

การออกแบบวงจรกรองสัญญาณเบสแบนด์สำหรับ BPSK โมเด็มที่มีการชดเชย

ความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรขยาย

A DESIGN OF BASEBAND SIGNAL FILTER FOR BPSK MODEM

WITH NONLINEAR EFFECT COMPENSATION



เลขหมึก.....  
เลขทะเบียน..... 42303  
วัน, เดือน, ปี 16 พ.ค. 2545

|         |
|---------|
| .b..... |
| .i..... |

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาเทคโนโลยีโทรคมนาคม  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2544

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บ.ค. 2545

หัวข้อปริญญานิพนธ์ การออกแบบวงจรกรองสัญญาณเบสแบนด์สำหรับ BPSK โมเด็มที่มีการชดเชยความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรถ่าย

A DESIGN OF BASEBAND SIGNAL FILTER FOR BPSK MODEM WITH NONLINEAR EFFECT COMPENSATION

ชื่อนักศึกษา นายขจรเกียรติ แสงคำ 42015676

นายธีรชัย ไตรมงคลเจริญ 42015690

อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์คลชัย สุขเจริญผล

ปริญญา อดิศาสตร์บัณฑิต

สาขาวิชา เทคโนโลยีโทรคมนาคม

ภาควิชา เทคนิคอุตสาหกรรม

ปีการศึกษา 2544

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าลาดกระบัง อนุมัติให้นับปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการปริญญานิพนธ์

-----ประธานกรรมการ

( )

-----กรรมการ

( )

-----กรรมการ

( )

-----กรรมการ

( )

-----กรรมการ

( )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์ การออกแบบวงจรกรองสัญญาณเบสแบนด์สำหรับ BPSK โมเด็มที่มีการชดเชยความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรรขยาย

A DESIGN OF BASEBAND SIGNAL FILTER FOR BPSK MODEM WITH NONLINEAR EFFECT COMPENSATION

|                  |                                 |
|------------------|---------------------------------|
| ชื่อนักศึกษา     | นายจกรเกียรติ แสงคำ 42015676    |
|                  | นายธีรชัย ไตรมงคลเจริญ 42015690 |
| อาจารย์ที่ปรึกษา | อาจารย์คลชัย สุขเจริญผล         |
| ปริญญา           | อุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต           |
| สาขาวิชา         | เทคโนโลยีโทรคมนาคม              |
| ภาควิชา          | เทคนิคอุตสาหกรรม                |
| ปีการศึกษา       | 2544                            |
| บทคัดย่อ         |                                 |

ในการสื่อสารข้อมูลด้วยสัญญาณดิจิทัลเช่นในระบบ โทรศัพท์เคลื่อนที่ การรบกวนกันระหว่างช่องสัญญาณเป็นปัญหาที่สำคัญอย่างหนึ่ง

โครงการนี้เป็นการศึกษาถึงการออกแบบเครื่องรับและส่งสัญญาณแบบดิจิทัล(Digital) ให้สามารถลดการเกิดการรบกวนกันระหว่างช่องสัญญาณ ซึ่งมีผลต่อคุณภาพของสัญญาณที่ได้รับ และยังได้ศึกษาถึงผลกระทบของรูปร่างสัญญาณเบสแบนด์(Baseband)ต่อประสิทธิภาพของระบบเมื่อส่งผ่านวงจรรขยายสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น โดยในโครงการนี้ใช้เทคนิคการจัดรูปร่างสัญญาณเบสแบนด์ ให้อยู่ในรูปเวสต์โคไซน์(Raised Cosine) ซึ่งในทางทฤษฎีแล้วสามารถแก้ปัญหการรบกวนกันระหว่างช่องสัญญาณได้ และทำให้ประสิทธิภาพในการรับสัญญาณเมื่อส่งผ่านวงจรรขยายสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นก็อยู่ในเกณฑ์ที่ยอมรับได้

**Title** A DESIGN OF BASEBAND SIGNAL FILTER FOR BPSK MODEM WITH  
NONLINEAR EFFECT COMPENSATION

**Student** Mr. Khajohnkiat Sangkum 42015676  
Mr. Theerachai Taimongkolcharoen 42015690  
**Advisor** Mr. Dolchai Sookcharoenphol  
**Degree** Bachelor Degree of Industrial Technology  
**Programme** Telecommunication  
**Department** Industrial Technology  
**Academic year** 2001

#### ABSTRACT

In communication through digital signals. The disturbance between channel is an important problem.

This project is a study about designing a receiver and transmitter digital signal model to lessen the disturbances between channel which has an effect to quality of signal we receive and can still study the Base Band signal appearance connected to the efficiency of the system. When the signal is send to the nonlinear amplifier. Through this project a technique is used to arrange the Base Band signal into Raised Cosine figure which in is in a theoretical aspect can remedy the disturbance problems between channel and make a standard efficiency in receiving when the signal is send to the nonlinear amplifier .

## กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี เกิดจากปัจจัยหลายๆด้าน อย่างแรกคือ ต้องขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อ คุณแม่ ที่มีความเข้าใจในทุกๆด้าน ทั้งสนับสนุน และให้กำลังใจอยู่ตลอดเวลาทำให้ผู้จัดทำมีกำลังใจไม่ทอดอย ทั้งนี้ก็ด้วยความอิสระในการทำงาน จากการไว้วางใจจากอาจารย์ คตชัย สุขเจริญผล และคำชี้แนะต่างๆนานา รวมถึงให้ใช้เครื่องมือจนโครงการสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี และต้องขอขอบพระคุณอาจารย์ทุกๆท่านเป็นอย่างสูง ที่ให้คำชี้แนะแก่ผู้จัดทำ

อีกทั้งต้องขอขอบคุณเพื่อนๆทุกคนที่มาช่วยให้คำแนะนำ และคอยให้ความช่วยเหลืออยู่ตลอด ทำให้โครงการนี้สำเร็จได้ด้วยดี

คณะผู้จัดทำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

|   | หน้า |
|---|------|
| บทคัดย่อ  | ก    |
| บทคัดย่อภาษาอังกฤษ  | ข    |
| กิตติกรรมประกาศ   | ค    |
| บทที่ 1 บทนำ  | 1    |
| 1.1 ที่มาและความสำคัญของปริญญานิพนธ์                          | 1    |
| 1.2 วัตถุประสงค์ในการทำปริญญานิพนธ์                           | 1    |
| 1.3 ขอบเขตของปริญญานิพนธ์                                     | 2    |
| 1.4 รายละเอียดและขั้นตอนการทำปริญญานิพนธ์                     | 3    |
| 1.5 ประโยชน์ที่ได้รับ   | 3    |
| บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการเบื้องต้น                              | 4    |
| 2.1 ทฤษฎีของสัญญาณดิจิทัลเบสแบนด์                             | 4    |
| 2.1.1 ช่องสัญญาณอุดมคติ                                       | 5    |
| 2.1.2 ทฤษฎีการกำจัดการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ของไนควิสต์        | 9    |
| 2.2 การแบ่งคลาส และ จัดไบอัสให้กับวงจรมอดูเลชัน               | 11   |
| 2.2.1 วงจรมอดูเลชันคลาส เอ                                    | 11   |
| 2.2.2 วงจรมอดูเลชันคลาส บี                                    | 13   |
| 2.2.3 วงจรมอดูเลชันคลาส ซี                                    | 15   |
| 2.2.4 วงจรมอดูเลชันคลาส ดี                                    | 23   |
| 2.3 คุณลักษณะวงจรมอดูเลชันย่านความถี่วิทยุ                    | 25   |
| 2.4 การสูญเสียที่เกิดจากอินเตอร์มอดูเลชัน                     | 30   |
| 2.4.1 การบีบอัดแอมพลิจูด (AMPLITUDE GAIN)                     | 31   |
| 2.4.2 การผิดเพี้ยนของฮาร์โมนิกที่ 2                           | 31   |
| 2.4.3 อัตราส่วนของการผิดเพี้ยนเนื่องมาจากการอินเตอร์มอดูเลชัน | 32   |
| 2.4.4 จุดตัด  | 32   |
| 2.4.5 การสูญเสียในการแปลงความถี่ (CONVERSION LOSS)            | 33   |
| 2.5 ผลกระทบของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากความไม่เป็นเชิงเส้นของระบบ | 34   |
| 2.5.1 การเกิดครอสมอดูเลชันและอินเตอร์มอดูเลชัน                | 35   |
| 2.6 การมอดูเลชันแบบเปลี่ยนเฟสของสัญญาณคลื่นพาห์               | 39   |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

|   |    |
|---|----|
| บทที่ 3 หลักการทำงานและการออกแบบวงจร              | 40 |
| 3.1 วงจรจัดรูปคลื่น (Pulse Shaping)               | 40 |
| 3.2 วงจรกรองความถี่                               | 41 |
| 3.2.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน                      | 41 |
| 3.2.2 วงจรกรองความถี่เฉพาะย่าน (Band-pass Filter) | 42 |
| 3.3 วงจรมอดูเลตแบบสมดุล ( BALANCE MODULATOR )     | 44 |
| 3.4 บาลานซ์ มิกเซอร์                              | 45 |
| 3.5 วงจรยกกำลังสอง และยกกำลังสี่สัญญาณ            | 55 |
| บทที่ 4 ผลการทดลอง                                | 56 |
| 4.1 ผลการทดลองทางภาคส่ง                           | 56 |
| 4.2 การวัดและทดสอบทางภาคส่ง                       | 62 |
| 4.3 ผลการทดลองทางภาครับ                           | 67 |
| บทที่ 5 สรุปผลการทดลอง                            | 68 |
| ภาคผนวก   |    |
| ก - วงจรรวมภาคส่ง – ภาครับ                        |    |
| ข - เอกสารอ้างอิง                                 |    |



## บทที่ 1

### บทนำ

#### 1.1 ที่มาและความสำคัญของปริภูมิพหุ

ในระบบการสื่อสารผ่านคลื่นวิทยุจะต้องมีการจำกัดความกว้างของแถบความถี่ (MODULATION BAND WIDTH) ในแต่ละช่องสัญญาณ ดังนั้นในการออกแบบระบบของเครื่องส่งจะต้องมีการคำนึงถึงปัญหาที่เกิดจากการรบกวนกันระหว่างช่องสัญญาณ ซึ่งในโครงการนี้จะศึกษาถึงวิธีการจัดรูปร่างของสัญญาณข่าวสารให้มีความเหมาะสม โดยมีวิธีการคือ การทำให้ขนาดสเปกตรัมของสัญญาณหลัก (MAIN LOBE SPECTRUM) มีความแตกต่างกับสเปกตรัมของสัญญาณด้านข้าง (SIDE LOBE SPECTRUM) ที่ระดับหนึ่งซึ่งเมื่อส่งสัญญาณแบนด์พาสดังกล่าวผ่านช่องสัญญาณ AWGN ที่มีวงจรถยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น (NONLINEAR AMPLIFIER) จะทำให้เกิดการเพิ่มขนาดของการรบกวนจากสเปกตรัมด้านข้าง เนื่องจากวงจรถยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น เราจะศึกษาวิธีที่จะลดการเพิ่มขนาดสเปกตรัมด้านข้างและจะส่งผลให้สามารถลดปัญหาที่เกิดจากการรบกวนระหว่างช่องสัญญาณได้ ซึ่งรายละเอียดและวิธีการจะกล่าวถึงในบทต่อไป

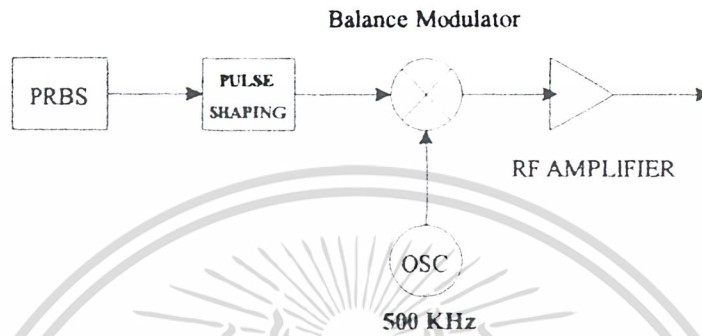
#### 1.2 วัตถุประสงค์ในการทำปริภูมิพหุ

1. เพื่อศึกษาและแก้ไขปัญหาการเกิดการรบกวนกันระหว่างช่องสัญญาณ (ACI: ADJACENT CHANNEL INTER-FERENCE)
2. เพื่อศึกษาถึงผลกระทบของสัญญาณเบสแบนด์ที่มีต่อประสิทธิภาพของระบบเมื่อส่งผ่านวงจรถยายสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น

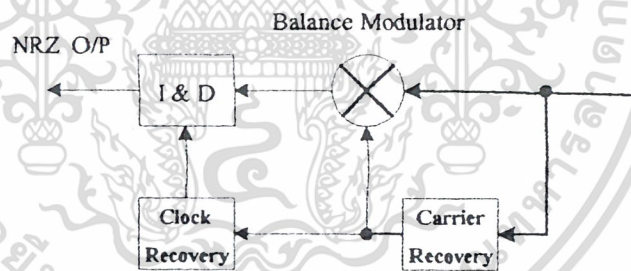
#### 1.3 ขอบเขตของปริภูมิพหุ

1. สร้างวงจรถวายสัญญาณเบสแบนด์ให้อยู่ในรูปเรสต์โคไซน์ (RAID COSINE PULSE)
2. ออกแบบวงจรถวายแบบไบนารีเฟสชิฟต์อิ่งให้สามารถรับสัญญาณได้ถูกต้องที่สุด (SUB OPTIMAL) ด้วยวงจรถวายแบบร่วมกัน (COHERENT RECEIVER)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.1 ก)บล็อกโคโอะแกรมของภาคส่ง

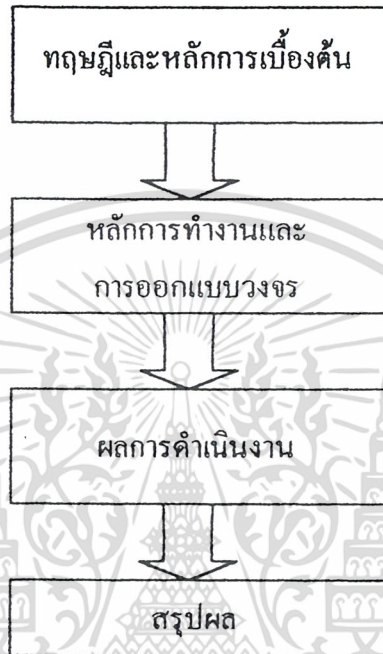


รูปที่ 1.1 ข)บล็อกโคโอะแกรมของภาครับสัญญาณBPSKแบบร่วมนัย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 1.4 รายละเอียดและขั้นตอนการทำปริญญานิพนธ์

ในการทำปริญญานิพนธ์นี้ได้มีการศึกษาวางแผน และทำงานตามขั้นตอนการทำงานดังรูปที่ 1.2



รูปที่ 1.2 ขั้นตอนการทำปริญญานิพนธ์

#### 1.5 ประโยชน์ที่ได้รับ

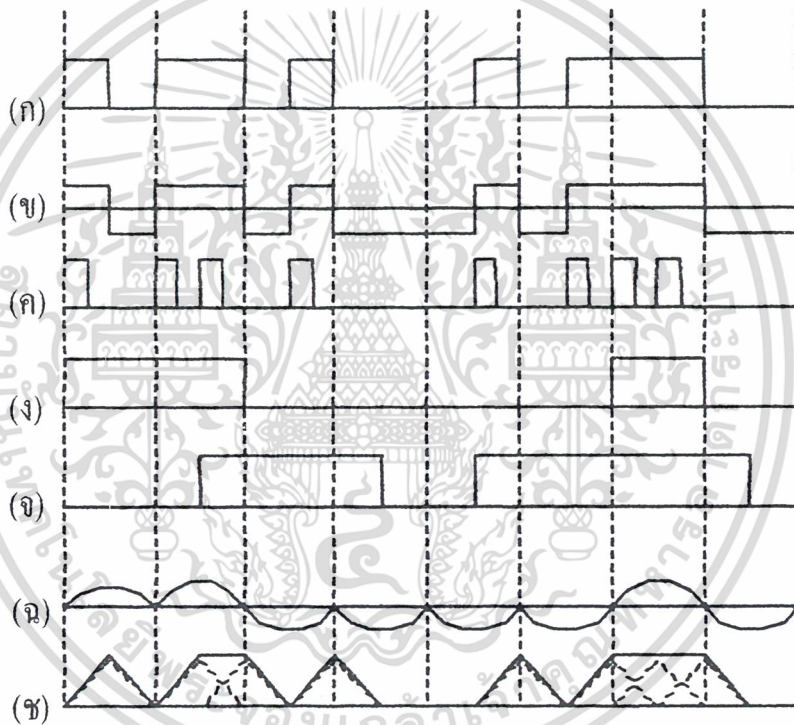
1. ได้ศึกษาวิธีการใช้เครื่องมือวัดและวิธีวัดในระบบสื่อสารดิจิทัลเช่น Constellation diagram และ Eye Pattern ชนิดต่างๆ
2. สามารถจัดรูปร่างสัญญาณเบสแบนด์ให้เหมาะสมกับปัญหาของระบบได้
3. ศึกษาถึงการเกิดสัญญาณรบกวนต่างๆและวิธีการแก้ไขในการส่งสัญญาณแบบดิจิทัลผ่านวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการเบื้องต้น

### 2.1 ทฤษฎีของสัญญาณดิจิทัลในระบบแบนด์

การสร้างสัญญาณดิจิทัลเพื่อใช้ในระบบแบนด์โดยทั่วไปเรียกว่าไลน์โคคิง(Line Coding) โดยในรูปที่ 2.1 แสดงตัวอย่างสัญญาณดิจิทัลที่ใช้ในระบบแบนด์



รูปที่ 2.1 สัญญาณแบนด์ในเชิงเวลา

- รูป (ก) สัญญาณ NRZที่มีการยกระดับโดยไฟDC (ข) สัญญาณ NRZ ที่ไม่มีการยกระดับโดยไฟDC  
(ค) สัญญาณ RZที่มีการยกระดับโดยไฟDC (ง) และ (จ) 1/2 NRZ (ฉ) 1/2 MSK  
(ช) สัญญาณที่มีการซ้อนกัน เส้นประแสดงสัญญาณที่มีการซ้อนกัน เส้นทึบแสดงสัญญาณสำเร็จ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.1 ช่องสัญญาณอุดมคติ

บรีควอล เซลเน็ด ในทางอุดมคติ (ideal “Brick-Wall” Channel (Filters))

ในระบบการส่งสัญญาณดิจิทัลที่มีการจำกัดย่าน(Band Limited)ในย่านความถี่ที่กำหนด จะมีความสามารถในการส่งจำนวนให้มีบิตเรตได้สูง สัญญาณเรคแทนกูลาร์ถูกนำมาใช้บ่อยๆ เช่น สัญญาณNRZ และRZ ดังที่แสดงในรูปที่ 2.1 ประกอบด้วยสัญญาณเรคแทนกูลาร์ที่ไม่ถูกจำกัด แบนด์วิท(INFINITE BANDWIDTH)

จากทฤษฎีของ ไนควิสต์ พิสูจน์ให้เห็นว่ามีความเป็นไปได้ที่จะแปลงรูปร่างสัญญาณที่ถูก จำกัดย่านโดยที่เครื่องรับสามารถรับและสร้างสัญญาณที่ถูกต้องกลับมาได้

