สำหรับคลื่นวิทยุกระจายเสียงในระบบ AM (Amplitude Modulation : 535-1605 kHz) และยังใช้สำหรับการสื่อสารในระบบการบินและการเดินเรือ

#### 6. ช่วงความถี่สูง (High Frequencies)

HFs เป็นช่วงความถี่ 3 MHz – 30 MHz มีความยาวคลื่น  $10^2 - 10^1$  เมตร ความถี่สูงหรือที่เรียกว่าคลื่นสั้นนั้นใช้ในการกระจายเสียงวิทยุคลื่นสั้น เช่น สถานีวิทยุ Voice of America ใช้ในการสื่อสารคลื่นวิทยุแบบสองทิศทาง ใช้ในวิทยุสื่อสารของทหารและวิทยุสมัครเล่น

#### 7. ช่วงความถี่สูงมาก (Very High Frequencies)

VHFs เป็นช่วงความถี่ 30 Mhz – 300 MHz มีความยาวคลื่น  $10^1 - 1$  เมตร เป็นช่วงความถี่ที่มีความหนาแน่นของการใช้งานมาก ได้แก่ วิทยุกระจายเสียงในระบบ FM (Frequency Modulation : 88-108 MHz) มีสถานีโทรทัศน์ช่อง 2 ถึงช่อง 13 มีบางช่วงความถี่สำหรับวิทยุสมัครเล่น และนอกจากนั้นยังมีการใช้งานการสื่อสารของการบินและการเดินเรือ

#### 8. ช่วงความถี่อัลตราไฮ (Ultrahigh Frequencies)

UHFs เป็นช่วงความถี่ 300 MHz – 3000 MHz มีความยาวคลื่น  $1 - 10^{-1}$  เมตร เป็นช่วงความถี่ที่มีการใช้งานมากอีกช่วงหนึ่งเช่นกัน มีสถานีโทรทัศน์ตั้งแต่ช่อง 14 ถึงช่อง 83 และถูกใช้งานอย่างมากในระบบสื่อสารเคลื่อนที่ บริการทางด้านโทรศัพท์ระบบเซลลูลาร์ มีช่องความถี่สำหรับทหาร ระบบนำร่อง (Navigation) และระบบเรดาร์ (Radar) สำหรับความถี่ที่สูงกว่า 1000 MHz หรือ 1 GHz ขึ้นไป จะถูกเรียกว่าคลื่นไมโครเวฟ (Microwave)

#### 9. ช่วงความถี่ซูเปอร์ไฮ (Superhigh Frequencies)

SHFs เป็นช่วงความถี่ 3 GHz – 30 GHz มีความยาวคลื่น  $10^{-1} - 10^{-2}$  เมตร คือย่านความถี่ไมโครเวฟ ซึ่งถูกใช้งานอย่างมากในระบบสื่อสารของดาวเทียมและระบบเรดาร์

#### 10. ช่วงความถี่สูงสุด (Extremely High Frequencies)

EHFs เป็นช่วงความถี่ 30 GHz – 300 GHz มีความยาวคลื่น  $10^{-2} - 10^{-3}$  เมตร ใช้สำหรับระบบสื่อสารดาวเทียมและระบบเรดาร์ชนิดพิเศษ เนื่องจากอุปกรณ์สื่อสารที่ใช้ในย่านความถี่นี้มีความซับซ้อนมากจึงยังมีการใช้งานในย่านนี้น้อย และสำหรับสัญญาณความถี่ที่อยู่เหนือขึ้นไปจากนี้จะถูกเรียกว่า มิลลิเมตรเวฟ (Millimeter Wave)

#### 11. ช่วงความถี่อินฟราเรด (Infrared)

มีความยาวคลื่น 0.7 – 100 ไมครอน สำหรับสัญญาณแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีความถี่สูงกว่า 300 GHz จะไม่นับเป็นคลื่นวิทยุ แต่จะมีการตั้งชื่อให้กับแต่ละแถบความถี่ ช่วงความถี่อินฟราเรด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นี้อยู่ระหว่างคลื่นวิทยุที่สูงที่สุดและคลื่นแสงที่ตามองเห็นได้ ความยาวคลื่นอินฟราเรดนั้นมีหน่วยเป็นไมครอน (1 ไมครอน เท่ากับหนึ่งในล้านส่วนของหนึ่งเมตร =  $10^{-6}$  เมตร) คลื่นอินฟราเรดมักจะแพร่กระจายออกมาพร้อมกับความร้อน นั่นคือวัตถุใดที่กำเนิดความร้อนก็จะมี การแผ่กระจายสัญญาณอินฟราเรด สัญญาณอินฟราเรดสามารถสร้างขึ้นได้ด้วย LED (Light Emitting Diode) ชนิดพิเศษ การใช้งานของอินฟราเรดก็เช่น ในงานดาราศาสตร์สำหรับการตรวจจับดาวหรือวัตถุในอวกาศ ใช้ในระบบควบคุมระยะไกล (Remote Control) เช่น ของโทรทัศน์ นอกจากนี้ อินฟราเรดยังมีคุณสมบัติเช่นเดียวกับแสง โดยสามารถถูกควบคุมด้วยเลนส์และกระจกได้

## 12. ช่วงความถี่ที่มองเห็นได้ (Visible Spectrum)

มีความยาวคลื่น 8000 – 4000 อังสตรอม เนื้อความถี่ของอินฟราเรด เป็นแถบของคลื่นที่มนุษย์สามารถมองเห็นได้ นั่นคือแสงมีหน่วยของการวัดความยาวของคลื่นเป็นอังสตรอม (Angstrom) โดยหนึ่งอังสตรอมมีค่าเท่ากับหนึ่งส่วนหมื่นของไมครอน ช่วงของคลื่นแสงสีแดงจะอยู่ที่ 8000 A ส่วนคลื่นแสงสีม่วงจะอยู่ที่ 4000 A แสงถูกใช้ในการสื่อสารหลายอย่าง เพราะสามารถมอดูเลตและส่งสัญญาณเข้าไปในสายใยแก้วนำแสง (Fiber Optics) ได้ แสงมีประโยชน์สูงสุด เนื่องจากความถี่มีค่าสูงทำให้สามารถบรรจุข้อมูลจำนวนมากลงไปได้ แสงสามารถส่งออกไปในอากาศได้โดยการเพิ่มความเข้มของแสงและทำให้ลำของแสงมีขนาดเล็กลง ซึ่งเรียกว่า เลเซอร์ (Laser) ทำให้มีการประยุกต์ใช้แสงเลเซอร์ในการมอดูเลตสัญญาณเสียง ภาพ และข้อมูลลงไปได้

## 13. ช่วงความถี่รังสีอัลตราไวโอเล็ต (Ultra Violet)

เป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีความถี่สูงกว่าแสง คำว่า Ultra มาจากภาษาละตินแปลว่าเหนือ นั่นก็คือย่านความถี่สูงกว่าแสงสีม่วง ในวงการแพทย์ใช้รังสีอัลตราไวโอเล็ตรักษาโรคผิวหนังบางอย่างได้ แต่ถ้าหากผิวหนังได้รับรังสีอัลตราไวโอเล็ตมากเกินไป ก็อาจเป็นอันตรายได้ แหล่งกำเนิดรังสีอัลตราไวโอเล็ตที่สำคัญก็คือดวงอาทิตย์นั้นจะมีความรุนแรงถึงขั้นไม่ปลอดภัย แต่ชั้นบรรยากาศที่ห่อหุ้มโลกอยู่จะช่วยลดความรุนแรงลง

## 14. ช่วงความถี่รังสีเอกซ์ (X-Rays)

รังสีเอกซ์ เป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีความถี่สูงกว่ารังสีอัลตราไวโอเล็ตมีใช้งานในวงการแพทย์เป็นส่วนใหญ่

## 15. ช่วงความถี่รังสีแกมมา (Gamma Rays)

รังสีแกมมา เป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีความถี่สูงมากเช่น รังสีคอสมิกซึ่งมาจากนอกโลก รังสีแกมมาจะเกิดขึ้นเมื่อเกิดปฏิกิริยาจากอนุภาคความเร็วสูงที่ออกมาจากเครื่องเร่งอนุภาค รังสีแกมมามีอำนาจทะลุทะลวงสูงมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.3 คุณสมบัติของแสงอินฟราเรด

### 2.3.1 พื้นฐานของแสง

การแยกคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (electromagnetic spectrum)

ตามธรรมชาติของแสงที่เรามองเห็นกันอยู่ทุกวันนี้เป็นเพียงส่วนเล็กน้อยของช่องแถบระยะคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ความถี่และความยาวของพลังงานคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าสัมพันธ์กับความเร็วจะได้จากสมการ

$$c = f\lambda$$

โดยที่

$c$  = ความเร็วของแสง มีหน่วยเป็นเมตร/วินาที

$f$  = ความถี่ มีหน่วยเป็นเมตร

$\lambda$  = ความยาวคลื่น มีหน่วยเป็นเมตร

ทฤษฎีควอนตัม กล่าวไว้ว่าแหล่งกำเนิดพลังงานจะไม่แผ่หรือปล่อยพลังงานออกมาอย่างต่อเนื่องแต่จะปล่อยออกมาเป็นกลุ่มๆ และมีหน่วยขนาดของกลุ่มเรียกว่า “ควอนตัม ( quantum )” สำหรับการแผ่พลังงานแม่เหล็กไฟฟ้าเรียกว่า “ โฟตอน ( photon ) ” ซึ่งอาจถือว่าเป็นอนุภาคพลังงานแผ่ ( radiation ) ที่เกิดจากสสาร ได้พลังงานแผ่มีคุณสมบัติของคลื่นและจะเคลื่อนที่ผ่านที่ว่างเปล่า ( free space ) ด้วยความเร็วของแสง และค่าพลังงานของ 1 โฟตอน คือ

$$1 \text{ photon} = 1 hf \text{ (joules)}$$

โดยที่  $h$  = ค่าคงตัวของพลังงานแผ่

$f$  = ค่าคงตัวของแพลงค์

ความเร็วของพลังงานแผ่ที่ว่างหรือในอากาศ  $c = 3 * 10^8 \text{ m/s}$

Radiative Process มี 2 แบบ

1. เกิดจากอิเล็กตรอนและ โสด และส่วนที่อยู่ใกล้กับจิ้งจันซึ่งจะให้โฟตอนประมาณค่าเท่ากับแบนแก๊บมีค่าค่อนข้างสูง
2. จากที่อิเล็กตรอนและ โสด จะเคลื่อนที่มารวมกันบริเวณจิ้งจันจะมีพลังเท่ากับ แก๊บลบออกด้วยค่าปริคัจ ซึ่งมีค่าตามความยาวคลื่นตามสมการ

$$\text{ความยาวคลื่น} = 1240 / \sqrt{E}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่

$$\nabla E = \text{ค่าความแตกต่างของพลังงานหน่วย}$$

โดยที่ค่า  $\nabla E$  จะแตกต่างกันไปขึ้นอยู่กับสารซึ่งเราสามารถดูในตาราง

ชนิดของวัสดุ	Band Gap Energy	Emission (nm)	Transition type
Ge	0.66	1800	Indirect
Si	1.09	1140	Indirect
GaAs	1.43	910	Direct
Gap	2.24	560	Indirect
GaAs <sub>60</sub> P <sub>40</sub>	1.19	650	Direct
Al Sb	1.60	775	Indirect
In Sb	0.18	6900	Direct
Si C	2.2-3.0	563-413	Indirect

ตารางที่ 2 แสดงวัสดุชนิดต่างๆ ที่นำมาทำอุปกรณ์ LED

เป็นการแสดงถึง LED ชนิดต่างๆ ซึ่งใช้โฟตอนค่าความยาวคลื่นที่ค่าต่างๆกันและจะเห็นว่า LED ที่สร้างจาก Gallium Arsenide (GAAs) จะให้คลื่นอยู่ในช่วงอินฟราเรดซึ่งมีค่าประมาณ 900 nm

### 2.3.2 ตัวกำเนิดแสงอินฟราเรด

จากหลักการกำเนิดแสงอินฟราเรด โดยการนำเอาอุปกรณ์ชนิดหนึ่งที่สามารถเปลี่ยนพลังงานไฟฟ้าเป็นพลังงานแสงซึ่งจะได้ความยาวคลื่นแสงที่ออกจากอุปกรณ์นี้ที่มีความยาวคลื่นอยู่ในช่วงอินฟราเรด อุปกรณ์ตัวนี้คือ Infrared Light Emitting Diode

มีข้อดีหลายประการ คือ

1. ใช้กระแสและแรงดันน้อยมากในการผลิตคลื่น
2. สามารถควบคุมการทำงานของ LED

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

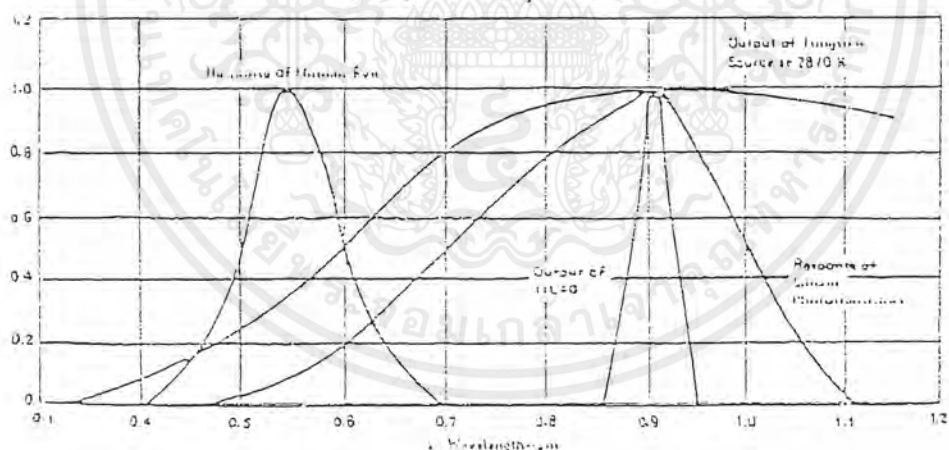
### 3. มี Speed Response สูง

ลักษณะของอินฟราเรด LED ที่เหมือนกับ LED ทั่วไป คือเป็นสารกึ่งตัวนำที่ถูกได้โดยสารที่มีวาเลนซ์อิเล็กตรอนต่างกันคือสารที่มีอิเล็กตรอนมากกว่าปกติเป็น N-type และสารที่มีอิเล็กตรอนน้อยกว่าปกติเป็น P-type เมื่อสารทั้งสองชนิดมาต่อกัน จะทำให้มีการแบ่งกันระหว่างอิเล็กตรอนขึ้นทำให้เกิดความต่างศักย์ที่เรียกว่า Potential Barrier ( $E_b$ ) :ซึ่งมีค่าน้อยกว่าขนาดของ Energy gap ดังนั้นอิเล็กตรอนจากด้าน N-type ซึ่งการรวมตัวกันอยู่ 2 ลักษณะคือ radiative Process ซึ่งเมื่อรวมตัวกันแล้วจะมีพลังงานบางส่วนหายไปจาก electron pair และกระจายออกมาเป็นโฟตอน ถ้าเป็นแบบ Non Radiative Process พลังงานจะแสดงในรูป โฟตอนหรือ ความร้อน

#### 2.3.2.1 แถบย่านการตอบสนอง (Special Response)

อุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์ที่แผ่พลังงานออกมาในย่านการมองเห็นและย่านอินฟราเรดดังรูป 3.1 แสดงถึงค่าเฉลี่ยที่ตาของมนุษย์สามารถมองเห็นการแผ่ของคลื่นที่มีความยาวคลื่นตั้งแต่ 0.4-0.76 micron และตามนุษย์สามารถตอบสนองในการมองเห็นแสงที่มีความยาวคลื่น 0.55 micron ที่เกิน 50 เฟอร์เซ็นต์ ขึ้นไปและที่ความยาวคลื่นสูงสุดที่ 0.61 micron จากรูป 3.2 เป็นการแสดงถึง Forward Voltage and Temperature ซึ่งสามารถแสดงได้ด้วยความสัมพันธ์ ของสมการดังต่อไปนี้

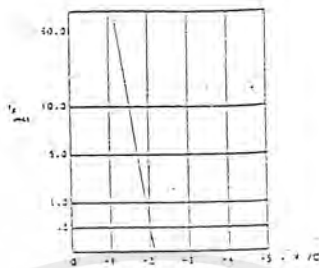
$$I_p = I_0 \text{ EXP } (qV_p/nkt)$$



รูปที่ 2.3 แสดงถึงย่านของคลื่นแสงที่ตามองเห็น

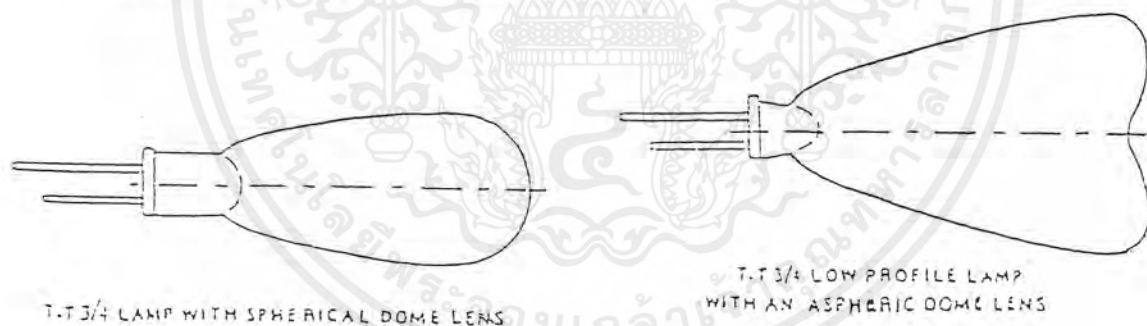
จากที่เราทราบมาแล้วว่าค่าของความยาวคลื่นนั้นได้จากสูตร  $\lambda = 1240/\Delta E$  เพราะฉะนั้นเมื่อ LED มีอุณหภูมิเปลี่ยนไปจะทำให้  $\Delta E$  มีค่าเปลี่ยนแปลงไปด้วย ค่าความยาวคลื่นจึงเปลี่ยนไป จากรูป 3.3 แสดงถึงรูปร่างของ Dome Lens ซึ่งแตกต่างกันจะให้ radiation pattern ต่างกัน แต่ใน Plastic LED แล้ว Spherical Dome Lens จะให้ Pattern ที่เหมาะสมกับการส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 แสดงถึงอุณหภูมิของแรงดันกับกระแส

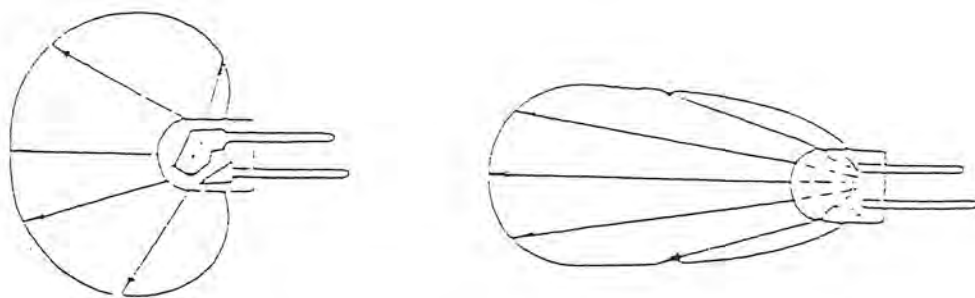
แบบ Point to Point ซึ่งจุดทั้งสองจะถูกตรึงกับที่ค่อนข้างแน่นอนและจะส่งไปได้ไกลกว่าแบบอื่น ๆ ส่วนแบบ Aspheric Dome Lens เหมาะสำหรับงานครอบคลุมพื้นที่แต่ส่งไปได้ไม่ไกล นอกจากนี้แม้ว่า LED จะเป็นชนิดเดียวกัน Dome Lens เหมือนกันถ้ามี plastic ที่ใช้ต่างกันก็จะให้ผลต่อการส่งออกไป pattern ที่ไม่แน่นอนเหมือนกัน



รูปที่ 2.5 Radiative pattern for undiffused lamp]

ดังรูป 3.4 จะแสดงถึง LED สองตัวที่มีขนาดเท่ากันและ LENS ชนิดเดียวกันแต่ใช้ Diffused Plastic และอีกอันหนึ่งใช้ Undiffused Plastic จะให้ Pattern ต่างกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.6 การเปรียบเทียบระหว่าง Undiffused Plastic และ Diffused Plastic LED Lamps

### 2.3.3 หลักการของตัวรับแสงอินฟราเรด

ในการรับแสงอินฟราเรดเราใช้อุปกรณ์ตัวรับแสง (Detector) คือสามารถเปลี่ยนพลังงานทางไฟฟ้าอุปกรณ์ประเภทนี้ เช่น โฟโอดีไดโอด (Photo Diode) และ โฟโอดีทรานซิสเตอร์ (Photo Transistor) เป็นต้น จัดเป็นสวิทซ์อิเล็กทรอนิกส์ทางแสง แต่อุปกรณ์ตัวที่นำมาใช้ในวงจรระบบควบคุมโดยมาก คือ โฟโอดีไดโอด และโฟโอดีทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์รับแสง ในระบบควบคุมระยะไกลแบบไร้สาย (Remote Control By Opto electronic) ซึ่งจะแสงในย่านอินฟราเรดเป็นส่วนมาก เพราะว่าจะไม่ทำให้สภาพแสงธรรมชาติ ไปรบกวนการควบคุม

#### 2.3.3.1 โฟโอดีไดโอด (Photo Diode)

มีโครงสร้างภายในของโฟโอดีไดโอดที่แตกต่างกันมากมายหลายชนิด ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับเนื้อสารกึ่งตัวนำนั้นๆ และ โครงสร้างของ PN-Junction ของ ไดโอดแต่ละชนิดและวิธีการผลิต

#### 2.3.3.2 คุณสมบัติเกี่ยวกับความไวต่อสเปคตรัม

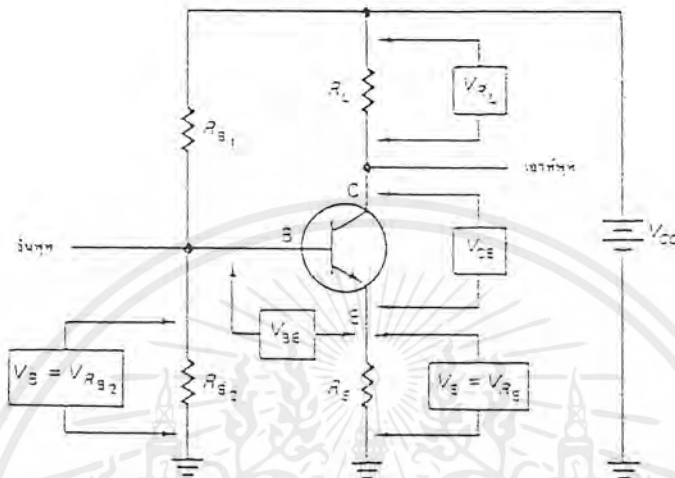
ความไวที่มีต่อสเปคของโฟโอดีไดโอด ( ความไวนี้จะมีค่าขึ้นอยู่กับความยาวคลื่นแสงที่ตกกระทบ) เราพิจารณาจาก โครงสร้างของตัวไดโอดและชนิดของเนื้อสารกึ่งตัวนำเมื่อเราไม่ต้องการให้แสงที่มีความยาวคลื่นแตกต่างออกไปมากกระทบกัน Sensor เราคิดฟิลเตอร์กรองแสงเหล่านี้เสีย

## 2.4 วงจรขยายสัญญาณ

### 2.4.1 แอมป์ลิฟายเออร์แบบ common-emitter

เป็นวงจรแอมป์ลิฟายเออร์ที่ขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์มีทั้งวงจรอินพุทที่ละวงจรเอาท์พุท ซึ่งมีการต่อตัวต้านทาน 2 ตัว โดยต่อที่ขาอิมิตเตอร์และต่อที่ขาเบสต่อไปยังกราวด์ ตัวต้าน

ทานนี้ทำให้แอมพลิฟายเออร์มีความไวต่อค่า  $\beta$  น้อยลง และมีความไวต่ออุณหภูมิลดลง ตัวต้านทานที่เพิ่มเข้าไป ทำให้แรงดันตกคร่อมมีค่าเพิ่มขึ้น



รูปที่ 2.7 แสดงแรงดันตกคร่อมต่างๆ ในแอมพลิฟายเออร์

#### 2.4.2 การคำนวณวงจร

1. คำนวณแรงดันตกคร่อม  $R_{B2}$  หรือ  $V_B$  ตัวต้านทานเบสสองตัว แบ่งแรงดันจากแหล่งจ่าย ดังนั้นสมการแบ่งแรงดัน คือ

$$V_B = (R_{B2}/R_{B1} + R_{B2}) * V_{CC}$$

2. คำนวณหา  $V_E$  จาก

$$V_E = V_B - 0.7 \quad (\text{สำหรับซิลิกอนทรานซิสเตอร์})$$

3. คำนวณกระแสเอมิเตอร์โดยใช้กฎของโอห์ม

$$I_E = V_E / R_E$$

4. สมมติว่ากระแสคอลเลคเตอร์เท่ากับกระแสเอมิเตอร์

$$I_C = I_E$$

5. คำนวณแรงดันตกคร่อมตัวต้านทานโหลด โดยใช้กฎของเคอร์ชอฟฟ์ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{RL} = I_C * R_L$$

## 6. คำนวณแรงดันที่ตกคร่อมคอลเลกเตอร์ – อิมิตเตอร์โดยใช้กฎของเคอร์ช็อฟ

$$V_{CE} = V_{CC} - V_{RL} - V_E$$

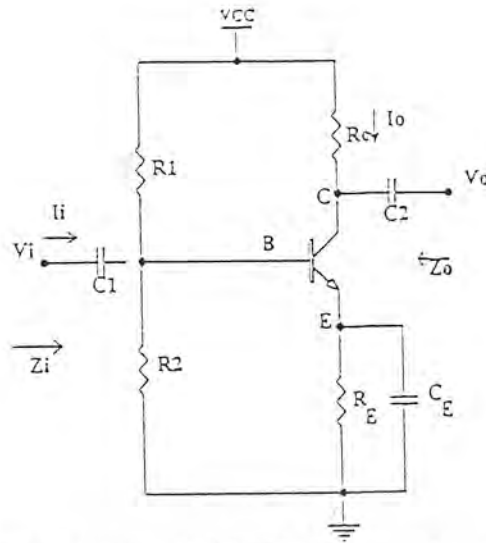
เนื่องจากแรงดันคอลเลกเตอร์ – อิมิตเตอร์มีค่าใกล้เคียงกับครึ่งหนึ่งของซัพพลายโวลท์ เดจดังนั้นเราสามารถสันนิษฐานได้ว่าวงจรนี้เป็นแอมพลิฟายเออร์แบบเชิงเส้นที่ดี วงจรนี้จะทำงานได้ดีด้วยค่า  $\beta$  ที่เหมาะสมและจะเสถียรตลอดช่วงกว้าง ๆ ของอุณหภูมิ

บางครั้งอัตราขยายที่มีค่าสูงมาก ๆ เป็นที่ต้องการ ดังนั้นเราสามารถปรับปรุงอัตราการขยายได้โดยการเพิ่มตัวเก็บประจุสำหรับการบายพาสที่อิมิตเตอร์ โดยตัวเก็บประจุนี้มีค่ารีแอคแตนซ์ต่ำที่ความถี่ทำงาน และทำให้เกิดการลัดวงจรสำหรับสัญญาณ ac ดังนั้นสัญญาณ ac จะไม่ไหลผ่าน กระแสในทิศทางตรงข้ามจะมีค่าน้อยที่สุดเนื่องจาก ถูกบายพาสดังนั้นอัตราการขยายแรงดันขึ้นอยู่กั และ ดังนั้นอัตราการขยายแรงดันจะเพิ่มขึ้นโดยการต่อตัวเก็บประจุเข้าไป ค่าอัตราการขยายที่เพิ่มขึ้นนี้มีข้อเสียและตัวเก็บประจุที่ใช้บายพาสนี้อาจจะมีความเกี่ยวข้องกับเรื่องราคา ตัวเก็บประจุจำเป็นต้องมีค่ารีแอคแตนซ์ต่ำ ๆ ที่ความถี่สัญญาณต่ำสุด ถ้าแอมพลิฟายเออร์ใช้งานที่ความถี่ต่ำ ตัวเก็บประจุอาจจะมีขนาดใหญ่และโดยปกติเราเลือกค่า reactance ที่มีค่าเป็น 1 ใน 10 ของตัวต้านทานอิมิตเตอร์ สมการของ capacitive reactance เราสามารถใช้เลือกตัวเก็บประจุสำหรับการบายพาสได้ดังนี้

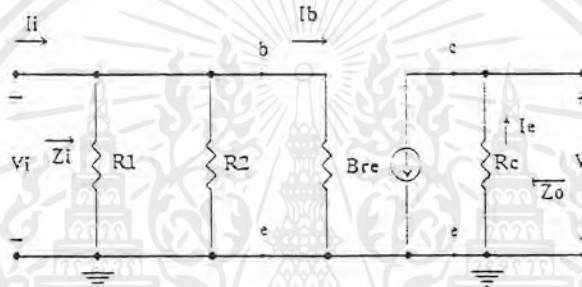
$$X_C = 1/2\pi fC$$

ตัวเก็บประจุนี้มีขนาดใหญ่ ดังนั้นเราจึงใช้ตัวเก็บประจุแบบอิเล็กโทรไลต์สำหรับการบายพาสในออดิโอแอมพลิฟายเออร์ ค่าแรงดันสามารถที่จะมีค่าต่ำมาก ๆ ได้เนื่องจากค่าแรงดัน dc ที่อิมิตเตอร์ในวงจรมีค่า 0.61 v แต่อย่างไรก็ตามตัวเก็บประจุยังคงมีความเกี่ยวข้องกับราคาและขนาด

### 2.4.3 วงจรขยายที่มีการไบอัสแบบแบ่งแรงดันไฟฟ้า



รูปที่ 2.8 แสดงวงจรขยายที่มีการไบอัสแบบแบ่งแรงดันไฟฟ้า



รูปที่ 2.9 แสดงแบบจำลองวงจรขยายที่มีการไบอัสแบบแบ่งแรงดันไฟฟ้า

เมื่อกำหนดให้  $V_{CC}$  เป็นศูนย์ทำให้ปลายด้านหนึ่งของ  $R_1$  และ  $R_C$  ต่ออยู่กับกราวด์ ส่วน  $R_1$  กับ  $R_2$  ต่อขนานกัน จากการต่อขนาน  $R_1$  และ  $R_2$  ทำให้ได้

$$R = R_1 // R_2 = R_1 R_2 / R_1 + R_2$$

จากรูป 4.3

$$Z_i = R // \beta r_e$$

$Z_o$ :

$$Z_o = R_C$$

$$V_o = -I_o R_C = -\beta I_b R_C$$

$A_v$ :

$$= -\beta (V_i / \beta r_e)$$

$$= (-R_C / r_e) V_i$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A_v = V_o/V_i = -R_c/r_e$$

$A_i$  : เมื่อนำกฎการแบ่งกระแสไฟฟ้ามาพิจารณาที่ด้านอินพุตในรูปแบบ 2.9

$$I_b = R_i/R + \beta r_e$$

$$I_b/I_i = R/R + \beta r_e$$

สำหรับด้านเอาต์พุตของวงจร

$$I_o = \beta I_b$$

$$I_o/I_b = \beta$$

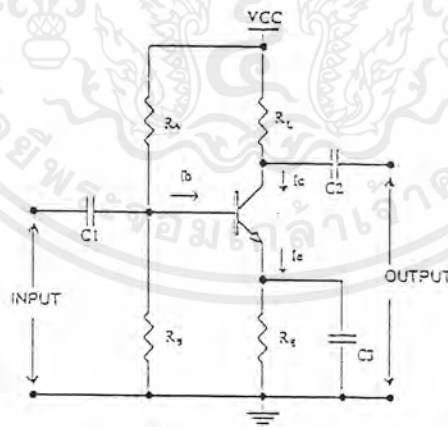
$$A_i = I_o/I_i$$

$$= \beta R/R + \beta R_E$$

ความสัมพันธ์ระหว่างเฟส

เครื่องหมายลบในสมการที่หา  $A_v$  แสดงว่า  $V_o$  กับ  $V_i$  มีมุมต่างเฟสกัน 180 องศา

#### 2.4.4 การออกแบบวงจรขยายภาคเดียว



รูปที่ 2.10 แสดงวงจรขยายภาคเดียว

จากวงจรข้างบนถ้าต้องการหาค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของวงจรขยายเช่น  $R_i$ ,  $R_o$ ,  $A_v$  และ  $A_i$  จะต้องใช้คณิตศาสตร์และการคำนึงถึงพารามิเตอร์อื่น ๆ ของทรานซิสเตอร์อีกมาก จะทำให้การคำนวณหายุ่งยากขึ้นอีกมาก ในที่นี้จึงกำหนดค่าโดยประมาณ โดยสมมติว่าค่าความต้าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทานอิมิตเตอร์  $R_E$  มีค่าน้อยกว่าค่า  $R_L$  ประมาณมากกว่า 10 เท่าและน้อยกว่าความต้านทานเบส  $R_B$  20 เท่า ซึ่งเมื่อใช้คณิตศาสตร์คำนวณแล้วจะได้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ดังจะได้กล่าวถึงต่อไป

#### 2.4.4.1 ความต้านทานอินพุต

เมื่อพิจารณาที่อินพุตจะเห็นว่าค่าความต้านทาน  $R_B$  ขนานอยู่กับความต้านทานอินพุตที่เบสของทรานซิสเตอร์ แต่เนื่องจากมีตัวต้านทาน  $R_E$  จึงสมมติว่าที่เบสของทรานซิสเตอร์ มีค่าความต้านทานสูงกว่า  $R_B$  ผลรวมของความต้านทานอินพุตจึงใช้ค่าโดยประมาณได้ว่า  $R_i \cong R_B$

#### 2.4.4.2 ความต้านทานเอาต์พุต

ในการทำงานเดียวกับที่เอาต์พุต เมื่อค่าความต้านทานโหลดมีค่ามากกว่าความต้านทาน  $R_E$  เกินกว่า 10 เท่า ค่าความต้านทานเอาต์พุตจะมีค่าความต้านทาน  $R_L$  นั่นเอง หรือเราได้ว่า  $R_o = R_L$

#### 2.4.4.3 อัตราขยายกระแส

อัตราขยายกระแสคือกระแสที่ไหลผ่านเข้าทางอินพุตกับกระแสเอาต์พุตที่ไหลผ่านโหลด สำหรับวงจรอัตราขยายกระแสโดยประมาณจะมีค่าโดยประมาณเท่ากับ  $R_B // R_E$

#### 2.4.4.4 อัตราขยายแรงดัน

เนื่องจากแรงดันเอาต์พุตเป็นสัญญาณไฟสลับและเอาออกที่ขั้วคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ หรือเป็นค่าแรงดันเอาต์พุตคร่อมตัวต้านทาน โหลดเมื่อไม่เกิดกระแสไฟตรงที่ไบแอส ส่วนสัญญาณอินพุตคือแรงดันคร่อมระหว่างเบสกับกราวด์ แต่เนื่องจากแรงดัน  $V_{BE}$  ของทรานซิสเตอร์มีค่าน้อย ดังนั้นสัญญาณอินพุตส่วนใหญ่คือสัญญาณคร่อมตัวต้านทาน  $R_E$  นั่นเอง และส่วนกระแสคอลเลคเตอร์กับอิมิตเตอร์มีค่าใกล้เคียงกัน ดังนั้นจึงพอสรุปได้ว่าค่าอัตราขยายแรงดันมีค่าประมาณ  $R_L/R_E$

#### 2.4.5 ตัวอย่างการออกแบบ

สมมติว่าวงจรในรูปที่ 2.10 ใช้เป็นเครื่องขยายสัญญาณภาคเดียว โดยต้องการให้สัญญาณออกที่เครื่องขยายสูงสุด มีค่าเป็น 3 โวลต์ จากขอคคลื่นสูงสุดถึงขอคคลื่นต่ำสุด ( $3V_{p-p}$ ) นอกจากนี้สิ่งที่ต้องการสำหรับวงจรยังมีอีกคือ ความต้านทานเอาต์พุต 2 กิโลโอห์ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความต้านทานอินพุต 1 กิโลโอห์ม

สัญญาณเข้า 0.3 โวลต์

ความถี่ต่ำสุดที่วงจรสามารถขยายได้ 30 kHz.

ความถี่สูงสุดที่วงจรสามารถขยายได้ไม่เกิน 100 kHz.

โดยมีความเพี้ยนน้อยที่สุด นั้นหมายถึงการเกิดการขับแรงดันจนถึงภาคอิมิตัวและคัทออฟนั่นเอง แรงดันไฟเลี้ยงไบแอส  $V_{cc}$  เป็นเท่าใดก็ได้

#### 2.4.5.1 ลำดับขั้นการออกแบบ

หาค่าแรงดันของแหล่งจ่ายไฟเลี้ยง ( $+V_{cc}$ ) และกำหนดจุดทำงานของทรานซิสเตอร์

สัญญาณเอาต์พุตมีขนาด  $3V_{p-p}$  อาจทำได้โดยการใช้ไฟเลี้ยงไบแอสเป็น 2 หรือ 3 เท่าของแรงดันสัญญาณนั้นคือ เรามีโอกาสเลือกแรงดันไฟเลี้ยงเป็น 6 หรือ 9 โวลต์ ถ้าใช้ 9 โวลต์ โอกาสที่เพี้ยนจะน้อยกว่าจึงเลือกใช้แรงดันไฟเลี้ยง 9 โวลต์ แรงดันไบแอสที่คอลเลกเตอร์ขณะที่ ยังไม่มีสัญญาณเข้าควรเป็น  $V_{cc}/2$  นั่นคือ 4.5 โวลต์

#### 2.4.5.2 หาค่าตัวต้านทาน $R_I$ และกระแสคอลเลกเตอร์ ( $I_C$ )

เป็นตัวกำหนดค่าความต้านทานเอาต์พุต จะเลือก  $R_L = 2$  กิโลโอห์ม เพื่อให้ได้จุดมุ่งหมายตามต้องการเมื่อมีแรงดันที่คอลเลกเตอร์ 4.5 โวลต์ จะต่อคร่อมตัวต้านทาน  $R_L$  นั่นคือจะมีแรงดัน  $9 - 4.5 = 4.5$  โวลต์ จะต่อคร่อมตัวต้านทาน  $R_L$  ดังนั้นกระแสที่ไหลผ่าน  $R_L$  คือ  $I_C = 4.5/2 \times 10^3 = 2.25$  มิลลิแอมแปร์

#### 2.4.5.3 หาค่าตัวต้านทาน $R_E$ กระแส $I_E$ และแรงดันคร่อมตัวต้านทาน ( $R_L$ )

เพื่อให้อัตราขยายแรงดันเป็น 10 เท่าเราควรเลือก  $R_E$  ให้เป็น  $1/10$  ของ  $R_L$  หรือ  $R_E = 200$  โอห์ม ในการทดลองพบว่าอัตราขยายแรงดันต่ำกว่า 10 เราควรเพิ่มอัตราขยายได้โดยการลดลง เช่นเป็น 180 โอห์ม เป็นต้น

กระแสที่ไหลผ่านตัวต้านทาน  $R_E$  จะเท่ากับกระแสคอลเลกเตอร์  $I_C$  คือ 2.25 มิลลิแอมแปร์รวมกับกระแสเบส สมมติว่าทรานซิสเตอร์มี  $\beta = 100$  นั่นคือกระแสเบสจะมีค่า  $I_C/\beta = \beta$  หรือ  $I_b = 2.25/100$  หรือ 0.0225 มิลลิแอมแปร์กระแสที่ไหลผ่าน ทั้งหมดจึงควรเป็น  $2.25 + 0.0225 = 2.2725$  มิลลิแอมแปร์ ทำให้เกิดแรงดันคร่อม ประมาณ 0.4515 โวลต์ หรือประมาณ 0.45 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 2.4.5.4 การหาความต้านทานอินพุตและกระแสอินพุต

ค่าตัวต้านทาน  $R_B$  ควรประมาณเท่ากับความต้านทานอินพุต คือ ประมาณ 1 กิโลโอห์ม นั่นคือ  $R_B/R_E$  มีค่าประมาณ  $1000/200 = 5$  ซึ่งเป็นกรณีที่ให้เสถียรภาพกับวงจรดีที่สุด แรงดันที่เบสจะสูงกว่าที่อิมิตเตอร์ประมาณ 0.6 โวลต์ ดังนั้นแรงดันคร่อม  $R_B$  จะมีค่าประมาณ  $0.45 + 0.6 = 1.05$  โวลต์ กระแสไหลผ่าน  $R_B$  จึงคำนวณได้จาก  $1000/1.05 = 0.925$  mA

#### 2.4.5.5 การหาค่า $R_A$

ค่าตัวต้านทาน  $R_A$  เป็นตัวจ่ายกระแสไบแอสให้กับเบสของทรานซิสเตอร์ ซึ่งกระแสทั้งหมดมีค่าประมาณ  $0.925 + 0.0226 = 0.9745$  mA

#### 2.4.5.6 การหาค่าตัวเก็บประจุเชื่อมต่อและตัวเก็บประจุบายพาส

ทั้งนี้  $C_1$  และ  $C_2$  จะไม่เป็นตัวกีดกันความถี่สูง จึงไม่มีผลต่อความถี่ในย่าน 100 kHz. แต่จะมีผลในย่านความถี่ต่ำสุด ความถี่ต่ำสุดที่วงจรยังทำงานได้คือ 30 Hz. ดังนั้นค่า  $C$  สามารถคำนวณหาได้จาก

$$\begin{aligned} C_1 &= 1/3.2fR_B \\ &= 1/3.2*30*1000 \\ &= 10 \mu F \end{aligned}$$

ผลของการใส่ค่า  $C_1 = 10 \mu F$  จะทำให้ที่ความถี่ 30 kHz. อัตราขยายแรงดันของวงจรจะลดลงจากค่าสูงสุดประมาณ 10% (1db) ถ้ายอมให้อัตราขยายแรงดันตกมากกว่านี้อาจใช้  $C_1$  มีค่าน้อยกว่านี้ได้สำหรับ  $C_2$  ก็ทำได้เช่นกัน

## 2.5 หลักการโดยทั่วไปของการสังเคราะห์ความถี่

### 2.5.1 ระบบสังเคราะห์ความถี่

เครื่องรับส่งวิทยุในปัจจุบันส่วนใหญ่นิยมใช้วิธีสังเคราะห์ความถี่แบบทั้งนี้วงจรที่ทำหน้าที่สังเคราะห์ความถี่เรียกว่า Synthesizer ซึ่งแปลว่า สังเคราะห์ ด้วยวิธีสังเคราะห์ความถี่นี้ ทำให้เครื่องส่งและเครื่องรับวิทยุมีการพัฒนาขีดความสามารถโปรแกรมความถี่ใช้งานได้ทำให้เกิดความคล่องตัวในวงการสื่อสารเป็นอย่างมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.5.1.1 วิธีสังเคราะห์ความถี่

วงจรสังเคราะห์ความถี่ คือ วงจรที่ทำหน้าที่ผลิตสัญญาณความถี่ขนาดพอเหมาะ และมีขนาดความถี่ตามต้องการ การโปรแกรมสามารถทำได้โดยการตั้งสวิตช์หรือปุ่ม แต่ในปัจจุบันนิยมใช้วิธีสังเคราะห์ด้วย Computer

ช่วงความถี่ใช้งานของวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่เปลี่ยนไปเรียกว่า ริโซลูชัน

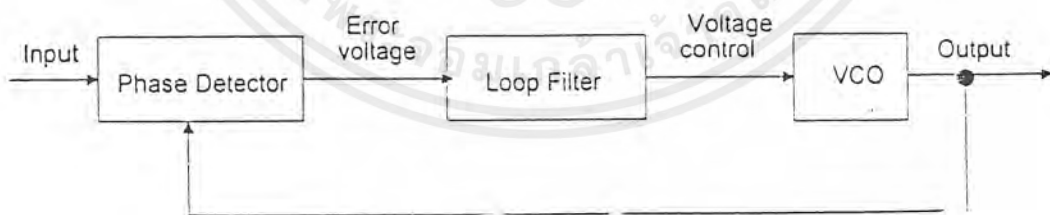
วิธีการสังเคราะห์ความถี่แบ่งออกได้เป็น 2 วิธี คือ

1. วิธีสังเคราะห์โดยตรง (Direct Synthesis) ซึ่งต้องใช้ความถี่หลาย ๆ ค่ามาผสมกัน เพื่อให้ได้ความถี่ที่ต้องการ โดยปกติใช้ X-tal หลายชุด

2. วิธีสังเคราะห์โดยทางอ้อม (Indirect Synthesis) วิธีการนี้อาศัยหลักการของเฟสล็อกลูป (Phase Locked Loop) โดยการกำเนิดสัญญาณจากวงจรรอสซิลเลเตอร์ ซึ่งควบคุมความถี่โดยปรับแรงดันที่เรียกว่า VCO สัญญาณจาก VCO จะถูกป้อนกลับมาเปรียบเทียบกับความถี่อ้างอิง จากนั้นนำความถี่ที่คลาดเคลื่อนแปลงเป็นแรงดัน ไปทำการควบคุมการผลิตความถี่ของ VCO อีกครั้งหนึ่ง

### 2.5.1.2 เฟสล็อกลูป (Phase Locked Loop) หรือเขียนย่อว่า PLL

เฟสล็อกลูปเป็นระบบป้อนกลับที่บังคับให้วงจรรอสซิลเลเตอร์มีความถี่หรือเฟสเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่หรือเฟสของสัญญาณอ้างอิงภายนอก เฟสล็อกลูปประกอบด้วย ภาคสำคัญ 3 ภาค คือ เฟสดีเทคเตอร์ (Phase Detector) ลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter) และภาค VCO ดังรูป



รูปที่ 2.11 แสดงแผนผังเบื้องต้นของเฟสล็อกลูป

สมมุติว่ามีสัญญาณความถี่อ้างอิงภายนอกเป็นสัญญาณรายคาบ(Periodic)เข้ามาที่อินพุต ภาคเทียบเฟสทำหน้าที่เปรียบเทียบเฟสระหว่างสัญญาณอ้างอิง

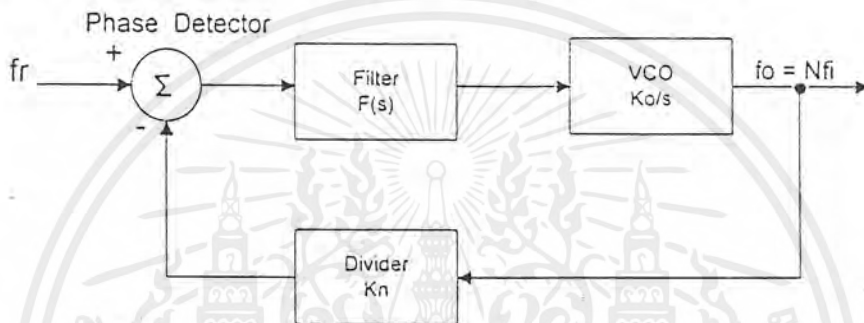
### 2.5.1.3 การใช้เฟสล็อกลูปในการสังเคราะห์ความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การสังเคราะห์ความถี่มีอยู่หลายรูปแบบตัวอย่างที่จะกล่าวดังต่อไปนี้เป็นการสังเคราะห์ความถี่ซึ่งมีการกำหนดความถี่แต่ละขั้นมีค่าเท่ากับความถี่อ้างอิง ( $f_r$ )

#### 2.5.1.3.1 การสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกแบบโดยตรง

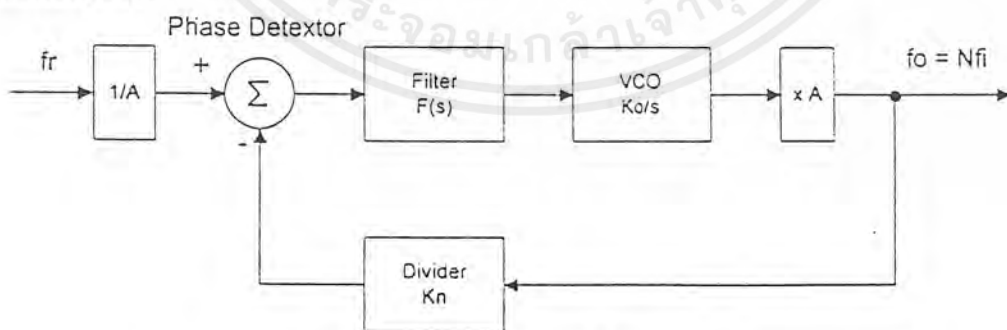
วิธีการสังเคราะห์แบบนี้ใช้เฟสล็อกแบบโดยตรงนับว่าเป็นวิธีการที่ง่าย โดยความถี่เอาต์พุตมีค่าเป็น  $N$  เท่าของความถี่อ้างอิง ดังรูปที่ 2.12 ในที่นี้ VCO ต้องสามารถทำงานได้ตลอดย่านความถี่เอาต์พุต ซึ่งอาจขึ้นไปถึง 200MHz อย่างไรก็ตามก็ถึงวงจรที่ทำหน้าที่โปรแกรมเป็นตัวหาร  $N$  นั้นมีราคาแพง เราจึงจำเป็นต้องปรับปรุงวิธีการสังเคราะห์ความถี่เป็นแบบอื่น



รูปที่ 2.12 แสดงการสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกแบบโดยตรง

#### 2.5.1.3.2 การสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกแบบคูณความถี่

รูปที่ 2.13 เราจะหารความถี่อ้างอิงลง  $A$  เท่าก่อนที่จะป้อนให้แก่วงจรเฟสล็อกเตอร์และเอาต์พุตจาก VCO ก็คูณความถี่ขึ้นไป  $A$  เท่า วิธีนี้ช่วยลดความถี่การทำงานของวงจรหาร  $N$  ลงแต่ก็ทำให้การตอบสนองต่อการเปลี่ยนความถี่ของเฟสล็อกช้าลงเนื่องจากความถี่ที่ใช้ในการเทียบเฟสต่ำลง



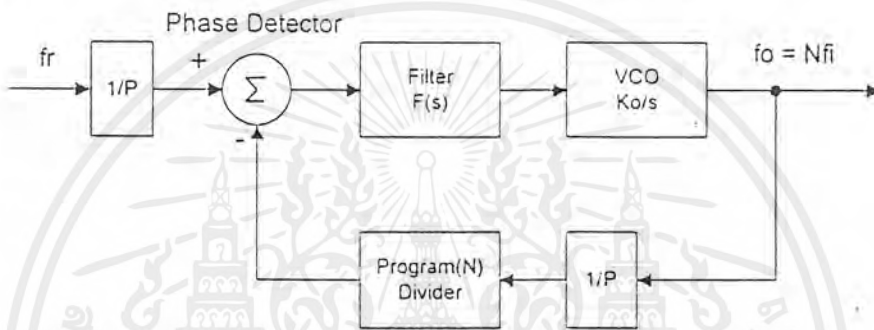
รูปที่ 2.13 แสดงการสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกแบบคูณความถี่

#### 2.5.1.3.4 การสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกแบบพรี สเกลเลอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เฟสล็อกูปในรูปที่ 2.14 ใช้วิธีการความถี่อ้างอิงลง  $P$  เท่าก่อนที่จะป้อนแอมป์เฟสดีเทคเตอร์และใช้วิธีคูณความถี่ขึ้นไป  $P$  เท่าภายในรูปแทนที่จะคูณความถี่ภายนอก รูปดังเช่น เฟสล็อกูปแบบคูณความถี่วงจร VCO ในกรณีนี้ต้องทำงานขึ้นไปถึงความถี่ที่ใช้งานโดยไม่ต้องมีวงจรถวีคูณ (Multiplier)

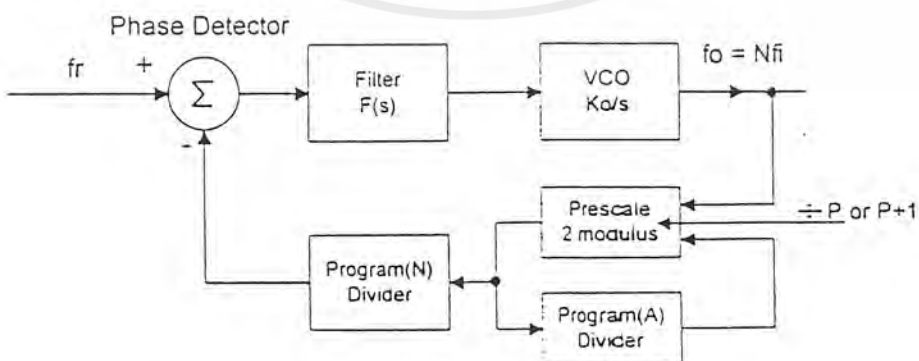
วงจรมหาร  $P$  เป็นชุดวงจรฟลิปฟลอปธรรมดาซึ่งตัวหารกำหนดไว้ตายตัวและสามารถทำงานที่ความถี่สูงได้ เราเรียกวงจรนี้ว่าวงจรพรีสเกลเลอร์ ส่วนวงจรมหาร  $N$  ซึ่งโปรแกรมตัวหารได้นั้นทำงานที่ความถี่ต่ำลงเช่นเดียวกับเฟสล็อกูป โดยทั้งค่า  $P$  และ  $N$  มีค่าเป็นจำนวนเต็มบวกในรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.14 แสดงการสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกูปแบบพรีสเกลเลอร์

#### 2.5.1.3.5 การสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกูปแบบพรีสเกลสองโมดูลัส (Dual Modulus Prescaler)

เฟสล็อกูปในรูปที่ 2.15 ใช้พรีสเกลเลอร์เช่นเดียวกันกับในรูปที่ 2.14 เว้นแต่วงจรพรีสเกลเลอร์นี้ไม่ใช่เป็นวงจรมหารค่าตายตัว  $P$  แต่เป็นวงจรมหารเปลี่ยนค่าได้ระหว่าง  $P$  กับ  $P+1$  เราเรียกพรีสเกลเลอร์สองโมดูลัส (เลือกตัวหาร  $P$  ก็ได้ หรือจะเลือก  $P+1$  ก็ได้) วงจรมหารซึ่งโปรแกรมตัวหารได้นั้นทำงานที่ความถี่ต่ำลง

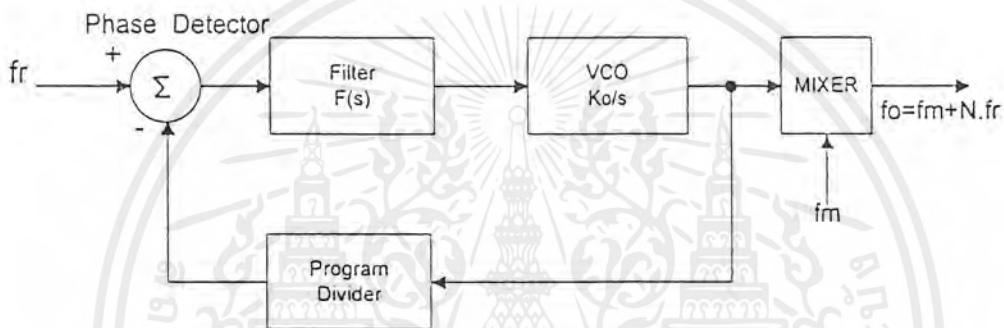


รูปที่ 2.15 แสดงการสังเคราะห์ความถี่ด้วยพรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.5.1.3.6 การสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกแบบมิกซิงนอก-loop

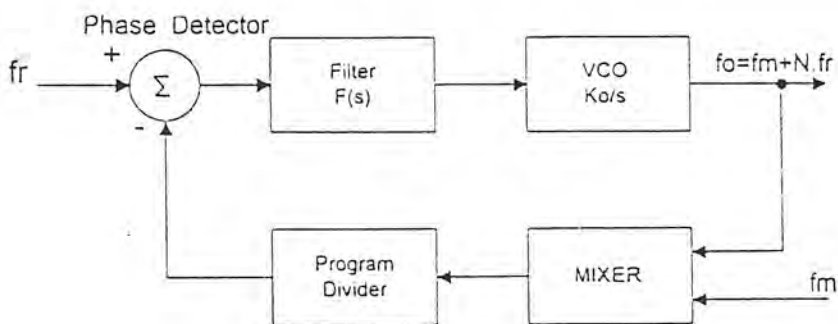
เฟสล็อกในรูปแบบที่ 2.16 อาศัยความถี่หรือเพื่อผสม (Mixer) กับความถี่ VCO ให้เอาต์พุตของเฟสล็อกมีความถี่สูงขึ้นในที่นี้เราปรับชั้นความถี่ได้แต่ละชั้นเท่ากับความถี่อ้างอิง เท่ากับผลรวมของความถี่เดิมผสมกับความถี่จาก VCO



รูปที่ 2.16 แสดงการสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกแบบมิกซิงนอก-loop

### 2.5.1.3.7 การสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกแบบมิกซิงใน-loop

จากรูป 2.17 เป็นการมิกอีกแบบหนึ่งซึ่งนำการผสมมาใช้ในรูปสัญญาณจาก VCO และความถี่ที่ได้จากการมิก ( $f_m$ ) จะบีบ (beam) กันได้ความถี่ต่ำลงแล้วจึงป้อนเข้าสู่วงจรมอดูเลชัน N ความถี่เอาต์พุตที่ได้เท่ากับผลรวมของความถี่ที่นำมาผสมกับความถี่ VCO



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### รูปที่ 2.17 แสดงการสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกแบบมิกซิงในรูป

#### 2.5.1.4 คุณสมบัติของวงจรสังเคราะห์ความถี่

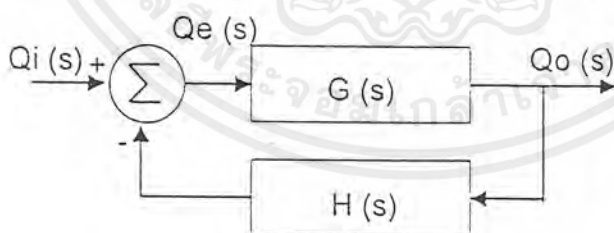
นอกจากวงจรสังเคราะห์ความถี่จะต้องมีคุณสมบัติเกี่ยวกับช่วงความถี่ (Frequency) ที่จะต้องผลิตและโซลูชันระหว่างขั้นแล้ว คุณสมบัติอื่นๆ ของวงจรสังเคราะห์ความถี่ก็มีความสำคัญสำหรับเครื่องรับ – ส่ง วิทยุอีกด้วย

โดยปกติ วงจรสังเคราะห์ความถี่จะสามารถกำเนิดสัญญาณเพียงอย่างเดียวแต่เลือกความถี่ได้หลายค่าและความละเอียดของความถี่ขึ้นอยู่กับรีโซลูชัน ในขณะที่เราเปลี่ยนค่าความถี่วงจรสังเคราะห์จะต้องล็อกความถี่ได้ในเวลาอันรวดเร็ว นั่นคือช่วงเวลาล็อก (Lock up time)

วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ดีจะต้องผลิตสัญญาณเพียงความถี่เดียว ปราศจากความถี่แปลกปลอมต่างๆ คุณสมบัตินี้เรียกว่าความบริสุทธิ์ของสเปกตรัม (Spectrum) ค่าของฮาโมนิก และสิ่งแปลกปลอม (Spurious) จะต้องถูกกำจัดให้เหลือน้อยที่สุด

ความเที่ยงตรง (Accuracy) และเสถียรภาพ (Stability) ทางความถี่ของวงจรสังเคราะห์ความถี่ขึ้นอยู่กับสัญญาณอ้างอิงซึ่งโดยทั่วไปจะใช้แร่ X-tal ดังนั้นวงจรสังเคราะห์ความถี่จะมีเสถียรภาพหรือไม่ขึ้นอยู่กับ X-tal Oscillator

#### 2.5.2 การวิเคราะห์เฟสล็อกลูป



รูปที่ 2.18 ระบบป้อนกลับ

$\theta_i(s)$  = Phase input

$\theta_e(s)$  = Phase error

$\theta_o(s)$  = Output Phase

$G(s)$  = Forward gain

$H(s)$  = Feedback gain

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักสำคัญในการออกแบบ PLL หลักสำคัญจะอยู่ที่การใช้เทคนิคของ Laplace Transform

### 2.5.2.1 คำจำกัดความในค่าต่าง ๆ

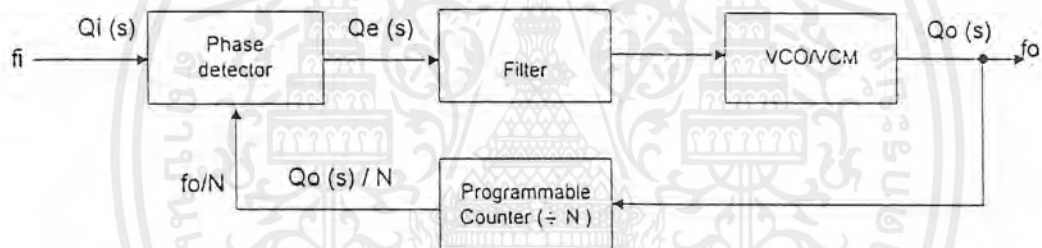
เราสามารถนำ Laplace Transform วิเคราะห์หาค่าการตอบสนองของระบบ  $F(t)$  ในรูปสมการเชิงซ้อน  $F(s)$  โดยการตอบสนองของระบบจะมีทั้งช่วงที่เป็น Transient (ช่วงสวิง) และช่วงสภาวะคงตัว (Steady State) โดยที่ Laplace Transform จะใช้กับช่วงเวลาที่แน่นอน ซึ่ง PLL จะถือกฎเกณฑ์ได้ทั้ง Linear และ Non Linear ดังรูป

เราสามารถวิเคราะห์ความสัมพันธ์ได้เป็น

$$\Theta_e(s) = 1/\{1+G(s)H(s)\} * \Theta_i(s) \quad \dots\dots\dots(1)$$

$$\Theta_o(s) = G(s)/\{1+G(s)H(s)\} * \Theta_i(s) \quad \dots\dots\dots(2)$$

ค่า Parameter ต่าง ๆ ที่มีความสัมพันธ์กับ PLL แสดงในรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.19 Phase Lock Loop

เฟสดีเทคเตอร์จะทำการสร้างแรงดันไฟฟ้า โดยอาศัยความแตกต่างระหว่างเฟสของสัญญาณอินพุต  $\Theta_i(s)$  และสัญญาณเอาต์พุตที่ผ่านการหารความถี่  $\Theta_o(s)/N$  ซึ่งแรงดันไฟฟ้าที่ได้นี้จะนำไปควบคุม VCO หรือ VCM โดยอาศัยอินพุตโวลต์ตรงเป็นตัวเปลี่ยนแปลงความถี่และความถี่ที่ได้คือ

$$f_o = N \cdot f_i$$

ใน Forward Path จะประกอบด้วย เฟสดีเทคเตอร์ ฟิลเตอร์ และ VCO หรือ VCM ส่วนใน Feedback Path จะประกอบด้วยโปรแกรมหารความถี่ ถ้าเราทำการปรับอัตราขยายใน Feedback Path ให้มีค่าเป็น หนึ่ง ( $N=1$ ) ความถี่เอาต์พุตจะเท่ากับความถี่อินพุต

ค่าผิดพลาด (Error Constants)

$\Theta_e(s)$  คือค่าผิดพลาดของเฟสระหว่างสัญญาณอินพุต  $\Theta_i(s)$  กับสัญญาณ Feedback

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$\theta_o(s)/N$  เราจะนำ  $\theta_e(s)$  มาทำการวิเคราะห์หาค่า Steady state Transient โดยใช้ Laplace Transform ทำการวิเคราะห์หาค่าผิดพลาดของระบบจาก

$$\lim \{\theta_e(t)\} = \lim \{S_o(s)\}$$

เมื่อ

$$\theta_e(s) = 1/\{1+G(s)H(s)\} * \theta_I(s)$$

และสัญญาณ input  $\theta_I(s)$  เป็น Step function

$$\theta_I(t) = C_p \quad ; \quad t > 0$$

$$\theta_I(s) = C_p / s \quad \dots\dots\dots(3)$$

เมื่อ  $C_p$  คือขนาดของสัญญาณ Step function

และที่สัญญาณอินพุตเป็น Ramp Function หรือเรียกอีกแบบว่า Step Velocity

$$\theta_I(t) = C_v * t ; t > 0$$

$$\theta_I(s) = C_v / s^2 \quad \dots\dots\dots(4)$$

เมื่อ  $C_v$  คือขนาดของอัตราส่วนของการเปลี่ยนมุมเฟสในหน่วยเรเดียนต่อวินาที ซึ่งก็คือความแตกต่างระหว่างความถี่อินพุตกับความถี่จาก VCO ดังนั้น  $C_v$  คือค่าความแตกต่างของความถี่ต่อวินาทีที่เฟสดีเทกเตอร์

และที่สัญญาณอินพุตเป็น Parabolic Function หรือ Step Acceleration

$$\theta_I(t) = C_a * t^2 \quad ; \quad t > 0$$

$$\theta_I(s) = 2C_a / s^3 \quad \dots\dots\dots(5)$$

เมื่อ  $C_a$  คือขนาดของอัตราส่วนความถี่ที่เปลี่ยนแปลงในหน่วยเรเดียนต่อวินาที<sup>2</sup>

พิจารณา Loop  $G(s)H(s)$

$$\text{Type 1. } G(s)H(s) = K/S (S+a)$$

$$\text{Type 2. } G(s)H(s) = K(S+a) / S^2$$

$$\text{Type 3. } G(s)H(s) = K(S+a) (S+a) / S^3$$

ค่า Final Value ของ Phase error สำหรับแบบที่ 1. (Type 1.) โดยป้อน Step position ที่

อินพุตได้  $\theta_I(s) = C_p/S$  จะได้

$$\theta_e(s) = [1/\{1+K/s (S+a)\}] [C_p / s]$$

$$= (S+a) C_p / (S^2 + aS + K)$$

$$\theta_e(t) \rightarrow \alpha = \lim S \theta_e(s)$$

$$= \lim S(S+a) C_p / (S^2 + aS + K)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= 0$$

จะเห็นได้ว่าที่ Steady State เฟสเออร์เรอร์จะไม่มี ( $\theta = 0$ )

แต่ถ้าสัญญาณอินพุตเป็น Steady Velocity

$$\theta_I(s) = Cv/S^2$$

$$\theta_e(s) = [1/ \{1+K/S (S+a)\}] [Cv / S^2]$$

$$\theta_e(s) = (S+a) Cv/S (S^2 +aS + K)$$

$$\begin{aligned} \theta_e(t \rightarrow \infty) &= \lim_{s \rightarrow 0} s (S+a) Cv/S (S^2 +aS + K) \\ &= aCv/K = \text{ค่าคงที่} \end{aligned}$$

และถ้าสัญญาณอินพุตเป็น Step Acceleration

$$\theta_I(s) = 2Ca / S \dots\dots\dots(6)$$

$$\theta_e(s) = 2 (S+A) Ca/[S +aS + K] \dots\dots\dots(7)$$

$$\begin{aligned} \theta_e(t \rightarrow \infty) &= \lim_{s \rightarrow 0} s^2 2(S+a) Ca/ [S +aS + K] \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} 2(S + a) Ca/[S (S + aS + K)] \\ &\cong \infty \end{aligned}$$

ดังจะสรุปได้ดังตาราง

อินพุต	TYPE 1	TYPE 2	TYPE 3
Step Position	0	0	0
Step Velocity	Constant	0	0
Step Acceleration	$\alpha$	Constant	0

ตารางที่ 3 Steady State Error for Various System Type

ที่ค่าผิดพลาดเฟสเป็นศูนย์ จะแสดงให้เห็นว่าสัญญาณอินพุตทั้งสองของเฟสดีเทคเตอร์มีเฟสสัมพันธ์กันจะทำให้เฟสล็อก

ที่ค่าผิดพลาดเฟสเป็นค่าคงที่ (Constant) ที่จะแสดงให้เห็นว่าเกิดความแตกต่างทางเฟสระหว่างอินพุตทั้งสองของ Phase Detector แต่เฟสยังล๊อคอยู่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ค่าผิดพลาดทางเฟสมีค่ามากขึ้นเรื่อย ๆ (Continually increasing  $\theta_e (t \rightarrow \infty)$ ) จะแสดงให้เห็นว่าเฟสจะเปลี่ยนแปลงตามเวลาเสมอ ดังนั้นระบบจึงไม่ล็อก

### 2.5.3 วงจรเฟสดีเทคเตอร์

เฟสดีเทคเตอร์ (Phase Detector) เป็นส่วนหนึ่งของเฟสล็อกคูป ซึ่งเป็นตัวทำหน้าที่ทำให้เกิดแรงดัน อนุลอกหรือดิจิตอลที่เอาต์พุตของตัวมัน ซึ่งค่าแรงดันที่ปรากฏออกมาจะเป็นอัตราแปรผันตามความต่างเฟสของสัญญาณอินพุต 2 สัญญาณที่เข้ามาในเฟสดีเทคเตอร์ลักษณะของวงจรเฟสดีเทคเตอร์สามารถแบ่งการทำงานออกเป็น 2 แบบคือ

#### 1. อนุลอกเฟสดีเทคเตอร์ (Analog Phase Detector)

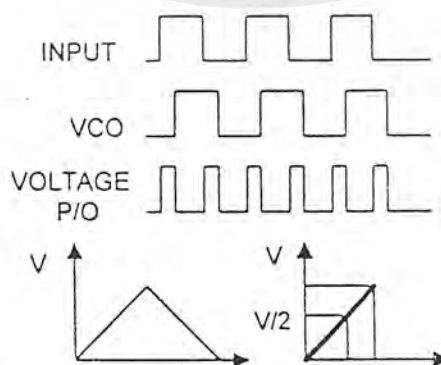
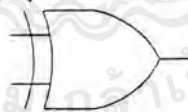
เอาต์พุตจะแปรผันตามขนาดของสัญญาณอินพุต วงจรที่ทำหน้าที่ได้แก่ บาลานซ์มิกเซอร์ (Balance Mixer) และแซมปลิงดีเทคเตอร์ (Sampling Detector) เป็นการกำหนดโดยให้สัญญาณอ้างอิง  $\pi$  เป็นสัญญาณพัลส์ ซึ่งมีคาบเวลาคงที่ ไปทำการคูณสัญญาณอินพุตด้วยช่วงเวลาสั้น ๆ โดยที่เอาต์พุตจะเป็นอัตราส่วน โดยตรงกัน

#### 2. เอกคลูซีฟออร์เฟสดีเทคเตอร์ (Exclusive Or Phase Detector)

เราสามารถนำเอาเอกคลูซีฟออร์เกตมาทำเป็นเฟสดีเทคเตอร์ได้ โดยที่เอาต์พุตเป็น “1” ก็ต่อเมื่อสัญญาณอินพุตมีเฟสต่างกันและลอจิกเป็น “0” เมื่ออินพุตทั้งสองมีเฟสเหมือนกัน แรงดันเฉลี่ยที่เอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์จะเป็นตามสมการ

$$V_{o_{dc}} = V_p + D$$

โดยที่  $V_p$  = แรงเคลื่อนสูงสุดของลอจิก “1”



รูปที่ 2.20

a. แสดงสัญลักษณ์ของเอกคลูซีฟออร์เฟสดีเทคเตอร์

b. แสดงแรงดันเอาต์พุตที่สัมพันธ์กันระหว่างอินพุตทั้งสองที่เข้ามา

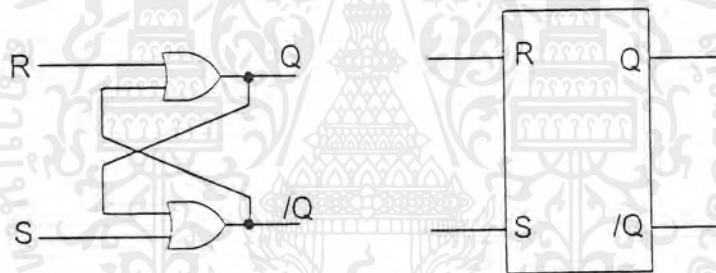
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### c. แสดงคุณสมบัติอินพุตเอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์

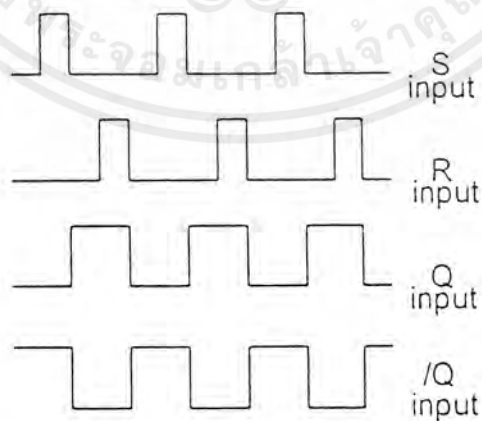
จากคุณสมบัติอินพุตเอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์ชนิดนี้ จะเห็นว่าสามารถใช้ได้ใน ช่วงต่างเฟสระหว่าง  $0 - \pi$  โดยที่สัญญาณอินพุตจำเป็นต้องมีค่า คิวต์ไซเคิลเท่ากับ 50 เปอร์เซ็นต์ และเอาต์พุตที่ได้จะมีความถี่เป็น 2 เท่าของความถี่อินพุต ส่วนค่าของคอนเวอร์ชัน เกนเท่ากับ  $V_{DD}/2\pi$