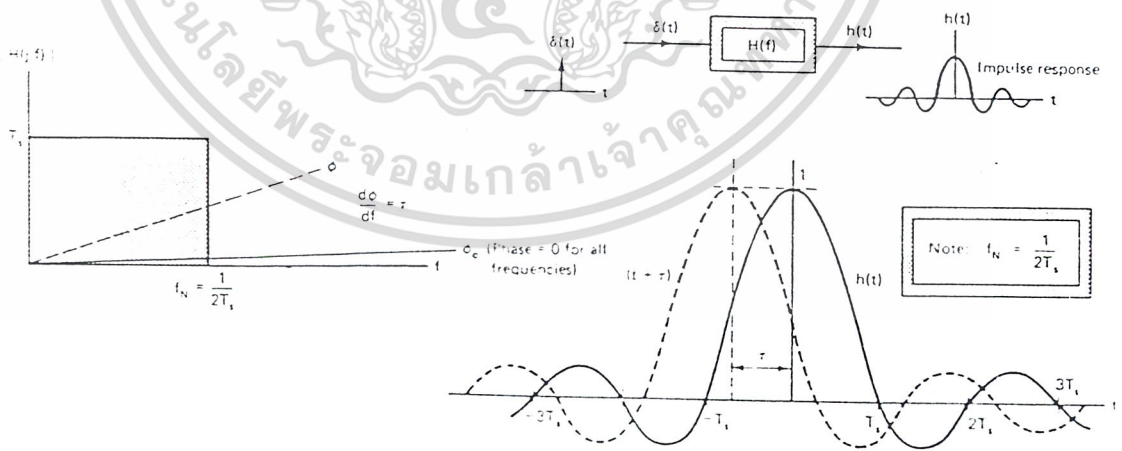
หลังจากสรุปหลักการของ บรีควอล เซลเน็ด(Brick-Wall Channel) และศึกษาถึงองค์ ประกอบของ ฮาย์โคอะแกรมซึ่งจะอธิบายในหัวข้อต่อไปที่แสดงถึงการนำไปใช้กับสัญญาณไบนารี แต่อย่างไรก็ตามทฤษฎีของไนควิสต์ ก็สามารถนำไปใช้กับสัญญาณที่มีหลายระดับได้เช่นกัน

พิจารณาถึงหลักการของ บรีควอล เซลเน็ดในทางอุดมคติดังแสดงในรูปที่ 2.2 ความถี่คัต ออฟเรียกอีกชื่อหนึ่งว่าความถี่ ไนควิสต์สามารถหาได้จาก

$$f_n = 1/2 T_s = fs/2 \quad \text{เมื่อ } T_s \text{ คือช่วงเวลาที่เกิดสัญญาณลักษณะนั้น(ซิมบอลเรต)}$$

โดยที่ ในระบบไบนารี ซิมบอลเรตเท่ากับบิตเรต ดังนั้น  $T_s = T_b$  และ

$$\text{ในระบบมัลติเลเวล } T_s = T_b \log_2 M \quad \text{โดยที่ } M \text{ คือจำนวนระดับของสัญญาณ}$$



รูป 2.2 บรีควอล เซลเน็ด ในทางอุดมคติ และผลตอบสนองต่อสัญญาณอินพุท ที่เป็นอิมพัลส์ ผลตอบสนองต่อสัญญาณอินพุท ที่เป็นอิมพัลส์ของระบบ h(t)สามารถหาได้จากอินเวสิฟุเรียซ ทรานฟอร์มของฟังก์ชัน H(f):

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H(f) = \begin{cases} Ts & |f| \leq \frac{1}{2Ts} \\ 0 & |f| \geq \frac{1}{2Ts} \end{cases} \quad (2.1)$$

$$h(t) = F^{-1}\{H(f)\} = \int_{-\infty}^{\infty} H(f)e^{j2\pi ft} df \quad (2.2)$$

$$h(t) = \frac{\sin(2\pi f_N t)}{2\pi f_N t} = \frac{\sin(\pi t / Ts)}{\pi t / Ts} \quad (2.3)$$

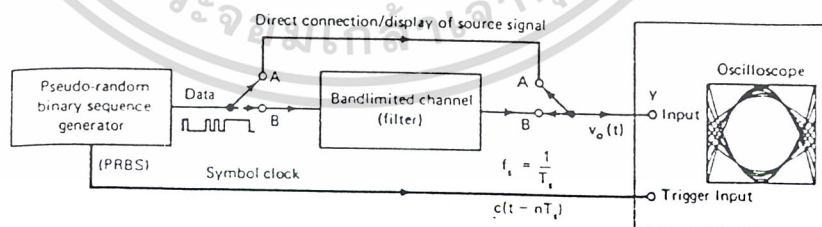
โดยที่

$$h(nTs) = \begin{cases} 1 & \text{for } n = 0 \\ 0 & \text{for } n = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots \end{cases} \quad (2.4)$$

ดังนั้น ผลตอบสนองต่ออิมพัลส์จะตัดแกนศูนย์ที่ทุกช่วง  $t = nTs$  ดังแสดงในรูปที่ 2.2

### หลักการและที่มาของอายุโคอะแกรม

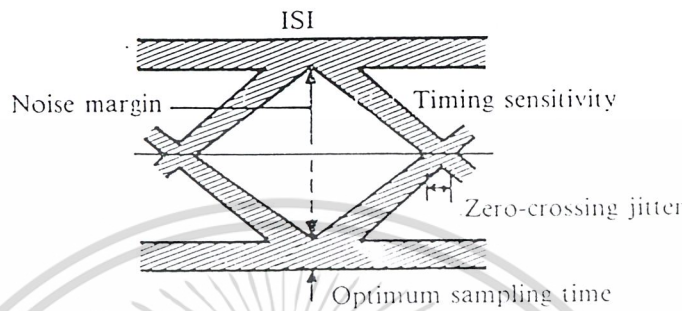
การส่งสัญญาณดิจิทัลผ่านช่องสัญญาณที่มีความไม่สมบูรณ์ของช่องสัญญาณโดยทั่วไป หากำในรูปของอายุโคอะแกรมหรือเรียกอีกอย่างว่า "อายุแพทเทิน" โดยอายุแพทเทินสามารถวัดได้โดยใช้ฮอสซิลโลสโคป อายุแพทเทินของสัญญาณ PRBS(Pseudo Random Binary Sequence) สามารถวัดได้โดยป้อนสัญญาณเข้าเวคคิออลอินพุทของ ฮอสซิลโลสโคปโดยตรง ดังแสดงในรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 วิธีการวัดอายุโคอะแกรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

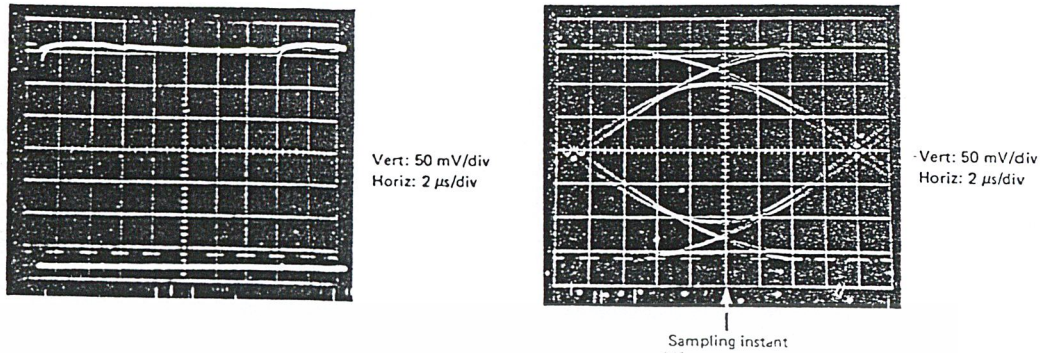
โดยทั่วไปเราจะพบว่าการผิดเพี้ยนของสัญญาณ การรบกวนกันระหว่างสัญญาณ และเฟสจิตเตอร์ที่เกิดขึ้น จะทำให้กระบวนการของสัญญาณที่เข้ามาซ้อนกันให้เห็นบนจอเกิดเป็นแพทเทินรูปดวงตาขึ้นมา เมื่อเราทำการเขียนขอบเขตของบริเวณต่างๆ ก็จะได้ตามรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 แพทเทินรูปดวงตากับความหมายของส่วนต่างๆ

รายละเอียดของส่วนต่างๆ ในแพทเทินรูปดวงตาก็จะเป็นตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.4 กล่าวคือส่วนที่เป็นแถบอยู่ด้านบนบนสุดและล่างสุด ก็จะเป็นผลกระทบจากการรบกวนระหว่างสัญญาณ ส่วนที่เป็นแถบอยู่ตรงกลางจะเกิดจากเฟสจิตเตอร์ เมื่อพิจารณาจากแพทเทินรูปดวงตาที่เกิดขึ้นนี้ จะเห็นได้ว่าในการตัดสินใจระดับสัญญาณนั้นตำแหน่งการสุ่มตัวอย่างที่เหมาะสมที่สุดคือ ตำแหน่งตรงกลางของดวงตาซึ่งเป็นส่วนที่กว้างที่สุดของดวงตา และระดับสัญญาณตัดสินใจที่เหมาะสมที่สุดคือ ระดับตรงกลางของดวงตาเพราะเป็นระดับที่ทำให้มีอัตรารับ (noise margin) ทางด้าน “1” และ “0” เท่ากัน ซึ่งจะส่งผลให้พروبะบิลิตีของการตัดสินใจผิดพลาดเนื่องจากสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียนต่ำที่สุด สำหรับความชันของเส้นกรอบดวงตานั้นจะบ่งบอกความไวที่มีต่อการคลาดเคลื่อนของจังหวะในการสุ่มตัวอย่าง โดยทั่วไปสัญญาณที่มีอัตราข้อมูลสูงก็มักจะมีความชันสูงด้วย ซึ่งหมายถึงผลกระทบของจังหวะการสุ่มตัวอย่างที่คลาดเคลื่อนไปก็จะมีสูงตามไปด้วย

เมื่อกกล่าวโดยสรุปแล้ว แพทเทินรูปดวงตานี้จะบ่งบอกคุณสมบัติของช่องสัญญาณ ที่ทำการส่งผ่านสัญญาณดิจิทัลอยู่ และแพทเทินรูปดวงตาที่มีดวงตาเปิดกว้างทั้งในแนวตั้งและแนวนอนก็จะหมายถึงคุณสมบัติที่ดีของช่องสัญญาณ ซึ่งจะส่งผลให้การตัดสินใจระดับสัญญาณมีโอกาสผิดพลาดน้อยลงด้วย



รูป 2.5 ผลการวัดอายุโคจรแอมป์ของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบบิตเตอร์เวิร์ธออเดอร์ 4

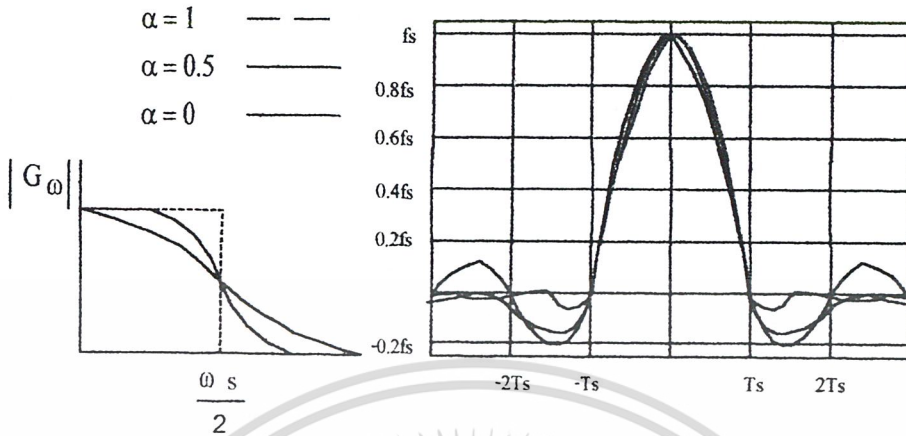
จากรูปที่ 2.5 เป็นอายุโคจรแอมป์ของ ฟิลเตอร์แบบบิตเตอร์เวิร์ธ ออเดอร์สี่ ที่มีแบบแผนแบบไม่สมมูล กำหนดให้ แหล่งกำเนิดสัญญาณ PRBS มีค่า  $f_s = 64 \text{ Kb/s}$  และ ความถี่คัตออฟที่  $-3 \text{ dB}$  ของฟิลเตอร์เท่ากับ  $26 \text{ KHz}$  การเกิดการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ของเชลแนลที่ไม่สมมาตร ในช่วงที่วัดมีความถี่เกิดขึ้นเพียง 2 ถึง 3 ครั้ง ในการกำหนดมาร์จินของเครื่องส่งตัวอย่างเช่น กำลังส่งของเครื่องส่ง ในกรณีที่เกิดการรบกวนระหว่างช่องสัญญาณ จะต้องเพิ่มระดับของสัญญาณ  $1:2/3$  เท่ากับ  $3.52 \text{ dB}$  สำหรับวิศวกรที่ออกแบบระบบแล้วกรณีที่เกิดการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์เป็นเรื่องที่สำคัญ

### 2.1.2 ทฤษฎีการกำจัดกรรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ของไนควิสต์

ไนควิสต์ได้ให้ข้อเสนอแนะไว้ว่า วงจรรองความถี่ต่ำผ่านที่มีค่าฟังก์ชันถ่ายโอน แบบสมมาตรชนิดคี่ (odd symmetry) กับแกนตั้งที่ความถี่จุดตัดของวงจรรองความถี่ตามอุดมคติ (ดังแสดงโดยเส้นปะในรูปที่ 2.6 ก) นั้นจะมีค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ที่มีค่าเป็นศูนย์ที่ทุกขณะเวลาที่ห่างกัน  $T_s$  วินาที รูปพัลส์ในลักษณะของผลตอบสนองอิมพัลส์ดังกล่าว นิยมเรียกว่า รูปพัลส์แบบไนควิสต์ (Nyquist pulse shape) รูปพัลส์ที่ได้มาจากผลตอบสนองของระบบที่มีฟังก์ชันถ่ายโอนนี้อยู่ในกลุ่ม ที่มีแกนสมมาตรเดียวกัน ก็จะถือว่าเป็นรูปพัลส์ที่มีความเท่าเทียม (equivalent) กัน เพราะค่าฟังก์ชันพัลส์ในลักษณะดังกล่าวจะต้องมีลำดับในการซัดค่าตัวอย่างสัญญาณที่เวลาห่างกัน  $T_s$  วินาที เท่ากัน แม้ว่าฟังก์ชันถ่ายโอนเหล่านี้จะมีแบนด์วิดท์ที่ต่างกันอยู่ คือ จาก  $f_s/2$  ถึง  $f_s$  แต่เพราะมีผลตอบสนองอิมพัลส์ที่เท่าเทียมกัน ดังนั้นเพื่อง่ายกับการอ้างอิงถึง จึงได้มีการกำหนดเรียกชื่อ แบนด์วิดท์  $f_s/2$  เฮิรตซ์นี้ว่า แบนด์วิดท์ไนควิสต์ (Nyquist bandwidth)

ปกติฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านที่สามารถสร้างขึ้นได้ทางปฏิบัติจะเป็นเพียงค่าประมาณที่ใกล้เคียงกับค่าทางอุดมคติโดยมีคุณสมบัติที่สำคัญ คือการที่จะให้ผลที่ตอบสนองอิมพัลส์มีค่าเป็นศูนย์ที่ทุกขณะเวลา  $T_s$  ตัวอย่างหนึ่งของฟังก์ชันถ่ายโอนดังกล่าวคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) ฟังก์ชันถ่ายโอน

(ข) ผลตอบสนองอิมพัลส์

รูปที่ 2.6 สัญญาณเรตต์โคไซน์

$$G(\omega) = \begin{cases} 1, & |\omega| < \frac{\omega_0}{2} - \omega_x \\ \frac{1}{2} \left[ 1 - \sin \left\{ \frac{\pi \left( \omega - \frac{\omega_s}{2} \right)}{2\omega_x} \right\} \right], & \left| \frac{\omega - \frac{\omega_0}{2}}{2} \right| < \omega_x \\ 0, & |\omega| > \frac{\omega_0}{2} + \omega_x \end{cases} \quad (2.5)$$

โดยในที่นี้  $\omega_x = \frac{\alpha \omega_0}{2}$  เมื่อ  $0 \leq \alpha \leq 1$

ตาม(2.5)จะพบว่าแบนด์วิดท์ของ  $G(\omega)$  คือ  $\frac{(1-\alpha)f_0}{2}$  เฮิรตซ์ ดังนั้นจะเห็นได้ว่าเมื่อ  $\alpha = 0$  จะทำให้  $G(\omega)$  กลายเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านในอุดมคตินั่นเอง รูป 2.6 ก ได้แสดงค่า  $G(\omega)$  เมื่อ  $\alpha = 0, 0.5$  และ  $1$  ไว้ โดยเส้นจุด เส้นทึบและเส้นจุดขีด ตามลำดับในกรณี  $\alpha = 1$  สมการ (2.5) เขียนในรูปสมการใหม่ได้เป็น

$$G(\omega) = \frac{1}{2} \left( 1 + \cos \left( \frac{\omega}{2f_0} \right) \right) P \left( \frac{\omega}{4\pi f_0} \right) \quad (2.6)$$

หรือ

$$G(\omega) = \cos^2 \left( \frac{\omega}{4f_0} \right) P \left( \frac{\omega}{4\pi f_0} \right) \quad (2.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คุณสมบัติตาม (2.6) และ(2.7) นี้รู้จักกันในชื่อที่เรียกว่า คุณสมบัติเรสต์โคไซน์ (raised – cosine characteristic) หรือ คุณสมบัติฟูลโคไซน์โรลออฟ (full-cosine roll-off characteristic) ซึ่งมีค่าผลตอบสนองอิมพัลส์หรือการแปลงฟูเรียร์กลับของ  $G(\omega)$  เป็น

$$g(t) = f_s \left[ \text{Sinc}(\omega_s t) + \frac{1}{2} \text{Sinc}(\omega_s t - \pi) + \frac{1}{2} \text{Sinc}(\omega_s t + \pi) \right] \quad (2.8)$$

โดยการใช้สูตร  $\text{Sinc}(x) = \frac{\sin x}{x}$  แทนค่าลงไปในสมการบน และกระจายเทอมจะได้

$$\begin{aligned} g(t) &= \frac{f_s}{1 - 4f_s^2 t^2} \text{Sinc}(\omega_s t) \\ &= f_s \frac{\cos(\pi f_s t)}{1 - (2f_s t)^2} \text{Sinc} \frac{\omega_s t}{2} \end{aligned} \quad (2.9)$$

ในกรณีที่  $\alpha$  มีค่าใดๆอื่นนอกจาก 1 ค่า  $G(\omega)$  ตาม (2.5) จะมีการแปลงฟูเรียร์กลับเป็น

$$g(t) = f_s \frac{\cos(\pi \alpha f_s t)}{1 - (2\alpha f_s t)^2} \text{Sinc} \left( \frac{\omega_s t}{2} \right) \quad (2.10)$$