#### 2.1 เอก-ทริกเกอร์ เฟสดีเทคเตอร์หรือฟลิปฟลอปดีเทคเตอร์ (Edge – Triggered Phase Detector)

เป็นเฟสดีเทคเตอร์อีกชนิดหนึ่งที่ใช้ฟลิปฟลอปเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันเอาต์พุตที่มี อัตราแปรผันกับ สัญญาณอินพุตทั้ง 2 ที่เข้ามา ดังแสดงในรูป 2.21

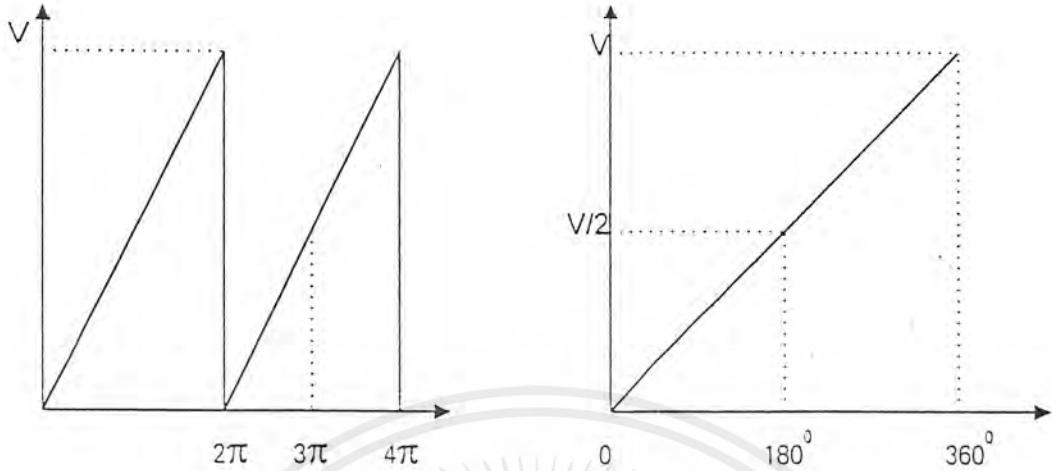


รูป 2.21 แสดง R-S F/F เฟสดีเทคเตอร์



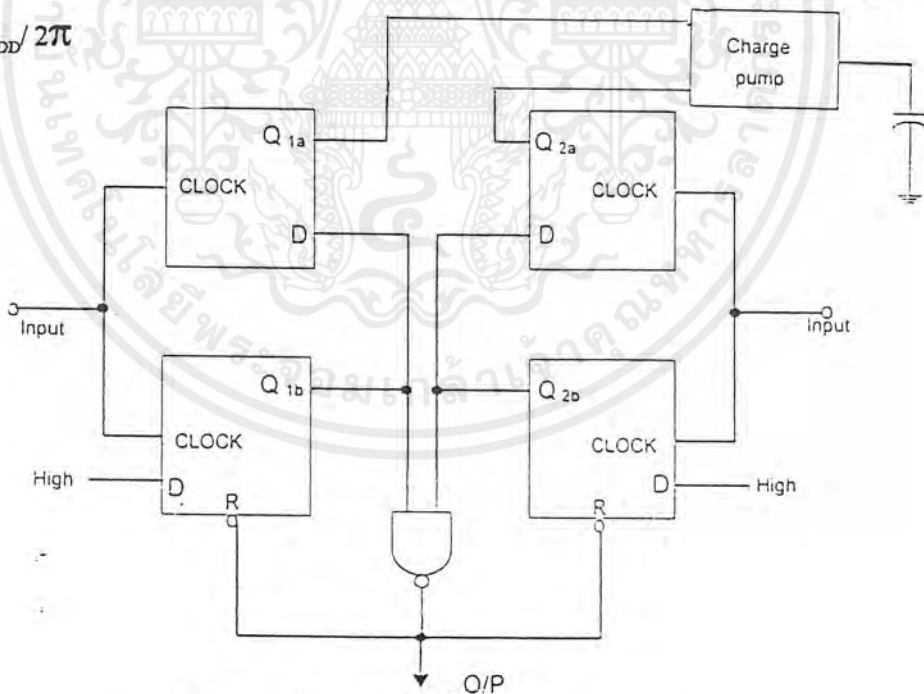
รูปที่ 2.22 แสดงสัญญาณอินพุตเอาต์พุตของ R-S F/F เฟสดีเทคเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.23 แสดงคุณสมบัติอินพุตเอาต์พุตของ F/F เฟสดีเทคเตอร์

จากรูปจะเห็นได้ว่าวงจรเฟสดีเทคเตอร์ที่ใช้ทริกด้วยขอบสัญญาณพัลส์ สามารถใช้ความต่างเฟสได้ตั้งแต่  $0 - 2\pi$  (เป็น 2 เท่าของเอคคลูซีฟออร์) และความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต จะเท่ากับอินพุตพัลส์แต่ละลูกซึ่งไม่จำเป็นต้องมีค่าควิตซ์ไซเคิลเท่ากับ 50% ส่วนคอนเวอร์ชันแกนมีค่าเท่ากับ  $V_{DD}/2\pi$



รูปที่ 2.24 เฟสดีเทคเตอร์ที่สร้างจาก D-Flip Flop

### 3. เฟส - ฟรีควเอนซีดีเทคเตอร์ (Phase - Frequency Detector)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นได้ว่าเฟสดีเทคเตอร์แบบเอกคลูซีฟออร์และแบบฟลิปฟลอปจะเป็นวงจรที่ทำหน้าที่ เป็นเฟสดีเทคเตอร์ได้ แต่มีข้อจำกัดอยู่ในตัวเองคือจำเป็นต้องมีการฟิลเตอร์สัญญาณเอาต์พุตที่ดี เพื่อจะแยกค่าเฉลี่ยของแรงดันดิซีที่ที่ต้องการ และเมื่อนำไปใช้ในวงจรเฟสล็อกแล้ว จะให้ผลตอบสนองช้า เมื่ออินพุตมีความถี่ที่ต่างกันมาก จึงได้มีการพัฒนาเป็นวงจรเฟส-ฟรีคววนซีดีเทคเตอร์เพื่อแก้ไขข้อบกพร่องดังกล่าว

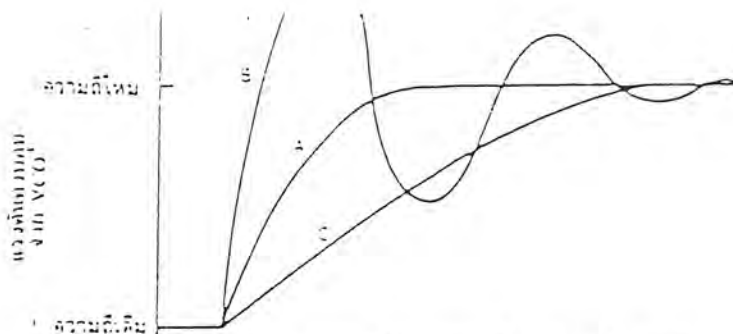
วงจรเฟส-ฟรีคววนซีดีเทคเตอร์จะนิยมใช้กับวงจรเฟสล็อกที่ต้องการ การตอบสนองในย่านกว้าง เช่นในวงจรสังเคราะห์ความถี่ (Frequency Synthesizer) หรือวงจรควบคุมความเร็วของมอเตอร์ เป็นต้น

#### 2.5.4 ลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)

ลูปฟิลเตอร์เป็นส่วนสำคัญอีกส่วนหนึ่งในระบบเฟสล็อกลูป หน้าที่ของวงจรมีได้แก่ การควบคุมการล็อกแคลเจอร์ แบนด์วิดธ์และการตอบสนองค่าทรานเซียนของลูป สำหรับลูปฟิลเตอร์ในที่นี้ก็คือ วงจรชนิดโลพาสธรรมดา ทำหน้าที่กรองเอาเฉพาะสัญญาณความถี่ต่ำมาควบคุมความถี่ของ VCO ลูปฟิลเตอร์ เป็นตัวกำหนดคุณสมบัติการเปลี่ยนแปลงก่อนเข้าสู่ภาวะล็อกที่เรียกว่าคุณสมบัติชั่วคราว (Transient) ถ้าเลือกอัตราการขยายลูป (Loop Gain) และค่าคงตัวของลูป (Loop Time Constant) ไม่เหมาะสม ความถี่ของเฟสล็อกลูปจะไม่ล็อกและจะเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา

ดังนั้น ค่าคงตัวของลูปฟิลเตอร์จะต้องไม่มากเกินไป เพื่อว่าทุกครั้งที่เปลี่ยนความถี่เฟสล็อกลูปจะล็อกได้เร็ว โดยไม่มีการสะบัด (Over Shoot) หรือใช้เวลาเปลี่ยนความถี่อย่างรวดเร็ว แต่ค่าคงตัวของลูปฟิลเตอร์ก็ไม่ควรจะน้อยเกินไปจนกระทั่งความถี่สั่นหรือไม่นิ่ง (Jetter) จากรูปที่ 2.25 ซึ่งแสดงการเปลี่ยนความถี่ของ VCO จะเห็นว่าจากเส้นทางการเปลี่ยนแปลงแรงดันมี 3 เส้นทาง เส้นทาง A เป็นเส้นทางคริติคอลลแอมป์ (Critical Damp) ใช้เวลาในการเปลี่ยนความถี่ใหม่น้อยที่สุด เส้นทาง B เรียกว่าเส้นทางอันเดอร์แอมป์ (Under Damp) มีการสะบัดเนื่องจากโอเวอร์ชูต เส้นทาง C เป็นเส้นทางโอเวอร์แอมป์ (Over Damp) ไม่มีโอเวอร์ชูตแต่เวลาที่ใช้ในการเข้าสู่ความถี่ใหม่จะช้า

ดังนั้นจะเห็นว่า เส้นทาง A เป็นเส้นทางที่ดีที่สุดในการออกแบบ ค่าคงตัวของวงจรถูกฟิลเตอร์เพราะใช้เวลาเปลี่ยนความถี่เร็วและไม่มีโอเวอร์ชูต



รูปที่ 2.25 คุณสมบัติในการเปลี่ยนความถี่ของเฟสล็อกกลูป

หน้าที่ของโลพาสฟิลเตอร์ในเฟสล็อกกลูปมีหน้าที่ใหญ่ ๆ อยู่ 2 ประการ คือ

1. ลดค่าความคลาดเคลื่อนที่เป็นความถี่สูงที่ออกจากวงจรเปรียบเทียบเฟส (Phase Comparator) โดยใช้คุณสมบัติการกำจัดสัญญาณรบกวนและเป็นตัวทำให้เกิดค่าแรงดันเฉลี่ย (Average Voltage) เพื่อนำไปควบคุมวงจร VCO

2. ทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของกลูป ซึ่งขึ้นอยู่กับเงื่อนไข ดังนี้

2.1 แคปเจอร์และล็อกเรนจ์

2.2 แบนด์วิธ

2.3 การตอบสนองต่อทรานเซียน

เนื่องจากโลพาสฟิลเตอร์ลดค่าแรงดันคลาดเคลื่อนของความถี่ระหว่างกลูปแล้วยังเป็นตัวควบคุมการแคปเจอร์โดยตรงและคุณสมบัติต่อผลตอบสนองชั่วขณะของเฟสล็อกกลูป การลดช่วงกว้างของฟิลเตอร์ จะส่งผลไปยังการทำงานของระบบคือ

1. ขบวนการแคปเจอร์จะช้าลงและฟูลอินไทม์ (Full in Time)

2. ช่วงแคปเจอร์จะลดลง

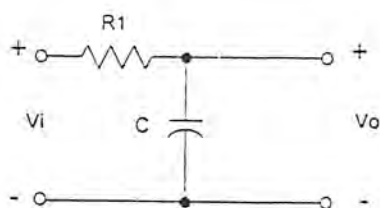
3. คุณสมบัติทางอินเตอร์ฟีเรนซ์ (Interference Rejection) ของเฟสล็อกกลูปจะดีขึ้น เพราะค่าแรงดันคลาดเคลื่อนเนื่องจากความถี่ของสัญญาณรบกวนจะถูกลดลงไป

4. ผลตอบสนองชั่วขณะของเฟสล็อกกลูปต่อการเปลี่ยนทันทีของสัญญาณเข้าสู่ช่วงความถี่แคปเจอร์จะอยู่ในลักษณะภายใต้การแคมปี

### 2.5.5 วงจรโลพาสฟิลเตอร์ (LPF)

ในระบบเฟสล็อกกลูปจะมีวงจรโลพาสฟิลเตอร์เป็นส่วนประกอบอยู่เสมอ เราจะกล่าวถึงวงจรโลพาสฟิลเตอร์ที่นิยมใช้กันมีอยู่ 3 แบบดังนี้

1. วงจรกรองความถี่ต่ำอันดับ 1 แบบ R-C



รูปที่ 2.26 แสดงโทพาสฟิลเตอร์อันดับ 1 โดยใช้วงจร R-C

รูปที่ 2.26 โดยทั่วไปจะต่ออยู่ระหว่างเฟสดีเทคเตอร์กับ VCO ค่าของความถี่คัทออฟ (Cutoff Frequency  $\omega_{LPF}$ ) สามารถหาได้จากสมการ

$$\omega_{LPF} = 1/RC \quad \text{Rad/Sec}$$

ค่าของความถี่ธรรมชาติของลูป (Loop Natural Frequency,  $\omega_n$ ) สามารถหาได้จากความถี่คัทออฟของวงจรรองความถี่ โดยสมการ

$$\omega_n = (K_d K_v \omega_{LPF})^{1/2}$$

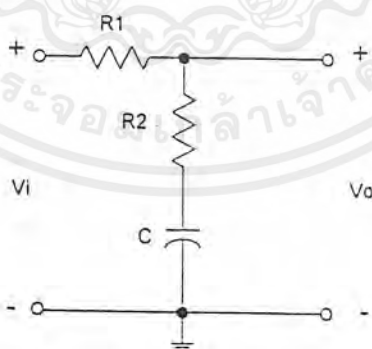
เมื่อ  $K_d$  คอนเวอร์ชันเกน (Conversion Gain) ของเฟสดีเทคเตอร์ หน่วย (Volt/Sec)

$K_v$  คอนเวอร์ชันเกนของ VCO หน่วย (Rad/Sec/Volt)

เราสามารถหาเดมปีงแฟคเตอร์จากสมการ

$$\zeta = N \omega_n / (2K_d K_v)$$

2. วงจรรองความถี่แบบ แล็ก-ลีด (Lag-Lead Circuit) ดังแสดงในรูป 2.27



รูปที่ 2.27 วงจร แล็ก-ลีด อันดับหนึ่ง (Lead-lag Filter)

ค่าความถี่คัทออฟสำหรับวงจรรองความถี่ชนิดนี้หาได้จากสมการ

$$\omega_{LPF} = 1/(R1 + R2)C$$

และความถี่ธรรมชาติหาได้จากสมการ

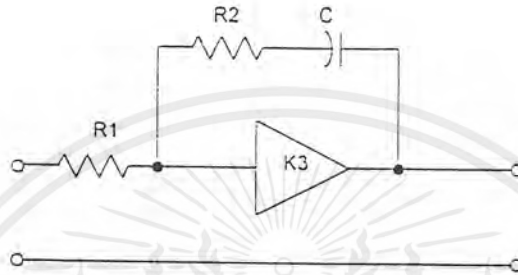
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$W_n = (K_d K_v / N C (R_1 + R_2))^{1/2}$$

และแอมป์เฟคเตอร์หาได้จากสมการ

$$\zeta = 0.5 W_n (R_2 C + N / K_d K_v)$$

3. วงจรพาซซีฟแบบ แลก-ลิต เราสามารถนำมาสร้างเป็นวงจรแอกติฟฟิลเตอร์



รูปที่ 2.28 วงจรแอกทีฟฟิลเตอร์ อันดับ 1

ความถี่คัทออฟหาได้จากสมการ

$$W_{LPF} = 1 / R_1 C \quad (\text{Rad/Sec})$$

ค่าของรูปความถี่ธรรมชาติ

$$W_n = (K_d K_v / N C R_1)^{1/2}$$

แอมป์เฟคเตอร์ หาจากสมการ

$$\zeta = (W_n R_2 C) / 2$$

ข้อพิจารณาในการออกแบบรูปฟิลเตอร์

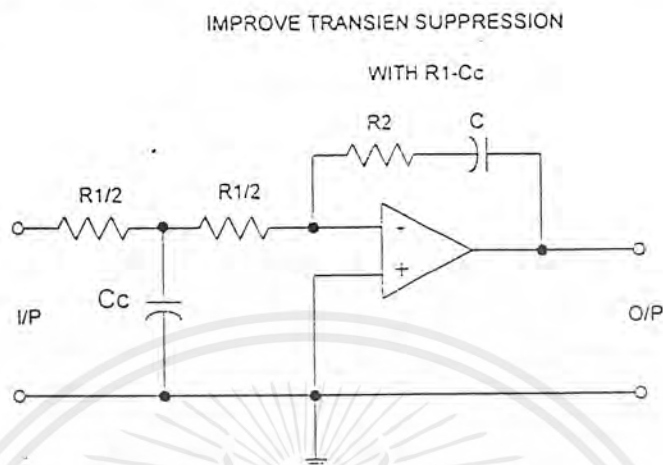
1. เนื่องจากตัวฟิลเตอร์จะอินทิเกรเตอร์ที่ใช้โอปแอมป์ มีฟังก์ชันเป็นอินเวอร์ต ดังนั้นจำเป็นต้องคิดแปลงแก้ไขการกลับเฟสนี้ก่อน เพื่อให้ค่าแรงดันคลาดเคลื่อน (Error Voltage) จากออสซิลเลเตอร์สามารถควบคุม VCO ได้ถูกทิศทางกับความผิดพลาดที่เกิดขึ้น ซึ่งทำได้ง่ายที่สุดโดยการกลับอินพุต  $F_r$  และ  $F_v$  ที่เฟสดีเทคเตอร์

2. กรณีเฟสดีเทคเตอร์มีเอาต์พุตเป็นดับเบิลเอนด์  $K_d = V_{dd}/2$

3. วงจรแอกติฟฟิลเตอร์อาจเกิดการอิมิตัวถ้ารูปเกิดการผิดพลาดเชิงเฟสที่เฟสดีเทคเตอร์มีใหญ่พร้อม ๆ กับเกิดการรบกวนขึ้น โอเวอร์ชูตขึ้นในรูปกรณีนี้จะเกิดขึ้นเฉพาะรูปที่ใช้เฟสดีเทคเตอร์เป็นชนิดคิวิตอล เนื่องจากเอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์เปลี่ยนแปลงเป็น "0" หรือ "1" ในทันทีทันใด นอกจากนี้ความถี่อินพุตของฟิลเตอร์มักจะมีค่ามาก ดังนั้นถ้าอัตราส่วนของ  $R_1/R_2$  มากกว่า 10 ความถี่นี้จะถูกขยายโดยอัตราส่วนของ  $R_1/R_2$  ถ้าสามารถทำได้ควรให้อัตราส่วนนี้มีค่าน้อยที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

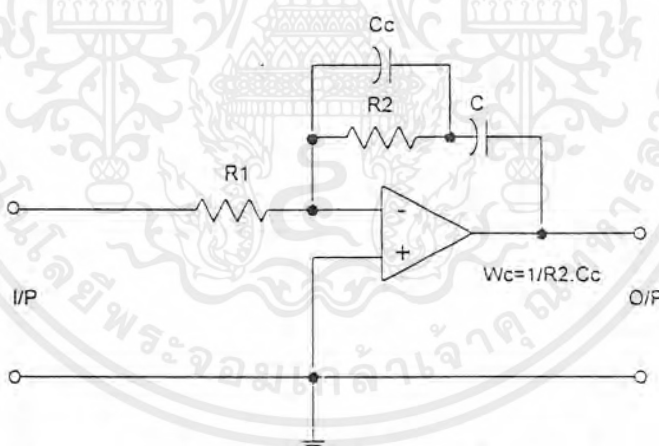
วิธีแก้การอิมพัลส์ของออปแอมป์ทำได้โดยการเพิ่ม โพลสฟิลเตอร์ก่อนวงจรอินทิเกรเตอร์ ดังรูปที่ 2.30



รูปที่ 2.29A วิธีแก้ทรานเซียนด้วย R1-Cc

เมื่อ  $R_s \ll R1/2$  :  $R_s$  คือเอาต์พุตอิมพัลส์ของเฟสดีเทกเตอร์

$$W_c = 4/R1.Cc$$



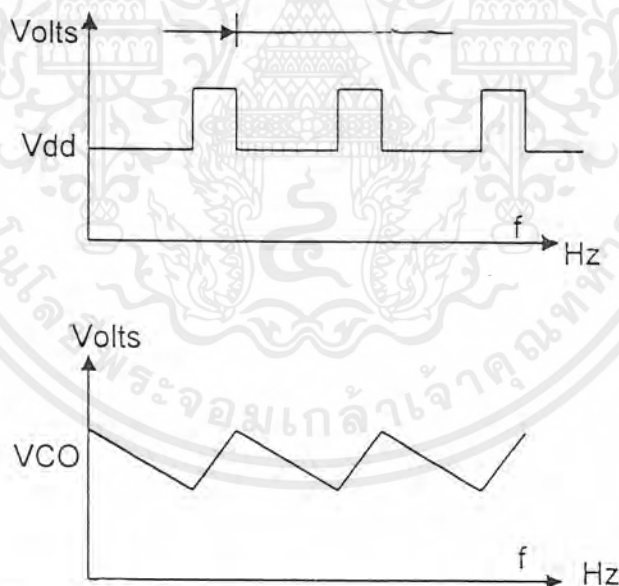
รูปที่ 2.29B วิธีแก้ Overshoot ที่มี  $\zeta > 1.0$  ด้วยการเพิ่ม Zero

จากรูปที่ 2.29A สามารถ คำนวณความถี่คัทออฟได้จาก  $4/R1.Cc$  ถ้าเฟสดีเทกเตอร์เป็นคิรคิตอลเนื่องจากมีความต้านทานเอาต์พุตต่ำ ความถี่คัทออฟของวงจรที่เพิ่มขึ้น ถ้าเป็นไปได้ควรจะมากกว่าความถี่ธรรมชาติ 5-10 เท่า เนื่องจากโพลที่เกิดจากวงจรที่เพิ่มขึ้น ถ้าอยู่ใกล้ความถี่ธรรมชาติ จะทำให้รูปเกิดโอเวอร์ชูตมากขึ้น และผลพลอยได้ของฟิลเตอร์มากขึ้น จะทำให้ความถี่อ้างอิง ( $W_r$ ) ถูกลดทอนลงด้วยแรงดันที่ไปควบคุม VCO ควรเป็นแรงดันคิรคิตอลอย่างเดียว ส่วนประกอบของแรงดันที่ไม่ใช่ คิรคิตอลจะทำให้เอาต์พุตของ VCO มีการมอดูเลตด้วยแรงดันที่ไม่ใช่คิรคิตอล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับแรงดันที่ควบคุม VCO ส่วนประกอบที่ไม่ใช่ส่วนใหญ่จะมาจากความถี่อ้างอิงและ  
 น้อยส์ต่าง ในวงจรแอกทีฟฟิลเตอร์จะเพิ่มน้อยส์ลงไปแรงดันคิซีด้วย ดังนั้นวงจรขยายที่  
 ใช้ฟิลเตอร์ควรมีคุณสมบัติในเรื่องสัญญาณรบกวนที่สร้างขึ้นภายในตัวเอง ทางที่ดีควรใช้ชนิดที่มี  
 สัญญาณรบกวนต่ำที่สุดเท่าที่จะทำได้ และกระแสไบอัสอินพุตก็ควรน้อยที่สุด เนื่องจากถ้าวงจร  
 ดึงกระแสจำนวนหนึ่งจากเฟสดีเทคเตอร์ จะทำให้ความผิดพลาดเชิงเฟส เมื่ออยู่ในสภาวะสงบมีค่า  
 มากกว่าศูนย์มาก กรณีที่ใช้ฟิลเตอร์แบบพาสซีฟฟิลเตอร์ ก็จะมีค่าผิดพลาดในสภาวะสงบ (steady  
 state error) มากกว่าแอกทีฟฟิลเตอร์เพราะพาสซีฟฟิลเตอร์ จะดึงกระแสไหลคมากกว่าแอกทีฟ  
 ฟิลเตอร์ อย่างไรก็ตามพาสซีฟฟิลเตอร์ไม่เพิ่มน้อยส์เข้าไปในรูปเหมือนแอกทีฟและ R1 ของวงจร  
 พาสซีฟสามารถแบ่งออกเป็น R1/2 แล้วใช้ Cc เพิ่มขึ้นได้เช่นเดียวกับวงจรในรูปที่ 2.29B และใช้  
 วิธีการคำนวณความถี่คัทออฟแบบเดียวกัน

4. แรงดันที่ใช้ควบคุม VCO ควรมีส่วนประกอบที่ไม่ใช่เฮนรี่น้อยที่สุด ส่วนประกอบที่  
 ไม่ใช่คิซีจะทำให้ความถี่เอาต์พุตของ VCO เกิดเอาต์พุตที่ไม่ต้องการ (Spurious Output) เป็น  
 ไซด์แบนด์ ของความถี่อ้างอิงควรถูกกำจัดไปให้มากที่สุด



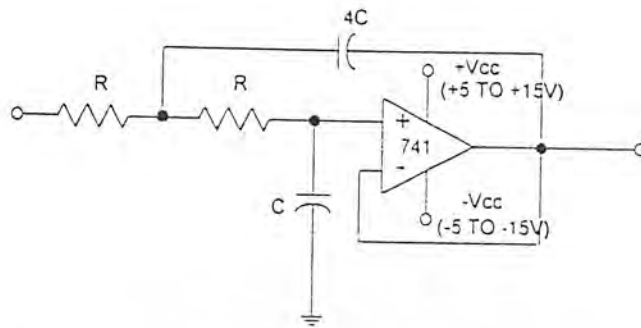
รูปที่ 2.30 แสดงรูปคลื่นเอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์และอินทิเกรเตอร์

รูปคลื่นจากรูปที่ 2.30 ทำให้เกิดไซด์แบนด์ที่สัมพันธ์กับแคเรียร์ (Carrier) ของ VCO  
 ที่สามารถคาดคะเนโดยประมาณได้จาก

$$(\text{Sideband/Carrier}) = V.K_v/2W_R$$

เมื่อ V ค่าแรงดันยอด (Peak Value) ของความถี่อ้างอิงที่อินพุตของ VCO

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.31 วงจรโทพาสฟิลเตอร์อันดับ 2 โดยใช้อปแอมป์

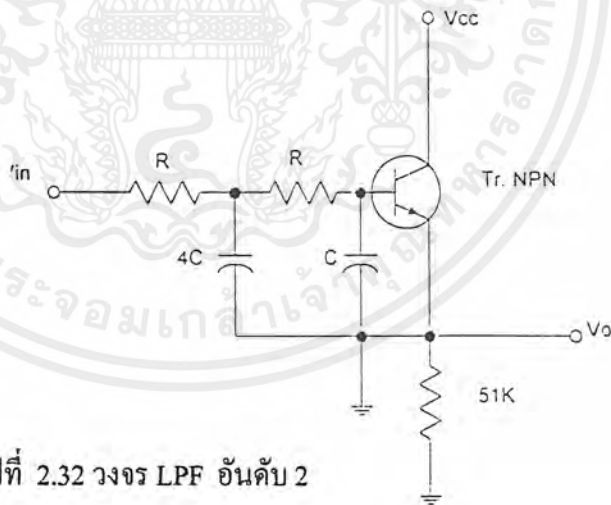
$$W_c = 0.636 / RC$$

ให้เลือกค่า R

$$1K < R < 1M$$

ให้เลือกค่า C

$$C = 0.5 / W_c.R$$

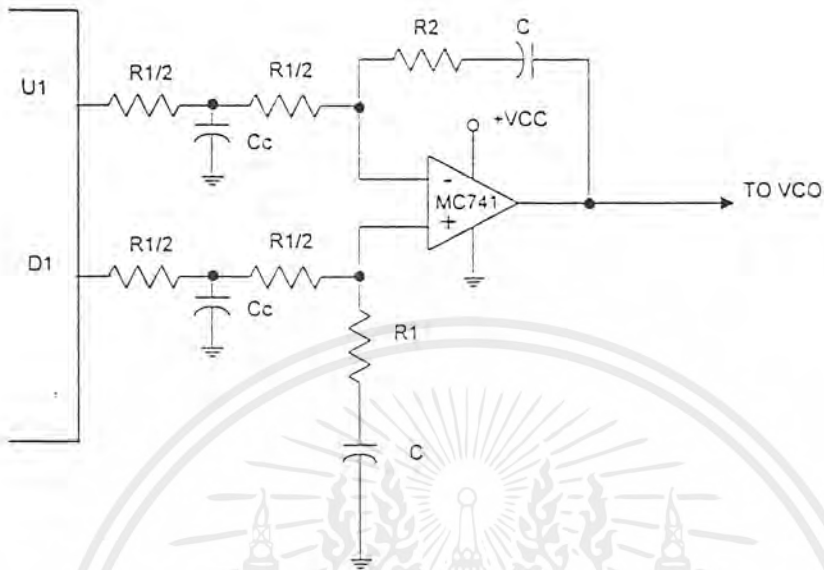


รูปที่ 2.32 วงจร LPF อันดับ 2

โดยใช้ทรานซิสเตอร์ต่อแบบ (Emitter Follower) ถ้าเอาต์พุตมีค่าน้อยกว่า  $V_{cc}$  อยู่  $0.1V$  วงจรจะมีความไวต่อสัญญาณรบกวนจากแหล่งจ่าย  $V_{cc}$

สำหรับการใช้เฟสดีเทคเตอร์ที่เอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์ เราสามารถต่อกับฟิลเตอร์แบบซัมมิงเนทเวิร์ค (Summing Network)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.33 วงจรฟิลเตอร์และซัมมิงเนทเวอร์ค

ความสามารถในการลดไซด์แบนด์ โดยประมาณของวงจรในรูปคือ

$$\text{dB} = 41 \text{ Log} (W_c/W_r)$$

สำหรับพาสซีฟฟิลเตอร์คือ

$$\text{dB} = 21 \text{ Log} (w_c/W_r)$$

5. สำหรับเฟสดีเทคเตอร์ที่เป็นวงจรชนิด CMOS ขานอนอินเวอร์ตติ้งของออปแอมป์ ต้องไบอัสได้ 22 Vdd ส่วนเฟสดีเทคเตอร์ต้องดูจากคุณสมบัติของเฟสดีเทคเตอร์แต่ละเบอร์

#### 2.5.6 วงจรผลิตความถี่ควบคุมด้วยแรงดัน (Voltage control oscillator – VCO)

สมบัติหลักของ VCO ที่ใช้ในเฟสล็อกกลุ๊ป เราพิจารณาได้ดังนี้

2.5.6.1 การเบี่ยงเบนของความถี่ (Frequency Deviation) จุดสูงสุดของเคปเจอร์เรนจ์จะเท่ากับ เกนการขยายรูปเปิด (Open Loop Gain)

2.5.6.2 เสถียรภาพทางความถี่ (Frequency Stability) การมีเสถียรภาพทางความถี่เป็นอย่างยิ่ง สำหรับวงจรสังเคราะห์ความถี่ ความไวของการมอดูเลท (Modulation Sensitivity)

2.5.6.3 การตอบสนอง (Response) VCO ควรมีการตอบสนองสัญญาณได้ดีและไม่ควรให้มี ผลต่อคุณสมบัติทางด้านเสถียรภาพของกลุ๊ป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.6.4 คุณสมบัติของความถี่และแรงดัน (Frequency Voltage Characteristic) VCO จะต้องมียอตราส่วนของความถี่ต่อแรงดัน (F/V) ที่มีความเป็นเชิงเส้น (linear)

2.5.6.5 Spectral Purity ในการประยุกต์ใช้งาน เช่นการส่งเคราะห์ความถี่แบบอนาล็อก วงจรผลิตความถี่ควบคุมโดยแรงดัน ควรจะมีสัญญาณเอาต์พุตที่บริสุทธิ์ คือถ้าเป็นคลื่นรูปไซน์ควรจะเป็นคลื่นที่คงที่สม่ำเสมอ

ในการออกแบบเฟสล็อกกลุ่ป ออสซิลเลเตอร์ที่ควบคุมด้วยแรงดันมักจะเป็นส่วนที่จะต้องพิจารณามากที่สุดเพราะว่ามีลักษณะพิเศษของระบบอย่างเช่นเสถียรภาพของระบบ และเสถียรภาพของความถี่รวมทั้งการคิ่มอดูเลทคลื่นเอฟเอ็มตามปกติแล้วจะขึ้นอยู่กับ VCO เพื่อให้เกิดความคล่องตัวมากที่สุด VCO จะต้องมีคุณสมบัติดังนี้

2.5.6.6 ลักษณะการเปลี่ยนแรงดันเป็นความถี่เชิงเส้น

2.5.6.7 เสถียรภาพของความถี่ที่ดี

2.5.6.8 สามารถใช้กับความถี่สูงได้

2.5.6.9 อัตราการขยายสูง

2.5.6.10 พิสัยการติดตามกว้าง

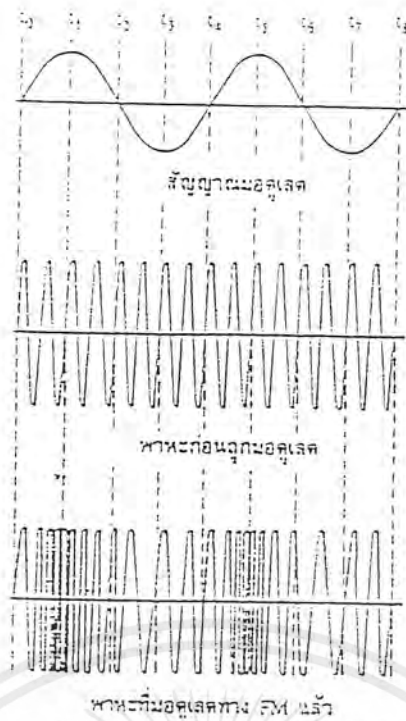
2.5.6.11 การตั้งความถี่กระทำได้ง่าย

## 2.6 ทฤษฎีการมอดูเลททางความถี่

### 2.6.1 การมอดูเลททางความถี่

รูปคลื่นของสัญญาณ FM เกิดจากสัญญาณมอดูเลตดังรูปที่ 2.34 เช่น สัญญาณเสียงซึ่งเป็นข่าวสารเข้าไปมอดูเลตลงบนสัญญาณพาหะ สัญญาณพาหะหลังจากมอดูเลตแล้วเป็นสัญญาณ FM จะเห็นว่าที่เวลา  $t_0$  สัญญาณ FM อยู่ที่ความถี่กลาง เมื่อสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตมีค่าทางบวกสูงสุด ความถี่ของพาหะจะเพิ่มขึ้นสูงสุด นั่น คือ สัญญาณมอดูเลตถึงจุดยอดสุด (สัญญาณมอดูเลตมีขนาดสูงสุดนั่นเอง) ที่เวลา  $t_1$

ที่เวลา  $t_2$  สัญญาณมอดูเลตลดลงเป็นศูนย์ ความถี่ของพาหะก็จะลดลงมาที่ความถี่กลางดั้งเดิม หลังจากเวลาสัญญาณมอดูเลตมีค่าตกลงต่ำกว่าศูนย์กลายเป็นลบ พาหะจะมีความถี่ลดลงต่ำกว่าความถี่กลางและเมื่อเวลาสัญญาณมอดูเลตกลับเป็นศูนย์อีกครั้งหนึ่งความถี่ของพาหะก็จะกลับมายังความถี่กลางดั้งเดิม เช่นกัน ในช่วงเวลา  $t_4$  ถึง  $t_5$  ก็จะซ้ำแบบเดิมเรื่อย ๆ ไป สรุปแล้วความถี่ของพาหะจะเปลี่ยนแปลงไปตามแอมพลิจูดของสัญญาณมอดูเลต และพาหะยังคงอยู่ที่ความถี่กลางเมื่อสัญญาณมอดูเลตเป็นศูนย์