เมื่อ  $\alpha$  มีค่า 0, 0.5 และ 1 รูปพล็อตตาม (2.10) จะมีแสดงในรูป 2.6 ข

ข้อควรพิจารณาสำหรับ พัลส์เรสต์โคไซน์ (2.9) ก็คือ แบนด์วิดท์ของพัลส์มีค่าเท่ากับ  $f_s$  เฮิรตซ์ ยอดของพัลส์ที่เวลา  $t = 0$  มีความแรงเท่ากับ  $f_s$  และการออสซิลเลทของขอบฐานของพัลส์ลดลงอย่างรวดเร็วในอัตรา  $\frac{1}{t^3}$  จึงทำให้เกิดโอเอสไอต่อพัลส์ข้างเคียงได้น้อยมาก ประกอบกับวงจรของความถี่  $G(\omega)$  ตาม (2.9) ที่ใช้ในการสร้างพัลส์นั้นสามารถสร้างขึ้นได้อย่างใกล้เคียงมากในทางปฏิบัติ จึงเป็นเหตุให้พัลส์เรสต์โคไซน์สร้างความพึงพอใจในการใช้เป็นรูปพัลส์แม่แบบที่จะทำให้เกิดโอเอสไอต่ำ ในระบบการส่งสัญญาณดิจิทัลทั่วไป

## 2.2 การแบ่งคลาส และ จัดไบอัสให้กับวงจรขยายกำลัง

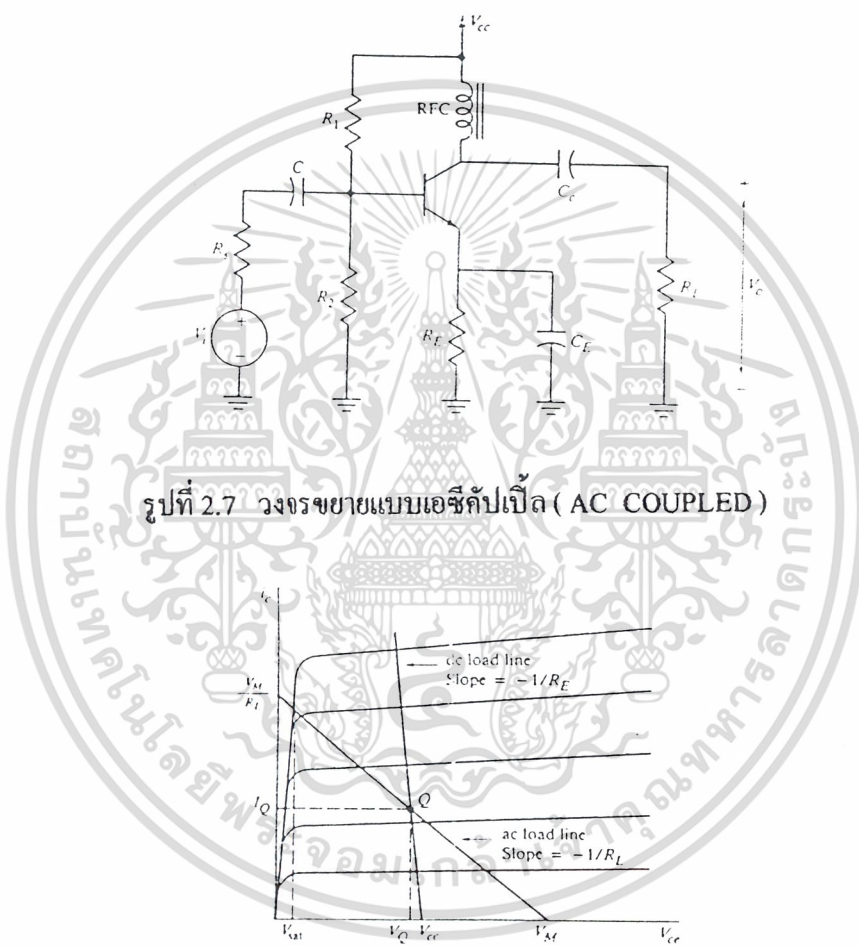
### 2.2.1 วงจรขยายกำลังคลาส เอ

วงขยายกำลังคลาส เอ ( CLASS A POWER AMPLIFIER ) ไม่ได้มีคุณสมบัติที่แตกต่างไปจากวงจรขยายแบบเชิงเส้น เพียงแต่ค่ากำลังงานและระดับของความผิดเพี้ยนเป็นความสำคัญพื้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฐานสำหรับวงจรชนิดคลาส เอ จะมีเอาต์พุตเป็นรูปคลื่นซายน์ ตอบสนองต่อสัญญาณอินพุตที่เป็นรูปคลื่นซายน์เช่นกัน การจัดคลาสจะตัดสินโดยระดับสัญญาณอินพุต และระดับแรงดันที่ไบอัสให้กับทรานซิสเตอร์ ดังรูป 2.1 ที่แสดงให้เห็นถึงวงจรที่สามารถไบอัสให้เป็นคลาส เอ , บี หรือ ซี สำหรับรูปแสดงแรงดันภายในทรานซิสเตอร์จะมีค่า

$$V_{ce} = V_Q = V_{cc} - I_C R_E \tag{2. 11}$$



รูปที่ 2.7 วงจรขยายแบบเอซีคัปเปิล ( AC COUPLED )

รูปที่ 2.8 คุณลักษณะของทรานซิสเตอร์ระหว่างคอลเลคเตอร์ กับอิมิตเตอร์ ประกอบกับเส้น เอซี และดีซีโหลดไลน์

ความลาดชันของเส้นดีซีโหลดไลน์  $dI_C / dV_{ce}$  มีค่าเท่ากับ  $-1 / R_E$  ดังที่แสดงให้เห็นในรูปที่ 2.8 สำหรับวงจรขยายคลาส เอ ค่าความต้านทานทางไฟตรง  $R_E$  จะประกอบสำหรับความมีเสถียรภาพสำหรับวงจรขยายที่ใช้ทรานซิสเตอร์ชนิดไบโพล่า และวงจรขยายที่ใช้เฟต และจัดไบอัสแบบ เซลฟ์ไบอัสซิ่ง ( SELF BIASING ) ถ้าหาก  $R_E$  มีค่าน้อย ค่าแรงดัน ณ จุดควมพอยท์ จะมีค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_Q \approx V_{cc} \quad (2.12)$$

สำหรับการทำงานในเอซีกัปปลิง ตัวเก็บประจุที่ขาอิมิตเตอร์จะเปรียบเสมือนลัดวงจร และกระแสสลับที่ขาคอลเลคเตอร์  $i_c$  สามารถหาได้จาก

$$-i_c R_L = V_Q \quad (2.13)$$

ค่าแรงดันทางด้านเอาต์พุตจะมีค่าเท่ากับกับแรงดันไฟสลับที่ตกคร่อมระหว่างเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์

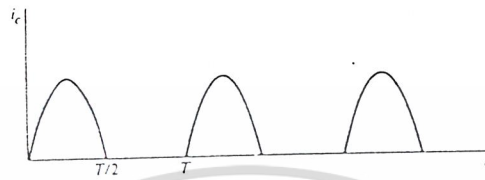
$$V_{cc} - i_c R_E + V_{cc} \approx V_Q - i_c R_L \quad (2.14)$$

จากรูปแสดงคุณลักษณะของทรานซิสเตอร์จะแสดงให้เห็นแรงดันระหว่าง คอลเลคเตอร์ และอิมิตเตอร์ซึ่งจะมีค่าสูงสุดเมื่อ กระแสคอลเลคเตอร์มีค่าเป็น ศูนย์ ซึ่งมันจะเกิดขึ้นเมื่อองค์ประกอบของกระแสคอลเลคเตอร์ที่เป็นไฟสลับจะมีขนาดเท่ากันและมีทิศทางตรงกันข้ามกับกระแสคอลเลคเตอร์ที่เป็นไฟตรง ( $i_c = -I_c$ ) เช่นเดียวกันกับกรณีที่ แรงดันระหว่างขาคอลเลคเตอร์กับอิมิตเตอร์มีค่าเป็นศูนย์ เมื่อกระแสคอลเลคเตอร์มีค่าสูงสุด ( องค์ประกอบของกระแสไฟสลับ มีขนาดและทิศทางเดียวกันกับกระแสไฟตรง  $i_c = I_c$  ) ด้วยเหตุที่กระแสคอลเลคเตอร์เพิ่มขึ้นจากการกำหนดจุด คิวพอยท์ แรงดันตกคร่อมระหว่างคอลเลคเตอร์และอิมิตเตอร์จะเพิ่มจาก  $V_Q$  ไปยัง  $V_M$  และเมื่อกระแสคอลเลคเตอร์เพิ่มขึ้น  $V_Q$  จะมีค่าลดลงเป็นศูนย์

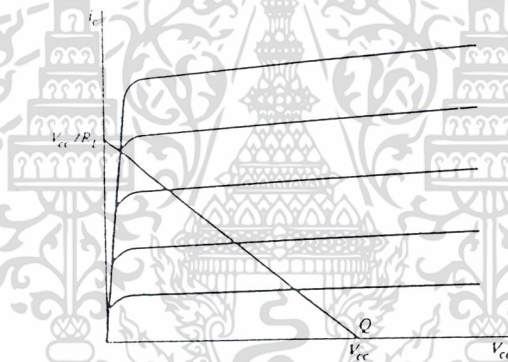
### 2.2.2 วงจรขยายกำลังคลาส บี

ข้อเสียหลักของวงจรขยายคลาส เอ คือกำลังงานทั้งหมดที่ป้อนเข้าจะถูกใช้ไปแม้จะไม่มีอินพุตป้อนเข้ามา โดยปกติแล้วจะเป็นการดีถ้าไม่ต้องจ่ายกำลัง เมื่อไม่มีสัญญาณอินพุต สำหรับกรณีที่เป็นวงจรขยายคลาส บี วงจรขยายคลาส เอ และคลาส บี สามารถจัดการไบอัสได้ตามรูปที่ 2.9 เมื่อกระแสคอลเลคเตอร์ ณ จุดคิวพอยท์มีค่าเป็นศูนย์ และแรงดัน ณ จุด คิวพอยท์ ระหว่าง คอลเลคเตอร์กับอิมิตเตอร์มีค่าเท่ากับ  $V_{cc}$  การจัดไบอัสจะเป็นการกำหนดช่วงการทำงานของทรานซิสเตอร์ ให้ทำงานในช่วงเฟสที่เป็นบวกของอินพุต ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.10

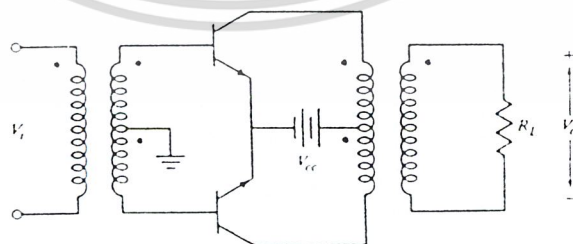
กระแสเอาต์พุตจะมีค่าสูญเสียสูง แต่การสูญเสียสามารถที่จะขจัดไปได้โดยการใช้ วงจรจูนแบบเนโรแบนด์(NARROW BAND) โดยใช้วงจรขยายคลาส บี สองวงจรทำงานร่วมกันแบบพุชพูล (PUSH PULL) ดังที่แสดงไว้ดังรูปที่ 2.11 โดยอุดมคติแล้ว ทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวจะสลับกันทำงานตัวละครึ่ง ไซเคิล และอินพุตทั้งสองจะรวมกันเป็นสัญญาณชาน์เนลที่ไม่มีการผิดเพี้ยน



รูปที่ 2.9 เฟอร์มของกระแสคอลเลคเตอร์สำหรับวงจรขยายแบบคลาส บี



รูปที่ 2.10 การไบอัสจุดควมยสำหรับวงจรขยายแบบคลาส บี



รูปที่ 2.11 วงจรขยายคลาส บีแบบพชรพุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.2.3 วงจรขยายกำลังคลาส ซี

กระแส เอทพุท มีมุน้อยกว่า  $180^\circ$  ส่วนขยายจะเกี่ยวข้องกับคลาส ซี ณ โหมดนี้จะมีประสิทธิภาพที่ต่ำกว่า คลาส บี แต่มันจะทำให้เกิดการเพี้ยนมากกว่าวงจขยาย คลาส เอ และคลาส บี การคิดเพี้ยนที่ว่านี้ในบางครั้งก็สามารถยอมรับได้ หรือในกรณีของ การใช้งานที่ความถี่หลากหลายกว่า ซึ่งคลาส ซี มีการใช้งานที่บ่อยครั้งกว่า ในกรณีที่สัญญาณมีแอมพลิจูดที่คงที่ และวงจร เอทพุท ประกอบด้ววงจรจูนเพื่อที่จะกรองเอาฮาร์โมนิกซ์ของกระแส เอทพุททิ้งไป ในการนำไปประยุกต์ใช้ส่วนใหญ่จะใช้ขยายสัญญาณ FM , ความถี่ของสัญญาณ และไม่มีแอมพลิจูด ซึ่งสำคัญมาก มีการนำเอาวงจขยาย คลาส ซี ไปประยุกต์ใช้บ่อยครั้ง รูปที่ 2.12 เป็นตัวอย่างของ เฟท และไบโพลลา ทรานซิสเตอร์ ของวงจขยาย คลาส ซี รูปที่ 2.13 แสดงถึงกระแสครน(collector) ของวงจขยาย คลาส ซี มีมุม ( $2\theta$ ) ต่ำกว่า  $180^\circ$  และระดับของการจับนั้นมีค่าน้อยเพียงพอที่จะไม่ทำให้กระแส เอทพุท เกิดการ อิ่มตัว หลายแบบที่ต่างกันซึ่งสามารถสมมติขึ้นสำหรับปัจจุบัน แบบที่ค่อนข้างง่ายที่จะสมมติพัลซ์ แสดงให้เห็นที่ปลายทางของสัญญาณ ซายน์ จะได้ว่า

$$i_c = I_p \sin \omega t - I_D \quad \theta_1 \leq \omega t \leq \theta_2$$

$$= 0$$

โดยที่  $I_p > I_D$  และ  $I_D = I_p \sin \theta_1$

$$\therefore I_c = T^{-1} \int_{\theta_1/\omega}^{\theta_2/\omega} (I_p \sin \omega t - I_D) dt$$

$$= [2 I_p \cos \theta_1 - I_D (\theta_2 - \theta_1)] / 2\pi \quad (2.15)$$

ในแบบที่ทำให้เข้าใจได้ง่ายเราจะกำหนด มุมการนำกระแสได้ว่า  $2\theta = \theta_2 - \theta_1$  หรือ

$$\theta_c = (\pi/2) - \theta_1$$

$$\therefore I_c = (I_p/\pi)(\sin \theta - \theta \cos \theta) \quad (2.16)$$

ไฟฟ้ากระแสตรงจะถูกกำหนดโดย แหล่งจ่าย คั้งแต่ขา เบส ( หรือ เกท ) จะมีไฟกระแสตรงซึ่งเล็กกว่า กระแส เอทพุทจะได้

$$P_{cc} = V_{cc} I_c = (V_{cc}/\pi) I_p (\sin \theta - \theta \cos \theta) \quad (2.17)$$

ถ้า เอทพุทของวงจรจูนแบบเนโรแบนด์ (NARROW BAND) จูนให้ได้ความถี่มูลฐาน คั้งนั้น จะได้กำลังทางเอทพุท

$$P_o = (I_1^2 R_L) / 2 \quad (2.18)$$

โดยที่  $I_1$  เป็นแอมพลิจูดของส่วนประกอบมูลฐานของกระแส

$$I_1 = (4/T) \int_{\theta_1}^{\theta_2} (I_p \cos \omega t - I_D) \cos \omega t dt \quad (2.19)$$

ที่เวลาเริ่มต้นจะมีการเคลื่อนไปยังจุดกึ่งกลางของกระแสพัลส์ เพื่อให้ง่ายต่อการอินทิเกรต เวลาที่เคลื่อนจะไม่ทำให้แอมพลิจูดของความถี่ที่เป็นส่วนประกอบเปลี่ยนแปลง ซึ่งจะมีแต่เฟสที่เปลี่ยน แอมพลิจูดของส่วนประกอบมูลฐานของความถี่คือ

$$I_1 = (I_p/2\pi)(2\theta - \sin 2\theta) \tag{2.20}$$

เมื่อ มุมการนำกระแส ขึ้นอยู่กับแอมพลิจูดของอินพุท แอมพลิจูดของกระแสที่สำคัญ และด้วยเหตุนี้แรงดันเอาต์พุทจึงเป็นฟังก์ชันที่ไม่เป็นเชิงเส้นของแอมพลิจูดของสัญญาณอินพุท

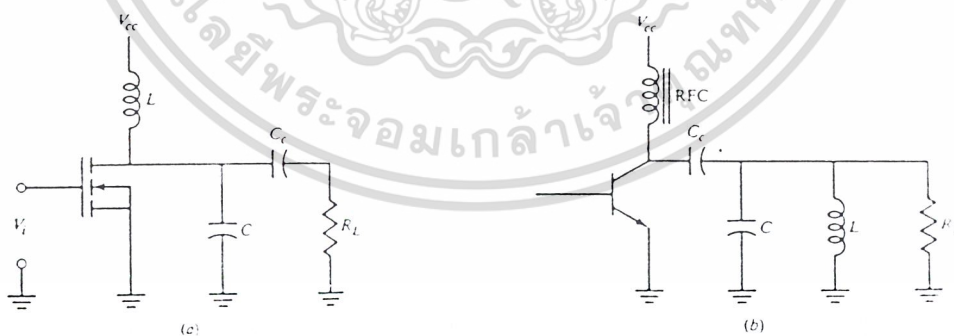
สำหรับ เฟท แอมพลิฟายชนิด คลาส ซี แสดงในรูปที่ 2.12-ก มีค่าแรงดันระหว่างขาเดรน และขาซอร์ทสูงสุดคือ

$$(V_{ds})_{max} = V_{cc} + I_{1,max} R_L \leq 2 V_{cc} \tag{2.21}$$

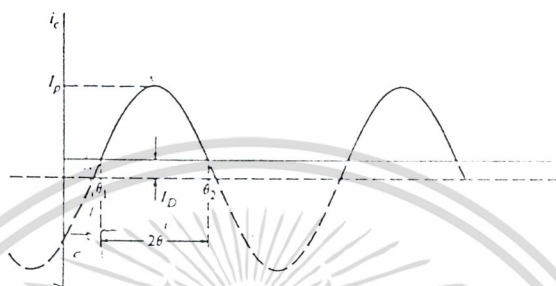
ค่าประสิทธิภาพสูงสุดของ กำลังงานทางเอาต์พุทคือ

$$\begin{aligned} \eta &= P_o/P_{cc} = (I_1^2 R_L) / (V_{cc} I_c) = (V_{cc} I_1) / (V_{cc} I_c) \\ &= (2\theta - \sin 2\theta) / 4(\sin \theta - \theta \cos \theta) \end{aligned} \tag{2.22}$$

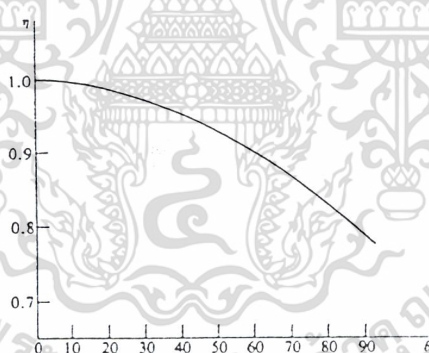
โดยที่  $I_c$  เป็นค่าของกระแสตรง คลาส ซี จะมีประสิทธิภาพที่สามารถเพิ่มขึ้นได้ถึง 100% ( ในทางอุดมคติ ) โดยจะลดมุมการนำกระแส ลงถึงศูนย์ เมื่อ มุมการนำกระแส ของ คลาส บี มี  $\theta = 90^\circ$  และมีประสิทธิภาพ 78.5% ประสิทธิภาพสามารถเพิ่มขึ้นในสภาวะที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลง ขณะที่ มุมการนำกระแส ลดลง เพื่อให้ได้ประสิทธิภาพสูงๆ อย่างนั้นจึงมีการใช้การขยาย คลาส ซี อยู่บ่อยครั้งสำหรับวงจรขยายกำลัง



รูปที่ 2.12 (ก) วงจรขยายคลาส ซี แบบใช้มอสเฟต  
(ข) วงจรขยายคลาส ซี ด้วยไบจันทรานซิสเตอร์(BJT)



รูปที่ 2.13 รูปคลื่นที่ขาคอลเลกเตอร์ของวงจรวจรขยายคลาซ ซี



รูปที่ 2.14 ประสิทธิภาพของฟังก์ชันของมุมนำกระแส ( $2\theta$ )

#### การออกแบบวงจรวจรขยายกำลังคลาซ ซี

สำหรับวงจรวจรขยายกำลังคลาซ ซี เช่นเดียวกับวงจรวจรขยาย อื่นๆ การออกแบบค่าพารามิเตอร์ จะสำคัญมากที่สุด ได้แก่ กำลังงานเอาต์พุต , ค่ากำลังงานสูญเสียในทรานซิสเตอร์ , แรงดัน  $V_{ce_{max}}$  และ กระแส เอาต์พุต สูงสุดของ ทรานซิสเตอร์ ( $I_p$ ) สำหรับ วงจรวจรขยายคลาซ ซีด้วยไบจันต์ ดังรูป 2.12-ข มีค่า

$$V_{ce_{max}} \text{ คือ } (V_{ce})_{max} = 2V_{cc} \quad (2.23)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสคอลเลคเตอร์สูงสุด คือ

$$I_M = (i_c)_{\max} = I_p \sin(\pi/2) - I_D = I_p - I_p \sin \theta_1 \quad (2.24)$$

และให้  $\theta = (\pi/2) - \theta_1$

จะได้  $I_M = I_p (1 - \cos \theta)$  (2.25)

ค่า กระแสสูงสุด เกี่ยวข้องกับแอมพลิจูด ( $I_1$ ) ของส่วนประกอบของความถี่มูลฐานโดย

$$I_M = [2\pi I_1 (1 - \cos \theta)] / (2\theta - \sin 2\theta) \quad (2.26)$$

ค่า กำลังงานเอาต์พุตไฟสลับ ของวงจรขยายโดยประมาณ

$$P_o = I_1^2 R_L / 2 \quad (2.27)$$

จัดค่าคิวของวงจรจนให้มีค่าสูงพอ ค่ากระแสเอาต์พุตสูงสุด เป็นฟังก์ชันของทั้ง กระแสคอลเลคเตอร์และ กำลังงานเอาต์พุต ค่ากำลังงานเอาต์พุตสูงสุดเกิดจาก  $I_{p_{\max}}$  และ ค่าเฉลี่ยสูงสุดของ กำลังงานเอาต์พุต จะได้

$$P_{o_{\max}} = I_1^2 R_L / 2 = V_{cc}^2 / 2R_L \quad (2.28)$$

โดยที่  $I_1 R_L = V_{cc}$

ค่ากำลังงานที่สูญเสียในทรานซิสเตอร์ คือ

$$\begin{aligned} P_T &= P_{cc} - P_o = V_{cc} I_p / \pi (\sin \theta - \theta \cos \theta) - V_{cc}^2 / 2R_L \\ &= V_{cc} I_p / \pi [(\sin \theta - \theta \cos \theta) / (1 - \cos \theta)] - V_{cc}^2 / 2R_L \end{aligned} \quad (2.29)$$

สำหรับรายละเอียดความต้านทานโหลด สมการ  $P_{o_{\max}}$  กำหนดข้อกำหนดของแรงดันที่จ่าย ให้เป็นรายละเอียดของ กำลังงานเอาต์พุต จะได้ค่า  $I_M$  สูงสุดจะได้

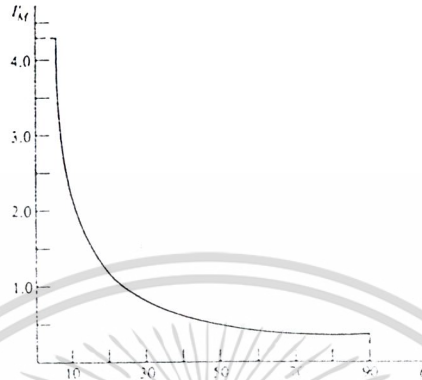
$$I_M = [(2\pi V_{cc} (1 - \cos \theta)) / (R_L (2\theta - \sin 2\theta))] \quad (2.30)$$

นอร์มอลไลซ์กระแสสูงสุด ของ คอลเลคเตอร์ กำหนดดังนี้

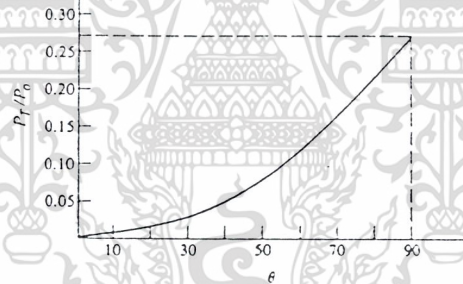
$$I'_M = I_M R_L / 2\pi V_{cc} = (1 - \cos \theta) / (2\theta - \sin 2\theta) \quad (2.31)$$

การ นอร์มอลไลซ์กระแสสูงสุด ของ คอลเลคเตอร์  $I'_M$  เป็นฟังก์ชันของ มุมนำกระแส ซึ่งพล็อตออกมาได้ดังรูปที่ 2.15 สำหรับระดับค่าของ กำลังงานเอาต์พุตจะคงที่ ค่าสูงสุดของ กระแส

คอลเลคเตอร์จะเพิ่มขึ้น ขณะที่ มุมนำกระแส จะลดลง



รูปที่ 2.15 นอร์มอลไลซ์กระแสคอดเล็กเตอร์สูงสุดที่มุมนำกระแส (2θ)



รูปที่ 2.16 นอร์มอลไลซ์ค่ากำลังงานสูญเสียฟังก์ชันมุม 2θ

ค่าสูญเสียในทรานซิสเตอร์ของค่า กำลังงานเอาต์พุตสูงสุดสามารถแสดงได้เช่นเดียวกับ ฟังก์ชันของและ มุมนำกระแส

$$P_T = P_0 [(4 (\sin\theta - \theta \cos\theta) / (2\theta - \sin 2\theta)) - 1] \tag{2.32}$$

ค่าสูญเสียในทรานซิสเตอร์นำมานอร์มอลไลซ์ พล็อตได้เป็นฟังก์ชันของ มุมนำกระแส ดัง รูปที่ 2.16 ขณะที่คาดหวังว่าค่าสูญเสียในตัวทรานซิสเตอร์จะเพิ่มขึ้นพร้อมกับค่ามุมนำกระแส

สำหรับค่า  $P_{Tmax}$  กำหนดมุมนำกระแส จะถูกจำกัดค่าสูงสุดสำหรับรายละเอียดของกำลังงานเอาต์พุต ค่าสูงสุดของกระแส เอาต์พุต ของทรานซิสเตอร์ถูกกำหนดดังรูปที่ 2.15 ขณะที่ มุมนำกระแส จะลดลง ค่าสูญเสียในทรานซิสเตอร์จะลดลง แต่ค่ากระแส เอาต์พุตสูงสุดจะเพิ่มขึ้น

**ตัวอย่าง** จงออกแบบวงจรขยายคลาสซีให้ได้กำลังงานเฉลี่ย 5 W ที่โหลด  $50\Omega$  ที่ความถี่  $1\text{ MHz}$  ให้ใช้ทรานซิสเตอร์ กับอัตราการใช้พลังงานที่  $0.5\text{ W}$

sol<sup>n</sup> กำลังงานเอาต์พุตเฉลี่ย คือ  $P_o = V_{cc}^2/2R_L$

$$\text{จะได้} \quad V_{cc}^2 = 500$$

และต้องการแรงดันจากแหล่งจ่ายเท่ากับ  $22.4\text{ v}$ . โดยที่ยอมให้กำลังงานสูญเสียได้

$$P_{Tmax} = 0.1 P_o$$

ค่ามุนนำกระแสสูงสุด หาได้จากรูปที่ 2.10 ที่  $57.5^\circ$  และค่าสูงสุดที่ตรงกันของกระแสที่คอลเลคเตอร์นอร์มอลไลซ์จากรูปที่ 2.9

$$I'_M = 0.5$$

ดังนั้น กระแสคอลเลคเตอร์สูงสุด คือ

$$I_M = (2\pi \times 22.4) \times 0.5 / 50 = 1.4\text{ A}$$

เลือกทรานซิสเตอร์ที่มีความสามารถรองรับกระแสได้ และวงจรที่ คอลเลคเตอร์ควรจะจนให้ เรโซแนนท์ ที่  $1\text{ MHz}$

ในการออกแบบจริงจะสลับกัน สำหรับ วงจรขยายคลาส ซี ซึ่งจะเลือก แหล่งจ่าย และ ทรานซิสเตอร์ แล้วกำหนดค่า กำลังงานเอาต์พุต สูงสุดที่เป็นจริงแล้วจะไม่เกินอัตราของ ทรานซิสเตอร์ ที่ทรานซิสเตอร์สามารถทำงานได้ เรารู้ว่าค่า กำลังงานเอาต์พุต สูงสุดจะเกิดขึ้นเมื่อ  $R_L$  มีค่าที่  $R_L$  สามารถแสดงในเทอมของแรงดันที่จ่ายให้ ( $V_{cc}$ ) และค่ากระแส เอาต์พุตสูงสุดของทรานซิสเตอร์ สามารถแสดงได้

$$R_L = V_{cc}/I_M \times 2\pi [(1 - \cos\theta) / (2\theta - \sin 2\theta)] \quad (2.33)$$

สำหรับรายละเอียดของ  $V_{cc}$  และ  $I_M$  จะเห็นได้จากรูปที่ 2.15 ซึ่งเป็นการพล็อตของ  $(1 - \cos\theta) / (2\theta - \sin 2\theta)$   $R_L$  จะลดลงขณะที่ค่า มุนนำกระแสเพิ่มขึ้น ซึ่งมุนนำกระแส ควรที่จะลดลง และ กำลังงานเอาต์พุต จะลดลงอย่างสอดคล้องกัน

ค่าสูญเสียในทรานซิสเตอร์ สามารถเขียนได้ดังนี้

$$\begin{aligned} P_T &= (V_{cc} I_M / \pi) [(\sin\theta - \theta \cos\theta) / (1 - \cos\theta)] - V_{cc}^2 / 2R_L \\ &= (V_{cc} I_M / \pi) [(\sin\theta - \theta \cos\theta) / (1 - \cos\theta)] - V_{cc} I_M / 2 \end{aligned} \quad (2.34)$$

$$\text{ให้ } I_1 \text{ ตามสมการ} \quad I_M = [2\pi I_1 (1 - \cos\theta)] / (2\theta - \sin 2\theta)$$

$$\text{จะได้} \quad P_T = (V_{cc} I_M / 4\pi) [(4(\sin\theta - \theta \cos\theta) - (2\theta - \sin 2\theta)) / (1 - \cos\theta)]$$

$$= (V_{cc} I_M / 4\pi) f(\theta) \quad (2.35)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

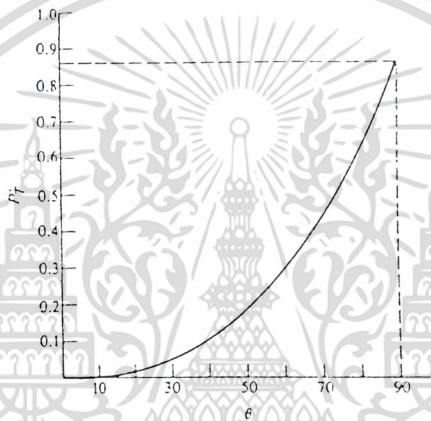
นอร์มอลไลซ์ ค่า กำลังงานที่สูญเสียของทรานซิสเตอร์

$$P'_T = 4\pi P_T / V_{cc} I_M = f(\theta) \quad (2.36)$$

สามารถพล็อตฟังก์ชันของ มุมนำกระแส ในรูปที่ 2.17

จาก สมการจะเห็นว่าค่าสูญเสียสูงสุดของทรานซิสเตอร์เกิดขึ้นเมื่อ  $f(\theta)$  มีค่าสูงสุดสำหรับรายละเอียดของ  $P_T$ ,  $V_{cc}$  และ  $I_M$  ค่าของ  $\theta$  เป็นไปตามสมการ ดังนั้นกำหนด  $P_{Tmax}$

ค่าของ  $\theta$  ของ กำลังงานเอาต์พุต สูงสุด ( $P_{omax}$ ) กำหนดจากรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.17 นอร์มอลไลซ์ค่าสูญเสียของทรานซิสเตอร์ที่มุมนำกระแส  $\theta$

ตัวอย่าง กำหนดกำลังงานทางเอาต์พุตสูงสุดและมุมนำกระแส ของวงจรขยายคลาสซี ใช้ ทรานซิสเตอร์มีอัตราสูญเสียในตัวเท่ากับ 4 W. และ  $I_{Dmax} = 1.5$  A. แหล่งจ่ายแรงดัน 48 v. sol" นอร์มอลไลซ์ค่าสูญเสียสูงสุดในทรานซิสเตอร์ จะได้

$$P'_T = (4\pi \times 4) / 48 \times 1.5 = 0.7$$

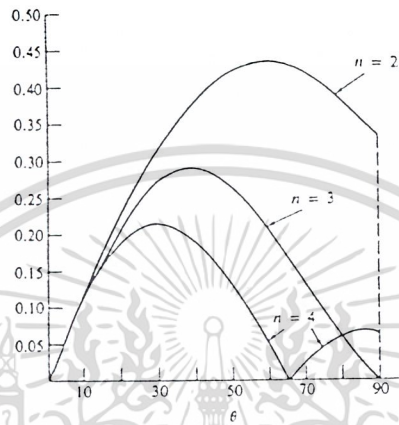
จากรูป 2.16 จะได้ค่า มุมนำกระแส สูงสุดคือ  $\theta = 80^\circ$  โดยที่ไม่เกินค่าสูญเสียสูงสุดในตัว ทรานซิสเตอร์ รูปที่ 2.16 แสดงมุมนำกระแส ตรงกันกับ  $P_T / P_o = 0.22$  ซึ่งกำลังงานเอาต์พุต คือ

$$P_o = 4 / 0.22 = 18.18 \text{ W.}$$

ค่าความต้านทานโหลด มีผลที่ได้ในกำลังงานเอาต์พุต กำหนดจากสมการ

$$P_{omax} = I_1^2 R_L / 2 = V_{cc}^2 / 2R_L$$

$$\text{จะได้ } R_L = 48^2 / 2 \times 18.18 = 63.4 \Omega$$



รูปที่ 2.18 แอมพลิจูดของฮาร์โมนิกส์ของกระแสเอ้าท์พุทที่มูนนำกระแส  $2\theta$

#### การนำความถี่ไปใช้งานที่หลากหลาย

ปัจจุบันการใช้งานวงจรมอดูเลชัน ซี มีมากในฮาร์โมนิกส์ของรูปสัญญาณทางอินพุท วงจรมอดูเลชัน ซี สามารถนำความถี่ไปใช้งานที่หลากหลาย โดยการคูณที่วงจรเอ้าท์พุทให้ได้ ฮาร์โมนิกส์ที่ต้องการแอมพลิจูดของอันดับที่  $n$  ของกระแส เอ้าท์พุทสามารถกำหนดจากการกระจายฟูเรียร์ ของ รูปคลื่นของกระแสคอสเคิลเลเตอร์ สามารถเขียนได้ดังนี้

$$i_c = I_p \cos \omega \theta t - I_p \cos \theta \quad (2.24)$$

$$\begin{aligned} I_n &= \frac{4}{T} \int_0^{\theta/\omega} (I_p \cos \omega t - I_p \cos \theta) \cos n \omega t \\ &= I_p / \pi [(\sin(n+1)\theta) / (n+1) - (\sin(n-1)\theta) / (n-1) - (2 \cos \theta \sin n\theta) / n] \quad n \geq 2 \\ &= I_p / \pi [(\cos \theta \sin n\theta) - (n \sin \theta \cos n\theta)] / (n^2 - 1) \end{aligned} \quad (2.37)$$

แอมพลิจูดของฮาร์โมนิกของฟังก์ชันของ มูนการนำกระแส พล็อตได้ดังรูป 2.18

ในการวิเคราะห์ คลาส ซี สมมติให้กระแสพัลส์ควรมีตัวอย่างที่ดีเหมือนกับสัญญาณ ไซน์ ที่ต่อออกไป ในการประยุกต์ใช้ คลาส ซี ทรานซิสเตอร์จะอิมิตัว ระหว่างส่วน ไซเกิดเอ้าท์พุทอย่างไรก็ตาม มีรายละเอียดอีกมากของการวิเคราะห์คุณสมบัติที่เป็นไปได้ แต่ไม่จำเป็นนัก ประสิทธิภาพจะลดลงขณะที่การอิมิตัวจะเพิ่มขึ้น เนื่องจากมีการปฏิบัติที่คงที่กับค่าประสิทธิภาพสูงสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.4 วงจรขยายกำลังคลาส ดี

สำหรับคลาสต่างๆที่กล่าวมาแล้วในข้างต้นนั้นแหล่งจ่ายหลักของวงจรขยายกำลังไม่มีประสิทธิภาพเพราะมีการสูญเสียภายในตัวทรานซิสเตอร์ ถ้าหากมีการส่งผ่านกระแส โดยที่แรงดันตกคร่อมระหว่างคอลเลกเตอร์ และอิมิตเตอร์ยังมีค่าเป็นศูนย์จะไม่ทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงานภายในตัวอุปกรณ์ และจะทำให้ประสิทธิภาพมีค่าเป็น 100% ซึ่งก็คือความคิดพื้นฐานสำหรับวงจรขยายคลาส ดี, อี และ เอส

สำหรับวงจรขยายคลาส ดี แสดงไว้ดังรูปที่ 2.19 ทรานซิสเตอร์คิว 1 และ คิว 2 ทำงานเปรียบเสมือนสวิตช์ เมื่อคิว 1 ทำงาน คิว 2 จะไม่ทำงานและเมื่อคิว 2 ทำงาน คิว 1 จะไม่ทำงาน และจะเป็นอย่างนี้สลับไปเรื่อยๆ