รูปที่ 2.34 การมอดูเลตทางความถี่

ช่วงความถี่ที่พาหะเบี่ยงเบนไปจากความถี่กลางเรียกว่าความถี่เบี่ยงเบน (frequency deviation) หรือ ดิวีเอชั่น ตัวอย่างเช่น พาหะมีความถี่ 100 เมกะเฮิร์ตซ์ ลดลงต่ำสุดเป็น 99.9 เมกะเฮิร์ตซ์ และเพิ่มขึ้นสูงสุดเป็น 100.1 เมกะเฮิร์ตซ์ สลับไปมาเช่นนี้ หมายความว่า ช่วงความถี่เบี่ยงเบนเท่ากับ  $\pm 0.1$  เมกะเฮิร์ตซ์ หรือ  $\pm 100$  กิโลเฮิร์ตซ์

อัตราการเบี่ยงเบนความถี่ของสัญญาณ FM ขึ้นอยู่กับความถี่ของสัญญาณที่เข้ามอดูเลต ตัวอย่างเช่น ถ้าสัญญาณที่เข้ามอดูเลตเป็น โทน (สัญญาณเสียง) ความถี่ 1000 เฮิร์ตซ์ อัตราการเบี่ยงเบนความถี่ของสัญญาณ FM จะเท่ากับ 1000 ครั้งต่อวินาที ถ้าสัญญาณที่เข้ามอดูเลตเพิ่มความถี่เป็น 10 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยคงค่าแอมพลิจูดเท่าเดิมช่วงความถี่เบี่ยงเบนก็ยังคงเท่าเดิมคือเท่ากับ  $\pm 100$  กิโลเฮิร์ตซ์ แต่อัตราการเบี่ยงเบนจะเพิ่มเป็น 10,000 ครั้งต่อวินาที นั่นคือ ความถี่ของสัญญาณที่เข้ามอดูเลตเป็นตัวกำหนดอัตราการเบี่ยงเบนความถี่

สำหรับแอมพลิจูดของสัญญาณมอดูเลตจะเป็นตัวกำหนดช่วงความถี่เบี่ยงเบน ตัวอย่างเช่น สัญญาณโทนที่มีแอมพลิจูดสูงจะทำให้ความถี่เบี่ยงเบนไป  $\pm 100$  กิโลเฮิร์ตซ์ สัญญาณโทนที่มีแอมพลิจูดน้อยลงจะทำให้ความถี่เบี่ยงเบนไป  $\pm 50$  กิโลเฮิร์ตซ์

กล่าวโดยสรุป สัญญาณ FM มีคุณสมบัติที่สำคัญดังนี้

1. มีแอมพลิจูดคงที่ตลอด แต่ความถี่เปลี่ยนแปลงตามสัญญาณที่เข้ามอดูเลต
2. อัตราการเบี่ยงเบนความถี่ของสัญญาณพาหะมีค่าเท่ากับความถี่ของสัญญาณที่เข้ามอดูเลต
3. ช่วงความถี่เบี่ยงเบน (หรือดิวีเอชั่น) เป็นสัดส่วนกับแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามอดูเลต

## 2.6.2 ดัชนีการมอดูเลต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในระบบ FM เราวัดเปอร์เซ็นต์การมอดูเลตโดยดูจากการเปลี่ยนแปลงความถี่ ซึ่งเรานิยมเรียกชื่อเสียใหม่ว่า คำนีการมอดูเลต ลองพิจารณาความหมายของคำนีการมอดูเลตต่อไปนี้

$$\phi_m = \Delta f / f_m \quad (\text{ของระบบ FM})$$

ในที่นี้  $\Delta f$  คือ ช่วงความถี่เบี่ยงเบน  
 $f_m$  คือ ความถี่ของสัญญาณที่เข้ามอดูเลต

ค่าตัวเลขของคำนีการมอดูเลตจะมีค่าสูง (แตกต่างจากเปอร์เซ็นต์การมอดูเลตซึ่งเมื่อคิดเป็นอัตราส่วนจะได้อยู่ระหว่าง 0 ถึง 1) ตัวอย่างเช่น ในระบบวิทยุกระจายเสียง FM เรากำหนดให้ความถี่เบี่ยงเบนของระบบสูงสุดไว้เท่ากับ 75 กิโลเฮิร์ตซ์ สมมติว่าเราใช้สัญญาณเสียง 1 กิโลเฮิร์ตซ์มอดูเลตให้เกิดความถี่เบี่ยงเบนเต็มที่ ค่าคำนีการมอดูเลตจะเป็น

สังเกตว่าค่าคำนีการมอดูเลตในระบบ FM ขึ้นอยู่กับความถี่ของสัญญาณเสียงที่เข้ามอดูเลตในทางปฏิบัติเรานิยมวัดเป็นอัตราส่วนการเบี่ยงเบน (deviation ratio) ซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างความถี่เบี่ยงเบน (ของระบบ) สูงสุด ( $f_{dmax}$ ) ต่อความถี่สูงสุดของสัญญาณที่เข้ามอดูเลต

( $f_{mmax}$ ) ในระบบกระจายเสียง FM ค่าอัตราการเบี่ยงเบน ( $\Delta$ ) จะเท่ากับ

$$\begin{aligned} \Delta &= f_{dmax} / f_m \\ &= 75\text{kHz} / 15\text{kHz} = 5 \end{aligned}$$

ในระบบ AM เมื่อเพิ่มแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามอดูเลตเพื่อให้เปอร์เซ็นต์การมอดูเลตสูงขึ้น การเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูด (กรอบคลื่น) ของพาหะจะเปลี่ยนแปลงมากขึ้นแต่ในระบบ FM เมื่อเพิ่มแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามอดูเลตสูงขึ้น การเบี่ยงเบนความถี่ของพาหะจะเบี่ยงเบนได้มากขึ้น ในระบบวิทยุกระจายเสียง FM กำหนดให้ความถี่เบี่ยงเบนของระบบเต็มที่ไม่เกิน 75 กิโลเฮิร์ตซ์ ถ้าเรามอดูเลตทำให้ความถี่ของพาหะเบี่ยงเบนไปเท่ากับ 75 กิโลเฮิร์ตซ์ แสดงว่าเรามอดูเลตเต็มที่ 100 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งเราเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{เปอร์เซ็นต์การมอดูเลต} = (\Delta f / \Delta f_{\max}) \times 100$$

ในที่นี้  $\Delta f$  คือ ความถี่เบี่ยงเบน เนื่องจากสัญญาณที่เข้ามอดูเลต

$\Delta f_{\max}$  คือ ความถี่เบี่ยงเบนสูงสุดของระบบ

### 2.6.3 สมการคณิตศาสตร์ของ FM

จากนิยามของ FM คือ การทำให้ความถี่ของสัญญาณพาหะเปลี่ยนไปตามสัญญาณมอดูเลต ซึ่งเราสามารถอธิบายด้วยหลักการของ การมอดูเลตเชิงมุม ได้ดังนี้

จากสมการ

$$f(t) = A \cos[\omega_c t + \phi(t)] \quad (2.6.1)$$

สมการ 2.6.1 เรียกว่า angle-modulated signal

$$\text{ถ้า } \phi(t) = k_f \left[ \int_{-\infty}^t m(T) dT \right] \quad (2.6.2)$$

ซึ่ง  $k_f$  คือค่าคงที่ แล้วจะได้สมการมอดูเลตทางความถี่

$$f_m(t) = A \cos\left[\omega_c t + k_f \int_{-\infty}^t m(t) dT\right] \quad (2.6.3)$$

และ

$$\phi_m = \left| k_f \int_{-\infty}^t m(t) dT \right|_{\max} \quad (2.6.4)$$

$\phi_m$  คือ Modulation index ของ สัญญาณ FM

ถ้ากำหนดให้

$$\theta(t) = \omega_c t + \phi(t) \quad (2.6.5)$$

แล้วเราสามารถเขียนสมการ 2.6.1 ได้ใหม่ดังนี้

$$f(t) = A \cos \theta(t) \quad (2.6.6)$$

เราสามารถกำหนด instantaneous radian frequency  $\omega_i$  ของสัญญาณการมอดูเลตเชิงมุม (2.6.6) ได้ดังนี้

$$\omega_i(t) = d\theta(t)/dt \quad (2.6.7)$$

จากสมการ 2.6.7 เราจะได้ว่า  $\omega_i$  ของ FM ดังนี้

$$\omega_i(t) = d/dt[\omega_c t + kf \int_{-\infty}^t m(t) dt] = \omega_c + kfm(t) \quad (2.6.8)$$

ถ้าเรากำหนดให้สัญญาณมอดูเลต เราสามารถหาสมการของ FM ดังนี้

$$\begin{aligned} \text{เนื่องจาก } \phi(t) &= kf \int m(t) dt = \sin \omega_m t \\ f_{FM}(T) &= A \cos(\omega_c t + \sin \omega_m t) \end{aligned}$$

ดังนั้น

$$f_{FM}(t) = A \cos(\omega_c t + \phi_m \sin \omega_m t) \quad (2.6.9)$$

จากสมการ 2.6.8 เราสามารถหา modulation index  $\phi_m$  ดังนี้

$$\phi_m = \Delta f / f_m \quad (2.6.10)$$

เมื่อ  $f_m$  คือสัญญาณที่มาทำการมอดูเลต และ  $\Delta f$  คือ ความถี่เบี่ยงเบน ซึ่ง  $\Delta f$  หาได้ดังนี้

$$\Delta f = [1/2n(\omega_i - \omega_c)]_{\max}$$

จากสมการ 2.6.8

$$\begin{aligned} \omega_i &= \omega_c + kfm(t) \\ &= \omega_c + kfm \cos \omega_m t \\ \omega_i - \omega_c &= kfm \cos \omega_m t \end{aligned} \quad (2.6.11)$$

จากสมการ 2.6.11

$$(\omega_i - \omega_c)_{\max} = kfm = 2\pi \Delta f$$

ดังนั้น

$$\phi_m = \Delta f / f_m$$

เราสามารถหา สเปกตรัมของสัญญาณ FM จากสมการ (2.6.10) ดังนี้

$$\begin{aligned} f(t) &= A \cos(\omega_c t + \phi_m \sin \omega_m t) \\ &= A \cos \omega_c t \cos(\phi_m \sin \omega_m t) - A \sin \omega_c t (\phi_m \sin \omega_m t) \end{aligned} \quad (2.6.12)$$

ในเทอมของสมการ (2.6.12)

$$\cos(\phi_m \sin \omega_m t) \text{ และ } \sin(\phi_m \sin \omega_m t)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็น periodic function ซึ่งมีคาบ  $T = 2\pi/\omega_m$  ซึ่งเราสามารถ explain ด้วย อนุกรมฟูรีเยร์ ดังนี้

$$e^{j\phi_m \sin \omega_m t} = \cos(\phi_m \sin \omega_m t) + j \sin(\phi_m \sin \omega_m t) \quad (2.6.13)$$

พิจารณา อนุกรมฟูรีเยร์ จากสมการ (2.6.13)

$$e^{j\phi_m \sin \omega_m t} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{jn\omega_m t} \quad (2.6.14)$$

ซึ่ง 
$$c_n = (1/T) \left[ \int_{-T/2}^{T/2} e^{j(\phi_m \sin \omega_m t) - (jn\omega_m t)} dt \right] \quad (2.6.15)$$

และ

$$T = 2\pi/\omega_m$$

$$c_n = (\omega_m/2\pi) \left[ \int_{-T/2}^{T/2} e^{j(\phi_m \sin \omega_m t - n\omega_m t)} dt \right] \quad (2.6.16)$$

ให้

$$\omega_m t = x$$

$$c_n = (1/2\pi) \left[ \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(\phi_m \sin x - nx)} dx \right] \quad (2.6.17)$$

จากสัมประสิทธิ์ฟูรีเยร์ในสมการ (2.6.17) เราสามารถเปลี่ยนเป็น Bessel functions ดังนี้

$$e^{z(x-1)/2x} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(z) x^n \quad (2.6.18)$$

ซึ่ง  $J_n(z)$  คือ Bessel function ให้  $x = e^{j\omega t}$  ใน (2.6.18)

$$z(x^2-1)/2x = z/2(x-1/x) = jz \sin \omega t \quad (2.6.19)$$

ซึ่ง

$$e^{jz \sin \omega t} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(z) e^{jn\omega t} \quad (2.6.20)$$

เปรียบเทียบกับ (2.6.20) กับ (2.6.14)

$$e^{j\phi_m \sin \omega_m t} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{jn\omega_m t} \quad (2.6.21)$$

ดังนั้น จาก (2.6.17)

$$c_n = (1/2\pi) \left[ \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(\phi_m \sin x - nx)} dx \right] \quad (2.6.22)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งเราจะให้สมการ (2.6.22) แสดงคุณสมบัติของ Bessel function และคุณสมบัติของ cuve ในตำแหน่งต่าง ๆ

จาก (2.6.22)

$$J_{-n}(\phi_m) = (-1)^n J_n(\phi_m) \quad (2.6.23)$$

จาก (2.6.21)

$$\begin{aligned} e^{j\phi_m \sin \omega_m t} &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\phi_m) e^{jn\omega_m t} \\ &= J_0(\phi_m) + J_1(\phi_m)(\cos \omega_m t + j \sin \omega_m t) \\ &\quad + J_{-1}(\phi_m)(\cos \omega_m t - j \sin \omega_m t) \\ &\quad + J_2(\phi_m)(\cos 2\omega_m t + j \sin 2\omega_m t) \\ &\quad + \dots \end{aligned} \quad (2.6.24)$$

ดังนั้นเราจะได้ว่า

$$\begin{aligned} \cos(\phi_m \sin \omega_m t) &= J_0(\phi_m) + 2J_2(\phi_m) \cos 2\omega_m t + 2J_4(\phi_m) \cos 4\omega_m t + \dots \\ &= J_0(\phi_m) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\phi_m) \cos 2n\omega_m t \end{aligned} \quad (2.6.25)$$

และ

$$\begin{aligned} \sin(\phi_m \sin \omega_m t) &= 2J_1(\phi_m) \sin \omega_m t + 2J_3(\phi_m) \sin 3\omega_m t + \dots \\ &= 2 \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(\phi_m) \sin(2n+1)\omega_m t \end{aligned} \quad (2.6.26)$$

แทนสมการ (2.6.25), (2.6.26) ลงไปใน (2.6.12) จะได้

$$\begin{aligned} f(t) &= A \cos(\omega_c t + \phi_m \sin \omega_m t) \\ &= A \cos \omega_c t \{ J_0(\phi_m) + 2[J_2(\phi_m) \cos 2\omega_m t + J_4(\phi_m) \cos 4\omega_m t + \dots] \} \\ &\quad - 2A \sin \omega_c t [J_1(\phi_m) \sin \omega_m t + J_3(\phi_m) \sin 3\omega_m t + \dots] \end{aligned} \quad (2.6.27)$$

เนื่องจาก

$$\cos A \cos B = (1/2) [\cos(A-B) + \cos(A+B)]$$

$$\sin A \sin B = (1/2) [\cos(A-B) - \cos(A+B)]$$

จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

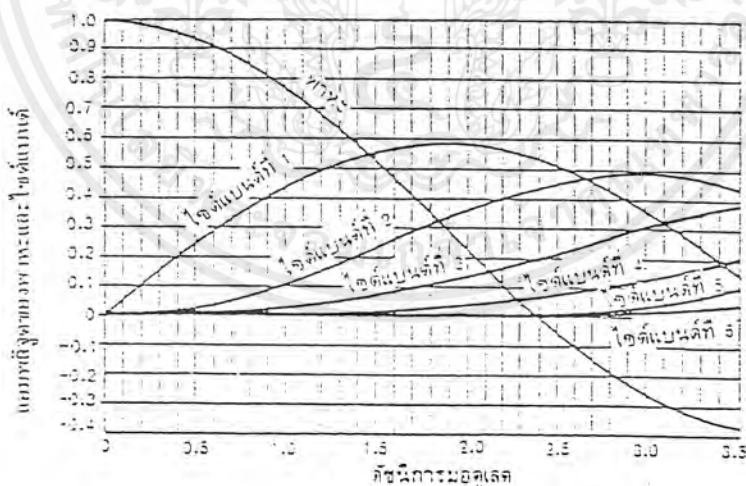
$$f(t) = A \left\{ J_0(\phi_m) \cos \omega_c t - J_1(\phi_m) [\cos(\omega_c - \omega_m)t - \cos(\omega_c + \omega_m)t] \right. \\ \left. + J_2(\phi_m) [\cos(\omega_c - 2\omega_m)t - \cos(\omega_c + 2\omega_m)t] \right. \\ \left. - J_3(\phi_m) [\cos(\omega_c - 3\omega_m)t - \cos(\omega_c + 3\omega_m)t] \right. \\ \left. + \dots \right\}$$

จากสมการ 2.3.28 จะเห็นว่าสัญญาณ FM ประกอบด้วย ความถี่พาหะ 1 ความถี่ และมีไซด์แบนด์ เป็นจำนวนอนันต์ ซึ่ง amplitude ของสัญญาณพาหะ และไซด์แบนด์ ขึ้นอยู่กับ  $\phi_m$  หรือ modulation index

#### 2.6.4 ไซด์แบนด์ FM

จากที่กล่าวมาแล้วในระบบ FM ถ้าเราอมอดูเลตด้วยสัญญาณรูปไซน์จะเกิดไซด์แบนด์ จำนวนนับอนันต์ เนื่องจากการเบี่ยงเบนความถี่ของพาหะ ทำให้เกิดความถี่เพิ่มขึ้นอีกมากมาย ความเป็นจริงแล้วไซด์แบนด์ที่อยู่ห่างจากความถี่กลางมาก ๆ มักมีขนาดเล็กมากจนไม่ต้องคำนึงถึงความสัมพันธ์ของพาหะกับไซด์แบนด์ในระบบ FM ขึ้นอยู่กับดัชนีการมอดูเลต

เนื่องจากดัชนีการมอดูเลตเป็นตัวกำหนดจำนวนของไซด์แบนด์ที่สำคัญและแอมพลิจูดของพาหะ กับไซด์แบนด์ต่างๆ



รูปที่ 2.35 กราฟแสดงขนาดของพาหะและไซด์แบนด์ในระบบ FM

ในรูปที่ 2.35 แสดงกราฟแอมพลิจูดของคลื่นพาหะกับไซด์แบนด์ที่ดัชนีการมอดูเลตค่าต่างๆ จะเห็นว่าเมื่อดัชนีการมอดูเลตเป็นศูนย์จะมีแต่คลื่นพาหะอย่างเดียว (เท่ากับ 1 หน่วย) คลื่นไซด์แบนด์เป็นศูนย์ เมื่อดัชนีการมอดูเลตเพิ่มขึ้นจำนวนไซด์แบนด์จะเพิ่มขึ้นแอมพลิจูดของ

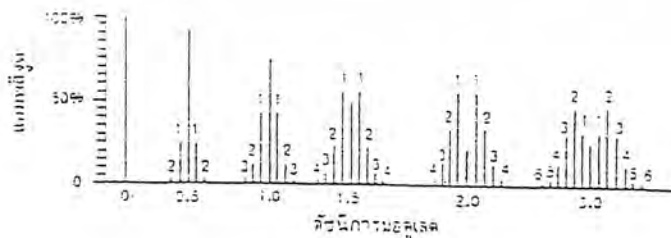
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไซค์แบนด์ก็จะใหญ่ขึ้น แต่แอมพลิจูดของพาหะกลับเล็กลงจนกระทั่งดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 6.4 คลื่นพาหะจะเป็นศูนย์ ตอนนี้ง่ามของคลื่น FM จะไปอยู่ในไซค์แบนด์ทั้งสิ้นเมื่อดัชนีการมอดูเลตเพิ่มขึ้นอีก คลื่นพาหะก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นอีก (เป็นค่าลบแสดงว่าเฟสตรงกันข้ามกับตอนแรก เช่น เมื่อดัชนีการมอดูเลตเป็น 3.1 แอมพลิจูดของพาหะจะเท่ากับ -0.3 หน่วย) สังเกตว่าจุดที่คลื่นพาหะเป็นศูนย์นั้นมีอยู่หลายจุด

กราฟในรูปที่ 2.35 เขียนได้เป็นตารางดังแสดงในตารางที่ 3 เพื่อให้ดูง่ายขึ้นในที่นี้ เราตัดไซค์แบนด์ที่มีแอมพลิจูดน้อยกว่า 1 % ของพาหะเดิม (ก่อนมอดูเลต) ออกไปโดยไม่คำนึงถึง เช่น เมื่อดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 0.5 แอมพลิจูดของพาหะจะเท่ากับ 0.94 หน่วย ไซค์แบนด์คู่แรกมีแอมพลิจูดเท่ากับ 0.24 หน่วย ไซค์แบนด์คู่ที่สองถัดไปมีแอมพลิจูดเท่ากับ 0.03 หน่วย ไซค์แบนด์อื่นนอกจากนี้มีแอมพลิจูดน้อยจนสามารถตัดทิ้งไปได้ เมื่อดัชนีการมอดูเลตสูงขึ้นการกระจายคลื่น ไซค์แบนด์จะเป็นดังรูปที่ 2.36

ดัชนีการมอดูเลต	พาหะ	ไซค์แบนด์คู่ที่															
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
0.01	1.00	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
0.25	0.98	0.12	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
0.5	0.94	0.24	0.03	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
1.0	0.77	0.44	0.11	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
1.5	0.51	0.56	0.22	0.06	0.01	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
2.0	0.22	0.58	0.35	0.13	0.03	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
2.5	-0.05	0.50	0.45	0.22	0.07	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
3.0	-0.25	0.34	0.49	0.31	0.13	0.04	0.01	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
4.0	-0.40	-0.07	0.36	0.43	0.28	0.13	0.05	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-	-
5.0	-0.18	-0.33	0.05	0.36	0.39	0.26	0.13	0.05	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-
6.0	0.15	0.28	-0.24	0.11	0.36	0.36	0.25	0.13	0.06	0.02	-	-	-	-	-	-	-
7.0	0.30	0.00	-0.30	-0.17	0.16	0.35	0.34	0.23	0.13	0.06	0.02	-	-	-	-	-	-
8.0	0.17	0.23	-0.11	-0.29	-0.10	0.19	0.34	0.32	0.22	0.13	0.06	0.03	-	-	-	-	-
9.0	-0.09	0.22	0.12	-0.18	-0.27	-0.06	0.20	0.35	0.30	0.21	0.12	0.06	0.03	0.01	-	-	-
10.0	-0.25	0.04	0.25	0.06	-0.22	-0.22	-0.01	0.22	0.31	0.29	0.20	0.12	0.06	0.03	0.01	-	-
12.0	-0.05	-0.22	-0.08	0.20	0.18	-0.07	-0.22	-0.17	0.05	0.23	0.30	0.27	0.20	-0.12	0.07	0.03	0.01
15.0	-0.01	0.21	0.02	0.19	-0.12	0.13	0.21	0.03	-0.17	-0.22	-0.09	0.10	0.24	0.25	0.15	0.03	0.02

ตารางที่ 4 แสดงการกระจายคลื่นพาหะและ ไซค์แบนด์ที่ดัชนีการมอดูเลตค่าต่าง ๆ



รูปที่ 2.36 รูปคลื่น FM ในเชิงความถี่ ที่ค่าดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 0, 0.5, 1, 1.5, 2, 3 ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.6.5 แบนด์วิดท์ของสัญญาณ FM

ในระบบ FM จำนวนไซด์แบนด์และแอมพลิจูดของไซด์แบนด์ขึ้นอยู่กับค่าดัชนีการมอดูเลต โดยความถี่ของไซด์แบนด์มีค่าสัมพันธ์กับความถี่ของสัญญาณที่เข้ามอดูเลต กล่าวคือไซด์แบนด์คู่แรกมีความถี่เท่ากับ  $f_c \pm f_m$  ไซด์แบนด์คู่ที่สองมีความถี่เท่ากับ  $f_c \pm 2f_m$  ฯลฯ ฉะนั้นแบนด์วิดท์ของคลื่น FM ต้องครอบคลุมจำนวนไซด์แบนด์ที่สำคัญทุกตัวนั้น คือ แบนด์วิดท์ขึ้นอยู่กับดัชนีการมอดูเลตและความถี่ของสัญญาณที่เข้ามอดูเลตแต่ดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ  $\Delta f/f_m$  ดังนั้น ถ้าเราทราบความถี่เบี่ยงเบน และความถี่ของสัญญาณมอดูเลต เราก็สามารถคำนวณหาแบนด์วิดท์ได้

ตัวอย่างเช่น ความถี่ของสัญญาณเสียงที่เข้ามอดูเลตเท่ากับ 3 กิโลเฮิร์ตซ์ ความถี่เบี่ยงเบนเท่ากับ 18 กิโลเฮิร์ตซ์ เราคำนวณค่าดัชนีการมอดูเลตได้ดังนี้

$$\begin{aligned} m &= \Delta f/f_m \\ &= 18 \text{ kHz}/3 \text{ kHz} = 6 \end{aligned}$$

นำค่า  $m=6$  ไปหาไซด์แบนด์สำคัญที่พิจารณาได้จากตารางที่ 2.2 จะเห็นว่าเมื่อดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 6 จำนวน ไซด์แบนด์จะมีอยู่ 9 คู่ เราจึงคำนวณหาแบนด์วิดท์ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} BW &= f_m * \text{จำนวนไซด์แบนด์} * 2 \\ &= 3 \text{ kHz} * 9 * 2 \\ &= 54 \text{ kHz} \end{aligned}$$

ความจริงแล้วในทางปฏิบัตินิยมใช้สูตรคำนวณแบนด์วิดท์แบบประมาณจากค่า  $\Delta f_{\max}$  และ  $f_{\max}$  เลยไม่ต้องเสียเวลานับจำนวนไซด์แบนด์ ดังนี้

$$\begin{aligned} BW &= 2(m+1)F_{m \max} \\ BW &= 2(f_{d \max} + f_{m \max}) \end{aligned}$$

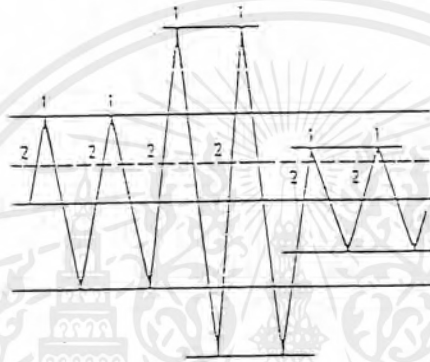
จากตัวอย่างดังกล่าวเราสามารถได้ว่า  $BW = 2 * (6+1) * 3$   
 $= 42 \text{ kHz}$   
 หรือ  $BW = 2 * (18+3)$   
 $= 42 \text{ kHz}$

เสมือนกับว่าเราพิจารณาใช้จำนวนไซด์แบนด์เพียง 7 คู่

### 2.6.6 Noise Suppression In FM System

การเปลี่ยนแปลงทางขนาดของสัญญาณทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของเฟสซึ่งเปรียบเสมือนเกิดการมอดูเลตทางความถี่ หรือกล่าวได้ว่า การมอดูเลตทางขนาดเป็นสาเหตุให้เกิดการมอดูเลตทางความถี่

เราจะใช้รูปที่ 2.37 เพื่อสังเกตว่าเกิดอะไรขึ้นเมื่อขนาดของสัญญาณเปลี่ยนไป จากรูปที่ 2.37 ทางซ้ายของ Wave Form เป็นส่วนที่ไม่เกิดการมอดูเลตทางขนาดและทางความถี่ ซึ่งในส่วนนี้จะเห็นว่าความถี่ของสัญญาณมีค่าคงที่ ซึ่งเราอาจจะสังเกตจากความถี่ ในจุดที่ 1 หรือที่ 2 ก็ได้



รูปที่ 2.37 แสดงผลของเฟสที่เปลี่ยนไปตามขนาดของสัญญาณ Sine Wave

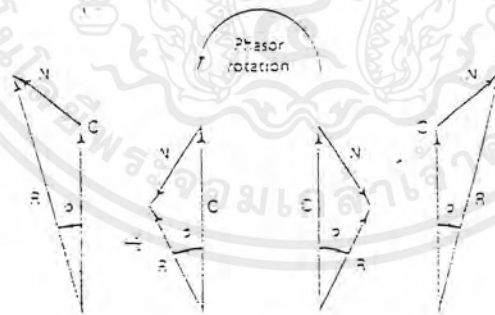
ถัดมาเราจะพิจารณา Wave Form ที่จุดศูนย์กลาง และทางด้านขวาจะสังเกตว่าความถี่ของสัญญาณจะไม่เปลี่ยน แต่ขนาดของสัญญาณจะเพิ่ม และจะลดลงน้อยกว่าขนาดปกติ และจะเกิดผลอะไรขึ้นต่อช่วงเวลาของสัญญาณที่จุด 1 และจุด 2 เมื่อขนาดของสัญญาณเพิ่มขึ้นจะสังเกตเห็นว่าที่จุด 2 เวลาของสัญญาณจะเร็วขึ้นไปด้วย และเมื่อขนาดของสัญญาณลดลงจะทำให้ช่วงเวลาของสัญญาณที่จุด 2 ช้าลงไป ทำให้เฟสของสัญญาณที่จุดนี้รวมทั้งจุดอื่นจะล้าหลังเมื่อขนาดของสัญญาณลดลง ดังนั้นเครื่องรับ FM จะสามารถดีเทคสัญญาณ ที่เกิดเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงช่วงเวลาของเฟสได้ ซึ่งการเปลี่ยนแปลงทางเฟสนี้ ไม่สามารถแยกแยะจากการเปลี่ยนแปลงทางเฟสที่เกิดขึ้นเมื่อความถี่ของสัญญาณเปลี่ยนไป สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นนี้คือ สัญญาณรบกวน FM Noise ที่เกิดจาก AM Noise

เรามาดูระบบ FM กันอีกครั้งหนึ่ง ที่จริงแล้วความถี่เบี่ยงเบนของสัญญาณจะขึ้นกับขนาดของสัญญาณที่นำมาทำการมอดูเลต หรือ  $\Delta f \propto V_m$  เมื่อความถี่ของสัญญาณเปลี่ยนแปลงเนื่องจากการมอดูเลตแบบ FM ซึ่งอัตราการเพิ่มขึ้นและลดลงของความถี่ของสัญญาณจะมีค่าเท่ากับความถี่ของสัญญาณมอดูเลต นั่นคือการเปลี่ยนแปลงความถี่ที่จริงแล้วจะเกิดขณะที่มีมอดูเลตของ

สัญญาณเปลี่ยนแปลง นั่นคือ เกิดตามมุมเฟสที่ lead หรือ lag ซึ่งเป็นไปตามขนาดของสัญญาณมอดูเลต

จากที่กล่าวมาแล้วการเปลี่ยนแปลงทางเฟสขึ้นอยู่กับขนาดของสัญญาณมอดูเลต ถ้าขนาดของสัญญาณมอดูเลตมีค่าน้อยการเปลี่ยนแปลงทางเฟส " $\phi$ " จะมีค่าน้อย ถ้าขนาดของสัญญาณมีค่ามาก การเปลี่ยนแปลงทางเฟส " $\phi$ " จะมีค่ามาก ดังนั้นค่า  $\phi$  ที่จะแปรผันโดยตรงกับความถี่เบี่ยงเบนซึ่งขึ้นอยู่กับขนาดของสัญญาณมอดูเลต FM Detector จะทำการ Detect สัญญาณตามขนาดของ  $\phi$  ดังนั้นขนาดของสัญญาณรบกวน หรือ Noise จึงมีผลมากต่อการ Detect สัญญาณกลับมา เราสามารถอธิบายได้ว่าเกิดการมอดูเลตทางเฟส เนื่องจากการมอดูเลตทางขนาด โดยใช้เฟสเซอร์ไดอะแกรม ดังรูปที่ กำหนดให้ C แทนสัญญาณพาหะ, N แทนสัญญาณรบกวน และ R แทนผลลัพธ์ที่เกิดขึ้น กำหนดให้ทิศทางการหมุนของเฟสเซอร์มีทิศทางทวนเข็มนาฬิกา ถ้าเรากำหนดให้ความถี่ของ N สูงกว่าความถี่ของ C ทำการแสดงเฟสเซอร์ ไดอะแกรมโดยใช้เงื่อนไขของเวลา โดยให้ C คงที่ และ N มีการเปลี่ยนแปลงในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา

จากเฟสเซอร์ไดอะแกรม มุม  $\phi$  แสดงการเบี่ยงเบนของ R ซึ่งเปลี่ยนแปลงตามสัญญาณพาหะ ซึ่งมีค่าสูงสุด เมื่อ N ค้างฉากกับ R



รูปที่ 2.38 แสดงการเกิดการมอดูเลตทางเฟส ซึ่งเป็นผลมาจากการมอดูเลตทางขนาด

เราสามารถใส่เฟสเซอร์ไดอะแกรมในรูปที่ 2.38 อธิบายว่าเพราะเหตุใด ความถี่เบี่ยงเบนจึงขึ้นอยู่กับสัญญาณมอดูเลต ในเฟสเซอร์ไดอะแกรมของ Modulation ทางเฟส กำหนดให้ C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนความถี่ของสัญญาณพาหะ ซึ่งกำหนดให้คงที่  $R$  คือผลรวมทางเฟสของ  $C$  และ  $N$  ซึ่ง  $R$  อาจ leading หรือ lagging กับ  $C$  ตามการเปลี่ยนแปลงของ  $N$  ซึ่งผลรวมของ  $R$  จะอยู่ในตำแหน่งต่างๆ หมายถึงเฟสมีการเปลี่ยนแปลง และความถี่ก็มีการเปลี่ยนแปลง ซึ่งอาจจะเป็นความถี่ ที่เพิ่มขึ้นหรือลดลง นุมระหว่าง  $R$  และ  $C$  หรือ นุม  $\phi$  จะแสดงตำแหน่งของ  $R$  ขึ้นอยู่กับ  $C$  และ  $N$  ถ้า  $N=0$  แล้ว  $R=0$  และ  $\phi=0$

ถ้า  $N$  มีค่าน้อยเมื่อเทียบกับ  $C$  ,  $\phi$  จะมีค่าน้อยมาก ทำให้  $\Delta f$  มีค่าน้อย

ถ้า  $N$  มีค่ามากเมื่อเทียบกับ  $C$  ,  $\phi$  จะมีค่ามาก ทำให้  $\Delta f$  มีค่ามาก

ซึ่งความสัมพันธ์ระหว่าง  $\Delta f$  และ  $\phi$  คือ  $\Delta f = \phi \times f_m$

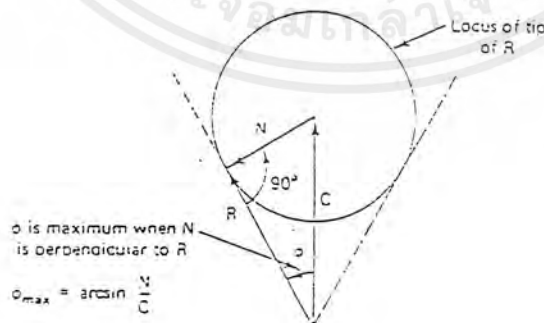
เมื่อ  $\phi$  คือมุมระหว่างเฟสของความถี่สัญญาณพาหะ และผลรวมทางเฟสของสัญญาณรบกวนและสัญญาณพาหะ (rad)

$f_m$  คือ ความถี่ของสัญญาณ Modulation

### 2.6.7 การกำจัดสัญญาณรบกวน

ในระบบ FM Noise ที่เกิดขึ้นจะเกิดเนื่องจากการมอดูเลตทางเฟสดังที่กล่าวมาแล้ว พิจารณาเฟสเซอร์โคออร์เดเกตดังรูปที่ 2.39 สัญญาณรบกวนจะมีค่าสูงสุด เมื่อ  $\Delta f$  มีค่าสูงสุด และ  $\Delta f$  ขึ้นอยู่กับ  $\phi$  ซึ่ง  $\phi$  จะมีค่าสูงสุดเมื่อมุมระหว่าง  $N$  กับ  $R$  เท่ากับ  $90$  องศา เราสามารถหาค่าสูงสุดของ  $\phi$  ได้ดังนี้

$$\phi_{\max} = \arcsin n/c$$



รูปที่ 2.39 Condition for maximum  $\phi$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในตัวอย่างนี้ จะได้

$$\phi_{\max} = \arcsin 0.5 = 30 \text{ องศา} = 0.5236 \text{ rad}$$

การคำนวณความถี่เบี่ยงเบน ซึ่งเกิดจากอิมพัลส์ของสัญญาณรบกวน ถ้ากำหนดให้

$$f_{\text{noise}} = 15 \text{ kHz}$$

$$\begin{aligned} \Delta f_{\text{noise}} &= \phi * f \\ &= 0.5236 * 15000 \\ &= 7854 \text{ Hz} \end{aligned}$$

ถ้าเราให้เปอร์เซ็นต์การมอดูเลตเท่ากับ 100% ( $\Delta f = 75000 \text{ Hz}$ ) จะได้

$$\begin{aligned} \text{FM s/n} &= 20 \log(\Delta f_{\text{signal}} / \Delta f_{\text{noise}}) \\ &= 20 \log 75 / 7.854 \\ &= 20 \text{ dB} \end{aligned}$$

ซึ่งถ้านำมาเปรียบเทียบกับ Signal to noise ratio (S/N) ของระบบ Am แล้วซึ่ง S/N ของระบบ AM ที่มีเปอร์เซ็นต์การมอดูเลตเท่ากับ 100% ซึ่งจะได้ S/N = 6dB จะเห็นว่าระบบ FM นั้นจะสามารถกำจัดสัญญาณรบกวนได้ดีกว่า ถึง 14 dB

## บทที่ 3

### วงจรอุปกรณ์และการปรับแต่ง

#### หลักการทำงาน

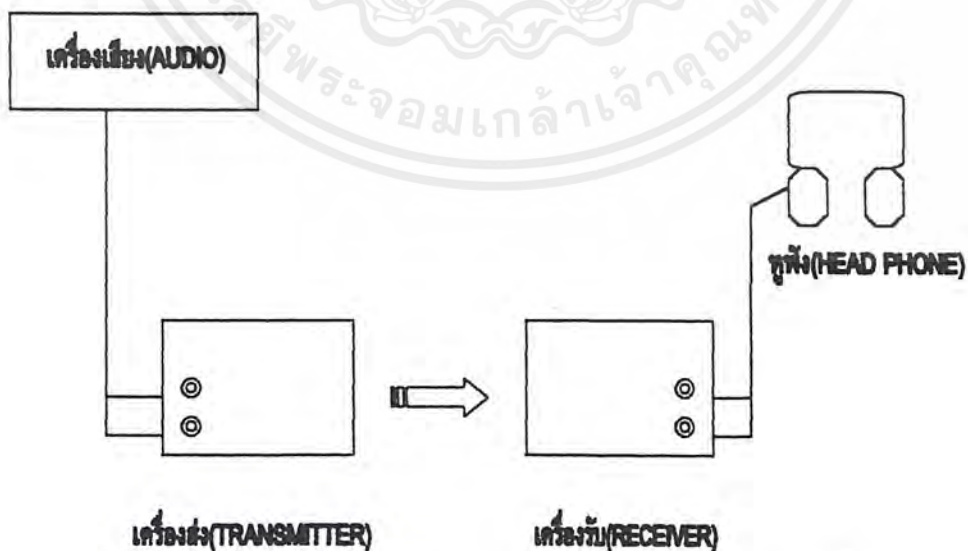
ในที่นี้จะขอกล่าวถึงโครงงานนี้ประกอบด้วยส่วนสำคัญ 2 ส่วนใหญ่ๆ คือส่วนที่เป็นภาคส่งสัญญาณและส่วนที่เป็นภาครับสัญญาณหัวใจสำคัญของส่วนที่เป็นภาคส่งสัญญาณแบบอินฟราเรดนั้นคือไอซี LM566 ( VOLTAGE CONTROLLED OSCILLATOR ) และLEDS (LIMITING DIODE) แบบอินฟราเรด โดยอุปกรณ์สองตัวนี้จะเป็นส่วนช่วยที่จะทำให้ทางด้านภาคส่งสัญญาณที่รับสัญญาณออดิโอ(AUDIO)เข้ามาทางอินพุตโดยการมอดูเลต(MODULATION)ที่ไอซี LM566 แล้วป้อนเข้าสู่ภาคขับ LED แบบอินฟราเรดและอีกส่วนคือส่วนที่เป็นภาครับสัญญาณโดยมีอุปกรณ์ที่สำคัญคือไอซี LM565(PHASE LOCKED LOOP) โดยไอซีตัวนี้จะทำหน้าที่ในการล็อกเอาความถี่กลางที่ได้รับมาจากภาคส่งสัญญาณที่ถูกแยกสัญญาณ โดยวงจรรีโซแนนซ์(RESONANCE) สองชุดทางภาครับแล้วส่งต่อไปยังวงจรขยายเพื่อนำไปใช้งานต่อไป

#### 3.1 รายละเอียดของบล็อกโคอะแกรม

โครงงานประกอบด้วย 2 ส่วนใหญ่ๆ คือ

3.1.1 ส่วนที่เป็นภาคส่งสัญญาณ(TRANSMITTER)

3.1.2 ส่วนที่เป็นภาครับสัญญาณ (RECEIVER)

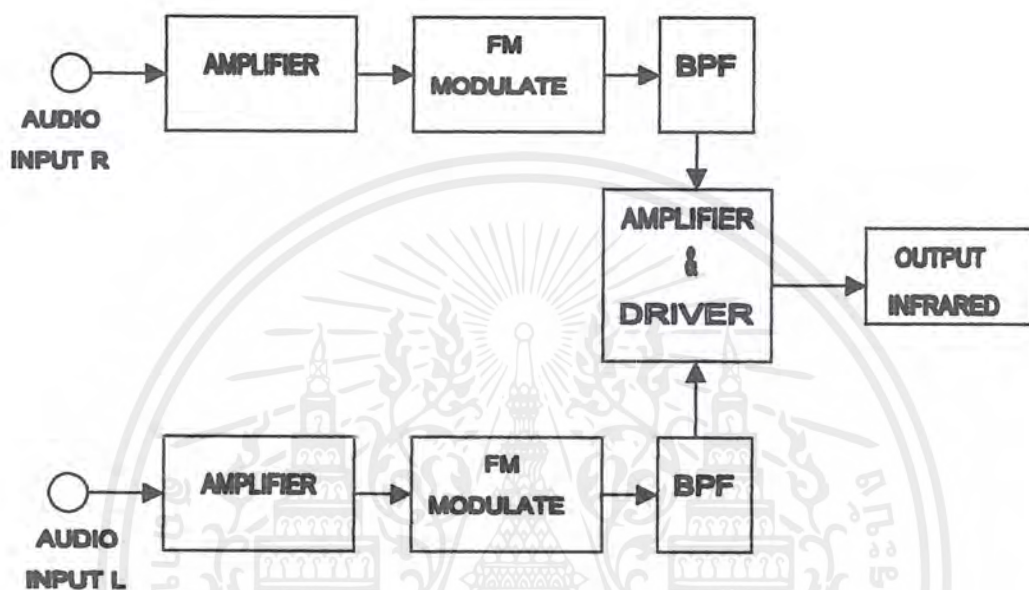


รูปที่ 3.1 บล็อกโคอะแกรมของโครงงานประกอบด้วยส่วนต่างๆดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากบล็อกไดอะแกรมจะเห็นว่าตัวหลักของโครงงานนั้นจะเป็นภาคส่งสัญญาณและภาครับสัญญาณ โดยแต่ละส่วนจะมีรายละเอียดและวิธีการเชื่อมต่อของแต่ละภาคดังต่อไปนี้

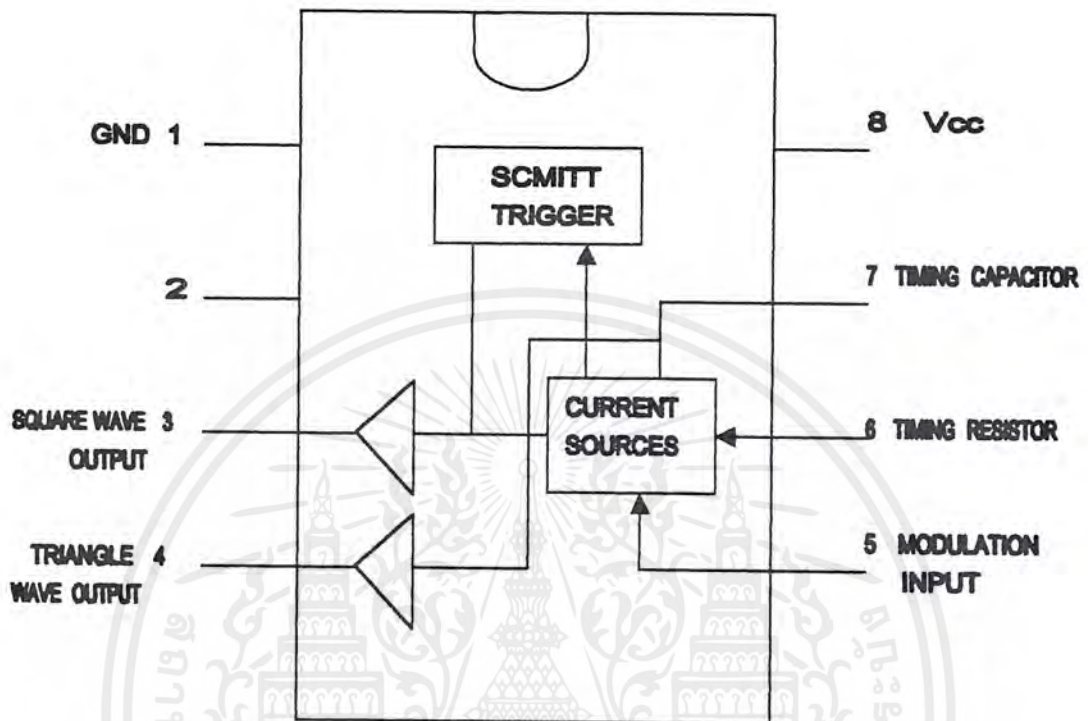
### 3.1.1 ภาคส่งสัญญาณ (TRANSMITTER)



รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมภาคส่งสัญญาณ

จากบล็อกไดอะแกรมจะเห็นว่าเราจะรับสัญญาณอินพุตมาจากแหล่งกำเนิดสัญญาณคือเครื่องเสียงหรือเครื่องรับโทรทัศน์โดยผ่านตัวขยายสัญญาณที่ทำการขยายสัญญาณให้แรงขึ้นแล้วนำสัญญาณมาอมอดูเลชั่นที่ไอซี LM566 ซึ่งทำหน้าที่เป็นออสซิลเลเตอร์ที่สามารถควบคุมความถี่ได้ด้วยแรงดันที่เรียกว่า VCO (VOLTAGE CONTROLLED OSCILLATOR) สองตัวสำหรับสัญญาณสเตอริโอสองช่องเอาท์พุทจาก VCO ที่ถูก MIX แล้วผ่านวงจร LPF (LOWPASS FILTER) ทำหน้าที่ในการเลือกช่วงความถี่ที่เราต้องการต่อจากนั้นป้อนให้ภาคขยายเอาท์พุทขับ LED อินฟราเรด จะเห็นว่าอุปกรณ์หลักของภาคส่งสัญญาณคือ ไอซี LM566 มีรายละเอียดดังต่อไปนี้

### 3.1.1.1 ไอซี LM566 (VOLTAGE CONTROLLED OSCILLATOR)



รูปที่ 3.3 รูปแสดงไอซี LM566

#### ABSOLUTE MAXIMUM RATING

-POWER SUPPLY VOLTAGE	26 V
-POWER DISSIPATION	1000 mW
-OPERATING TEMPERATURE RANGE, LM566CN	0 C To 70 C

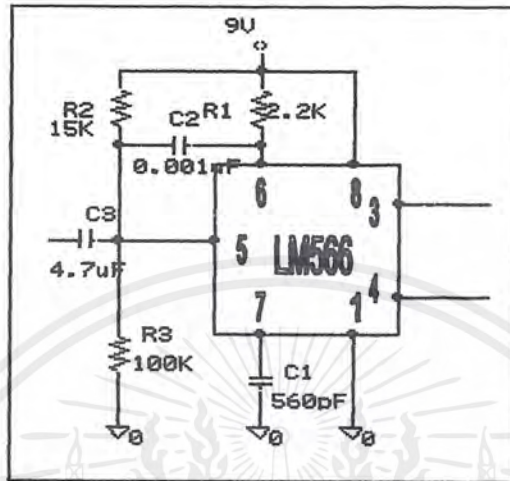
จากรายละเอียดภายในของไอซี LM566 (VOLTAGE CONTROLLED OSCILLATOR) จากรูปดังกล่าวจะเห็นว่าขา 8 ของไอซีจะต่อกับแรงดัน DC และจะต่อกราวด์ (GROUND) ที่ขา 1 โดยในที่นี้เราจะป้อนสัญญาณที่ได้รับมาจากทรานซิสเตอร์ที่ได้ทำการขยายสัญญาณแล้วป้อนเข้าที่ขา 5 ของไอซีซึ่งเป็น MODULATION INPUT และจะนำสัญญาณที่ออกจากขา 4 ซึ่งเป็นสัญญาณสามเหลี่ยมไปใช้งานต่อไปจะเห็นว่า การควบคุมไอซีชนิดนี้ความถี่ที่ได้จะขึ้นอยู่กับแรงดันที่ป้อนเข้ามา

เมื่อเราทราบแรงดันที่ต้องการทางเอาต์พุตเราสามารถที่จะคำนวณหาความถี่กลางของวงจรได้ตามสูตรต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

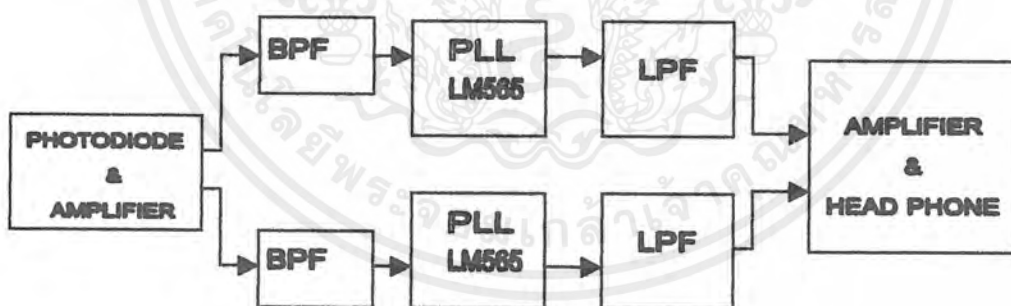
$$f_o = \{2[(+V)-V_{IN}]\}/R1C1(+V)$$

ซึ่งสามารถพิจารณาได้จากวงจร VCO ซึ่งมีลักษณะการต่อดังนี้



รูปที่ 3.4 แสดงวงจร VCO ไอซีเบอร์ LM566

### 3.1.2 ภาครับสัญญาณ(RECEIVER)



รูปที่ 3.5 แสดงบล็อกโคโตะแกรมของภาครับสัญญาณ

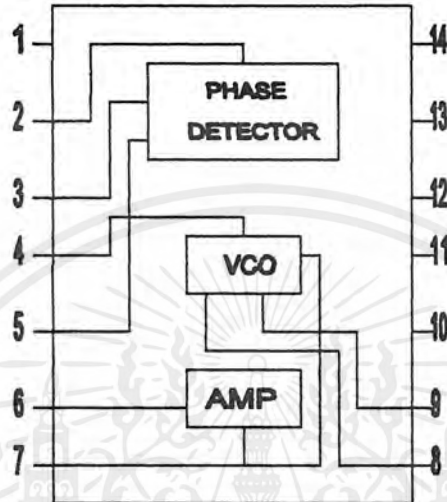
จากภาครับสัญญาณจะเห็นว่าที่ภาครับสัญญาณนี้จะมี LED แบบอินฟราเรดต่ออยู่จุดหนึ่ง เพื่อทำหน้าที่รับสัญญาณที่เข้ามาแล้วผ่านวงจรรีโซแนนซ์เพื่อเลือกเอาความถี่ที่ต้องการต่อจากนั้น นำความถี่ที่ได้เข้าวงจรเฟสล็อกคูล์ป ซึ่งจะทำหน้าที่ล็อกเอาความถี่ที่ต้องการเมื่อได้ความถี่ที่ต้องการ ออกมาจากภาคเอาต์พุตของวงจรเฟสล็อกคูล์ป แล้วผ่านวงจร โทพาสฟิลเตอร์จะได้สัญญาณเสียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เหมือนกับภาคส่งแล้วนำสัญญาณเสียงมาทำการขยายแล้วส่งออกภาคเอาท์พุท โดยสามารถรับฟังได้จากหูฟัง

อุปกรณ์หลักของภาครับสัญญาณคือ LM565 ซึ่งจะมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

### 3.1.2.1 ไอซี LM565 (PHASE LOCKED LOOP)



รูปที่ 3.6 แสดงไอซี LM565

ขาของไอซี LM565

- PIN 1 -Vcc
- PIN 2 INPUT
- PIN 3 INPUT
- PIN 4 VCO OUTPUT
- PIN 5 PHASE COMPARATOR VCO OUTPUT
- PIN 6 REFERENCE OUTPUT
- PIN 7 VCO CONTROL VOLTAGE
- PIN 8 TIMING RESISTOR
- PIN 9 TIMING CAPACITOR
- PIN 10 +Vcc
- PIN 11 NC
- PIN 12 NC
- PIN 13 NC
- PIN 14 NC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรายละเอียดภายในไอซี LM565(PHASE LOCKED LOOP) จะพบว่ามีลักษณะการต่อ โดยที่ขา 2 และขา 3 เป็นสัญญาณทางอินพุตที่ได้จากวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ มาผ่านวงจรเฟสดีเทคเตอร์ ซึ่งอยู่ภายในตัวไอซีทำหน้าที่เปรียบเทียบสัญญาณที่เข้ามากับสัญญาณ VCO โดยที่สัญญาณจากวงจรเฟสดีเทคเตอร์ จะถูกส่งผ่านมายังวงจรขยายได้เอาต์พุตที่ขา 7 และสัญญาณที่ขา 7 นี้จะถูกป้อนกลับไปยังวงจร VCO ซึ่งเป็นการทำงานแบบควบคุมความถี่ด้วยแรงดันจากนั้นจะนำความถี่ที่ได้ไปเปรียบเทียบกับความถี่ที่เข้ามาทางอินพุตผลลัพธ์ที่ได้จะเป็นแรงดันที่ความถี่ของ VCO คลาดเคลื่อนไปจากความถี่อินพุตเรียกว่า แรงดันคลาดเคลื่อน(ERROR VOLTAGE) จากภาคเฟสดีเทคเตอร์สัญญาณจะส่งผ่านไปยังวงจร โลพาสฟิลเตอร์ แล้วทำการขยายเพื่อส่งไปยังเครื่องขยายเสียงหรือหูฟัง(HEAD PHONE)

การคำนวณหาค่าความถี่ต่างๆของ LM565

-สูตรการหา FREE RUNNING

$$f_0 = \{1/3.7R1C1\} = \text{free running frequency}$$

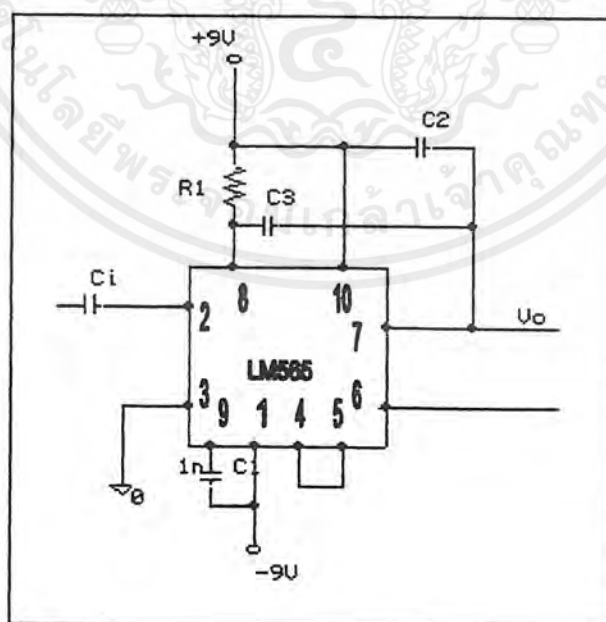
-สูตรการหา LOCK RANGE

$$f_l = \{8f_0/V_s\}$$

-สูตรการหา CAPTURE RANGE

$$f_c = \sqrt{\{f_l / [2\pi(3600\Omega)C2]\}}$$

สามารถพิจารณาวงจรของ PLL ซึ่งมีลักษณะการต่อดังนี้



รูปที่ 3.7 แสดงวงจร PLL ไอซีเบอร์ LM565

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

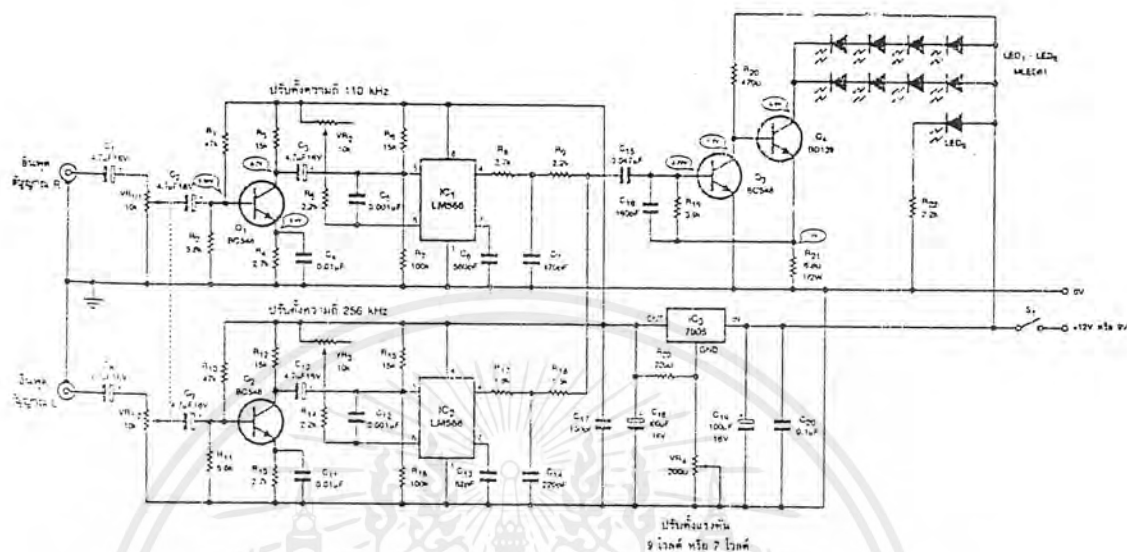
### 3.2 การทำงานของวงจรภาคส่งสัญญาณ

การส่งสัญญาณเสียงใช้วิธีการมอดูเลชันแบบเอฟเอ็ม โดยใช้ชิพ ไอซี LM566 ทำหน้าที่เป็น ออสซิลเลเตอร์ที่สามารถควบคุมได้ด้วยแรงดัน (voltage controlled oscillator, VCO) 2 ตัว สำหรับ สัญญาณเสียงสเตอริโอ 2 ช่อง เอาต์พุตจาก VCO จะถูกมิกซ์แล้วป้อนให้กับภาคขยายเอาต์พุตขับ LED อินฟราเรดทั้ง 8 ตัว ดังรูปแสดงแสดง ภาคส่งสัญญาณ

แต่ละความถี่ที่ได้จาก VCO ถูกเซตค่าโดยตัวเก็บประจุที่ต่อที่ขา 7 ซึ่งได้แก่  $C_6$ ,  $C_{13}$  และ ตัวต้านทานปรับค่าได้ที่ต่อที่ขา 6 ของไอซี วงจร VCO สำหรับสัญญาณช่องขวาได้ออกแบบให้ใช้ ความถี่กลางที่ 110 กิโลเฮิร์ตซ์ และสัญญาณช่องซ้ายออกแบบให้ใช้ความถี่กลางที่ 256 กิโลเฮิร์ตซ์ เอาต์พุตของ VCO ที่ขา 4 เป็นสัญญาณรูปสามเหลี่ยมและเมื่อผ่านวงจรกรองสัญญาณ RC จะได้เป็นสัญญาณรูปซายน์

การมอดูเลชันความถี่ของแต่ละ VCO ทำได้โดยการป้อนสัญญาณออคิโอที่ขา 5 ซึ่งเป็นอิน พุทต์แรงดันควบคุมออสซิลเลเตอร์ หรือเรียกได้ว่าเป็นมอดูเลชันอินพุทต์ ตัวต้านทาน  $R_6$ ,  $R_7$  และ  $R_{15}$ ,  $R_{16}$  ทำหน้าที่ตั้งจุดทำงานสำหรับไอซี การเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขา 5 จะมีผลตอบสนองต่อการ เปลี่ยนความถี่ของออสซิลเลเตอร์ การเปลี่ยนแปลงแรงดันสูงสุดจะทำให้ความถี่เกิดเบี่ยงเบนสูงสุด ด้วยความถี่กลางที่ตั้งไว้

สัญญาณที่ผ่านวงจรในส่วนของ VCO แล้ว ถูกป้อนเข้าสู่ภาคขับ LED อินฟราเรดซึ่งเป็นวง จรขยายสัญญาณทรานซิสเตอร์  $Q_3$  และ  $Q_4$  โดยมี  $R_{21}$  ทำหน้าที่จำกัดกระแสที่ไหลผ่าน LED อินฟราเรด การทำงานของวงจรต้องมีการควบคุมระดับสัญญาณที่ป้อนเข้าทางอินพุทต์ทั้งสัญญาณ L และ R เพื่อให้การมอดูเลชันไม่เกิดการ โอเวอร์ โดยปรับระดับสัญญาณได้ที่  $VR_1$  ควบคุมการ เบี่ยงเบนความถี่จากจุดกึ่งกลางที่ตั้งไว้ นอกจาก  $VR_1$  ซึ่งเป็นตัวปรับระดับสัญญาณไม่ให้เกิดการ โอ เวอร์ ในอีกทางหนึ่งถ้าสัญญาณเบาเกินไปก็จะทำให้สัญญาณที่รับ ได้เกิดเสียงรบกวนขึ้นมากหรือ อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าต่ำ



รูปที่ 3.8 แสดงวงจรภาคส่งสัญญาณอินฟราเรด

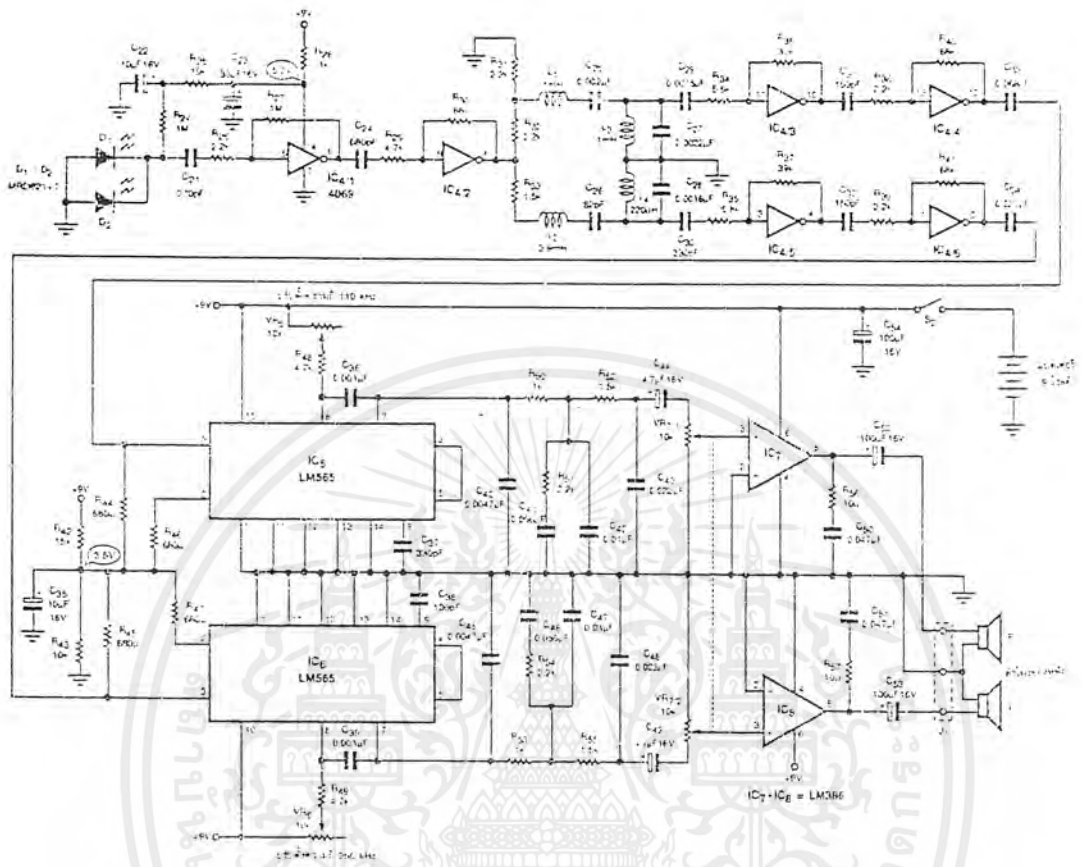
อย่างไรก็ตามวงจรก็ได้ออกแบบระบบเพื่อปรับปรุงอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน ซึ่งใช้การปรับเฟสซิส โดยใช้ตัวเก็บประจุบายพาส  $C_1, C_{11}$  ที่ขาอินพุตของทรานซิสเตอร์ และในส่วนของภาคขับเอาต์พุตออกแบบให้ทำงานแบบคลาสเอ เพื่อทำให้การส่งสัญญาณเป็นเชิงเส้นมากขึ้น

สำหรับไฟเลี้ยงของวงจรออกแบบให้ใช้เครื่องจ่ายไฟภายนอก ซึ่งใช้ได้ทั้งแรงดันเอาต์พุต 9 และ 12 โวลต์ แรงดันไฟเลี้ยงถูกเรกูเลเตอร์โดยใช้ไอซี 7805 การตั้งแรงดันไฟเลี้ยงถ้าป้อนแรงดันที่ 12 โวลต์ ให้ปรับ  $VR_4$  ให้ได้แรงดันเอาต์พุตของ 7805 เป็น 9 โวลต์ และถ้าป้อนแรงดันที่ 9 โวลต์ ให้ปรับจนได้เอาต์พุต 7 โวลต์ นำไปใช้ในวงจร เครื่องจ่ายไฟที่ใช้ควรใช้ขนาดไม่ต่ำกว่า 250 มิลลิแอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.3 การทำงานของวงจรภาครับสัญญาณ

ทำหน้าที่สำคัญในการแยกสัญญาณออกดีไอออกจากความถี่พาหะ ดังรูปแสดงวงจรภาครับสัญญาณ วงจรตีเทคเตอร์ออกแบบโดยใช้ชิพ LM565 เฟสล็อกถูปรมาทำหน้าที่นี้ โดยมี  $C_{37}$ ,  $C_{38}$  ต่อที่ขา 9 และ  $R_{48}$ ,  $R_{49}$ ,  $VR_5$  และ  $VR_6$  ต่อที่ขา 8 ทำหน้าที่ตั้งความถี่กึ่งกลางให้กับ  $IC_5$  และ  $IC_6$  ช่องสัญญาณ R ปรับตั้งไว้ที่ 110 กิโลเฮิร์ตซ์และช่องสัญญาณ L ปรับตั้งที่ความถี่ 256 กิโลเฮิร์ตซ์ สัญญาณ L และ R ถูกป้อนเข้า  $IC_5$  และ  $IC_6$  ทางขา 3 ซึ่งผ่านวงจรปริแอมพลิไฟเออร์และวงจรกรองสัญญาณมาแล้ว ตัวต้านทาน  $R_{42}$  และ  $R_{43}$  ทำหน้าที่กำหนดจุดทำงานของ  $IC_5$  และ  $IC_6$  ในส่วนวงจรปริแอมพลิไฟเออร์มีการทำงานดังนี้เมื่อโฟโอดีไดโอด  $D_1$  และ  $D_2$  ได้รับสัญญาณเพื่อป้อนให้กับ LM565 โฟโอดีไดโอดทั้ง 2 ตัวถูกต่อแบบไบแอสกลับและต่อในลักษณะขนานเพื่อทำให้รับสัญญาณมีมุมกว้างขึ้น  $IC_4$  ได้รับหน้าที่ในการขยายสัญญาณในส่วนนี้ โดยออกแบบให้ทำงานในลักษณะเป็นเชิงเส้นขยายสัญญาณขนาดเล็ก ด้วยการต่อตัวต้านทานป้อนกลับมายังอินพุตอีตราชขยายขึ้นอยู่กับค่าของตัวต้านทานป้อนกลับและตัวต้านทานอิตพุตของวงจรสำหรับเหตุผลที่ใช้ค่าตัวต้านทานป้อนกลับมีค่าสูงเพื่อทำให้แรงดันเอาต์พุตที่ได้มีเสถียรภาพที่ดี  $IC_{4/1}$  และ  $IC_{4/2}$  ทำหน้าที่ขยายสัญญาณจากโฟโอดีไดโอดหลังจากนั้นถูกป้อนเข้าวงจรกรองสัญญาณชนิดแบนด์พาส 2 จุด เพื่อทำหน้าที่แยกสัญญาณความถี่ทั้ง 2 ที่รับมาจากภาคส่งออกจากกัน สัญญาณความถี่ 110 กิโลเฮิร์ตซ์ถูกขยายโดย  $IC_{4/3}$  และ  $IC_{4/4}$  สัญญาณความถี่ 256 กิโลเฮิร์ตซ์ถูกขยายโดย  $IC_{4/5}$  และ  $IC_{4/6}$  สัญญาณที่ผ่านการขยายแล้วจะป้อนผ่านไปยัง  $IC_5$  และ  $IC_6$  สัญญาณออกดีไอที่ได้จาก  $IC_5$  และ  $IC_6$  ถูกป้อนเข้าวงจรกรองสัญญาณแบบ RC อีกครั้งเพื่อลดทอนความถี่พาหะที่อาจเกิดลอคออกมาและทำหน้าที่เป็นวงจรดีเอมฟาซิสด้วย หลังจากนั้นป้อนเข้าภาคขยายสัญญาณออกสู่เอาต์พุตซึ่งใช้ออปแอมป์ LM386 ทำหน้าที่นี้โดยมี  $VR_7$  ปรับระดับความดังที่ต้องการ ถ้าหูฟังที่มีคุณภาพดีมาใช้ก็จะได้คุณภาพเสียงที่ดีตามไปด้วย



รูปที่ 3.9 แสดงวงจรภาครับสัญญาณอินฟราเรด

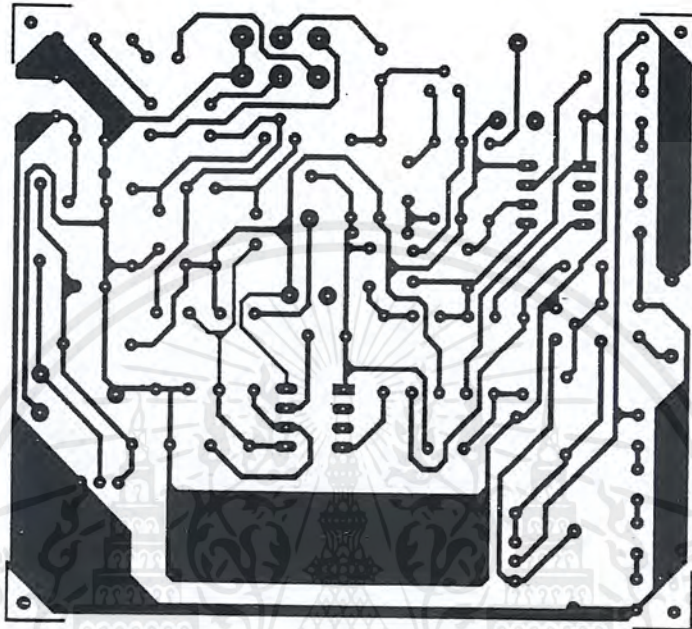
### 3.4 การสร้าง

ก่อนอื่นต้องจัดเตรียมแผ่นวงจรพิมพ์เสียก่อน ซึ่งแสดงได้รูปทั้งนั้นก็ควบคู่ไปกับจัดเตรียมอุปกรณ์ตามรายการให้ครบทุกตัว เมื่อทุกอย่างพร้อมก็เริ่มลงอุปกรณ์จากตัวเดี่ยสุด ไปสู่ตัวที่สูงที่สุดตามแบบฉบับเดิมๆ ทั้งภาคส่งและภาครับแต่ความระมัดระวังในเรื่องของตำแหน่งขาของอุปกรณ์ทุกตัวด้วย โดยเฉพาะ LED<sub>1</sub>-LED<sub>8</sub> และ D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub> ต่อจากนั้นก็เดินสายไปยังอุปกรณ์ภายนอกแผ่นวงจร เช่น แบตเตอรี่ 9 โวลท์, แจ็ค J<sub>1</sub> และ J<sub>2</sub> เป็นต้น ดังรูปแสดงการลงอุปกรณ์และการเดินสายภายในกล่อง