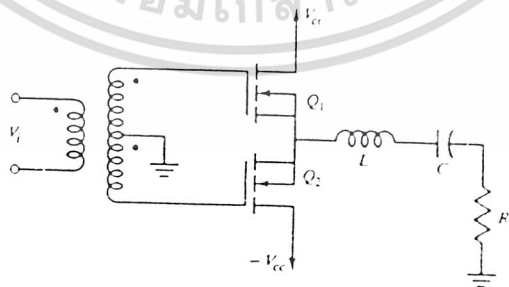
สำหรับทรานซิสเตอร์ในอุดมคติจะมีค่าแรงดันอิมิตเตอร์เป็นศูนย์ และ ไม่มีแรงดันตกคร่อมบนตัวทรานซิสเตอร์ สามารถเขียนวงจรเสมือนได้ดังรูปที่ 2.20 ถ้าอินพุต  $V_i$  เป็นสแควร์เวฟ (SQUARE WAVE) แรงดัน  $V_o$  ที่อินพุทกับวงจรจูน สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.21 แรงดัน  $V_o$  สามารถที่จะกระจายในรูปของอนุกรมฟูเรียร์ และองค์ประกอบของแอมพลิจูด คือ

$$V_1 = 4 V_{cc} / \pi \tag{2.38}$$

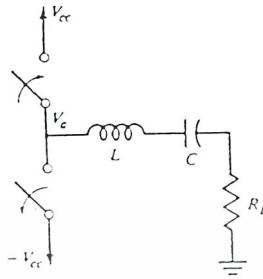
ถ้าวงจรจูนมีค่า คิว สูงกระแสคร่อม ของทรานซิสเตอร์จะเป็นสัญญาณไซน์ครึ่งซีกที่มีความถี่เดียวกันกับ  $V_i$  ด้วยเหตุนี้กระแสไฟตรงในทรานซิสเตอร์คือ

$$\begin{aligned} I_D &= (R_L T)^{-1} \int_0^{T/2} (4 V_{cc} / \pi \sin \omega t) dt \\ &= 4 V_{cc} / \pi^2 R_L \end{aligned} \tag{2.39}$$

ซึ่งจะเป็นไปตามทฤษฎีที่ทำให้ค่าประสิทธิภาพของวงจรขยายคลาส ดี ในอุดมคติมีค่าเป็น 100 %



รูปที่ 2.19 วงจรขยายคลาส ดี



รูปที่ 2.20 วงจรสมมูลของวงจรขยายคลาส บี



รูปที่ 2.21 รูปคลื่นเอาต์พุตของวงจรจูนของวงจรขยายคลาส บี

ในความเป็นจริงแล้วทรานซิสเตอร์ไม่สามารถที่จะมีแรงดันตกคร่อมเป็นศูนย์ เมื่ออยู่ในสภาวะอิ่มตัว คังวงจรเสมือนที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.22 หากเราป้อนสัญญาณอินพุตเหมือนเดิม จะมีแอมพลิจูดอย่างเดียวกันที่ลดลง สามารถหาได้จาก

$$V_o = [(4 V_{cc} R_L) / \pi (R_L + R_{on})] \sin \omega t \tag{2.40}$$

และกระแส Id สามารถคำนวณได้จาก

$$I_d = 4 V_{cc} / \pi^2 (R_L + R_{on}) \tag{2.41}$$

กำลังงานที่จ่ายให้วงจรทั้งหมด หาได้โดย

$$P_{cc} = 8V_{cc}^2 / \pi^2 (R_L + R_{on}) \tag{2.42}$$

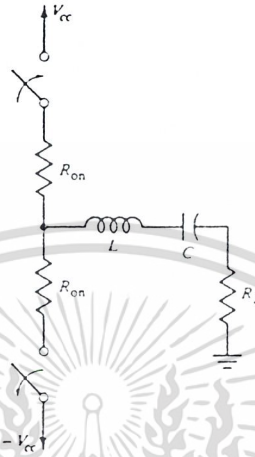
และกำลังงานทางด้านเอาต์พุต หาได้โดย

$$\begin{aligned} P_o &= (8V_{cc}^2 R_L) / \pi^2 (R_L + R_{on})^2 \\ &= P_{o\text{ideal}} R_L^2 / (R_L + R_{on})^2 \end{aligned} \tag{2.43}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถหาค่าประสิทธิภาพของวงจรขยายคลาส ดี โดยใช้เฟท ได้โดย

$$\eta = R_L / R_L + R_{on} \quad (2.44)$$



รูปที่ 2.22 วงจรต้นแบบวงจรขยายด้วย เฟท ของคลาส ดี

### 2.3 คุณลักษณะวงจรขยายกำลังย่านความถี่วิทยุ

วงจรขยายกำลังสำหรับความถี่ในย่านวิทยุ จะบรรยายในแง่ของคุณลักษณะต่างๆ

ดังต่อไปนี้

- ระดับกำลังทางค่านเอาต์พุตและความเรียบ
- อัตราขยาย
- ย่านความถี่ใช้งาน
- ประสิทธิภาพโดยรวม
- ฮาร์โมนิกส์ และ อินเตอร์มอดูเลชัน ดิสตอร์ชัน
- การเปลี่ยนระหว่าง แอมพลิจูดมอดูเลชัน (AMPLITUDE MODULATION) และ เฟสมอดูเลชัน (PHASE MODULATION)
- สัญญาณรบกวน

อัตราขยายกำลัง จะถูกระบุได้สองวิธีคือ มินิมัมเอาต์พุต(MINIMUM OUTPUT) หรือ นีอมมินัลเอาต์พุต(NOMINAL OUTPUT) โดยปกติแล้วอัตราขยายกำลังจะเปลี่ยนแปลงมากขึ้นหรือน้อยลงตามย่านความถี่ที่ใช้งาน ดังรูปที่ 2.23 แสดงให้เห็นถึงความชัดเจนระหว่าง ระดับกำลังทางค่านเอาต์พุต และ ย่านความถี่ใช้งาน โดยที่กำลังงานทางค่านอินพุต  $P_{in}$  จะกำหนดให้เป็นค่าคงที่ตลอดทั้งย่านความถี่ ค่ามินิมัมเกน(MINIMUM GAIN) และนีอมมินัล เกน(NOMINAL GAIN)ของวงจรขยายสามารถกำหนดได้โดยสมการ

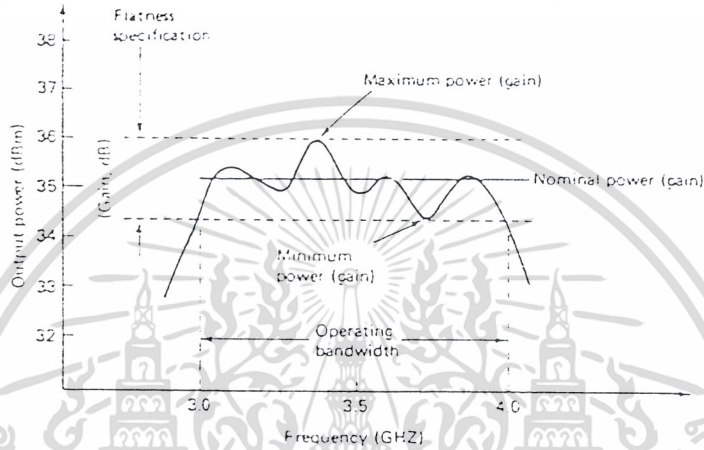
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$g_{\min} = 10 \log (P_{\text{out min}} / P_{\text{in}}) \quad (\text{dB}) \quad (2.45)$$

และ

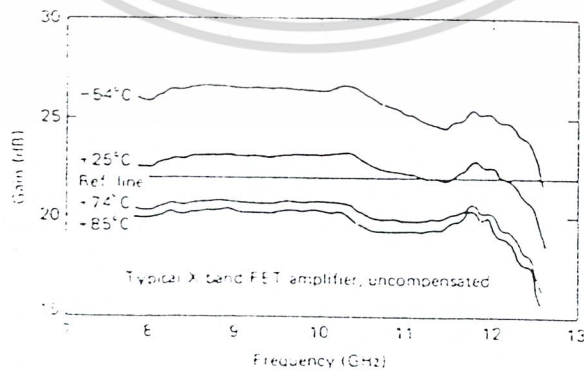
$$g_{\text{nom}} = 10 \log (P_{\text{out nom}} / P_{\text{in}}) \quad (\text{dB}) \quad (2.46)$$

ตามลำดับ



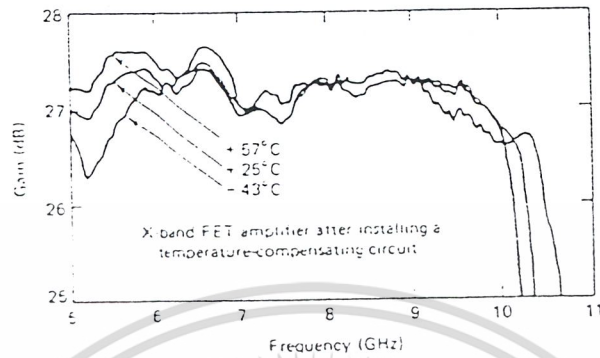
รูปที่ 2.23 ให้เห็นถึงความชัดเจนระหว่าง ระดับกำลังทางด้านเอาต์พุต (dBm) เปรียบเทียบกับ คุณลักษณะทางความถี่ของ ไมโครเวฟ แอมพลิฟาย โดยทั่วไป

อัตรายายของวงจรรขยายแบบโซลิดสเตท(SOLID STATE) จะมีความไวต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิน้อย ถ้าหากอัตรายายของวงจรรขยายจะต้องมีค่าคงที่ในย่านอุณหภูมิที่กว้าง จำเป็นจะต้องมีการติดตั้งวงจรรชชชอุณหภูมิ ดูได้จากรูป 2.24 (ก) และ (ข)



รูป 2.24 (ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.24 (ข)

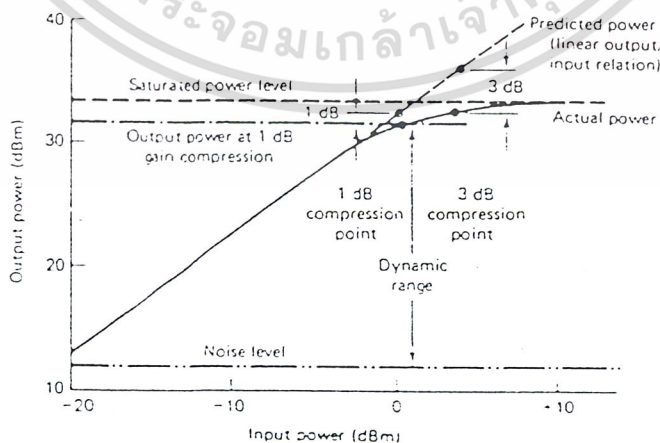
รูปที่ 2.24 อัตรายขยายเปรียบเทียบกับความถี่และอุณหภูมิ สำหรับ เอ็กซ์แบนด์(XBAND) โดยใช้เฟต(FET)

ค่าประสิทธิภาพ โดยรวมของวงจรขยายสามารถหาได้โดยสมการดังนี้

$$\eta = ((P_{out} - P_{in}) / P_{dc}) * 100 \% \tag{2.47}$$

เมื่อ  $P_{in}$  และ  $P_{out}$  คือกำลังงานทางเข้าอินพุต และ เอาท์พุท ตามลำดับและ  $P_{dc}$  คือกำลังงานของแหล่งจ่ายที่จ่ายให้กับวงจรขยาย

คุณลักษณะอื่นที่สำคัญของวงจรขยาย คือ คุณลักษณะการส่งผ่านกำลัง แสดงดังรูปที่ 2.25 ซึ่งแสดงกำลังงานทางเอาท์พุทในฟังก์ชันของระดับกำลังงานทางอินพุต โดยสัญญาณรบกวนที่กำเนิดโดยวงจรขยาย เป็นตัวกำหนดค่าจำกัดค่าสุดของไดนามิคเรนจ์(DYNAMIC RANGE)



รูปที่ 2.25 คุณลักษณะการส่งผ่านกำลังงาน ของไมโครเวฟ แอมพลิฟาย์ทั่วไป จากรูปจุดอิมิตัวทำให้เกิดการบีบอัดของอัตรายขยายที่ระดับกำลังงานสูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

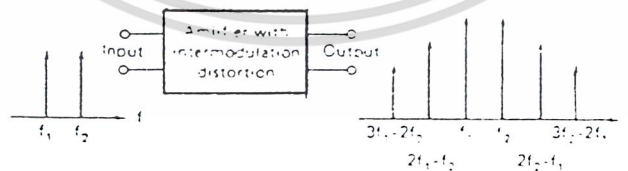
ในวงจรมอดูเลชันแบบเชิงเส้น กำลังงานทางด้านเอาต์พุต จะเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้น โดยการเพิ่มกำลังงานทางด้านอินพุตตามที่แสดงในรูปที่ 2.25 อย่างไรก็ตามไม่สามารถหลีกเลี่ยงไม่ให้เกิดจุดอิ่มตัว และ ค่ากำลังงานเอาต์พุตที่จำกัดได้ ดังเช่น ในสภาพที่แยกออกจากความเป็นเชิงเส้น สัญญาณที่บีบอัด 1dB จะทำให้กำลังงานทางด้านเอาต์พุตลดลงจากกำลังงานที่คาดไว้ 1dB ขณะเดียวกันที่จุดบีบอัดที่ 3dB ก็สามารถอธิบายได้ในลักษณะเดียวกัน

ความไม่เป็นเชิงเส้นของคุณลักษณะการส่งผ่านกำลัง ทำให้เกิดการผิดเพี้ยนแบบไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรมอดูเลชัน เป็นผลให้เกิดฮาร์โมนิกส์ ถ้าป้อนสัญญาณอินพุตที่มีความถี่ต่างกัน จำนวนสองสัญญาณหรือมากกว่า จะทำให้เกิด อินเตอร์มอดูเลชัน

ในขณะที่ให้กำเนิดฮาร์โมนิกส์ ถ้าแบนด์วิดท์(BANDWIDTH)ของวงจรมอดูเลชันมากกว่าหนึ่งออกเตป(OCTAVE) การเกิดอินเตอร์มอดูเลชันจะตกภายในพาสแบนด์(PASSBAND)ของวงจรมอดูเลชันส่วนใหญ่

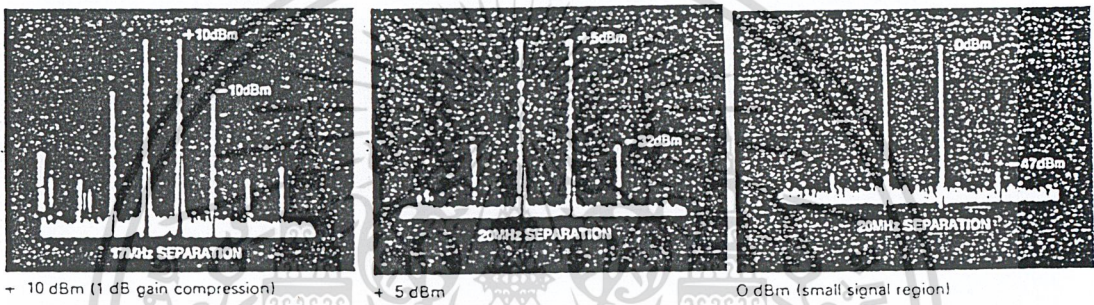
การผิดเพี้ยนของสัญญาณแบบอินเตอร์มอดูเลชัน สามารถกำหนดโดย เรดออคเคอร์ อินเตอร์เซพท์ พอยท์(THIRD ORDER INTERCEPT POINT) โดยป้อนสัญญาณอินพุตความถี่  $f_1$  และ  $f_2$  เข้าไปในวงจรมอดูเลชัน ทำให้เกิดอินเตอร์มอดูเลชัน สัญญาณเอาต์พุตจะเกิดจากผลบวกของทั้งสองความถี่  $nf_1 \pm mf_2$  เมื่อ  $n$  และ  $m$  เป็นจำนวนเต็มบวก ผลบวก  $n + m$  จะนิยาม อันดับของการเกิดอินเตอร์มอดูเลชัน

ด้วยประการฉะนี้ สัญญาณ  $2f_1 - f_2$ ,  $2f_1 + f_2$ ,  $2f_2 - f_1$ , และ  $2f_2 + f_1$  คือ การเกิด อินเตอร์มอดูเลชัน ออคเคอร์สาม ดังรูปที่ 2.26



รูปที่ 2.26 สเปกตรัม(SPECTRUM)ของสัญญาณอินพุต และ เอาต์พุต ของวงจรมอดูเลชันที่เกิดอินเตอร์มอดูเลชัน โดย เอาต์พุตสเปกตรัมแสดงการเกิดออคเคอร์ อันดับสาม และ อันดับห้า ของอินเตอร์มอดูเลชัน

แนวความคิดของ เร็คออเคอร์ อินเตอร์เซพท์ พอยท์ การเกิดอินเตอร์มอดูเลชันจะปรากฏทันที ที่ คุณลักษณะการส่งผ่านกำลังงานเริ่มจะเปลี่ยนเป็นแบบไม่เป็นเชิงเส้น ถ้าสัญญาณอินพุตมีขนาด แอมพลิจูด เท่ากัน ออเคอร์ อันดับสามของอินเตอร์มอดูเลชัน กำลังงานทางด้านเอาต์พุตจะเพิ่มขึ้น สามเท่าอย่างรวดเร็ว อินเตอร์เซพท์ พอยท์ เกิดจากการตัดกันของคุณลักษณะการส่งผ่านกำลังงาน และกำลังงานทางเอาต์พุตของ อินเตอร์มอดูเลชัน รูปที่ 2.27 แสดงเอาต์พุตสเปกตรัมที่เกิดอินเตอร์ มอดูเลชันอย่างรวดเร็ว โดยการเพิ่มแอมพลิจูดของสัญญาณอินพุต ด้วยประการฉะนี้ คุณลักษณะ การส่งผ่านกำลังงาน ออเคอร์ อันดับสามจะมีความชันมากกว่าคุณลักษณะการส่งผ่านกำลังงานหลัก



รูปที่ 2.27 เอาต์พุตสเปกตรัมที่เกิดอินเตอร์มอดูเลชันอันดับสาม ของวงจรรขยายความถี่วิทยุ โดยใช้ เฟท(FET)

แอมพลิจูดของอินเตอร์มอดูเลชัน สามารถคำนวณจาก เร็คออเคอร์ อินเตอร์เซพท์ พอยท์ และระดับสัญญาณเอาต์พุตที่ต้องการ ดังต่อไปนี้

ถ้า  $P_{im3}$  = กำลังงานทางด้านเอาต์พุต ของเร็คออเคอร์ อินเตอร์มอดูเลชัน (dBm)

$P_1$  = กำลังงานทางด้านเอาต์พุต ที่ความถี่  $f_1$  (dBm)

$P_2$  = กำลังงานทางด้านเอาต์พุต ที่ความถี่  $f_2$  (dBm)

$P_{3i}$  = ระดับของ เร็คออเคอร์ อินเตอร์เซพท์ (dBm)

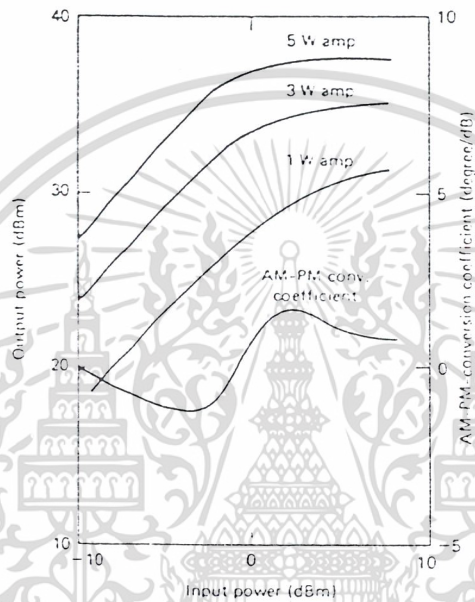
ดังนั้น

$$P_{im3} = 2P_1 + P_2 - 2P_{3i} \quad (\text{for } 2f_1 \pm f_2) \quad (\text{dBm}) \quad (2.48)$$

$$P_{im3} = 2P_2 + P_1 - 2P_{3i} \quad (\text{for } 2f_2 \pm f_1) \quad (\text{dBm}) \quad (2.49)$$