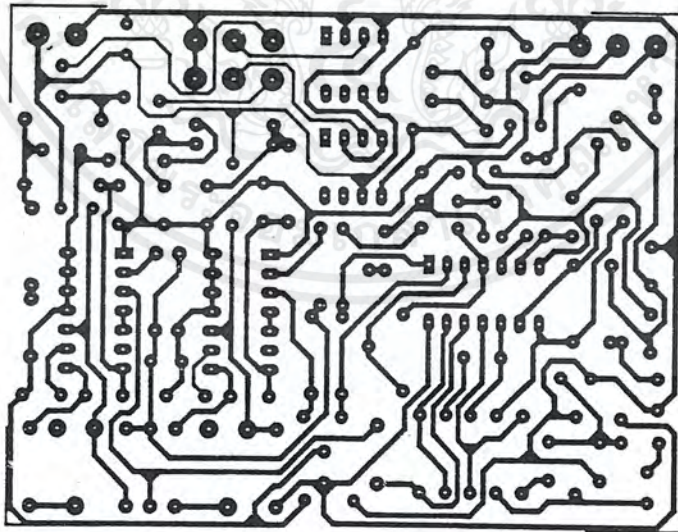
การติดตั้ง Q<sub>1</sub> และ IC<sub>3</sub> ให้ติดแผ่นระบายความร้อนขนาดเล็กด้วย การลงกล่องสำหรับเครื่องส่งให้เจาะรูตามขนาดต่างๆ ของอุปกรณ์และช่องสำหรับติดตั้ง LED อินฟราเรด LED<sub>1</sub>-LED<sub>8</sub> ควรติดตั้งอุปกรณ์สะท้อนแสงไว้ด้วย เพื่อช่วยทำให้การส่งคลื่นการลงกล่องเครื่องรับสัญญาณให้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ติดตั้งไฟโต้คโคคอยู่บริเวณกึ่งกลาง โดยแยกจากกันให้ระยะห่างเฉลี่ยครอบคลุมตลอดช่องที่เจาะไว้และอาจติดตั้งอุปกรณ์สะท้อนแสงไว้ทางด้านหลังด้วยก็ได้



(ก)



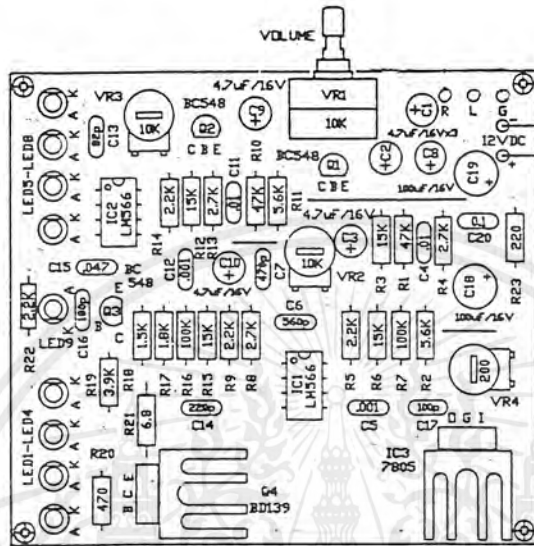
(ข)

รูปที่ 3.10 แสดงลายทองแดงของวงจรทั้ง 2 ภาค

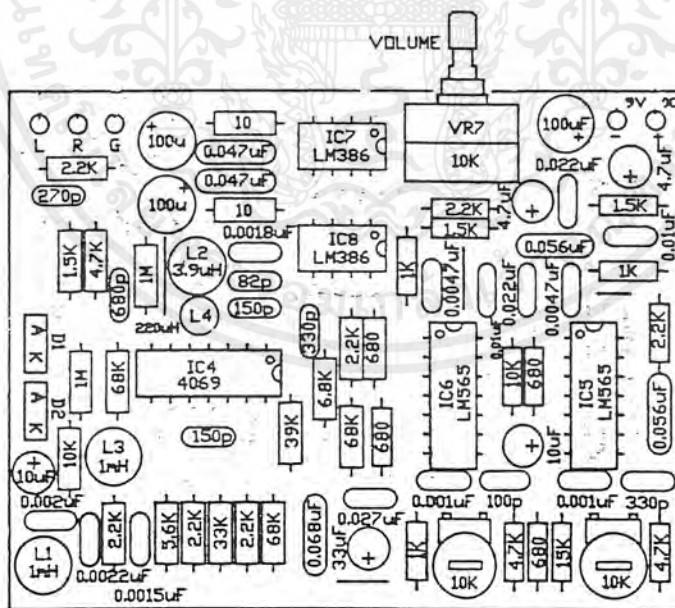
(ก) ภาคส่ง (ข) ภาครับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับแผ่นกรองแสงที่หน้าปัดของทั้งเครื่องรับและส่ง ให้ใช้แผ่นพลาสติกใสสีแดงให้ได้ขนาด และนำมาติดตั้งเพื่อช่วยป้องกันแสงสว่างจากภายนอก เช่น แสงจากหลอดฟลูออเรสเซนต์ ทำให้ การส่งและรับมีประสิทธิภาพมากขึ้น



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.11 แสดงการลงอุปกรณ์ (ก) ภาคส่ง (ข) ภาครับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.5 การทดสอบและการปรับแต่ง

หลังจากตรวจสอบความถูกต้องในการลงอุปกรณ์, ค่าของอุปกรณ์ และจุดบัดกรีจนแน่ใจแล้ว เริ่มทดสอบวงจรที่ภาคส่งสัญญาณก่อน โดยป้อนแรงดันไฟเลี้ยงเข้าเครื่องที่แรงดัน 9 โวลต์ หรือ 12 โวลต์ นำโวลท์มิเตอร์มาวัดที่ขาเอาต์พุทของ 7805 ปรับแรงดันที่  $VR_1$  ให้อ่านค่าได้ที่ 7 โวลต์หรือ 9 โวลต์ ตามลำดับโดยเทียบกับแรงดันที่ป้อนให้นำแอมมิเตอร์มาวัดกระแสที่ไหลเข้าสู่วงจรทั้งหมดต้องอ่านค่าได้ประมาณ 200 มิลลิแอมป์

การปรับแต่งในขั้นตอนต่อไปคือตั้งความถี่กลางสำหรับวงจร VCO ของสัญญาณช่องซ้ายและขวาให้ลัดวงจรที่อินพุตทั้งช่องซ้ายและขวาลงกราวด์ วัดแรงดันที่  $Q_1, Q_2$  และจุดอื่นๆ ที่กำหนดในวงจรว่าได้ค่าถูกต้องหรือไม่ ถ้ามีเครื่องวัดความถี่ (frequency counter) ให้นำสายมาวัดที่ขา 3 ของ  $IC_1$  ปรับ  $VR_2$  ให้อ่านค่าได้ความถี่เป็น 110 กิโลเฮิร์ตซ์ (9 ไมโครวินาที) ทำเช่นเดียวกันอีกครั้งที่ขา 3 ของ  $IC_2$  ปรับ  $VR_3$  ให้อ่านค่าได้ 256 กิโลเฮิร์ตซ์ (3.9 ไมโครวินาที) อย่างไรก็ตามถ้าไม่มีเครื่องวัดความถี่ก็ให้นำออสซิลโลสโคปมาใช้แทนได้ โดยวัดคาบเวลาแทนจึงนำไปคำนวณความถี่ที่ได้ ( $f = 1/T$ )

ต่อไปให้ปรับแต่งเครื่องรับสัญญาณบ้าง โดยป้อนไฟเลี้ยง 9 โวลต์ จากแบตเตอรี่เข้าสู่วงจร นำแอมมิเตอร์มาวัดกระแสที่เข้าสู่วงจรทั้งหมดต้องได้ประมาณ 25 มิลลิแอมป์ นำโวลท์มิเตอร์วัดที่จุดต่างๆ ที่กำหนดในวงจรว่าได้ถูกต้องหรือไม่ นำหูฟังมาต่อที่แจ๊คเอาต์พุทสเตอริโอ  $J_1$  จะต้องมีเสียงซ่าอันเกิดจากแสงทั่วไปที่เกิดขึ้น เริ่มปรับ  $VR_4$  โดยฟังสัญญาณช่อง R โดยพยายามปรับให้สัญญาณรบกวนน้อยที่สุด ปรับ  $VR_5$  ด้วยเช่นกัน โดยฟังจากสัญญาณช่อง L

การปรับแต่งขั้นสุดท้าย ให้ทดสอบโดยป้อนสัญญาณออกซิโจากโทรทัศน์หรือเครื่องเสียงปรับ  $VR_1$  ให้ได้ระดับสัญญาณที่เหมาะสมไม่เกิดการโอเวอร์โดยสังเกตจากสัญญาณที่ได้รับเกิดการเพี้ยน ทดลองฟังว่าได้รับมิดิของสเตอริโอมากน้อยเพียงใดอาจปรับแต่งที่  $VR_5$  และ  $VR_6$  อีกครั้งให้ได้คุณภาพเสียงที่ดีที่สุด

ในส่วนของ การปรับแต่งเป็นขั้นตอนที่มีความสำคัญสูงให้ให้ความระมัดระวังและความละเอียดกับทุกจุดและคุณภาพเสียงที่ได้จะดีเพียงใดอยู่ที่ขั้นตอนนี้

### 3.6 การนำไปใช้งาน

เมื่อปรับแต่งจนได้ที่ถึงเวลาใช้งาน ขั้นแรกต้องหาแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงให้กับเครื่องส่ง ซึ่งอาจจะใช้อะแดปเตอร์ขนาด 300 มิลลิแอมป์ หรือเครื่องจ่ายไฟตรงอื่นๆ โดยปรับไว้ที่แรงดัน 9 โวลต์ หรือ 12 โวลต์ ต่อสายสัญญาณออกซิโจากโทรทัศน์หรือเครื่องเสียงเข้ากับแจ๊ค RCA ทางด้านหลังของเครื่องส่งและติดตั้งเครื่องให้ตรงกับทิศทางที่ต้องการรับฟัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 4

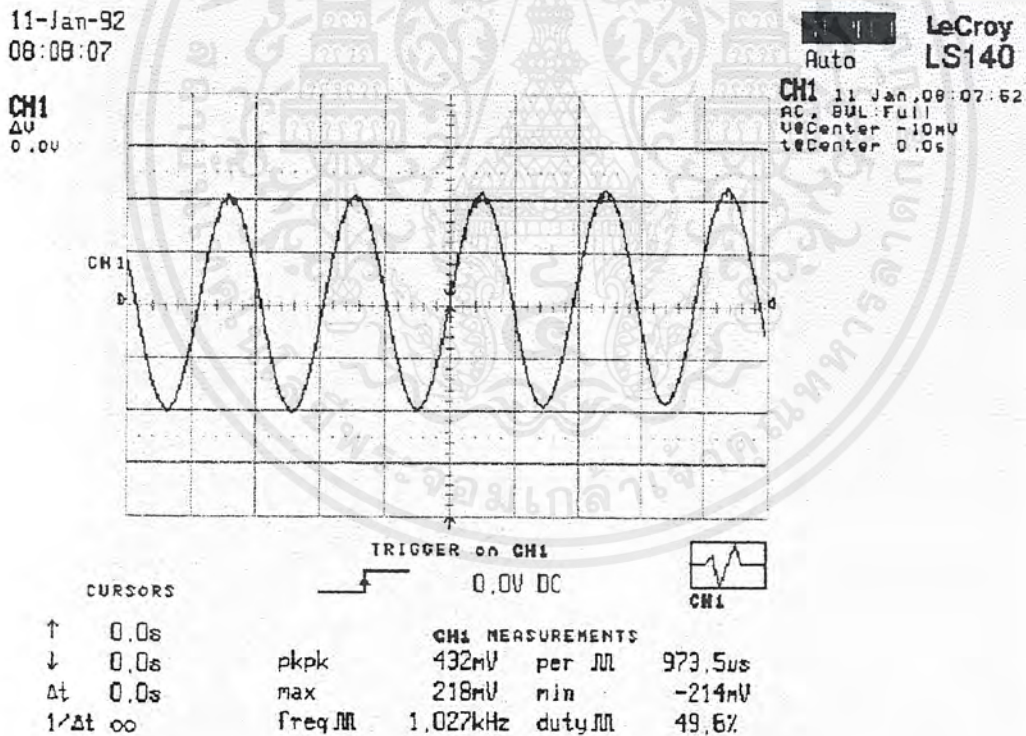
## การทดลองและผลการทดลอง

หลังจากได้ทำการจ่ายไฟให้กับวงจรของเครื่องส่งและเครื่องรับระบบอินฟราเรดแล้วจากนั้นทำการทดสอบการทำงานของแต่ละภาคของวงจรดังนี้

### 4.1 วงจรทางด้านภาคส่งสัญญาณระบบอินฟราเรด

#### 4.1.1 ภาคขยายสัญญาณ

ทำการวัดสัญญาณของขาคอลเล็กเตอร์ของ Q1(BC548) ซึ่งเป็นเอาต์พุตของภาคขยายสัญญาณดังแสดงในรูปที่ 4.1

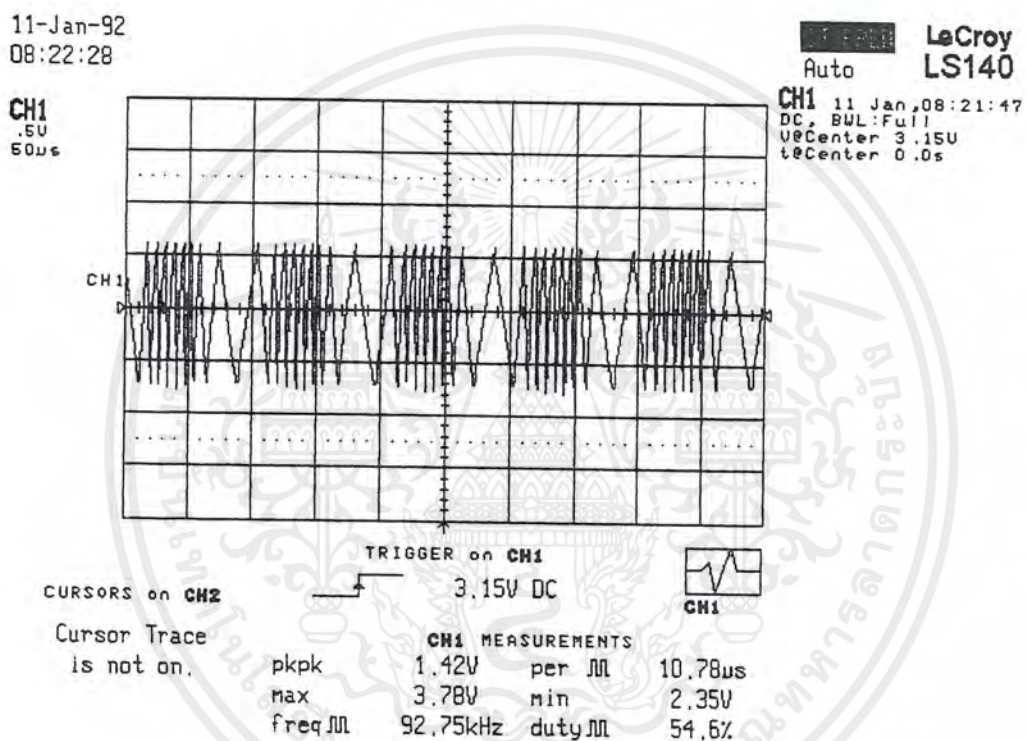


รูปที่ 4.1 แสดงสัญญาณที่ขาคอลเล็กเตอร์ Q1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.1.2 ภาคออสซิลเลเตอร์

ทำการวัดสัญญาณความถี่ของวงจรโดยป้อนความถี่ในการทดสอบที่ 10 KHz โดยความถี่อินพุตที่ป้อนเข้ามาจะ ไปเบี่ยงเบนความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห้โดยสามารถวัดสัญญาณได้จากขา 4 ของไอซี LM566 ดังแสดงในรูปที่ 4.2



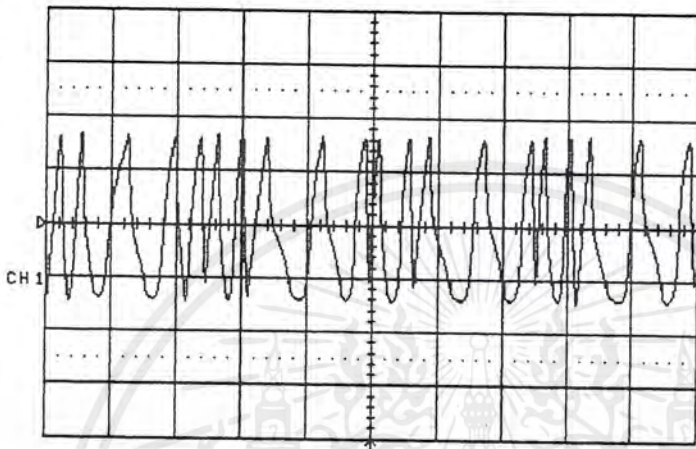
รูปที่ 4.2a แสดงสัญญาณเบี่ยงเบนช่องขวา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการทำงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

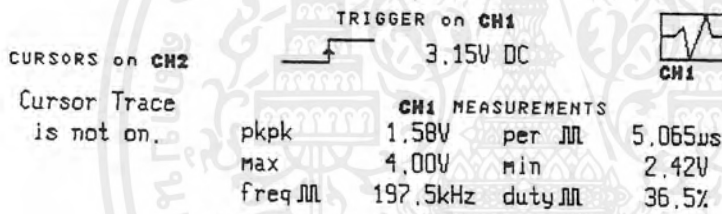
11-Jan-92  
08:24:23

LeCroy  
LS140  
Auto

CH1  
.5V  
10 $\mu$ s



CH1 11 Jan, 08:24:18  
DC, BWL: Full  
V@Center 3.15V  
t@Center 0.0s



รูปที่ 4.2b แสดงสัญญาณเบี่ยงเบนช่องซ้าย

#### 4.1.3 ภาคขยายของเอาต์พุต

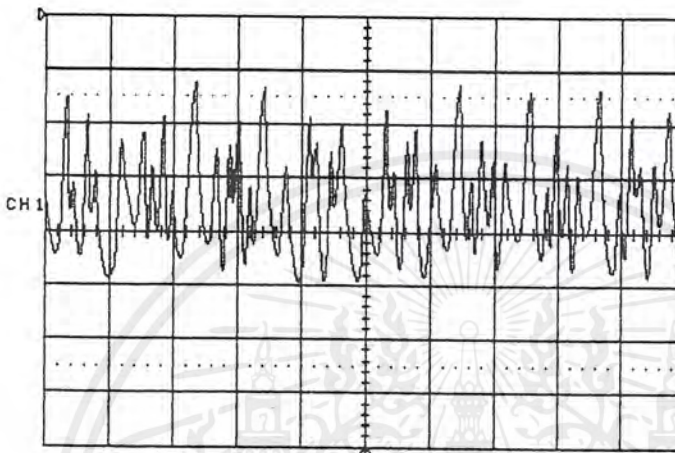
ทำการวัดสัญญาณภาคขยายที่ขาคอลเล็กเตอร์ของ Q4 (BD139) ซึ่งจะทำให้การส่งสัญญาณออกที่ LED อินฟราเรดดังแสดงในรูปที่ 4.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

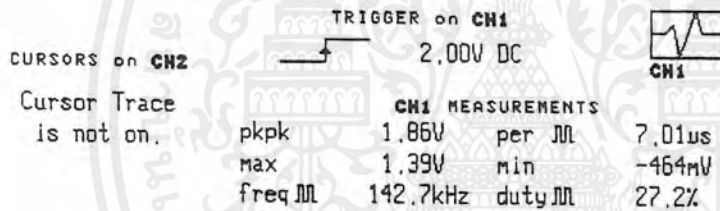
11-Jan-92  
08:25:59

Auto LeCroy  
LS140

CH1  
.5V  
20ms



CH1 11 Jan, 08:25:42  
AC, BWL:Full  
V@Center 0.0V  
t@Center 0.0s



รูปที่ 4.3 แสดงสัญญาณภาคขยายของเอาต์พุต

## 4.2 วงจรทางด้านภาครับสัญญาณระบบอินฟราเรด

### 4.2.1 วงจรปริแอมป์ลิไฟร์

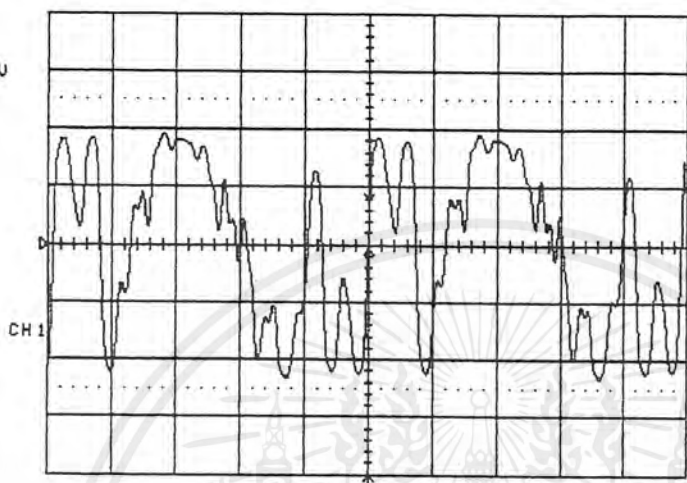
ทำการวัดสัญญาณที่ขา 8 ของไอซี 4069 ซึ่งจะทำหน้าที่ในการขยายสัญญาณที่รับได้จาก D1-D2 โดยทำงานในลักษณะเป็นเชิงเส้นสำหรับขยายสัญญาณขนาดเล็กแสดงได้ดังรูปที่ 4.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

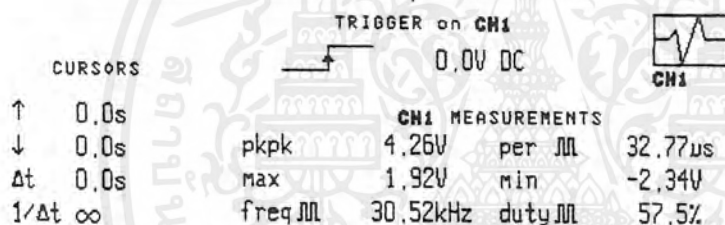
11-Jan-92  
09:13:07

LeCroy  
Auto LS140

CH1  
 $\Delta U$   
64.0mV



CH1 11 Jan, 09:13:01  
AC, BUL: Full  
V@Center 0.0V  
t@Center 0.0s



รูปที่ 4.4 แสดงสัญญาณที่รับได้จากภาคปริแอมพลิไฟร์

#### 4.2.2 วงจรแบนด์พาส

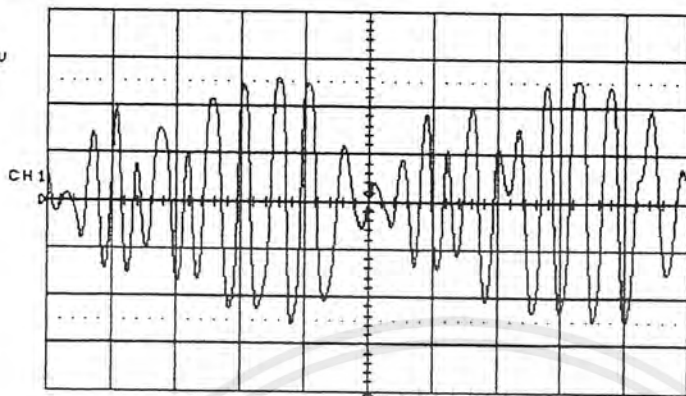
ทำการวัดสัญญาณที่ขา 12 สำหรับช่องขวาและที่ขา 2 สำหรับช่องซ้ายของไอซี 4069 โดยชุด L-C ของวงจรแบนด์พาสจะทำหน้าที่แยกสัญญาณซีกซ้ายที่มอดดูเลทกับความถี่คลื่นพาห์ 256 KHz และสัญญาณซีกขวาที่มอดดูเลทกับความถี่คลื่นพาห์ 110KHz ออกจากกันจะได้รูปสัญญาณดังแสดงในรูปที่ 4.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

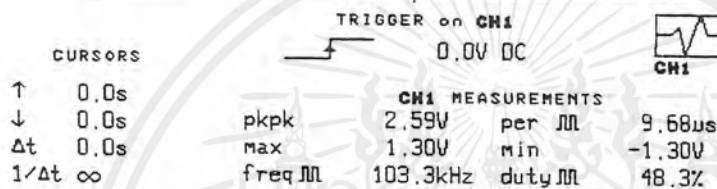
11-Jan-92  
09:14:02

Auto LeCroy  
LS140

CH1  
 $\Delta V$   
18.0mV



CH1 11 Jan, 09:13:33  
AC, BUL: Full  
V@Center 0.0V  
t@Center 0.0s

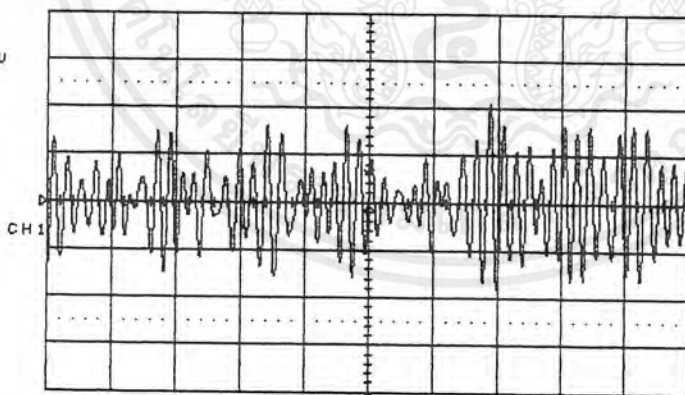


รูปที่ 4.5a แสดงสัญญาณที่ผ่านวงจรแบนด์พาสช่องซ้าย

11-Jan-92  
09:14:55

Auto LeCroy  
LS140

CH1  
 $\Delta V$   
12.8mV



CH1 11 Jan, 09:14:37  
AC, BUL: Full  
V@Center 0.0V  
t@Center 0.0s

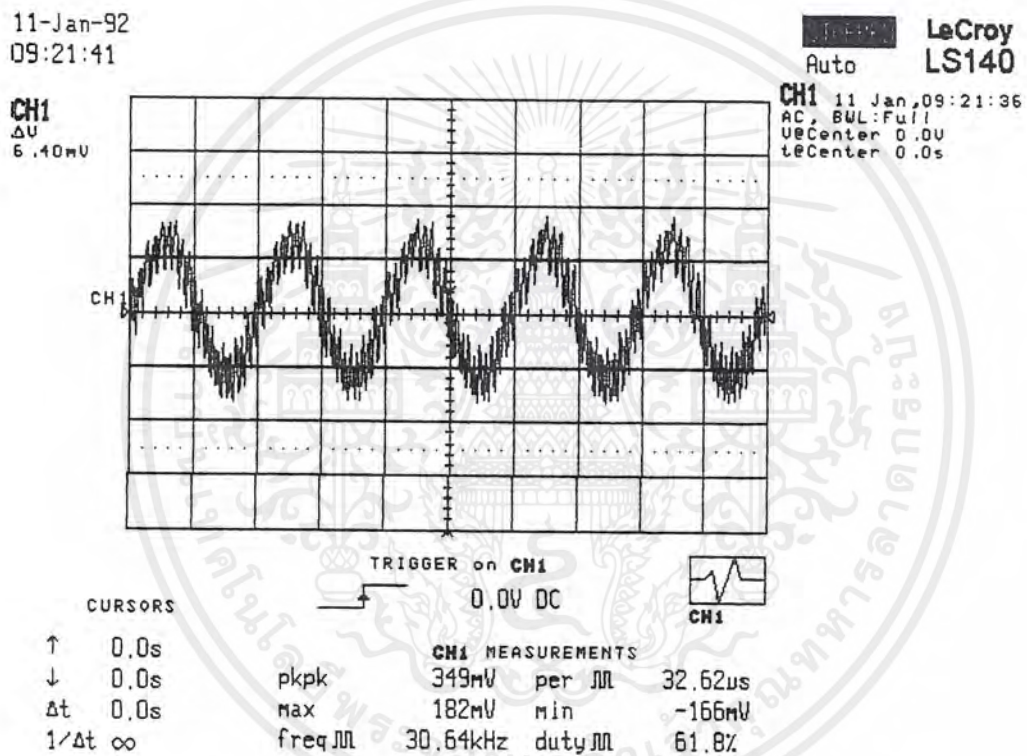


รูปที่ 4.5b แสดงสัญญาณที่ผ่านวงจรแบนด์พาสช่องขวา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.2.3 วงจรเฟสล็อกูป

ทำการวัดสัญญาณที่ขา 7 ของไอซี LM565 ซึ่งจะได้เป็นสัญญาณออกคิโอที่จะป้อนเข้าสู่ วงจรกรองสัญญาณดังแสดงในรูปที่ 4.6



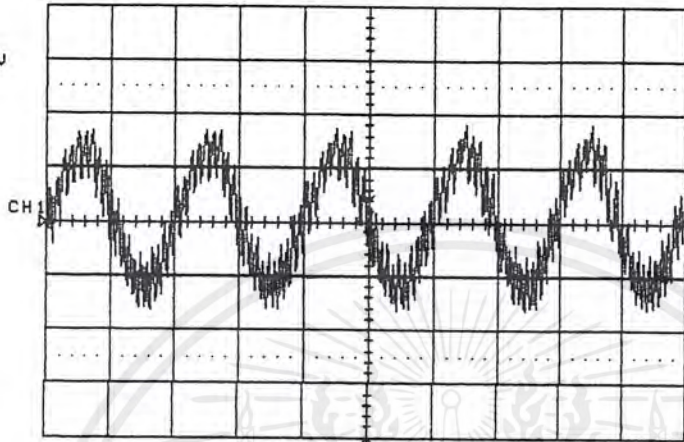
รูปที่ 4.6a แสดงสัญญาณเสียงช่องซ้าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

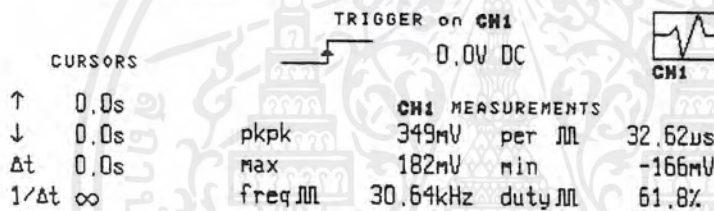
11-Jan-92  
09:21:41

Auto LeCroy  
LS140

CH1  
 $\Delta V$   
6.40mV



CH1 11 Jan,09:21:36  
AC, BWL:Full  
V@Center 0.0V  
t@Center 0.0s



รูปที่ 4.6b แสดงสัญญาณเสียงชองขวา

#### 4.2.4 ภาคขยายสัญญาณเสียง

ทำการวัดสัญญาณเสียงที่ไอซี LM386 ซึ่งเป็นไอซีที่ทำการขยายสัญญาณเสียงก่อนออกไปยังหูฟังแสดงดังในรูปที่ 4.7

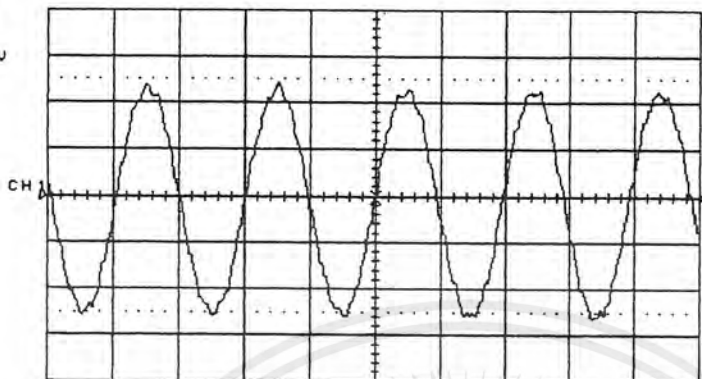
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

11-Jan-92  
09:22:11

Auto LeCroy  
LS140

CH1  
 $\Delta U$   
6.40mV

CH1 11 Jan, 09:22:03  
AC, BUL: Full  
V@Center 0.0V  
t@Center 0.0s



TRIGGER on CH1  
0.0V DC

CURSORS  
↑ 0.0s  
↓ 0.0s  
 $\Delta t$  0.0s  
1/ $\Delta t$   $\infty$

CH1 MEASUREMENTS  
pkpk 509mV per  $\mu$ s 98.30 $\mu$ s  
max 243mV min -266mV  
freq  $\mu$ s 10.17kHz duty  $\mu$ s 49.9%

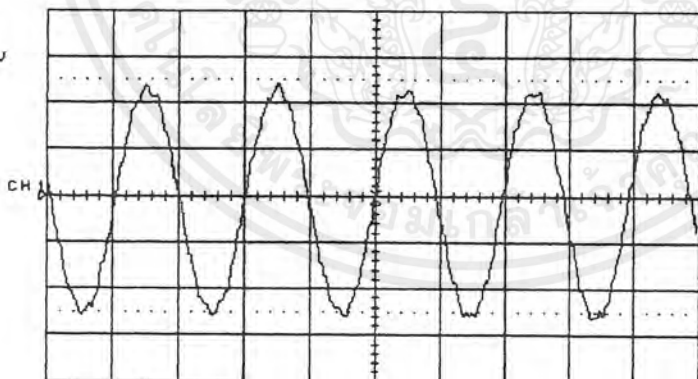
รูปที่ 4.7a แสดงสัญญาณเสียงช่องซ้าย

11-Jan-92  
09:22:11

Auto LeCroy  
LS140

CH1  
 $\Delta U$   
6.40mV

CH1 11 Jan, 09:22:03  
AC, BUL: Full  
V@Center 0.0V  
t@Center 0.0s



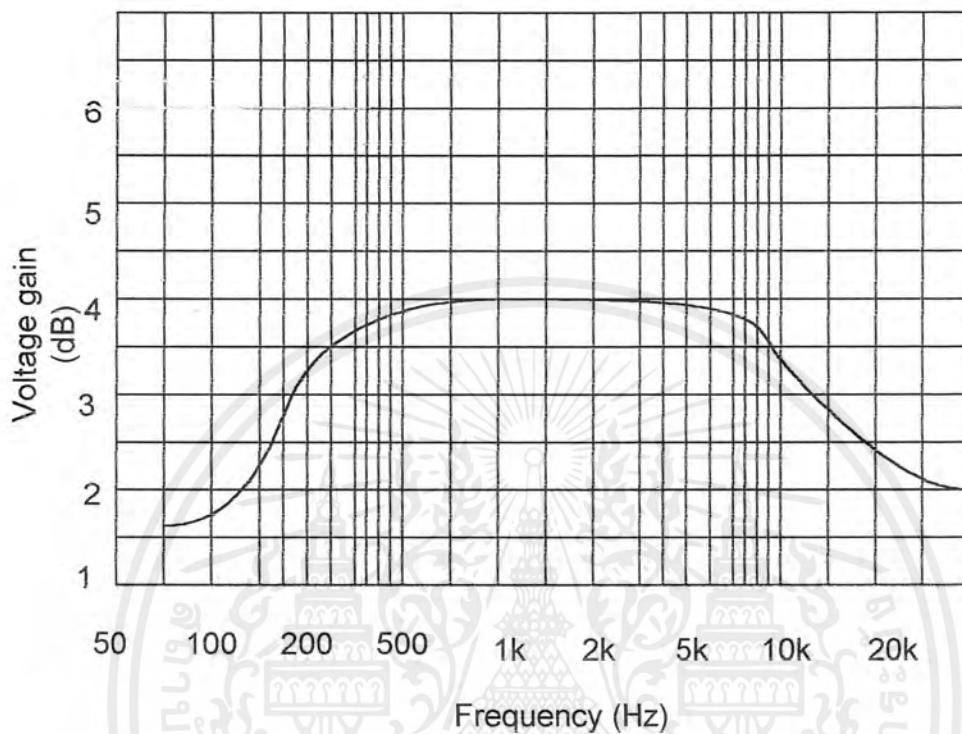
TRIGGER on CH1  
0.0V DC

CURSORS  
↑ 0.0s  
↓ 0.0s  
 $\Delta t$  0.0s  
1/ $\Delta t$   $\infty$

CH1 MEASUREMENTS  
pkpk 509mV per  $\mu$ s 98.30 $\mu$ s  
max 243mV min -266mV  
freq  $\mu$ s 10.17kHz duty  $\mu$ s 49.9%

รูปที่ 4.7b แสดงสัญญาณเสียงช่องขวา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.8 แสดงผลตอบสนองความถี่เสียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### บทวิจารณ์และบทสรุป

จากผลการทดสอบ หูฟังไร้สายระบบอินฟราเรดซึ่งทดสอบที่เครื่องส่งสัญญาณและเครื่องรับสัญญาณระบบอินฟราเรดนั้น ซึ่งสามารถทำการส่งสัญญาณเสียงในระบบอินฟราเรดและรับฟังเสียงได้จริง ทั้งนี้การรับฟังจากหูฟังที่ต่อจากเครื่องรับระบบอินฟราเรดคุณภาพของเสียงที่รับได้จากทางเครื่องรับนั้นนับว่าคุณภาพของเสียงดีพอสมควร โดยมีระยะทางระหว่างเครื่องรับสัญญาณและเครื่องส่งสัญญาณประมาณ 10 เมตร ซึ่งในการทดสอบสัญญาณนั้นได้ทำการจูนความถี่คลื่นพาห์ทางช่องขวที่ความถี่ 110 กิโลเฮิร์ตซ์ และความถี่คลื่นพาห์ทางช่องซ้ายที่ความถี่ 256 กิโลเฮิร์ตซ์ นอกจากนี้สัญญาณเสียงจะสามารถรับฟังได้ชัดเจนหรือไม่ยังขึ้นอยู่กับทิศทางในการรับสัญญาณและส่งสัญญาณ เนื่องจากว่าการรับส่งคลื่นทางแสงอินฟราเรดเป็นการรับส่งสัญญาณในทิศทางตรงเท่านั้น

#### ปัญหาในการสร้างวงจร

1. อุปกรณ์จำพวกสารกึ่งตัวนำบางตัวหายากเช่น LED อินฟราเรด เพราะเราจะต้องพิจารณาถึงคุณสมบัติของตัวอุปกรณ์ที่จะนำมาใช้ให้เหมาะสมกับวงจร
2. อุปสรรคในการสร้างวงจรคือค่าอินดักแตนซ์ต้องให้ได้ค่าที่ถูกต้องเพื่อจะสามารถกรองสัญญาณเสียงให้ได้ตามต้องการจึงต้องใช้การคำนวณหาจำนวนรอบและพันค่าอินดักแตนซ์เอง
3. เนื่องจากไม่ทราบคุณสมบัติของ LED อินฟราเรดทำให้ประสิทธิภาพในการรับและส่งสัญญาณไม่แน่นอน
4. การรับและส่งสัญญาณอินฟราเรดจะเป็นการรับและส่งในทิศทางตรงเท่านั้น เมื่อมีสิ่งกีดขวางอยู่ในทิศทางจะทำให้ไม่สามารถรับฟังสัญญาณเสียงได้
5. การจูนสัญญาณในเครื่องรับและเครื่องส่งให้ได้ความถี่ที่ตรงกันทำได้ยาก ทำให้คุณภาพของสัญญาณเสียงที่รับได้ไม่ชัดเจนเท่าที่ควร

หูฟังไร้สายระบบอินฟราเรดที่จัดทำขึ้นนี้เป็นวงจรที่ไม่ยุ่งยากมากนักสามารถที่จะประยุกต์ใช้งานได้สะดวก กะทัดรัด เหมาะสำหรับผู้ที่มีขมเป็นส่วนตัวเพียงแค่นำเครื่องส่งสัญญาณระบบอินฟราเรดต่อเข้ากับเครื่องเสียงหรือเอาต์พุตจากแหล่งจ่ายสัญญาณอื่นๆแล้วนำเครื่องรับสัญญาณต่อเข้ากับหูฟังสำหรับรับฟัง โดยสามารถทำการปรับความดังได้ตามต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนการประยุกต์ใช้งานนั้นสามารถเพิ่มวงจรปรับสัญญาณเสียงให้มีเสียงทุ้มและเสียงแหลมได้ โดยทำการออกแบบเพิ่มวงจรปรับสัญญาณเสียงทุ้ม-แหลมเข้าไปในวงจรได้ตามความเหมาะสม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บรรณานุกรม

1. Herbert L. Krauss , Charles W.Bostean , Frederick H. Raab “ SOLID STATE RADIO ENGINEERING “ Rdading , john Wiley & sons , Inc. 1980
2. The ARRL Handbook 1993 Published by The american Radio Relay League
3. ถวิล กิ่งทอง “ ทฤษฎีและระบบสื่อสาร “  
: สำนักพิมพ์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2535
4. สุชาติ กังวารจิตต์ “ เครื่องรับส่งวิทยุ “  
: สำนักพิมพ์ซีเอ็ดยูเคชั่น 2536
5. ชูชัย ธนสารตั้งเจริญ , พิชัย ภักดีพานิชเจริญ “ ระบบสื่อสารวิทยุ “ กรุงเทพฯ  
: สำนักพิมพ์พิสิทธ์เซ็นเตอร์
6. วารสารเวมิกอนดัคเตอร์อิเล็กทรอนิกส์ ฉบับที่ 118 , 137 , 131 , 139

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



# ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## การพันขดลวดให้ได้ค่า L ตามต้องการ

ปัญหาเรื่องการซื้อขดลวดที่มีค่าอินดักแตนซ์ (inductance เขียนย่อว่า L) ให้ได้ตามที่ต้องการนั้นเป็นปัญหาที่นักอิเล็กทรอนิกส์เพราะหาซื้อไม่ค่อยได้จะพันเองก็ไม่รู้จะทำอย่างไรถึงจะมีสูตรคำนวณให้ก็ไม่รู้จะเลือกขนาดลวดที่ใช้ได้อย่างไร

ในที่นี้จะอธิบายการพันขดลวดบนแกนอากาศหรือแกนที่เป็นฉนวนและไม่เป็นสารแม่เหล็กเพื่อให้ได้ค่า L ตามที่ต้องการ โดยได้ให้ตารางและขนาดขดลวดเบอร์ต่างๆ ในมาตราส่วน SWG และ AWG ให้ท่านตัดสินใจเลือกขนาดขดลวดหรือเทียบเบอร์ลวดได้ด้วยตนเอง

### การหาค่า L สำหรับการพันชั้นเดียว

หน่วยของอินดักแตนซ์ (L) คือ เฮนรี (Henry) ค่าอินดักแตนซ์จะมากหรือน้อยนั้นขึ้นอยู่กับขนาดเส้นผ่าศูนย์กลาง(หรือรัศมี) ของแกน ขึ้นกับจำนวนรอบที่พัน ขึ้นกับความยาวของขดลวดทั้งหมดด้วย ค่าอินดักแตนซ์ที่ใช้ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์มีช่วงกว้างมาก เช่น ถ้าอยู่ในวงจรจ่ายไฟตรงก็มักจะมีค่าหลายเฮนรี ซึ่งจะได้ค่าสูงอย่างนั้นต้องพันขดลวดบนแกนเหล็กจึงไม่ขอกกล่าวถึง ถ้าอยู่ในวงจรที่ความถี่ไม่สูงนัก ค่าอินดักแตนซ์มักอยู่ในช่วงมิลลิเฮนรี (mH) ถ้าอยู่ในช่วงความถี่กลางและสูงหน่อยก็มักจะมีค่าอยู่ในช่วงไมโครเฮนรี (uH)

ขดลวดที่เรามักจะต้องพันอยู่เสมอ มักจะเป็นขดลวดที่ใช้กับความถี่วิทยุก็มักจะพันชั้นเดียวบนแกนอากาศหรือพันบนแกนที่เป็นฉนวนซึ่งไม่เป็นสารแม่เหล็กค่า L โดยประมาณสำหรับการพันขดลวดชั้นเดียวบนแกนอากาศมีดังนี้

$$L = (a^2 n^2) / (9a + 10b)$$

โดยที่ L คือค่าอินดักแตนซ์มีหน่วยเป็น Uh

a คือรัศมีของแกน มีหน่วยเป็นนิ้ว

b คือความยาวของการพันขดลวด มีหน่วยเป็นนิ้ว

n คือจำนวนรอบของขดลวด

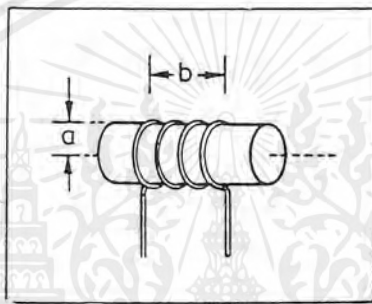
จากรูปที่ได้แสดงความหมายของ a และ b ที่ใช้ในการคำนวณหลังจากที่กำหนดขนาดของ a และ b และค่า L ที่ต้องการแล้วก็จะสามารถคำนวณหาจำนวนรอบที่ต้องพันโดยจัดรูปสมการใหม่ได้ดังนี้

$$n = \sqrt{(L(9a + 10b)/2)}$$

อย่างไรก็ตามสูตรที่ให้ไว้ นี้ จะมีค่าใกล้เคียงกับของจริงมาก เมื่อความยาวของการพันขดลวดมีจำกัด เช่น ต้องการใช้ความยาวของลวดน้อยที่สุด ค่า L จะสูงสุดก็ต่อเมื่อ  $b = 0.8a$  พอดี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าไม่สะดวกจะคำนวณก็อาจหาจำนวนรอบโดยประมาณได้จากโนโมกราฟที่ให้ไว้ในบทความนี้ ขั้นแรกให้ลากเส้นตรงจากขนาดเส้นผ่าศูนย์กลาง (D) ของแกนที่จะใช้ไปยังค่า L ที่ต้องการลากเส้นเลยไปจนถึงแกนร่วม ขั้นที่สองลากเส้นตรงจากค่า K ซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างเส้นผ่าศูนย์กลางและความยาวของการพันลากไปตัดเส้นแรกที่แกนร่วมแล้วลากเลยไปตัดแกน n ก็จะได้ค่าจำนวนรอบที่ต้องพันได้จากแกน n นี้ ตามตัวอย่างในโนโมกราฟแสดงว่าถ้ากำหนดเส้นผ่าศูนย์กลางของแกน (2a) เป็น 1.5 นิ้ว และต้องการค่า L เป็น 32 uH จะต้องพันประมาณ 49 รอบ ถึงจะได้ค่าตามที่ต้องการ



รูปแสดงความหมายของ a และ b

หลังจากที่รู้จำนวนรอบแล้ว สิ่งต่อไปก็คือจะต้องหาว่าควรใช้ลวดเบอร์อะไรเทคนิคในการเลือกขนาด (เบอร์) ขดลวด คือ ดูว่าเส้นศูนย์กลางของเส้นลวดที่ใช้ใหญ่มากจนไม่สามารถใช้พันจำนวนรอบที่ต้องการลงบนแกนที่ยาวจำกัดได้หรือไม่ ดังนั้นเราจึงต้องคำนวณหาจำนวนรอบต่อนิ้วที่จะต้องลงบนแกนเสียก่อนแล้วจึงค่อยหาเบอร์ขดลวดในมาตรฐานที่ต้องการจากตาราง (ในเมืองไทยเบอร์ขดลวดเคลือบน้ำยานิยมใช้มาตรฐาน SWG) ที่สามารถพันได้จำนวนรอบ/นิ้วมากกว่าที่ต้องการ แต่ถ้ามากเกินไปขนาดเส้นลวดอาจเล็กเกินไปจนค่าความต้านทานของลวดอาจทำให้ค่า Q ของขดลวดลดน้อยลง

ตัวอย่างที่ 1 สมมติว่าขดลวดหนึ่งมี 48 รอบ พันด้วยความถี่ 32 รอบต่อ 1 นิ้ว และมีเส้นผ่าศูนย์กลางของแกน 3/4 นิ้ว ค่า L จะเป็นผลอย่างไร

$$a = \frac{3}{4} * \frac{1}{2} = 0.375 \text{ นิ้ว}$$

$$b = 48/32 = 1.5 \text{ นิ้ว}$$

และ n = 48

$$L = (0.375 * 0.375 * 48 * 48) / ((9 * 0.375) + (10.15))$$

$$= 17.6 \text{ uH}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวอย่างที่ 2 ต้องการพันขดลวดให้ได้ค่า 10  $\mu\text{H}$  โดยแกนที่จะใช้มีเส้นผ่าศูนย์กลาง 1 นิ้ว และยาวพอที่จะพันลวดได้ยาว 1 นิ้ว จะต้องพันสักกี่รอบ

$$a=0.5, b=1.25 \text{ และ } L=10 \text{ จะ ได้}$$

$$n = \sqrt{(10(4.5 + 12.5)) / (0.5 * 0.5)}$$

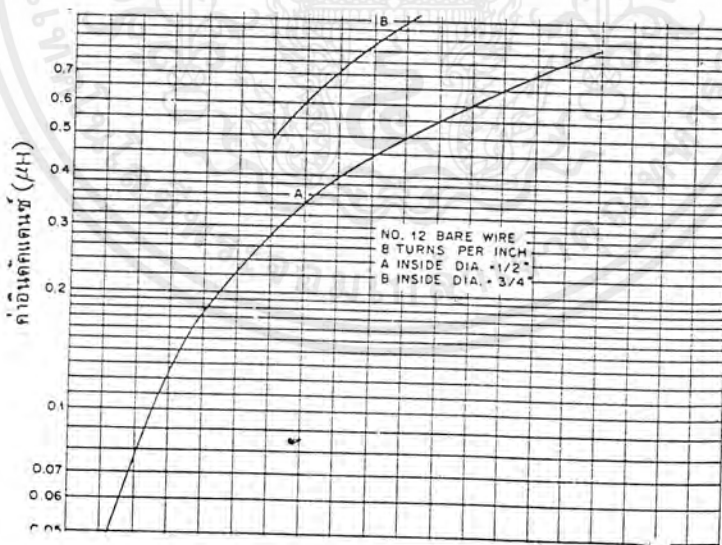
$$= \sqrt{680}$$

$$= 26.1 \text{ รอบ}$$

เวลาพันจริงก็พัน 26 รอบก็ใกล้เพียงพอแล้ว เนื่องจากการพันทั้งหมดยาว 1.25 นิ้ว ดังนั้นจำนวนรอบต่อนิ้วจะเป็น  $26.1 / 1.25 = 20.9$  รอบต่อนิ้ว จากในตารางจะเห็นว่าลวดเคลือบน้ำยาเบอร์ 17 AWG หรือลวดเบอร์ 18 SWG ใช้ได้เพราะสามารถพันได้แน่นถึง 21.2 รอบต่อนิ้ว แต่อาจจะใช้ลวดขนาดเล็กกว่านี้บ้างก็ได้ (หมายถึงเบอร์สูงขึ้น) เวลาพันให้พันรอบแกนจนได้จำนวนรอบที่ต้องการก่อนแล้วจึงปรับระยะห่างระหว่างรอบให้เท่ากันจนได้ความยาวรวมทั้งหมด 1.25 นิ้ว

#### การชดเชยความผิดพลาด

สูตรที่ให้ไว้นี้จะ ไม่แม่นยำเมื่อ ไปใช้กับขดลวดที่ใช้ในย่านความถี่สูง เช่น VHF เพราะเส้นผ่าศูนย์กลางของเส้นลวดมีค่ามากจน ไม่สามารถตัดออกไปเมื่อเทียบค่า  $a$  เสียแล้ว



รูปแสดง ผลการวัดค่าอินดักแตนซ์ของขดลวดเมื่อใช้เบอร์ 12 AWG พันถี่ 8 รอบต่อนิ้ว

โดยเส้นผ่าศูนย์กลางภายในของเส้น A = 1/2 " และ ของเส้น B = 3/4 "

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปแสดงค่าอินดักแตนซ์ที่ได้จากการวัดขดลวดซึ่งใช้ในงานย่านความถี่ VHF เพื่อใช้เป็นแนวทางเปรียบเทียบในการพันจริงๆ เส้นกราฟในรูปมี 2 เส้น คือเส้น A และเส้น B เส้น A เป็นเส้นของขดลวดที่พันโดยมีเส้นผ่าศูนย์กลางของแกน  $\frac{1}{2}$  นิ้ว ส่วนเส้น B เป็นของขดลวดที่มีเส้นผ่าศูนย์กลางของแกน  $\frac{3}{4}$  นิ้ว ลวดที่ใช้ในกราฟทั้ง 2 เส้น คือลวดเบอร์ 12 AWG พัน 8 รอบต่อนิ้ว (ระยะห่าง  $\frac{1}{8}$  นิ้ว ระหว่างจุดกลางของเส้นลวดถึงจุดกลางของลวดที่อยู่ถัดไป) ค่าอินดักแตนซ์ที่เกิดจากปลายลวดที่ยาว  $\frac{1}{2}$  นิ้วด้วยแล้ว

**การหาค่า L สำหรับการพันทพหลายชั้น**

กรณีที่ต้องการพันหลายชั้นจะคำนวณหาค่า L ได้ดังนี้

$$L = (0.8a^2 n^2) / (6a + 9b + 10c)$$

โดยที่ L คือค่าอินดักแตนซ์ของขดลวด มีหน่วยเป็น uH

a = คือรัศมีอินดักแตนซ์ของขดลวด มีหน่วยเป็น uH

b = คือความยาวของการพันขดลวดมีหน่วยเป็นนิ้ว

c = คือความหนาของชั้นลวดที่ทบกันขึ้นไป

n = คือจำนวนรอบของขดลวด

ถ้าต้องการให้ได้ค่า L สูงสุดสำหรับความยาวของลวดที่มีจำกัดแล้ว ควรเลือกให้  $b=c=0.8a$

หลังจากที่กำหนดขนาดของ a,b,c และค่า L ที่ต้องการแล้ว ก็จะสามารถคำนวณหาจำนวนรอบที่ต้องพันได้โดยจัดรูปสมการใหม่ดังนี้

$$n = \sqrt{L(6a + 9b + 10c) / (0.8a^2)}$$

ขนาดของลวดที่ใช้พันขึ้นอยู่กับค่า b,c และระยะห่างระหว่างแต่ละรอบ สำหรับการพันทพหลายชั้นนี้ หลังจากคำนวณจำนวนรอบที่ต้องพันได้แล้วนำมาหารด้วยผลคูณของความยาวของการพัน (b) และความถี่ (c) ก็จะได้จำนวนรอบต่อตารางนิ้ว ซึ่งจะนำไปเปรียบเทียบ

ตัวอย่างที่ 3 มีแกนยาวพอที่จะพันได้ยาว 0.4 นิ้วและมีรัศมีของแกน 0.5 นิ้ว ต้องการพันขดลวดให้ได้ค่า L เป็น 22 uH

จากความต้องการนี้แสดงว่า  $b = 0.4$  ,  $L = 22$  uH

เริ่มต้นเราไม่รู้ว่าจะเลือกค่า a และ c เป็นเท่าไรดี ก็สมมติให้  $b = c = 0.8a$  ซึ่งเป็นการพันที่ใช้ความยาวของเส้นลวดน้อยที่สุด

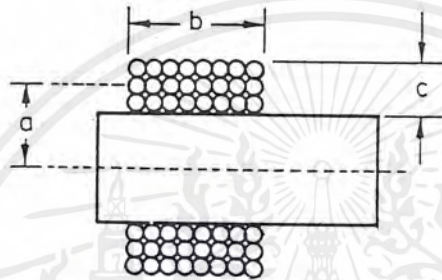
$$a = b / 0.8 = 0.4 / 0.8 = 0.5$$

$$\text{และ } c = b = 0.4$$

$$\begin{aligned} n &= \sqrt{(22(3 + 3.6 + 4)) / (0.8 * 0.5 * 0.5)} \\ &= 34.2 \text{ รอบ} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned} \text{จำนวนรอบ / ตารางนิ้ว} &= n / bc \\ &= 34.2 / (0.4 * 0.4) \\ &= 213.8 \text{ รอบ} \end{aligned}$$



รูปแสดง ความหมายของอักษรย่อต่างๆ สำหรับการพันหลายชั้น ในรูปเป็นภาพหน้าตัดของขดลวด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## LM386 Low Voltage Audio Power Amplifier

### General Description

The LM386 is a power amplifier designed for use in low voltage consumer applications. The gain is internally set to 20 to keep external part count low, but the addition of an external resistor and capacitor between pins 1 and 8 will increase the gain to any value up to 200.

The inputs are ground referenced while the output is automatically biased to one half the supply voltage. The quiescent power drain is only 24 milliwatts when operating from a 6 volt supply, making the LM386 ideal for battery operation.

### Features

- Battery operation
- Minimum external parts
- Wide supply voltage range
- Low quiescent current drain

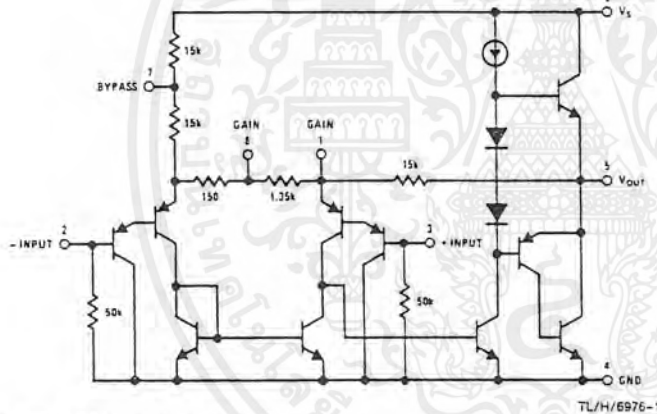
4V–12V or 5V–18V  
4 mA

- Voltage gains from 20 to 200
- Ground referenced input
- Self-centering output quiescent voltage
- Low distortion
- Eight pin dual-in-line package

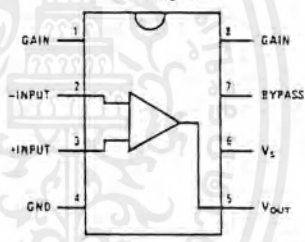
### Applications

- AM-FM radio amplifiers
- Portable tape player amplifiers
- Intercoms
- TV sound systems
- Line drivers
- Ultrasonic drivers
- Small servo drivers
- Power converters

### Equivalent Schematic and Connection Diagrams



#### Dual-In-Line and Small Outline Packages



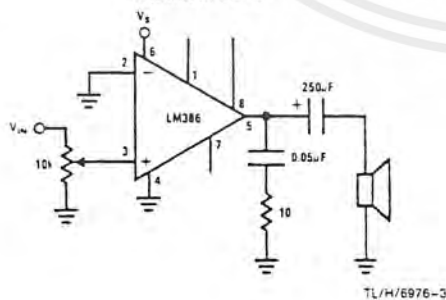
Top View

TL/H/6976-2

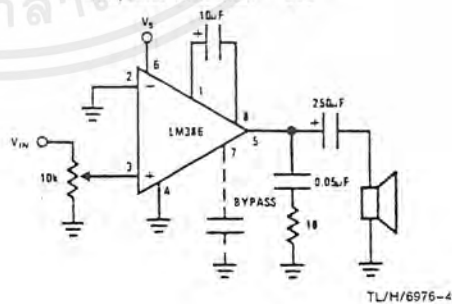
Order Number LM386M-1, LM386N-1, LM386N-3 or LM386N-4  
See NS Package Number M08A or N08E

### Typical Applications

Amplifier with Gain = 20  
Minimum Parts



Amplifier with Gain = 200



## Absolute Maximum Ratings

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

Supply Voltage (LM386N-1, -3, LM386M-1)	15V
Supply Voltage (LM386N-4)	22V
Package Dissipation (Note 1) (LM386N)	1.25W
(LM386M)	0.73W
Input Voltage	$\pm 0.4V$
Storage Temperature	$-65^{\circ}C$ to $+150^{\circ}C$
Operating Temperature	$0^{\circ}C$ to $+70^{\circ}C$
Junction Temperature	$+150^{\circ}C$

## Soldering Information

Dual-In-Line Package	
Soldering (10 sec)	$+260^{\circ}C$
Small Outline Package	
Vapor Phase (60 sec)	$+215^{\circ}C$
Infrared (15 sec)	$+220^{\circ}C$

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

## Thermal Resistance

$\theta_{JC}$ (DIP)	$37^{\circ}C/W$
$\theta_{JA}$ (DIP)	$107^{\circ}C/W$
$\theta_{JC}$ (SO Package)	$35^{\circ}C/W$
$\theta_{JA}$ (SO Package)	$172^{\circ}C/W$

## Electrical Characteristics $T_A = 25^{\circ}C$

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
Operating Supply Voltage ( $V_S$ ) LM386N-1, -3, LM386M-1 LM386N-4		4 5		12 18	V
Quiescent Current ( $I_Q$ )	$V_S = 6V, V_{IN} = 0$		4	8	mA
Output Power ( $P_{OUT}$ ) LM386N-1, LM386M-1 LM386N-3 LM386N-4	$V_S = 6V, R_L = 8\Omega, THD = 10\%$ $V_S = 9V, R_L = 8\Omega, THD = 10\%$ $V_S = 16V, R_L = 32\Omega, THD = 10\%$	250 500 700	325 700 1000		mW mW mW
Voltage Gain ( $A_V$ )	$V_S = 6V, f = 1\text{ kHz}$ $10\ \mu F$ from Pin 1 to 8		26 46		dB dB
Bandwidth (BW)	$V_S = 6V, \text{Pins 1 and 8 Open}$		300		kHz
Total Harmonic Distortion (THD)	$V_S = 6V, R_L = 8\Omega, P_{OUT} = 125\text{ mW}$ $f = 1\text{ kHz, Pins 1 and 8 Open}$		0.2		%
Power Supply Rejection Ratio (PSRR)	$V_S = 6V, f = 1\text{ kHz, } C_{BYPASS} = 10\ \mu F$ Pins 1 and 8 Open, Referred to Output		50		dB
Input Resistance ( $R_{IN}$ ) Input Bias Current ( $I_{BIAS}$ )	$V_S = 6V, \text{Pins 2 and 3 Open}$		50 250		k $\Omega$ nA

Note 1: For operation in ambient temperatures above  $25^{\circ}C$ , the device must be derated based on a  $150^{\circ}C$  maximum junction temperature and 1) a thermal resistance of  $80^{\circ}C/W$  (junction to ambient) for the dual-in-line package and 2) a thermal resistance of  $17^{\circ}C/W$  for the small outline package.

## Application Hints

### GAIN CONTROL

To make the LM386 a more versatile amplifier, two pins (1 and 8) are provided for gain control. With pins 1 and 8 open the  $1.35\text{ k}\Omega$  resistor sets the gain at 20 (26 dB). If a capacitor is put from pin 1 to 8, bypassing the  $1.35\text{ k}\Omega$  resistor, the gain will go up to 200 (46 dB). If a resistor is placed in series with the capacitor, the gain can be set to any value from 20 to 200. Gain control can also be done by capacitively coupling a resistor (or FET) from pin 1 to ground.

Additional external components can be placed in parallel with the internal feedback resistors to tailor the gain and frequency response for individual applications. For example, we can compensate poor speaker bass response by frequency shaping the feedback path. This is done with a series RC from pin 1 to 5 (paralleling the internal  $15\text{ k}\Omega$  resistor). For 6 dB effective bass boost:  $R \approx 15\text{ k}\Omega$ , the lowest value for good stable operation is  $R = 10\text{ k}\Omega$  if pin 8 is open. If pins 1 and 8 are bypassed then R as low as  $2\text{ k}\Omega$  can be used. This restriction is because the amplifier is only compensated for closed-loop gains greater than 9.

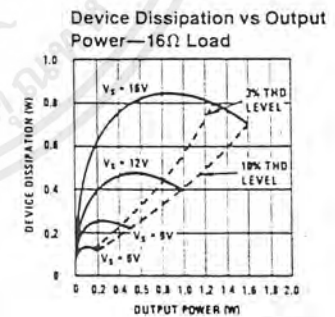
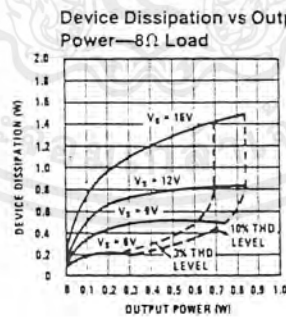
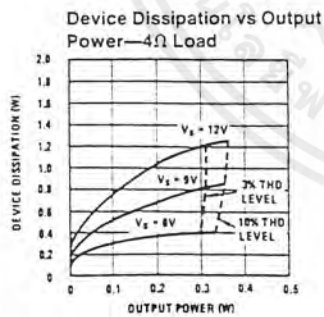
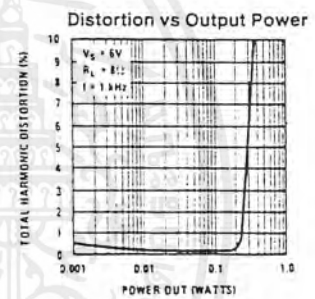
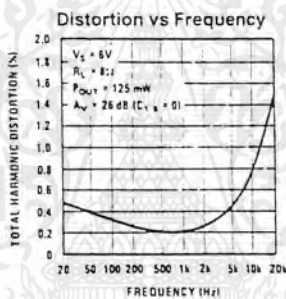
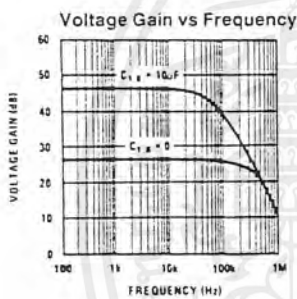
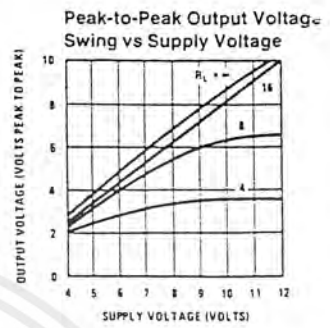
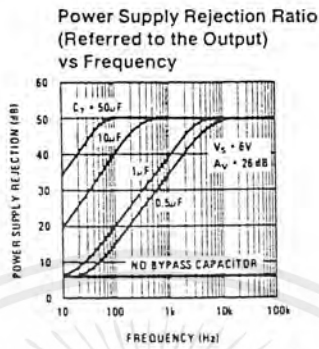
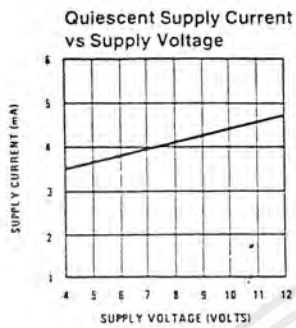
### INPUT BIASING

The schematic shows that both inputs are biased to ground with a  $50\text{ k}\Omega$  resistor. The base current of the input transistors is about  $250\text{ nA}$ , so the inputs are at about  $12.5\text{ mV}$  when left open. If the dc source resistance driving the LM386 is higher than  $250\text{ k}\Omega$  it will contribute very little additional offset (about  $2.5\text{ mV}$  at the input,  $50\text{ mV}$  at the output). If the dc source resistance is less than  $10\text{ k}\Omega$ , then shorting the unused input to ground will keep the offset low (about  $2.5\text{ mV}$  at the input,  $50\text{ mV}$  at the output). For dc source resistances between these values we can eliminate excess offset by putting a resistor from the unused input to ground, equal in value to the dc source resistance. Of course all offset problems are eliminated if the input is capacitively coupled.

When using the LM386 with higher gains (bypassing the  $1.35\text{ k}\Omega$  resistor between pins 1 and 8) it is necessary to bypass the unused input, preventing degradation of gain and possible instabilities. This is done with a  $0.1\ \mu F$  capacitor or a short to ground depending on the dc source resistance on the driven input.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Typical Performance Characteristics

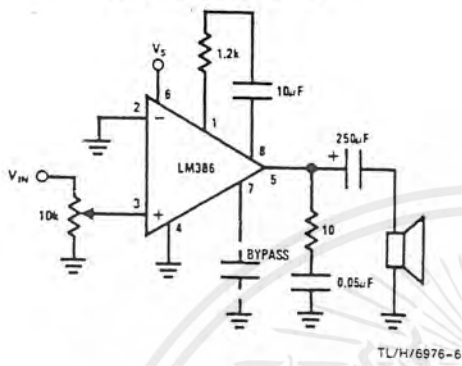


TL/H/6976-5

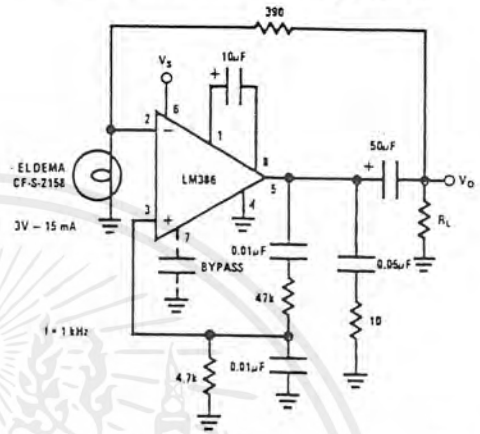
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Typical Applications (Continued)

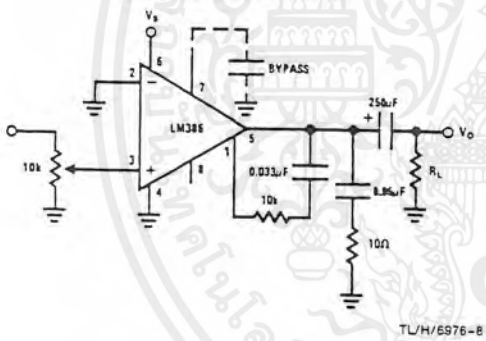
Amplifier with Gain = 50



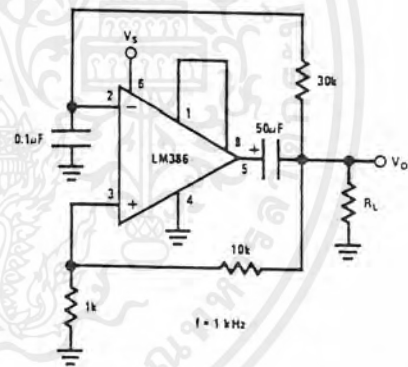
Low Distortion Power Wienbridge Oscillator



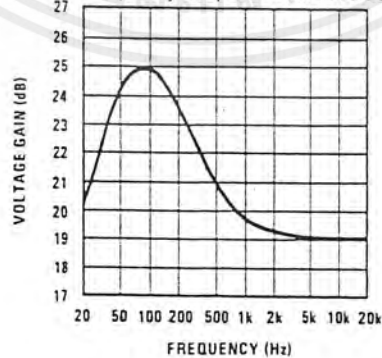
Amplifier with Bass Boost



Square Wave Oscillator



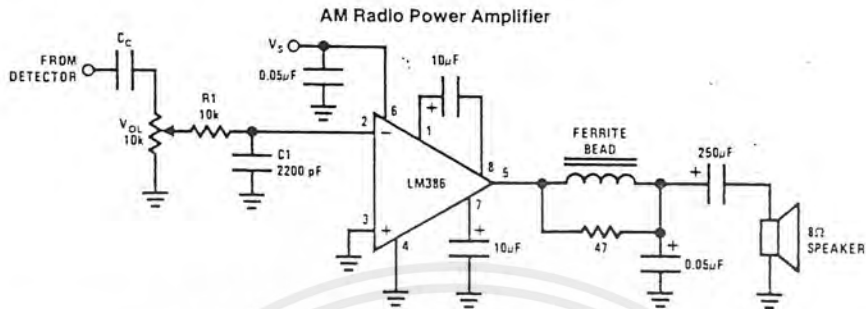
Frequency Response with Bass Boost



TL/H/6976-10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Typical Applications (Continued)



**Note 1:** Twist supply lead and supply ground very tightly.

**Note 2:** Twist speaker lead and ground very tightly.

**Note 3:** Ferrite bead is Ferroxcube K5-001-001/3B with 3 turns of wire.

**Note 4:** R1C1 band limits input signals.

**Note 5:** All components must be spaced very close to IC.

TL/H/6976-11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## LM565/LM565C Phase Locked Loop

### General Description

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

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

### Features

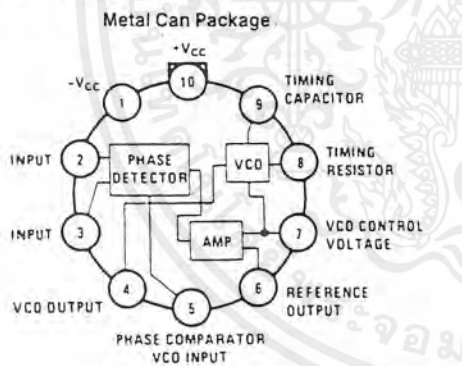
- 200 ppm/ $^{\circ}\text{C}$  frequency stability of the VCO
- Power supply range of  $\pm 5$  to  $\pm 12$  volts with 100 ppm/% typical
- 0.2% linearity of demodulated output

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

### Applications

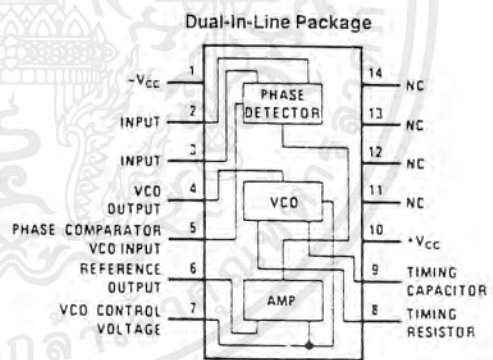
- Data and tape synchronization
- Modems
- FSK demodulation
- FM demodulation
- Frequency synthesizer
- Tone decoding
- Frequency multiplication and division
- SCA demodulators
- Telemetry receivers
- Signal regeneration
- Coherent demodulators