โดยปกติ เร็คออเคอร์ อินเตอร์เซพท์ พอยท์ สำหรับวงจรรขยายในย่านไมโครเวฟแบบ IMPATT ใน สภาวะที่กำลังงานทางด้านเอาต์พุตอยู่ในระดับอิมิตัว ภายในวงจรรขยายจะบรรจุ อุปกรณ์ กันัน (GUNN) หรือ ทรานซิสเตอร์ (TRANSISTOR) ทั่วไปจะมีจุดตัดที่สูงกว่า 6 – 10 dB

ตัวแปรอื่นๆที่น่าสนใจคือ เอเอ็ม ทู พีเอ็ม คอนเวอร์ชันแฟคเตอร์ (AM TO PM CONVERSION FACTOR) ตัวแปรนี้จะเป็นตัวชี้การเลื่อนเฟสของสัญญาณที่ผ่านการขยายแล้วซึ่งเกิดขึ้นเมื่อ กำลังงานทางค่านินพุทเพิ่มขึ้น 1 dB ดังแสดงในรูปที่ 2.28 แสดงเอเอ็ม ทู พีเอ็ม คอนเวอร์ชันแฟคเตอร์ ร่วมกับ คุณลักษณะการส่งผ่านกำลังงาน ของ วงจรขยายกำลัง



รูปที่ 2.28 เอเอ็ม ทู พีเอ็ม คอนเวอร์ชันแฟคเตอร์ ร่วมกับ คุณลักษณะการส่งผ่านกำลังงาน ของ วงจรขยายกำลัง

2.4 การสูญเสียที่เกิดจากอินเทอร์มอดูเลชัน

ในที่นี้จะกล่าวถึงสัญญาณขนาดใหญ่ ที่ใกล้เคียงกับความถี่ของสัญญาณที่ออกแบบ ซึ่งมีผลกระทบกับคุณสมบัติของภาครับสัญญาณ ทั้งหมดของภาครับการสื่อสารบรรจุไปด้วยบางส่วน ของระดับของความไม่เป็นเชิงเส้นอื่นที่สามารถที่จะเปลี่ยนจากความถี่ของสัญญาณอินพุท และ เปลี่ยนเกนของเครือข่าย สำหรับเหตุผลของความไม่เป็นเชิงเส้นของ เครือข่ายนั้นต้องการความชัดเจนในการแยกแยะและพิจารณาระหว่างการออกแบบเครือข่ายเฟส ที่เป็นเชิงเส้นสามารถที่จะเขียน ในรูปของการกระจายได้

$$y(x) = k_1 f(x) + k_2 [f(x)]^2 + k_3 [f(x)]^3 + \text{higher-order terms} \tag{2.50}$$

สมมติให้ความไม่เป็นเชิงเส้น เป็นความถี่อิสระ และสามารถพหุที่จะเขียนในรูปของ 3 เทอมแรกซึ่งเทอมของ higher - order จะถูกตัดทิ้ง จะได้ f(x) ประกอบด้วยสัญญาณชาซัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2 สัญญาณ

$$f(x) = A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t \quad (2.51)$$

ถ้า  $\omega_1$  และ  $\omega_2$  ค่าใกล้เคียงกันเพียงพอ  $k_1$  มีข้อพิจารณาเหมือนกับทั้ง 2 สัญญาณ สำหรับการแก้ไขให้ง่าย เราจะทำการสมมติให้ค่า  $k_1$  ทั้งหมดเป็นค่าจริง จะได้ผลตอบสนองคือ

$$\begin{aligned} y &= k_1(A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t) + k_2(A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t)^2 + k_3(A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t)^3 \\ &= k_1(A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t) \\ &\quad + k_2[A_1^2(1 + \cos 2\omega_1 t)/2 + A_2^2(1 + \cos 2\omega_2 t)/2 \\ &\quad + A_1 A_2(\cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_1 - \omega_2)t)] \\ &\quad + k_3\{A_1^3(\cos \omega_1 t/2 + \cos \omega_1 t/4 + \cos 3\omega_1 t/4) + A_2^3(3\cos \omega_2 t/4 + \cos 3\omega_2 t/4)\} \\ &\quad + A_1^2 A_2[3/2 \cos \omega_2 t + 3/4 \cos(2\omega_1 + \omega_2)t + 3/4 \cos(2\omega_1 - \omega_2)t] \\ &\quad + A_2^2 A_1[3/2 \cos \omega_1 t + 3/4 \cos(2\omega_2 + \omega_1)t + 3/4 \cos(2\omega_2 - \omega_1)t] \} \end{aligned} \quad (2.52)$$

### 2.4.1 การบีบอัดแกน (COMPRESSION GAIN)

อีกหนึ่งผลตอบสนองของความไม่เป็นเชิงเส้น จะมีแอมพลิจูดของสัญญาณ  $\cos \omega_1 t$  เป็น

$$A_1' = k_1 A_1 + k_3 (3/4 A_1^3 + 3/2 A_1 A_2^2) \quad (2.53)$$

โดยที่  $k_3$  ปกติจะมีค่าเป็นลบ และสัญญาณ  $A_2 \cos \omega_2 t$  ขนาดใหญ่ สามารถที่จะกลืนสัญญาณ  $A_1 \cos \omega_1 t$  ที่เล็กกว่าซึ่งจะทำให้แกนมีค่าลดลง เพราะสัมประสิทธิ์ของเทอมที่ 3 คือ  $k_3$  เพื่อเป็นการหลีกเลี่ยงการบีบอัดแกนของสัญญาณอีกหลายตัวก็จะมีผลลดลงอย่างมากอีกด้วย ถ้ามีเพียงสัญญาณเดียวที่แสดง อัตราส่วนของแกนกับการสูญเสียของแกนในทางอุดมคติ คือ

$$A_1' = k_1 + k_3 (3/4 A_1^2) / k_1 \quad (2.54)$$

และมักมีการอ้างอิงไปถึง single - tone gain - compression factor เทอมของ  $k_3$  ที่ทำให้เกิดการหักเหของแกนจากเส้นโค้งในอุดมคติ ณ จุดที่แกนของกำลังงานลดลงมา 1 dB จากตำแหน่งอ้างอิงในอุดมคติถึง 1 dB จุดบีบอัดที่ภาครับมักจะมีผลที่ได้ต่ำกว่าจุดการบีบอัดแกน ถ้าหากแกนอยู่ในบริเวณที่ไม่มีความเป็นเชิงเส้นควรจะหลีกเลี่ยง

### 2.4.2 การผิดเพี้ยนของฮาร์โมนิกครั้งที่ 2

ฮาร์โมนิกที่ 2 จะเกิดขึ้นที่ เอ้าท์พุทของภาครับ เพราะเทอมของ  $k_2$  ถ้าหากใช้สัญญาณเพียงตัวเดียวที่เป็นอินพุทของภาครับ แอมพลิจูดของฮาร์โมนิกครั้งที่ 2 จะได้เป็น

$$k_2 A_1^2 / 2 \quad (2.55)$$

### 2.4.3 อัตราส่วนของการผิดเพี้ยนเนื่องมาจากการอินเตอร์มอดูเลชัน

ผลที่ถ้าค่าน้อยๆของความไม่เป็นเชิงเส้นของภาครับ คือ การสูญเสียจากอินเตอร์มอดูเลชันทำให้เกิดได้จากสมการ 2.52 ซึ่งสมการ 2.52 นี้แสดงเทอมของการสร้างความถี่อินเตอร์มอดูเลชัน  $2\omega_1 \pm \omega_2$  และ  $2\omega_2 \pm \omega_1$  ถ้าหาก  $\omega_1$  และ  $\omega_2$  เกือบจะนับได้ว่าเป็นความถี่เดียวกัน ในช่วงความถี่สูง  $2\omega_1 \pm \omega_2$  และ  $2\omega_2 \pm \omega_1$  นอกจากพาสแบนด์ (passband) แล้วยังสามารถใช้ วงจรกรองได้ ด้วย แต่อีก 2 ความถี่  $2\omega_1 - \omega_2$  และ  $2\omega_2 - \omega_1$  ไม่สามารถใช้วงจรกรองความถี่เฉพาะย่าน กำจัดได้ และยังคงเกิดการสูญเสียของเอาต์พุตของสัญญาณ

อัตราส่วนของการผิดเพี้ยนเนื่องมาจากการอินเตอร์มอดูเลชัน [ Intermodulation Distortion Ratio (IMR) ] ซึ่งกำหนดอัตราส่วนของแอมพลิจูดของเทอมหนึ่งของ อินเตอร์มอดูเลชัน กับ แอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุตที่ออกแบบ จะได้

$$\text{IMR} = \frac{3/4 k_3 A_1^2 A_2}{k_1 A_1} = \frac{3/4 A_1 A_2 k_3}{k_1} \quad (2.56)$$

### 2.4.4 จุดตัด

ค่ากำลังงานของการสูญเสียแบบอินเตอร์มอดูเลชัน (IMD) กำหนดได้โดย

$$P_d = \left( \frac{3/4 k_3 A_1^2 A_2}{k_1} \right)^2 / 2 \quad (2.57)$$

ถ้าแอมพลิจูดของทั้ง 2 สัญญาณเหมือนกัน ค่ากำลังงานการสูญเสียของอินเตอร์มอดูเลชัน ในค่ากำลังงานอินพุต จะมีการเปลี่ยนแปลงทุกๆ 1 dB ของ ค่ากำลังงานอินพุต นั้นจะทำให้ค่ากำลังงานในเทอมของของอินเตอร์มอดูเลชัน เปลี่ยนไป 3 dB ในกรณีนี้จะได้

$$P_d = (K_d P_i)^3 \quad (2.58)$$

โดยที่  $P_i = A_i^2 / 2$  เป็นค่ากำลังงานของสัญญาณส่วนประกอบ

$k_d$  เป็นสเกลแฟกเตอร์ (scale factor)

ค่าอัตราส่วน ( $P_{\text{IMR}}$ ) ของค่ากำลังงาน IMD เมื่อต้องการออกแบบกำลังงานเอาต์พุต ขณะที่แอมพลิจูดของสัญญาณ อินพุต 2 ตัว จะกำหนดได้

$$P_{\text{IMR}} = P_d / P_o \quad (2.59)$$

ค่ากำลังงานสูญเสียจะเป็นสัดส่วนกับค่ากำลังงานอินพุตและค่ากำลังงานเอาต์พุตจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่ากำลังงานอินพุต

$$P_{\text{IMR}} = (K_i P_i)^2 \quad (2.60)$$

การนอมอลไลซ์เอาต์พุต ที่ทำการออกแบบนำมาพล็อต และ ค่ากำลังงานอินเตอร์มอดูเลชัน บนตาราง ลอการิทึม ค่ากำลังงาน IMD จะเพิ่มขึ้น 3 ช่วงเวลาอย่างรวดเร็วกว่าค่า กำลังงานเอาต์พุต ที่ออกแบบ จำนวนของกำลังงานเอาต์พุต ที่ ค่ากำลังงาน IMD จะเท่ากับกำลังงานเอาต์พุต ที่ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากเทอม  $(K_i A_i)^2 / 2$  อ้างอิงมาจาก จุดตัด  $P_i$  โดยเฉพาะในการแสดงของค่าคุณสมบัติการสูญเสียของความถี่ผสม  $P_i$  จะแสดงออกมาในเทอมของ  $P_{IMR}$  และ  $P_i$  เมื่อค่าสูญเสียของ กำลังงานเอาต์พุต และกำลังงานเอาต์พุต ที่ออกแบบนั้นเท่ากับ intercept point ค่าอัตราส่วน IMR จะได้จากข้อกำหนด

$$1 = (K_i P_i)^2 \quad (2.61)$$

จะได้  $P_i = P_i \quad (2.62)$

ระดับของสัญญาณ  $K_i = (P_i)^{-1} \quad (2.63)$

จะได้ว่า  $P_{IMR} = (P_i / P_i)^2 \quad (2.64)$

โดยที่  $P_i$  คือกำลังงานอินพุต  $A_i^2 / 2$

จุดตัดของภาครับจะเป็นตัววัดการสูญเสียที่เกิดจากภาครับ และยังคงสามารถวัดความสามารถในการในการคัดแอมพลิฟายของสัญญาณขนาดใหญ่อยู่ในความถี่ที่ใกล้เคียงกันทั้ง ที่จุดตัดของภาครับถูกกำหนดโดยจุดตัดของ อินพุต mixer DOUBLE BALANCE DIODE RING ผสมกับจุดตัดในช่วง +15 ถึง +27 dBm แต่มักจะนิยมใช้ตัวอื่นที่แพงกว่าเพราะว่าต้องการให้ ออสซิลเลท (oscillate) ที่สูงกว่านี้ให้อยู่ในช่วงระหว่าง +7 ถึง +28 dBm local - osc ที่ระดับสูงๆจะต้องมีการชดเชยส่วนประกอบของระบบ รายละเอียดของ Mixer ตามปกติของการสูญเสียของ two - tone third - order ที่บางระดับจากสัดส่วนของจุดตัดที่สามารถกำหนดได้ หรือ รายละเอียดของการบีบอัดระดับอินพุต 1-dB RF ซึ่งจะง่ายต่อการวัดที่ 1-dB จุดบีบอัดมีค่าประมาณ 15 dB ซึ่งต่ำกว่าที่จุดตัดของ two-tone third - order

#### 2.4.5 การสูญเสียในการแปลงความถี่ (CONVERSION LOSS)

คอนเวชันลอสส์นั้นถูกกำหนดอัตราส่วนของกำลังงานเอาต์พุต ใน 1 ไซด์แบนด์ (sideband) ถึงสัญญาณกำลังงานอินพุตซึ่งค่าพารามิเตอร์ของมิกเซอร์มีความสำคัญมาก และรายละเอียดของสถานะทางอินพุต ของภาครับ ในการคำนวณ คอนเวชันลอสส์โดยจะสมมติให้ความต้านทานด้านนอก นั้นสามารถปรับให้การส่งผ่านกำลังมีค่าสูงสุด พิจารณาวงจรดับเบิลบาลานซ์ มิกเซอร์ (double - balance mixer) เป็นวงจรแรก ถ้าหม้อแปลงอินพุตเป็นแบบ 1 : 1 และความต้านทานของโหลดหาได้จาก  $V_i$  คือ

$$V_i / I_1 + I_2 = V_i / I_1 = R_L + r_d / 2 \quad (2.65)$$

ตามปกติ  $R_L \gg r_d$  ดังนั้น I/P ควรจะสัมพันธ์กับการส่งผ่านกำลังสูงสุด ถ้า  $R_L = R_s$

ภายใต้เงื่อนไข  $V_i = V_s / 2$

$$P_i = V_s^2 / 4R_L$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราเห็นว่าแรงดันเอาต์พุตใน 1 ไซค์แบนด์ คือ

$$V_o \Big|_{\omega_L + \omega_i} = 2V_i / \pi = V_s / \pi \quad (2.66)$$

และค่า กำลังงานเอาต์พุต คือ

$$P_o = V_s^2 / \pi^2 R_L \quad (2.67)$$

ดังนั้นเกนของ คอนเวอร์ชันของดับเบิลบาลานซ์มิกเซอร์ คือ

$$G = P_o / P_i = 4R_L / \pi^2 R_L = 4 / \pi^2 \quad (2.68)$$

หากมีค่าน้อยกว่า 1 มิกเซอร์จะมี คอนเวอร์ชันลอส คือ

$$L = 10 \log \pi^2 / 4 \approx 4 \text{ dB} \quad (2.69)$$

สำหรับดับเบิลบาลานซ์มิกเซอร์ ในอุดมคติจะสัมพันธ์กับความต้านทานของแหล่งจ่าย และสามารถตั้งกำลังงานที่สูญเสียในหม้อแปลง และสวิตช์ซึ่งไดโอด (switching diode) ประมาณ 40 % ของกำลังงานอินพุตจะถูกแปลงเป็น เอาต์พุต

สำหรับซิงเกิลบาลานซ์มิกเซอร์ (single – balance mixer) จะได้แรงดันเอาต์พุตของ 1 ไซค์แบนด์ คือ

$$V_o \Big|_{\omega_L - \omega_i} = V_i / \pi \quad (2.70)$$

ถ้า พอร์ตอินพุต สัมพันธ์กับการส่งผ่านกำลังงานสูงสุด

$$V_o = V_i / \pi$$

$$P_i = V_s^2 / 4R_L$$

และ

$$P_o = V_s^2 / 4\pi^2 R_L$$

ค่าเกนของกำลังงาน คือ  $G = P_o / P_i = (\pi^2)^{-1}$  (2.71)

ดังนั้น คอนเวอร์ชันลอส คือ  $L = 10 \log \pi^2 = 10 \text{ dB}$  และคอนเวอร์ชันลอส ของ ซิงเกิลบาลานซ์มิกเซอร์ใหญ่กว่า ดับเบิลบาลานซ์มิกเซอร์ 4 เท่า (6 dB)

## 2.5 ผลกระทบของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากความไม่เป็นเชิงเส้นของระบบ

ในระบบสื่อสาร โดยทั่วไปมักจะต้องประสบกับปัญหาที่เกิดจากความไม่เป็นเชิงเส้นของระบบอยู่เสมอ ซึ่งความไม่เป็นเชิงเส้นนั้นจะเกิดขึ้นโดยทั่วไปในชิ้นส่วนอิเล็กทรอนิกส์ หรือวงจรอิเล็กทรอนิกส์ทั้งหลาย เช่น วงจรขยายที่ใช้ทรานซิสเตอร์ที่ดี หลอดคลื่นวงจร (Traveling wave tube ย่อว่า TWT) ที่ใช้ในการขยายสัญญาณไมโครเวฟบนดาวเทียมก็ดี ล้วนแต่แสดงคุณสมบัติที่ไม่เป็นเชิงเส้นทั้งสิ้นเมื่อสัญญาณขาเข้ามีขนาดใหญ่มากๆหนึ่ง และผลกระทบที่รุนแรงจากความไม่เป็นเชิงเส้นของระบบก็คือ สัญญาณรบกวนที่เรียกว่า ครอสมอดูเลชันและอินเตอร์มอดูเลชัน ใน

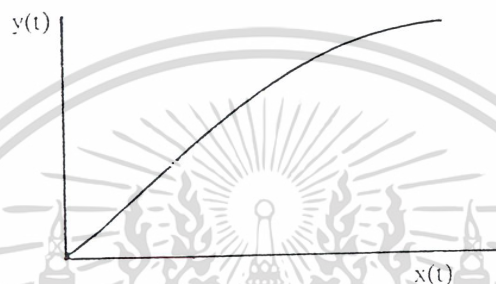
หัวข้อนี้จะกล่าวถึงรายละเอียดของการเกิดและผลกระทบของสัญญาณรบกวนดังกล่าว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.5.1 การเกิดครอสมอดูเลชันและอินเทอร์มอดูเลชัน

เมื่อวงจรขยายสัญญาณทำงานอยู่ในสภาพที่ไม่เป็นเชิงเส้นดังตัวอย่างในรูปที่ 2.29 โดยทั่วไปเราจะสามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณขาออกกับสัญญาณขาเข้าในรูปต่อไปนี้

$$y(t) = K_1x(t) + K_2x^2(t) + K_3x^3(t) + \dots \quad (2.72)$$



รูปที่ 2.29 ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณขาออกและสัญญาณขาเข้าของวงจรขยาย