### Connection Diagrams



Order Number LM565H  
See NS Package Number H10C

TU/H/7853-2



Order Number LM565CN  
See NS Package Number N14A

TU/H/7853-3

## Absolute Maximum Ratings

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

Supply Voltage	±12V
Power Dissipation (Note 1)	1400 mW
Differential Input Voltage	±1V

Operating Temperature Range

LM565H

-55°C to +125°C

LM565CN

0°C to +70°C

Storage Temperature Range

-65°C to +150°C

Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)

260°C

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

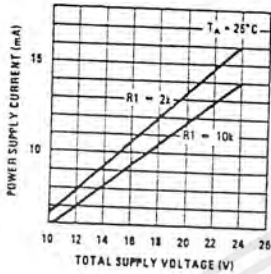
Parameter	Conditions	LM565			LM565C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Power Supply Current			8.0	12.5		8.0	12.5	mA
Input Impedance (Pins 2, 3)	$-4\text{V} < V_2, V_3 < 0\text{V}$	7	10			5		k $\Omega$
VCO Maximum Operating Frequency	$C_o = 2.7\text{ pF}$	300	500		250	500		kHz
VCO Free-Running Frequency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

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

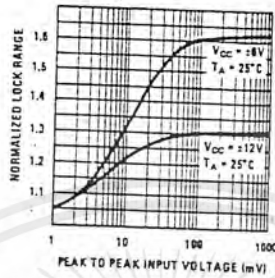
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Typical Performance Characteristics

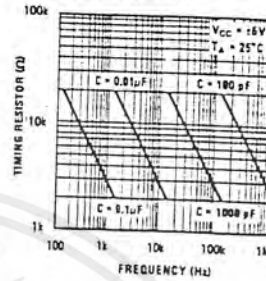
Power Supply Current as a Function of Supply Voltage



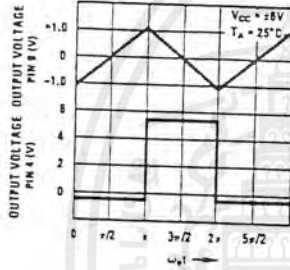
Lock Range as a Function of Input Voltage



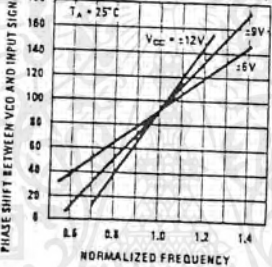
VCO Frequency



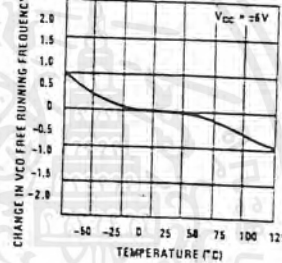
Oscillator Output Waveforms



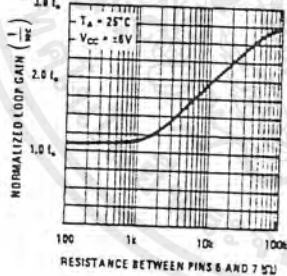
Phase Shift vs Frequency



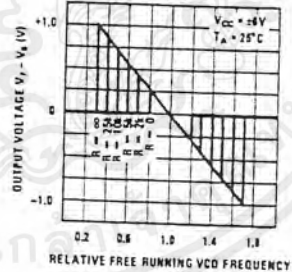
VCO Frequency as a Function of Temperature



Loop Gain vs Load Resistance

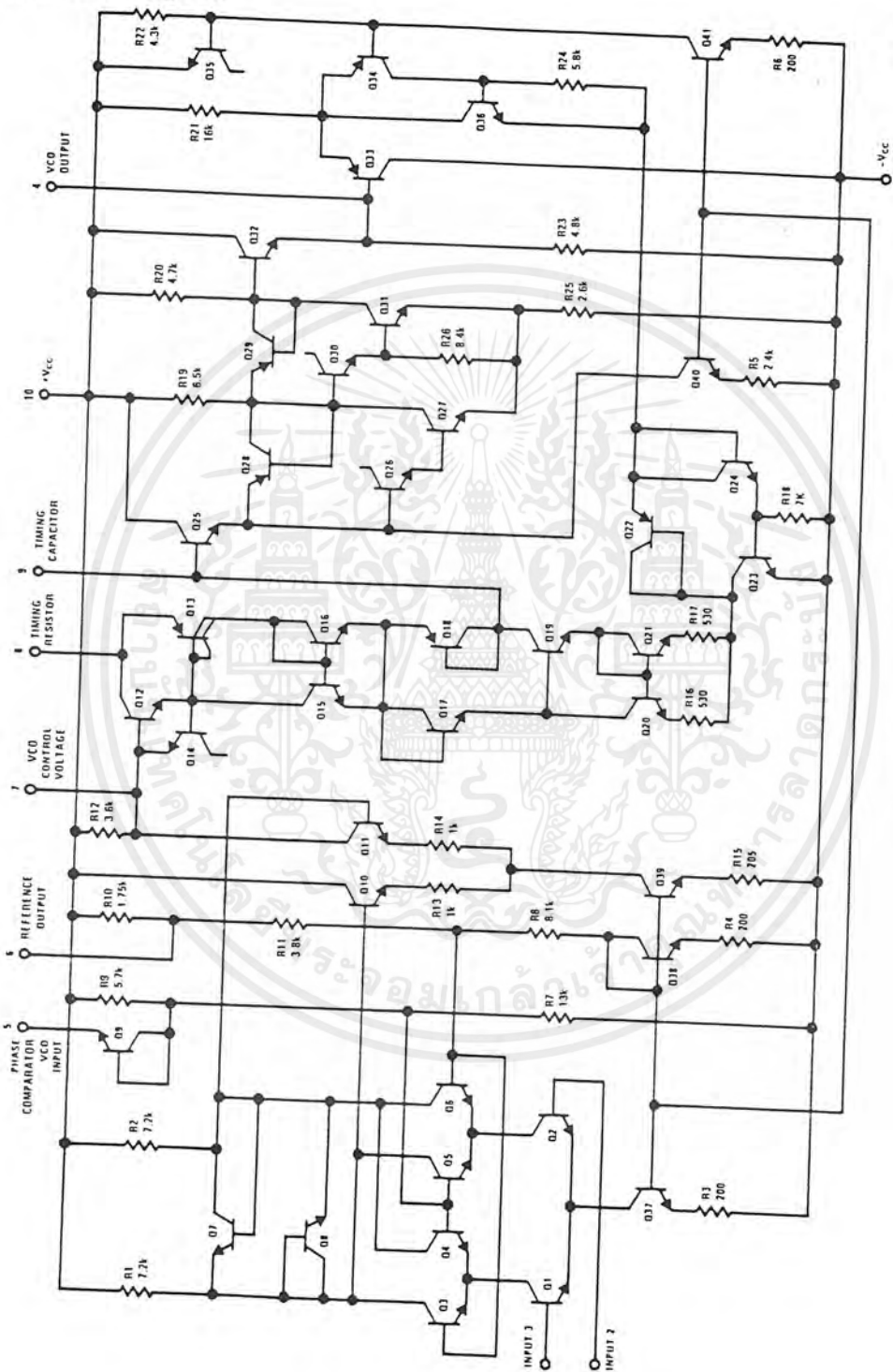


Hold in Range as a Function of  $R_{6-7}$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

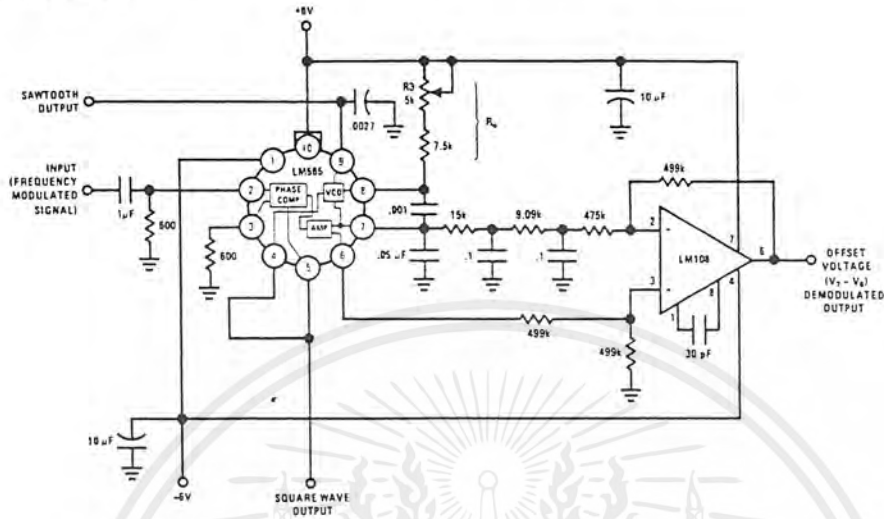
# Schematic Diagram



TL/H/7853-1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## AC Test Circuit

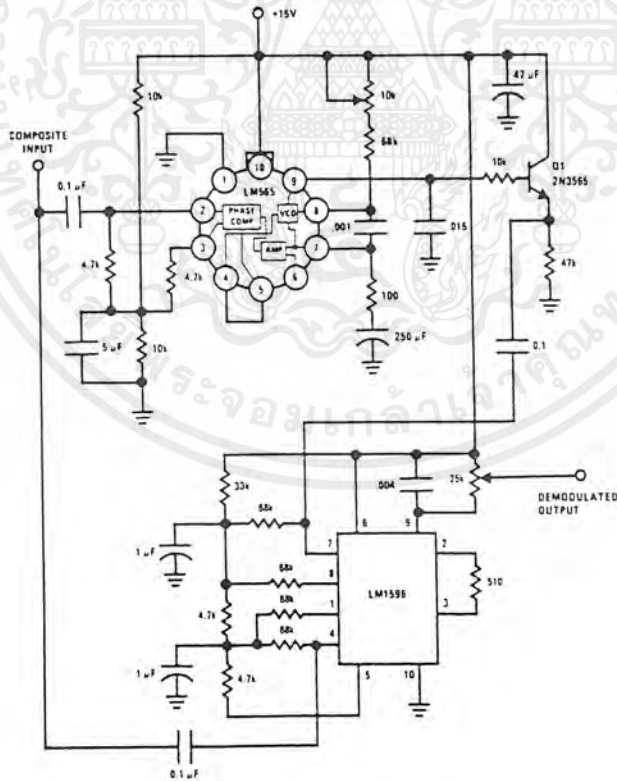


TL/H/7853-5

Note: S<sub>7</sub> open for output offset voltage (V<sub>7</sub> - V<sub>6</sub>) measurement.

## Typical Applications

### 2400 Hz Synchronous AM Demodulator

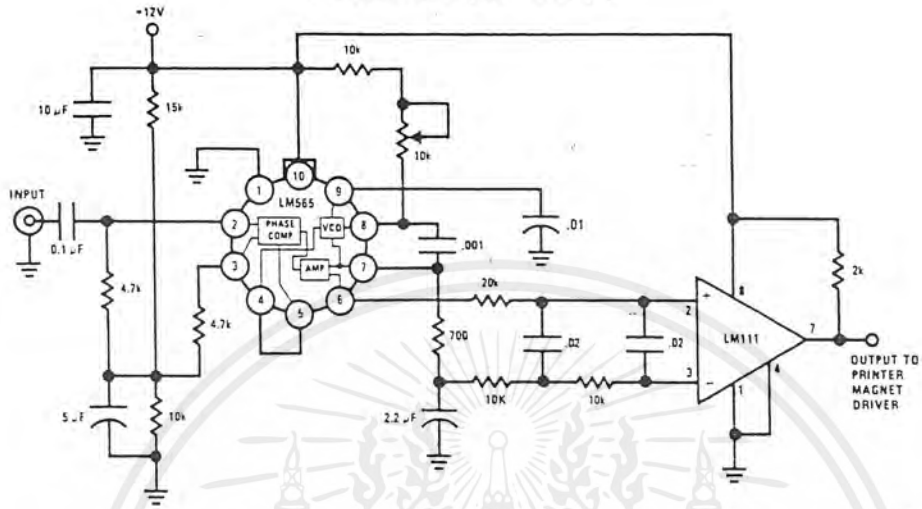


TL/H/7853-6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

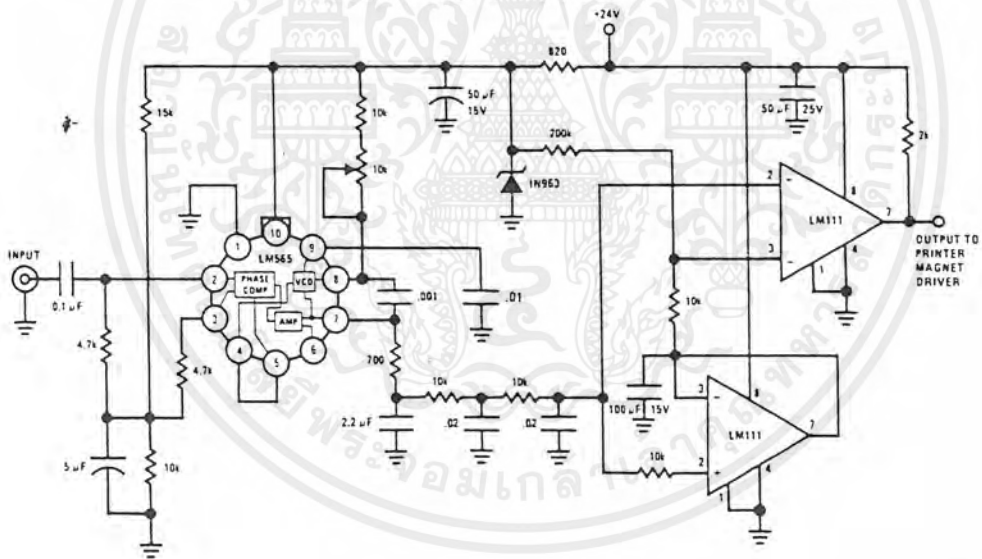
Typical Applications (Continued)

FSK Demodulator (2025-2225 cps)



TL/H/7853-7

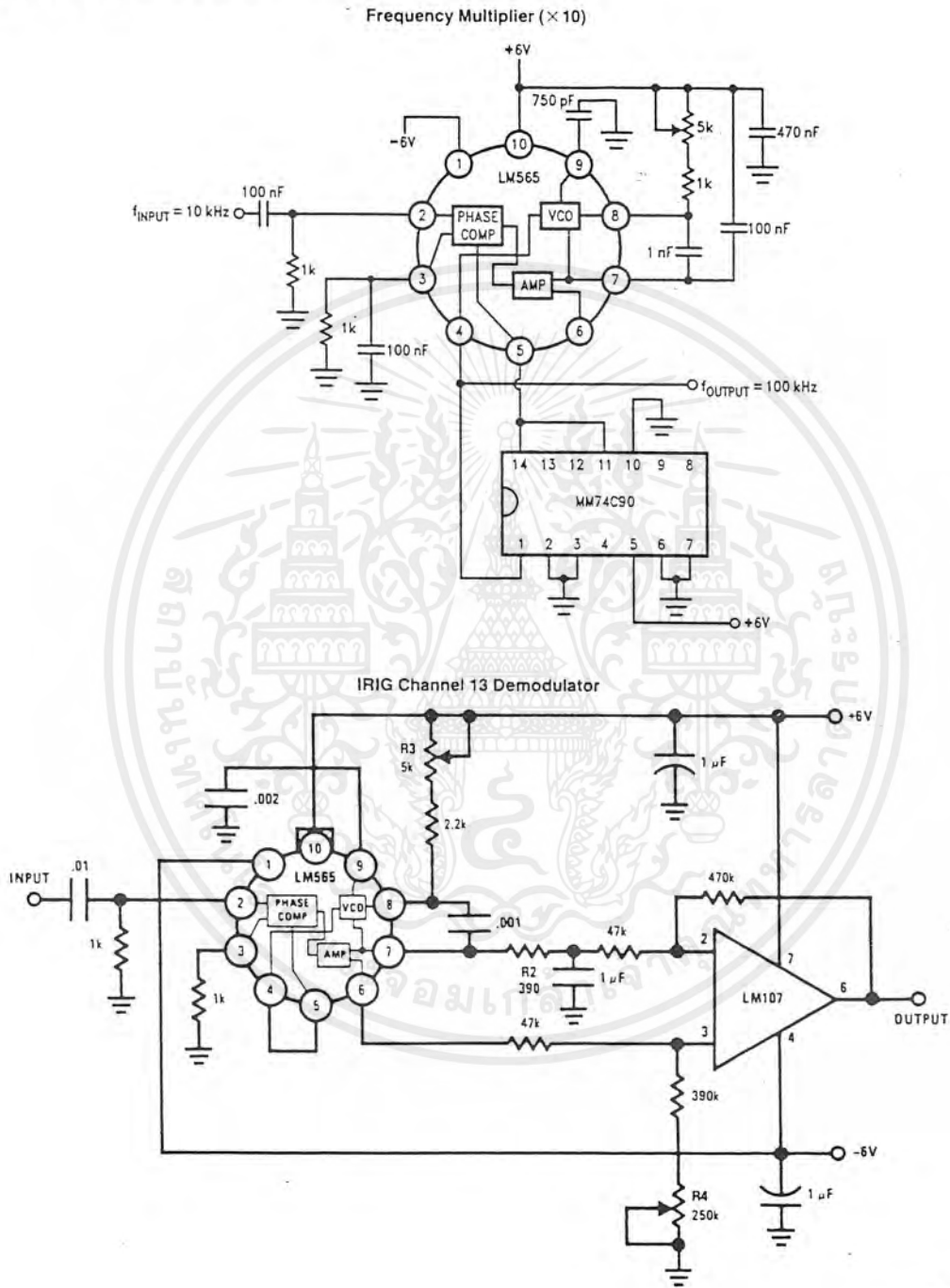
FSK Demodulator with DC Restoration



TL/H/7451-7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Applications Information

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

### FREE RUNNING FREQUENCY

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

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

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

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

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

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

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

$f_o$  = VCO frequency in Hz

$V_c$  = total supply voltage to circuit

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

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

$$f_H = \frac{\delta f_o}{V_c}$$

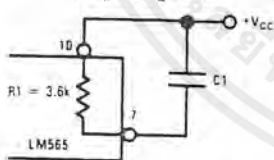
$f_o$  = free running frequency of VCO

$V_c$  = total supply voltage to the circuit

### THE LOOP FILTER

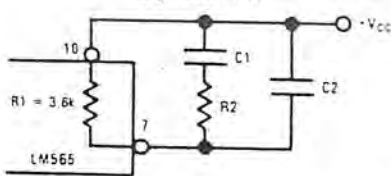
In almost all applications, it will be desirable to filter the signal at the output of the phase detector (pin 7); this filter may take one of two forms:

#### Simple Lag Filter



TL/H/7853-11

#### Lag-Lead Filter



TL/H/7853-12

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

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

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

Associated with this is a damping factor:

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

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

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

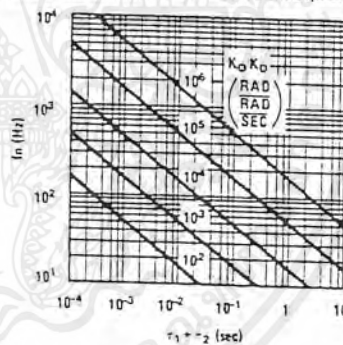
$$\tau_1 + \tau_2 = (R_1 + R_2) C_1$$

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

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

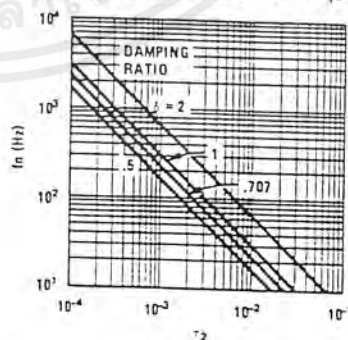
These two equations are plotted for convenience.

#### Filter Time Constant vs Natural Frequency



TL/H/7853-13

#### Damping Time Constant vs Natural Frequency



TL/H/7853-14

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## LM567/LM567C Tone Decoder

### General Description

The LM567 and LM567C are general purpose tone decoders designed to provide a saturated transistor switch to ground when an input signal is present within the passband. The circuit consists of an I and Q detector driven by a voltage controlled oscillator which determines the center frequency of the decoder. External components are used to independently set center frequency, bandwidth and output delay.

### Features

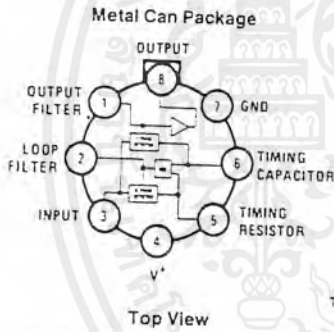
- 20 to 1 frequency range with an external resistor
- Logic compatible output with 100 mA current sinking capability

- Bandwidth adjustable from 0 to 14%
- High rejection of out of band signals and noise
- Immunity to false signals
- Highly stable center frequency
- Center frequency adjustable from 0.01 Hz to 500 kHz

### Applications

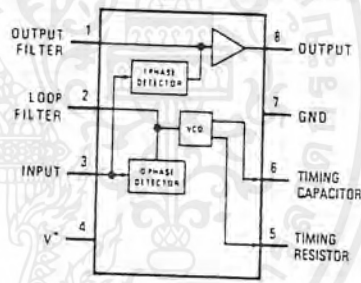
- Touch tone decoding
- Precision oscillator
- Frequency monitoring and control
- Wide band FSK demodulation
- Ultrasonic controls
- Carrier current remote controls
- Communications paging decoders

### Connection Diagrams



Order Number LM567H or LM567CH  
See NS Package Number H08C

### Dual-In-Line and Small Outline Packages



Order Number LM567CM  
See NS Package Number M08A  
Order Number LM567CN  
See NS Package Number N08E

## Absolute Maximum Ratings

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

Supply Voltage Pin	9V
Power Dissipation (Note 1)	1100 mW
$V_B$	15V
$V_3$	-10V
$V_3$	$V_4 + 0.5V$
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Operating Temperature Range	
LM567H	-55°C to +125°C
LM567CH, LM567CM, LM567CN	0°C to +70°C

### Soldering Information

Dual-In-Line Package	
Soldering (10 sec.)	260°C
Small Outline Package	
Vapor Phase (60 sec.)	215°C
Infrared (15 sec.)	220°C

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

## Electrical Characteristics AC Test Circuit, $T_A = 25^\circ\text{C}$ , $V^+ = 5V$

Parameters	Conditions	LM567			LM567C/LM567CM			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Power Supply Voltage Range		4.75	5.0	9.0	4.75	5.0	9.0	V
Power Supply Current Quiescent	$R_L = 20k$		6	8		7	10	mA
Power Supply Current Activated	$R_L = 20k$		11	13		12	15	mA
Input Resistance		18	20		15	20		k $\Omega$
Smallest Detectable Input Voltage	$I_L = 100 \text{ mA}$ , $f_i = f_o$		20	25		20	25	mVrms
Largest No Output Input Voltage	$I_C = 100 \text{ mA}$ , $f_i = f_o$	10	15		10	15		mVrms
Largest Simultaneous Outband Signal to Inband Signal Ratio			6			6		dB
Minimum Input Signal to Wideband Noise Ratio	$B_n = 140 \text{ kHz}$		-6			-6		dB
Largest Detection Bandwidth		12	14	16	10	14	18	% of $f_o$
Largest Detection Bandwidth Skew			1	2		2	3	% of $f_o$
Largest Detection Bandwidth Variation with Temperature			$\pm 0.1$			$\pm 0.1$		%/°C
Largest Detection Bandwidth Variation with Supply Voltage	4.75 - 6.75V		$\pm 1$	$\pm 2$		$\pm 1$	$\pm 5$	%V
Highest Center Frequency		100	500		100	500		kHz
Center Frequency Stability (4.75-5.75V)	$0 < T_A < 70$ $-55 < T_A < +125$		$35 \pm 60$ $35 \pm 140$			$35 \pm 60$ $35 \pm 140$		ppm/°C ppm/°C
Center Frequency Shift with Supply Voltage	4.75V - 6.75V 4.75V - 9V		0.5 1.0	2.0		0.4 2.0	2.0 2.0	%/V %/V
Fastest ON-OFF Cycling Rate			$f_o/20$			$f_o/20$		
Output Leakage Current	$V_B = 15V$		0.01	25		0.01	25	$\mu\text{A}$
Output Saturation Voltage	$e_i = 25 \text{ mV}$ , $I_B = 30 \text{ mA}$ $e_i = 25 \text{ mV}$ , $I_B = 100 \text{ mA}$		0.2 0.6	0.4 1.0		0.2 0.5	0.4 1.0	V
Output Fall Time			30			30		ns
Output Rise Time			150			150		ns

Note 1: The maximum junction temperature of the LM567 and LM567C is 150°C. For operating at elevated temperatures, devices in the TO-5 package must be derated based on a thermal resistance of 150°C/W, junction to ambient or 45°C/W, junction to case. For the DIP the device must be derated based on a thermal resistance of 110°C/W, junction to ambient. For the Small Outline package, the device must be derated based on a thermal resistance of 160°C/W, junction to ambient.

Note 2: Refer to RET567X drawing for specifications of military LM567H version.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## LM566C Voltage Controlled Oscillator

### General Description

The LM566CN is a general purpose voltage controlled oscillator which may be used to generate square and triangular waves, the frequency of which is a very linear function of a control voltage. The frequency is also a function of an external resistor and capacitor.

The LM566CN is specified for operation over the 0°C to +70°C temperature range.

### Features

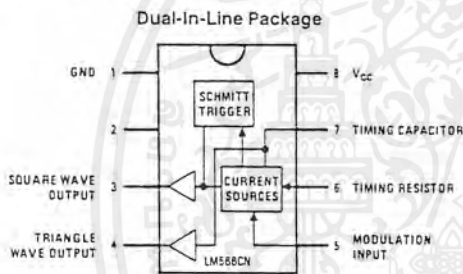
- Wide supply voltage range: 10V to 24V
- Very linear modulation characteristics

- High temperature stability
- Excellent supply voltage rejection
- 10 to 1 frequency range with fixed capacitor
- Frequency programmable by means of current, voltage, resistor or capacitor

### Applications

- FM modulation
- Signal generation
- Function generation
- Frequency shift keying
- Tone generation

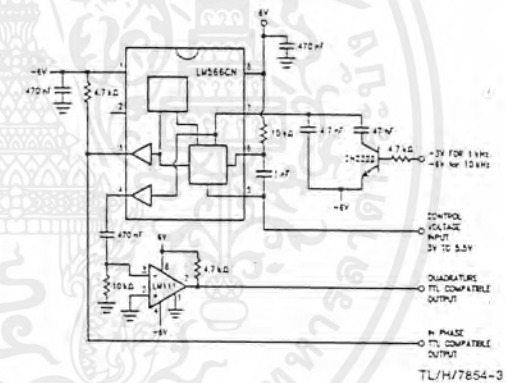
### Connection Diagram



Order Number LM566CN  
See NS Package Number N08E

### Typical Application

#### 1 kHz and 10 kHz TTL Compatible Voltage Controlled Oscillator



TL/H/7854-3

## Absolute Maximum Ratings

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

Power Supply Voltage	26V
Power Dissipation (Note 1)	1000 mW
Operating Temperature Range, LM566CN	0°C to +70°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)	+260°C

## Electrical Characteristics $V_{CC} = 12V$ , $T_A = 25^\circ C$ , AC Test Circuit

Parameter	Conditions	LM566C			Units
		Min	Typ	Max	
Maximum Operating Frequency	$R_O = 2k$ $C_O = 2.7 pF$	0.5	1		MHz
VCO Free-Running Frequency	$C_O = 1.5 nF$ $R_O = 20k$ $f_O = 10 kHz$	-30	0	+30	%
Input Voltage Range Pin 5		$\frac{3}{4} V_{CC}$		$V_{CC}$	
Average Temperature Coefficient of Operating Frequency			200		ppm/°C
Supply Voltage Rejection	10-20V		0.1	2	%/V
Input Impedance Pin 5		0.5	1		MΩ
VCO Sensitivity	For Pin 5, From 8-10V, $f_O = 10 kHz$	6.0	6.6	7.2	kHz/V
FM Distortion	± 10% Deviation		0.2	1.5	%
Maximum Sweep Rate			1		MHz
Sweep Range			10:1		
Output Impedance Pin 3			50		Ω
Pin 4			50		Ω
Square Wave Output Level	$R_{L1} = 10k$	5.0	5.4		Vp-p
Triangle Wave Output Level	$R_{L2} = 10k$	2.0	2.4		Vp-p
Square Wave Duty Cycle		40	50	60	%
Square Wave Rise Time			20		ns
Square Wave Fall Time			50		ns
Triangle Wave Linearity	+ 1V Segment at $\frac{1}{2} V_{CC}$		0.5		%

Note 1: The maximum junction temperature of the LM566CN is 150°C. For operation at elevated junction temperatures, maximum power dissipation must be derated based on a thermal resistance of 115°C/W, junction to ambient.

## Applications Information

The LM566CN may be operated from either a single supply as shown in this test circuit, or from a split ( $\pm$ ) power supply. When operating from a split supply, the square wave output (pin 3) is TTL compatible (2 mA current sink) with the addition of a 4.7 kΩ resistor from pin 3 to ground.

A 0.001 μF capacitor is connected between pins 5 and 6 to prevent parasitic oscillations that may occur during VCO switching.

$$f_O = \frac{2.4(V^+ - V_5)}{R_O C_O V^+}$$

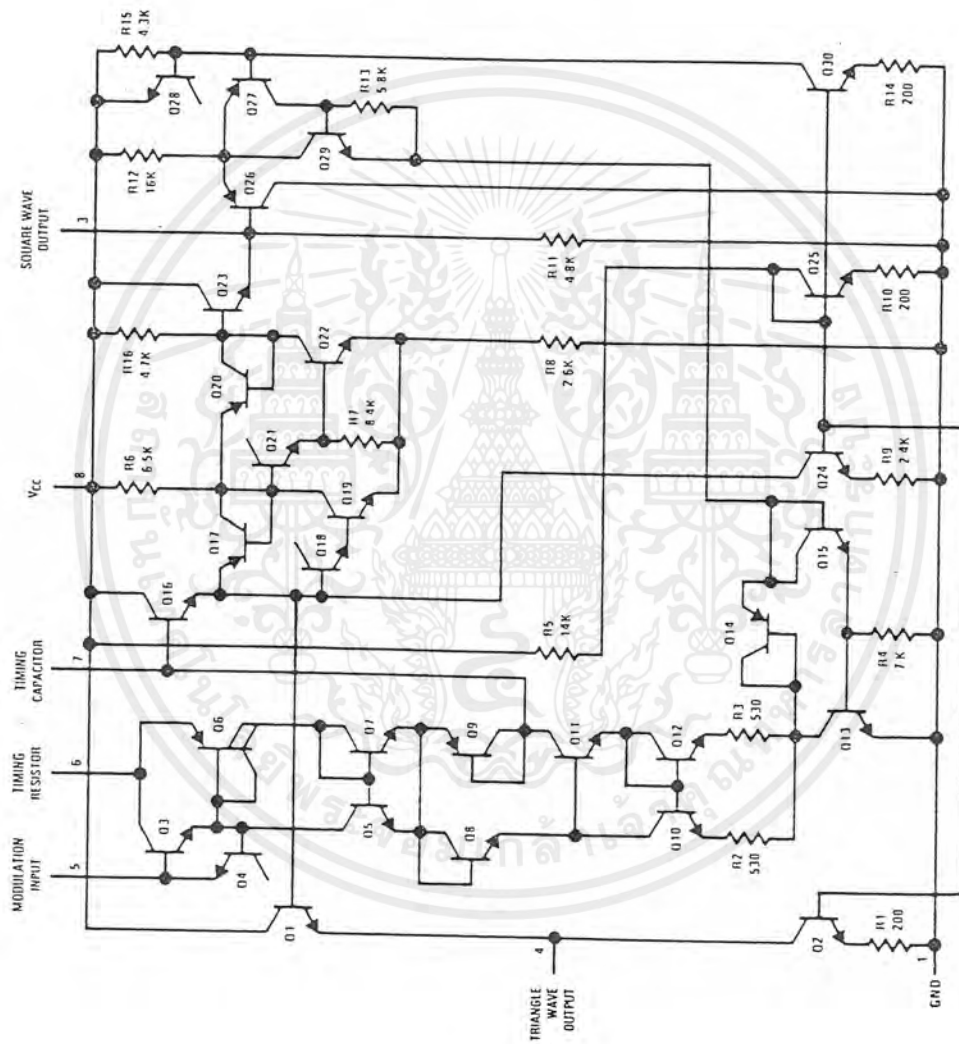
where

$$2K < R_O < 20K$$

and  $V_5$  is voltage between pin 5 and pin 1.

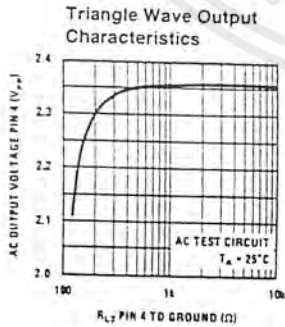
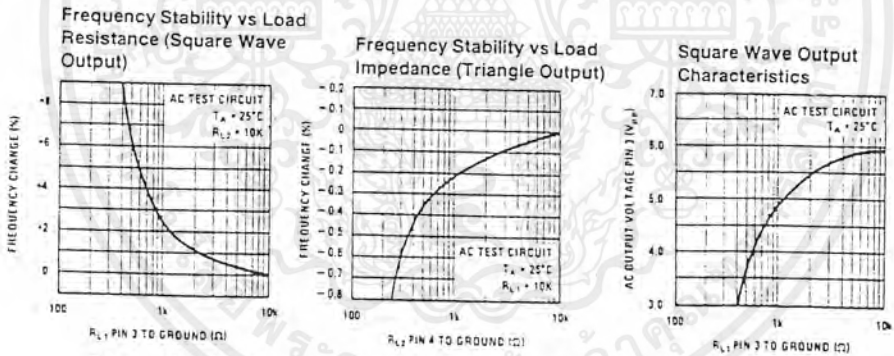
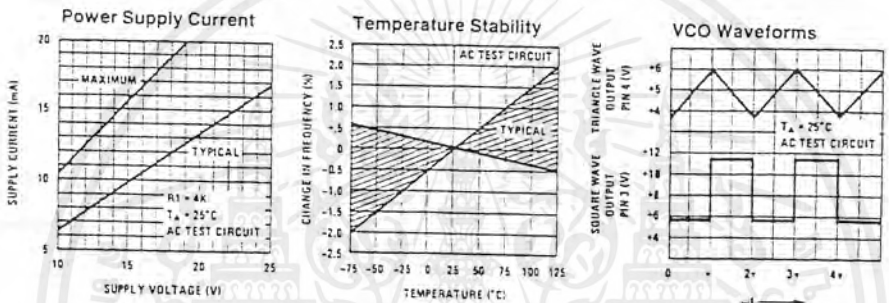
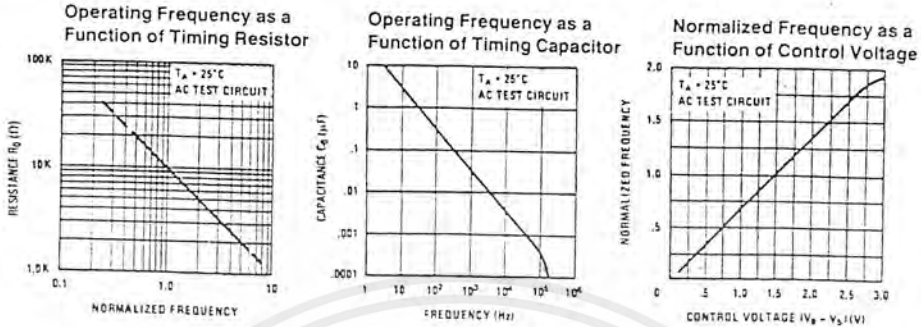
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Schematic Diagram

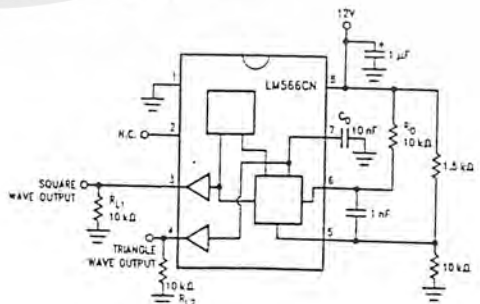


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Typical Performance Characteristics



### AC Test Circuit



TL/H/7854-5

TL/H/7854-4

TL/H/7854-6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้