โดยที่  $K_1$  เป็นค่าสัมประสิทธิ์ ในกรณีที่  $K_1$  ใหญ่กว่า  $K_2$  ที่เหลือหลายๆ ผลกระทบของเทอมหลังๆ ไม่ต้องคำนึงถึงก็ได้ เราก็จะอนุมานว่าเป็นระบบเชิงเส้นได้ และ  $K_1$  ก็จะเป็นอัตราขยายของวงจรมานั้น แต่ถ้า  $K_2, K_3, \dots$  มีขนาดน่าสังเกตซึ่งมักจะเกิดขึ้นเมื่อระดับของสัญญาณขาเข้าสูงถึงระดับที่ทำให้วงจรขยายทำงานที่บริเวณอิ่มตัว หรือบริเวณใกล้เคียงกับการอิ่มตัว

ในกรณีเช่นนี้ถึงแม้สัญญาณขาเข้ามีสัญญาณเดียวเช่น เป็นสัญญาณ AM ที่มีความถี่คลื่นพาห์เป็น  $f_c$  ความไม่เป็นเชิงเส้นตามสมการ (2.72) ก็จะทำให้เกิดสัญญาณที่มีความถี่คลื่นพาห์เป็นฮาร์โมนิกส์ของ  $f_c$  ซึ่งอาจจะไม่เป็นปัญหามากนักเพราะเราสามารถใช้ฟิลเตอร์กรองเอาเฉพาะความถี่ที่ต้องการออกไปใช้

แต่ในกรณีที่สัญญาณขาเข้าประกอบด้วยสัญญาณหลายๆสัญญาณที่มีความถี่คลื่นพาห์ไม่เท่ากันซึ่งเป็นกรณีที่พบในระบบมัลติเพล็กซ์เชิงความถี่ทั้งหลาย สัญญาณขาออกของวงจรขยายนอกจากจะมีส่วนประกอบฮาร์โมนิกส์ของสัญญาณแต่ละสัญญาณแล้ว ยังประกอบด้วยสัญญาณที่มีความถี่เป็นบวก และผลต่างของสัญญาณที่เข้ามา

เพื่อให้เห็นภาพชัดเจนขึ้นจะยกตัวอย่างกรณีที่สัญญาณขาเข้าประกอบด้วย 3 สัญญาณ ซึ่งมีความถี่คลื่นพาห์เป็น  $f_1$ ,  $f_2$  และ  $f_3$  ตามลำดับ และเพื่อความสะดวกในการอธิบายจะให้สัญญาณทั้งสามนี้เป็นสัญญาณ DSB ซึ่งเขียนได้เป็น

$$\begin{aligned}V_1(t) &= m_1(t)\cos\omega_1 t \\V_2(t) &= m_2(t)\cos\omega_2 t \\V_3(t) &= m_3(t)\cos\omega_3 t\end{aligned}\tag{2.73}$$

สัญญาณขาเข้าของวงจรขยายจะเป็นผลบวกของสัญญาณทั้งสามนี้กล่าวคือ

$$\begin{aligned}X(t) &= V_1(t) + V_2(t) + V_3(t) \\&= m_1(t)\cos\omega_1 t + m_2(t)\cos\omega_2 t + m_3(t)\cos\omega_3 t\end{aligned}\tag{2.74}$$

เมื่อนำสมการ (2.74) แทนในสมการ (2.72) จะได้ผลดังนี้

$$\begin{aligned}y(t) &= K_1[V_1(t) + V_2(t) + V_3(t)] + K_2[V_1^2(t) + V_2^2(t) + V_3^2(t) \\&\quad + 2V_1(t)V_2(t) + 2V_2(t)V_3(t) + 2V_3(t)V_1(t)] \\&\quad + K_3[V_1^3(t) + V_2^3(t) + V_3^3(t) + 3V_1^2(t)V_2(t) \\&\quad + 3V_1(t)V_2^2(t) + 3V_2^2(t)V_3(t) + 3V_2(t)V_3^2(t) \\&\quad + 3V_3^2(t)V_1(t) + 3V_3(t)V_1^2(t) + 6V_1V_2V_3] \\&\quad + \dots\end{aligned}\tag{2.75}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลที่ได้ตามสมการ (2.75) นี้ เมื่อแทนค่าสมการ (2.73) ลงไปแล้วพิจารณาสเปกตรัมของสัญญาณที่เกิดขึ้นจะพบว่า นอกจากความถี่พื้นฐาน (fundamental frequency) และความถี่ฮาร์โมนิกส์ของแต่ละสัญญาณแล้ว ยังมีความถี่ที่เป็นผลบวก และผลต่างของความถี่ของสัญญาณขาเข้าต่างๆด้วย เพื่อให้เห็นผลที่เกิดขึ้นอย่างชัดเจนจะสมมติให้ค่าของ  $K_4, K_5, \dots$  มีขนาดเล็กมากจนไม่ต้องนำมาคิดได้ เมื่อแทนค่าสมการ (2.73) ลงในสมการ (2.75) จะได้สัญญาณขาออกที่มีความถี่ต่างๆ ดังที่แสดงไว้ในตารางที่ 2-1

ตารางที่ 2-1 ส่วนประกอบของสัญญาณขาออกกรณีที่ผ่านมาสัญญาณขาเข้า 3 ความถี่เข้าสู่วงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น

| ชนิดของส่วนประกอบ    | รายละเอียด  | ความหมาย                    |
|----------------------|---|-----------------------------|
| ส่วนประกอบกำลังหนึ่ง | $K_1 x(t) = K_1 m_1(t) \cos \omega_1 t$ $+ K_1 m_2(t) \cos \omega_2 t$ $+ K_1 m_3(t) \cos \omega_3 t$   | ความถี่พื้นฐาน              |
| ส่วนประกอบกำลังสอง   | $K_2 x^2(t) = K_2 / 2 [ m_1^2(t) + m_2^2(t) + m_3^2(t) ]$   | กระแสตรง                    |
| ส่วนประกอบกำลังสอง   | $+ K_2 m_1(t) m_2(t) \cos(\omega_1 \pm \omega_2) t$ $+ K_2 m_2(t) m_3(t) \cos(\omega_2 \pm \omega_3) t$ $+ K_2 m_3(t) m_1(t) \cos(\omega_3 \pm \omega_1) t$ | การบีบระหว่างความถี่พื้นฐาน |
|                      | $+ K_2 / 2 m_1^2(t) \cos 2\omega_1 t$ $+ K_2 / 2 m_2^2(t) \cos 2\omega_2 t$ $+ K_2 / 2 m_3^2(t) \cos 2\omega_3 t$   | ความถี่ฮาร์โมนิกส์ที่ 2     |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

|                    |                |  |                                     |
|--------------------|----------------|--|-------------------------------------|
| ส่วนประกอบกำลังสาม | $K_3 x^3(t) =$ | $K_3/4 m_1^3(t) \cos 3\omega_1 t$<br>$+ K_3/4 m_2^3(t) \cos 3\omega_2 t$<br>$+ K_3/4 m_3^3(t) \cos 3\omega_3 t$  | ความถี่อาร์โมนิกส์ที่ 3             |
|                    |                | $+ 3/4 K_3 m_1^2(t) m_2(t) \cos(2\omega_1 \pm \omega_2) t$<br>$+ 3/4 K_3 m_1^2(t) m_3(t) \cos(2\omega_1 \pm \omega_3) t$<br>$+ 3/4 K_3 m_2^2(t) m_1(t) \cos(2\omega_2 \pm \omega_1) t$<br>$+ 3/4 K_3 m_2^2(t) m_3(t) \cos(2\omega_2 \pm \omega_3) t$<br>$+ 3/4 K_3 m_3^2(t) m_1(t) \cos(2\omega_3 \pm \omega_1) t$<br>$+ 3/4 K_3 m_3^2(t) m_2(t) \cos(2\omega_3 \pm \omega_2) t$ | อินเตอร์มอดูเลชัน                   |
|                    |                | $+ 3/4 K_3 m_1(t) m_2(t) m_3(t) \cos(\omega_1 \pm \omega_2 \pm \omega_3) t$  | การบีตสามความถี่ (triple beat)      |
|                    |                | $+ 3/4 K_3 m_1^3(t) \cos \omega_1 t$<br>$+ 3/4 K_3 m_2^3(t) \cos \omega_2 t$<br>$+ 3/4 K_3 m_3^3(t) \cos \omega_3 t$   | ความไม่เป็นเชิงเส้นในความถี่พื้นฐาน |
| ส่วนประกอบกำลังสาม | $K_2 x^2(t) =$ | $+ 3/2 K_3 m_1(t) m_2^2(t) \cos \omega_1 t$<br>$+ 3/2 K_3 m_1(t) m_3^2(t) \cos \omega_1 t$<br>$+ 3/2 K_3 m_2(t) m_1^2(t) \cos \omega_2 t$<br>$+ 3/2 K_3 m_2(t) m_3^2(t) \cos \omega_2 t$<br>$+ 3/2 K_3 m_3(t) m_1^2(t) \cos \omega_3 t$<br>$+ 3/2 K_3 m_3(t) m_2^2(t) \cos \omega_3 t$   | ครอสมอดูเลชัน                       |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากตารางจะเห็นได้ว่า นอกจากความถี่พื้นฐาน และความถี่ฮาร์โมนิกส์แล้ว ยังมีความถี่ที่เกิดจากการบิด หรือการมิกซ์ระหว่างความถี่พื้นฐาน และความถี่ฮาร์โมนิกส์ เช่น  $\omega, \pm\omega, 2\omega, \pm\omega$  เป็นต้น ซึ่งถ้าความถี่เหล่านี้ไปตกอยู่ในแบนด์วิธของสัญญาณความถี่พื้นฐานก็จะไปรบกวนสัญญาณความถี่พื้นฐานนั้นได้ เราเรียกสภาวะการรบกวนนี้ว่าการรบกวนจากอินเตอร์มอดูเลชัน นอกจากอินเตอร์มอดูเลชันที่กล่าวมานี้ยังมีอีกเทอมหนึ่งที่เกิดขึ้นในส่วนประกอบยกกำลังสามก็คือ เทอมที่ความถี่คลื่นพาห์เหมือนกับของสัญญาณเดิมแต่สัญญาณที่มาออดูเลตอยู่นั้นแทนที่จะมีแค่สัญญาณเบสแบนด์อันเดิม กลับมีสัญญาณเบสแบนด์ของสัญญาณอื่นมาออดูเลตอยู่ด้วย ตัวอย่างของเทอมดังกล่าวนี้คือ  $3/2 K_3 m_1(t) m_2^2(t) \cos \omega_c t$  ลักษณะดังกล่าวนี้ เราเรียกว่าครอสมอดูเลชัน ซึ่งก็จะเป็นสัญญาณรบกวนเช่นเดียวกัน การนิยามระดับของอินเตอร์มอดูเลชัน และครอสมอดูเลชัน จะเป็นการเปรียบเทียบขนาดของสัญญาณนี้กับสัญญาณความถี่พื้นฐาน และให้มีหน่วยเป็น dB

สัญญาณรบกวนแบบอินเตอร์มอดูเลชัน และครอสมอดูเลชันนี้จะเป็นปัญหาได้มากในระบบ FDM ทั้งหมด โดยเฉพาะในกรณีที่สัญญาณขาเข้ามีระดับแตกต่างกันมาก ในการใช้งานทั่วไปเพื่อป้องกันการรบกวนในลักษณะดังกล่าวนี้ วงจรขยายจะถูกใช้ที่ตำแหน่งต่ำกว่าจุดอิมิตัวพอสสมทวร ซึ่งเรียกว่าการแบ็คออฟ (back-off) ถ้ามีการแบ็คออฟมากก็จะมีผลกระทบจากความไม่เชิงเส้นของวงจรวางขยายน้อยลง

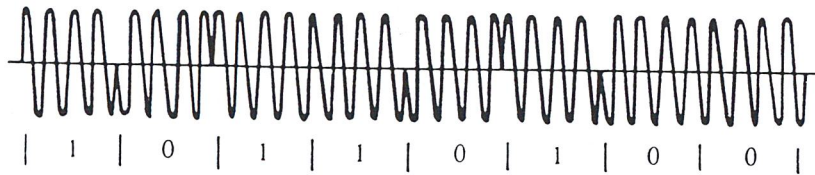
## 2.6 การมอดูเลตแบบเปลี่ยนเฟสของสัญญาณคลื่นพาห์

การมอดูเลตแบบเปลี่ยนเฟสของสัญญาณคลื่นพาห์ (PHASE SHIFT KEYING) นั้นเป็นการนำเอาสัญญาณดิจิทัลมาเปลี่ยนเฟสของสัญญาณคลื่นพาห์ ในกรณีของสัญญาณดิจิทัลแบบ M ระดับ เฟสของสัญญาณคลื่นพาห์จะถูกแบ่งออกเป็น M ค่า เพื่อใช้แทนสัญญาณแต่ละระดับ สัญญาณที่มอดูเลตแล้วจะเขียนได้ในรูปดังต่อไปนี้

$$x_c(t) = Ac \sum_k \cos(\omega_c t + \phi_k) p(t - kD) \quad (2.76)$$

$$\text{โดยที่ } \phi_k = \frac{\pi(2a_k + 1)}{M} \quad \text{เมื่อ } a_k = 0, 1, 2, \dots, M - 1 \quad (2.77)$$

และ  $p(t - kD)$  แสดงสัญญาณพัลส์ที่มีค่าเป็น 1 และกว้างเท่ากับ D ลักษณะของสัญญาณ PSK ในสมการ (2.76) แสดงว่าเฟสของสัญญาณจะเปลี่ยนแปลงไปตามระดับของสัญญาณดิจิทัลและขนาดของสัญญาณคลื่นพาห์จะไม่เปลี่ยนแปลง ในกรณีที่เป็นสัญญาณสองระดับ เฟสของสัญญาณ 0 กับสัญญาณ 1 ก็จะอยู่ตรงกันข้ามกันรูปที่ 2.30 แสดงลักษณะของรูปคลื่นในกรณีนี้



รูป 2.30 รูปคลื่นของสัญญาณ PSK แบบ 2 ระดับ

ถ้ากระจาย  $\cos(\omega_c t + \phi_k)$  ในสมการ(2.76) จะพบว่าสามารถเขียนในรูปของสัญญาณอินเฟสและควอดเรเจอร์เฟสดังนี้

$$x_c(t) = A_c \sum_k p(t - kD) \cos \phi_k \cos \omega_c t - A_c \sum_k p(t - kD) \sin \phi_k \sin \omega_c t \quad (2.78)$$

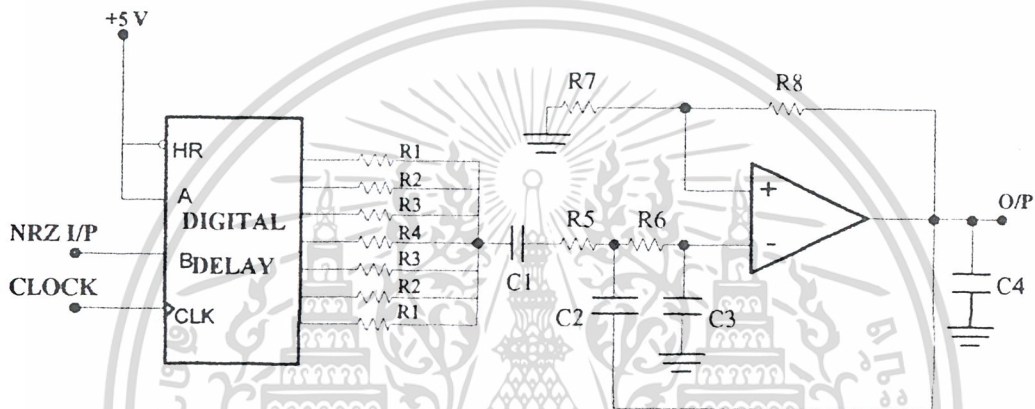


### บทที่ 3

#### หลักการงานและการออกแบบวงจร

##### 3.1 วงจรจัดรูปคลื่น (Pulse Shaping)

ลักษณะของวงจรจัดรูปคลื่น แสดงดังรูปที่ 3.1 โดยข้อมูลจะเข้าขา 2 ซึ่งจะป้อนสัญญาณ NRZ และ สัญญาณ นาฬิกา ประมาณ 7 เท่าของสัญญาณนาฬิกาของ NRZ โดยค่าความต้านทาน R1 - R4 จะเป็นตัวกำหนดเอาต์พุตให้มีลักษณะเป็นขั้นบันได



รูปที่ 3.1 วงจรจัดรูปคลื่นของสัญญาณเบสแบนด์ที่ใช้ในโครงงานนี้

##### 3.2 วงจรกรองความถี่

###### 3.2.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

จากรูปเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ท ซึ่งกราฟของผลตอบสนอง มีความชัน  $-40$  dB/decade วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสอง มีความสำคัญในออคเตอร์ที่สูงกว่านั้น สามารถนำมาออกแบบใช้งานได้จริงๆ โดยแกนของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสอง กำหนดได้จากค่า  $R_1$  และ  $R_2$  ขณะที่ จุดตัดของความถี่สูง :  $f_c$  สามารถคำนวณได้จาก  $R_2, R_3, C_2,$  และ  $C_3$  ตามสูตร

$$f_c = 1 / (2\pi \sqrt{R_2 R_3 C_2 C_3}) \quad (3.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

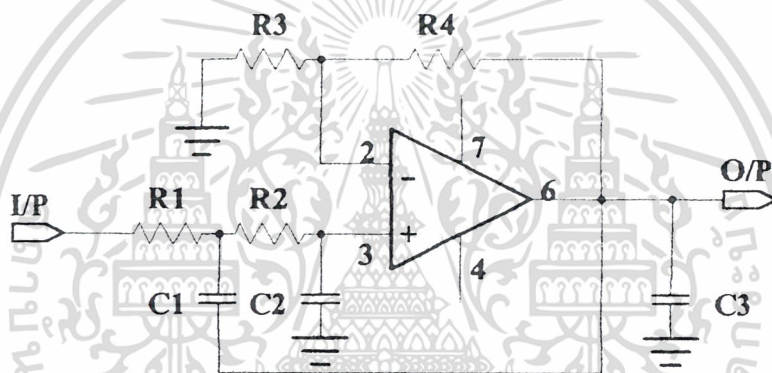
สำหรับผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ทอันดับสอง ขนาดของ โวลต์เตจเกนจะมีสมการดังนี้

$$|V_o / V_{in}| = A_T / \sqrt{1 + \frac{f}{f_c}} \quad (3.2)$$

โดยที่  $AF = 1 + R_f / R_1$  คือเกนของวงจรกรองความถี่

$f$  = ความถี่ของสัญญาณอินพุท

$f_c = 1 / (2\pi\sqrt{R_2R_3C_2C_1})$  คือ จุดตัดความถี่สูง



รูปที่ 3.2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ใช้ในโครงการนี้

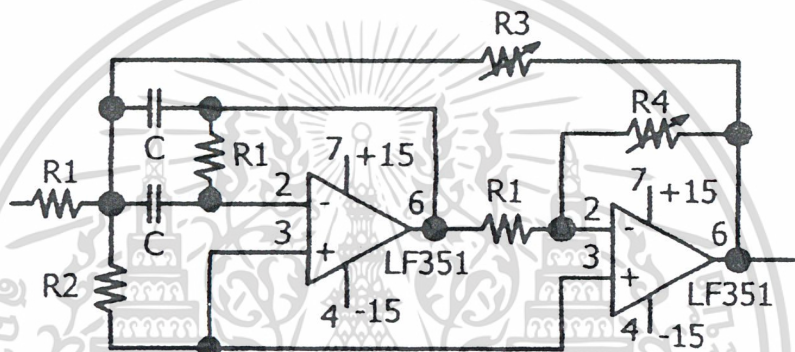
### 3.2.2 วงจรกรองความถี่เฉพาะย่าน (Band-pass Filter)

วงจรกรองช่วงความถี่นี้กำหนดให้ช่วงความถี่ใดความถี่หนึ่งผ่าน หน้าทีของวงจรกรองช่วงความถี่ผ่าน คือกรองเอาสัญญาณรูปไซน์ออกจากรูปคลื่นสี่เหลี่ยมภายในวงจรผลิตสัญญาณคลื่นพาห์ และวงจรผลิตสัญญาณนำร่อง การที่เราได้สังเคราะห์ความถี่ออกมาแล้วแต่สัญญาณที่ออกมาจะเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมซึ่งไม่สามารถนำไปเป็นสัญญาณคลื่นพาห์ได้เพราะสัญญาณคลื่นสี่เหลี่ยมนั้นประกอบไปด้วยความถี่ต่างๆมากมาย ซึ่งไม่เหมาะสมในการนำไปมอดูเลท ดังนั้นจึงใช้วงจรกรองช่วงความถี่ ทำการกรองเอาความถี่ฮาร์โมนิกที่ 1 ออกก็จะได้เป็นสัญญาณไซน์ ที่มี ความถี่เท่ากับสัญญาณสี่เหลี่ยมมาใช้งาน

ซึ่งความถี่ที่ต้องการจะให้ผ่านไปได้นี้ สามารถออกแบบได้โดยการกำหนดความถี่ที่ต้องการ และกำหนดค่าของตัวเก็บประจุ จากนั้นคำนวณค่า K ออกมาจากสมการ

$$K = 100 / (f_c * C') \quad (3.3)$$

แล้วทำการเปิดตารางของการออกแบบวงจร Second-order Positive Feedback Band-pass Filter เพื่อหาค่าส่วนประกอบต่างๆของวงจร โดยจะกล่าวต่อไป รูปของวงจรมีดังนี้



รูปที่ 3.3 วงจร กรองความถี่เฉพาะย่านอันดับ2ที่มีการป้อนกลับแบบบวก

วงจรกรองช่วงความถี่สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 แบบ คือ Wide band และ Narrow band ซึ่งความแตกต่างอยู่ที่ค่าของ Q (Quality Factor) ถ้าหากค่า Q มีค่าน้อยกว่า 10 จะเป็น Wide band แต่ถ้าหากค่า Q มีค่ามากกว่า 10 จะเป็น Narrow band ค่าของ Q จะมีความสัมพันธ์กับความถี่ และแบนด์วิดท์ ดังสมการ

$$Q = f_c / B.W. = f_c / (f_H - f_L) \quad (3.4)$$

$$f_c = (f_L * f_H)^{1/2} \quad (3.5)$$

โดยที่  $f_H$  = ความถี่คัทออฟที่ความถี่สูง

$f_L$  = ความถี่คัทออฟที่ความถี่ต่ำ

$f_c$  = ความถี่ center คัทออฟ

การออกแบบค่าของอุปกรณ์ต่างๆในวงจร สามารถหาได้ตามขั้นตอนดังนี้

1. เลือกค่าของตัวเก็บประจุ และคำนวณหาค่า K parameter จากสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$K = 100 / (f_c * C') \quad (3.6)$$

โดยที่  $C'$  มีหน่วยเป็น ไมโครฟารัด เสมอ

1. เลือกค่าของ ตัวต้านทาน R จากตารางด้านล่าง โดยที่เกณฑ์ของวงจรที่ใช้เท่ากับ 40 เพื่อให้เป็น Narrow band (ค่า K ในตารางเป็น 1)

| Circuit Element Values |       |       |       |       |       |       |
|------------------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| GAIN                   | 1     | 2     | 4     | 6     | 8     | 10    |
| R1                     | 8.219 | 5.812 | 5.033 | 5.812 | 5.033 | 4.502 |
| R2                     | 0.735 | 3.093 | 1.720 | 0.657 | 0.844 | 1.054 |
| R3                     | 0.567 | 0.556 | 0.829 | 1.668 | 1.657 | 1.650 |
| R4                     | 1.061 | 1.061 | 1.593 | 3.183 | 3.183 | 3.183 |

ตัวต้านทานมีหน่วยเป็นกิโลโอห์ม สำหรับ K parameter เป็น 1

1. จากตารางเมื่อได้ค่าของตัวต้านทาน ต่างๆแล้ว ให้นำค่า K ที่คำนวณได้มาคูณกับค่าในตาราง
2. นำค่าตัวต้านทานจากการคำนวณไปหาค่า ตัวต้านทาน มาตรฐาน จากนั้นนำค่าส่วนประกอบต่างๆ มาต่อดังรูป 3.3

### 3.3 วงจรมอดูเลตแบบสมมูล (BALANCE MODULATOR)

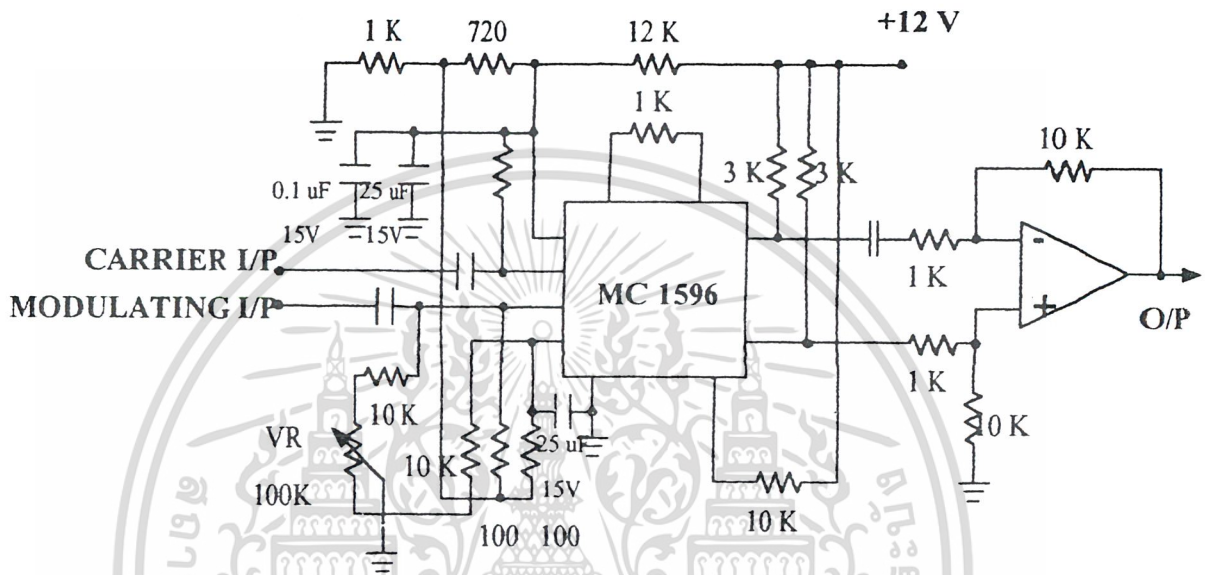
วงจรมอดูเลตแบบสมมูล หรือเรียกกันง่ายๆว่า BM ซึ่งจะทำหน้าที่ผสมสัญญาณเบสแบนด์กับสัญญาณพาห์โดยผลลัพ์ที่ได้จากการผสมจะมีเฉพาะไซด์แบนด์ ทั้งสองข้างเท่านั้น โดยสัญญาณพาห์จะถูกกำจัดออกไป ในการออกแบบวงจร BM นี้จะใช้ IC MC 1596 ทำหน้าที่เป็นตัวมอดูเลตแบบสมมูล โดยในวงจรจะมีความต้านทานปรับค่า  $50 \text{ k}\Omega$  เป็นตัวปรับสมมูล การกำจัดพาห์ขึ้นอยู่กับระดับสัญญาณพาห์ที่เหมาะสมอยู่ในช่วง  $300 - 500 \text{ mV}$ . ซึ่งวงจรที่ใช้งานแสดงดังรูป 3.4

การทำงานของ balance modulation เหมือนกับวงจรคูณสัญญาณ สมมติให้สัญญาณคลื่นพาห์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$f_c = \sin\omega_c t$  และสัญญาณเบสแบนด์  $f_m = \sin\omega_m t$  และจะได้เอาท์พุทคือ

$$V_o = A_c \sin\omega_c t \times A_m \sin\omega_m t = A_c A_m / 2 \cos(\omega_c - \omega_m)t + \cos(\omega_c + \omega_m)t$$



รูปที่ 3.4 วงจรมอดูเลตแบบสมมูลที่ใช้ในโครงการนี้

### 3.4 บาลานซ์ มิกเซอร์

คุณสมบัติทั่วไปของ NE612

- การตื่นเปิดองกระแสดวงทำงานต่ำมากเพียง 2.4 มิลลิแอมป์ขณะทำงานปกติ
- ค่าออสซิลเลเตอร์ที่ตุน้อยกว่า 4.7 เดซิเบลที่ย่านความถี่ 45 เมกะเฮิร์ตซ์
- ใช้งานได้ในย่านความถี่สูงถึง 500 เมกะเฮิร์ตซ์ (อินพุท)
- มีการแพร่กระจายกำลังงานต่ำ
- มีอุปกรณ์ประกอบรวมภายนอกน้อยชิ้น หมายถึงอุปกรณ์จำพวกคริสตอล เป็นต้น
- มีความไวในการรับสัญญาณดีที่สุด, มีอัตราขยายสัญญาณสูง
- มีวงจรออสซิลเลเตอร์ภายใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## หลักการทํางาน

ไอซี NE612 ถูกสร้างขึ้นมาให้ภายนอกประกอบไปด้วยภาคมิกเซอร์ (mixer) และ ออสซิลเลเตอร์ความถี่มูลฐาน (local oscillator) ดังนั้นอุปกรณ์ตัวนี้จึงสามารถถูกนำไปใช้งานเป็น วงจรภาคฟรอนเอนท์ (front-end) ของเครื่องรับวิทยุได้ โดยคุณสมบัติที่เด่นเฉพาะแล้วคือมีการป้องกัน สัญญาณรบกวนด้วยตัวเองได้ดี และคุณลักษณะที่พิเศษของการอินเตอร์มอดูเลชัน ออเดอ์ที่ 3 ทำให้มีค่า noise figure มีค่าเท่ากับ 4.7 เดซิเบล ที่ความถี่ อินพุท 45 เมกะเฮิรตซ์ที่ความถี่ออเดอ์ที่ 3 จะมีการลดทอนสัญญาณ  $-15$  dBm (จะมีการลดทอน สัญญาณทางกำลังลดลงโดยคิดที่ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรที่ทำการวัดเป็นค่ามาตรฐานที่ 600 โอห์ม โดยจะมีหน่วยเป็นมิลลิวัตต์ (mW)) ที่แสดงให้เห็นว่ามีการแมตซ์กันทางอินพุท NE612 นี้มีระดับ สัญญาณทางอินพุท ประมาณ 12.6 มิลลิวัตต์ที่โหลด 50 โอห์ม หรือ 68 มิลลิวัตต์ที่โหลด ทางอินพุท 1500 โอห์ม ความไวทางอินพุทเท่ากับ 0.2 ไมโครวัตต์โดยไม่มีวงจรขยายอาร์เอฟ ประกอบไปด้วย

### การแปลงและแยกความถี่

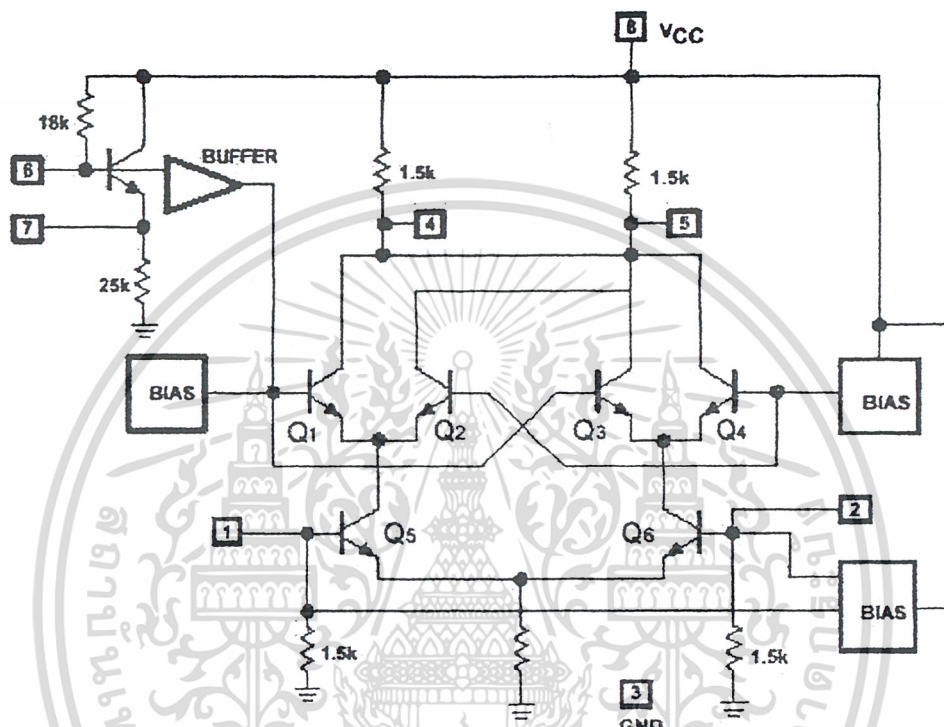
ในกระบวนการของการแปลงสัญญาณความถี่ในที่นี้เรียกว่าการเปรียบเทียบ ความถี่ 2 ความถี่ที่ไม่เหมือนกัน (heterodying) เมื่อสัญญาณสองสัญญาณที่มีความถี่แตกต่างกัน (กำหนดให้เป็น  $f_1$  กับ  $f_2$ ) ถูกนำมาผสมกันในวงจรที่ไม่เป็นเชิงเส้น (non-linear) พร้อมกับมี สัญญาณความถี่ที่แตกต่างกันออกไปทางเอาต์พุทของวงจร ซึ่งความถี่ที่ออกมาทางเอาต์พุทนั้นจะเป็นคุณลักษณะเฉพาะของ  $f_1$  กับ  $f_2$  ซึ่งก็คือ  $nf_1 \pm mf_2$  โดยเมื่อค่าของ  $n$  และ  $m$  เป็นค่าจำนวนเต็ม ในที่นี้ถ้า  $n$  และ  $m$  มีค่าเท่ากับ 1 ผลรวมของแถบความถี่ทางเอาต์พุทจะประกอบด้วย  $f_1$  กับ  $f_2$  นั่นคือจะเหลือเป็น  $f_1+f_2$  หรือ  $f_1-f_2$  เช่น ถ้าอินพุทสองอินพุทของวงจรประกอบด้วยความถี่ฮาร์โมนิกก็จะกลายเป็นความถี่มูลฐานออกมาทางเอาต์พุท

ในเครื่องรับวิทยุระบบซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ (superheterodyne) แล้ว ในแต่ละผลบวก หรือความแตกต่างของความถี่ก็คือการเลือกค่าความถี่มูลฐานหรือเรียกว่าความถี่ไอเอฟ (intermediate frequency) ซึ่งจะเป็นค่าความแตกต่างของความถี่ทางอินพุททั้งสอง แต่ในกระบวนการแปลงสัญญาณความถี่นี้ต้องอาศัยวงจรกำเนิดความถี่มูลฐานเพื่อกำเนิดความถี่ขึ้นมาทำการรวม หรือเปรียบเทียบกับความถี่ที่เข้ามาทางอินพุทอีกอินพุทหนึ่งของภาครับ (จากสายอากาศ) ซึ่งกระบวนการนี้จะรวมอยู่ภายใน NE612 เรียบร้อยแล้วรวมทั้งภาคมิกเซอร์ด้วย

จากรูปจะแสดงให้เห็นส่วนประกอบของวงจรออสซิลเลเตอร์ความถี่มูลฐานภายในไอซี ซึ่งทำงานด้วยทรานซิสเตอร์ NPN ที่มีคุณสมบัติขยายความถี่ได้ในย่าน VHF โดยขาเบสต่ออยู่กับขา 6 และ ขาอีมีเตอร์ต่ออยู่กับขา 7 ของไอซี แต่ขาคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์ออสซิลเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะไม่ต่อออกไปเข้ากับอุปกรณ์ภายนอกไอซี แต่จะต่ออยู่กับวงจรขยายบัฟเฟอร์ภายใน โดยจะเชื่อมต่อกันระหว่างขาคอลเล็กเตอร์เข้ากับวงจรบาลานซ์มิกเซอร์คู่ภายในไอซี



รูปที่ 3.5 รายละเอียดภายใน IC NE612

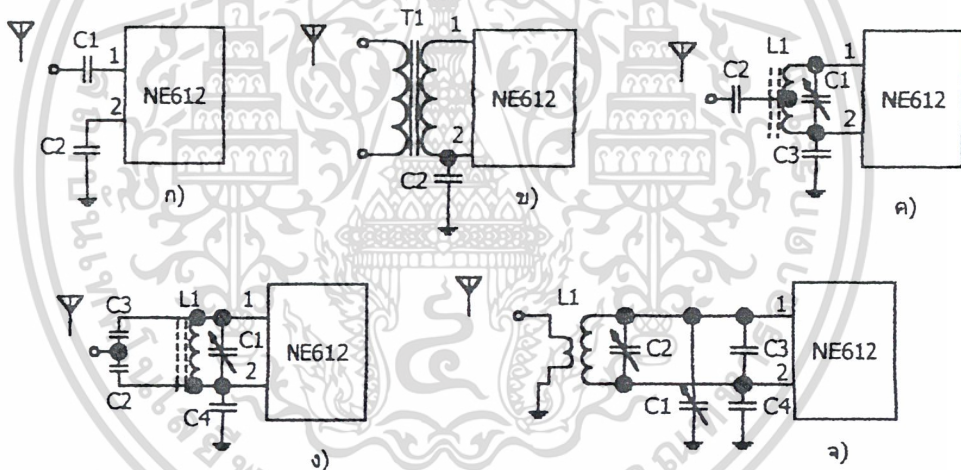
วงจรบาลานซ์มิกเซอร์คู่ประกอบด้วยวงจรขยายความแตกต่างที่ประกอบขึ้นมาจากทรานซิสเตอร์คู่สองชุด ชุดแรก  $Q_1, Q_2$  มี  $Q_3$  เป็นตัวจ่ายกระแสชอร์ชให้ และอีกชุดหนึ่งมี  $Q_3, Q_4$  และ  $Q_6$  จ่ายกระแสชอร์ชให้ การต่อวงจรในลักษณะนี้เรียกว่า Gilbert Transconductance Cell การเชื่อมต่อแบบข้ามชุดขยายความแตกต่างของขาคอลเล็กเตอร์ทำให้ได้เอาต์พุตออกมาที่ขา 4 และ 5 ในลักษณะพุชพูล (push-pull) มีตัวต้านทานต่อแบ่งแรงดันจากแรงดันไฟบวก (+V) ซึ่งเป็นค่าความต้านทานภายในไอซีมีค่าเท่ากับ 1.5 กิโลโอห์ม และสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์จะต่อกับขาเบสของทรานซิสเตอร์หนึ่งในสองตัวของวงจรขยายความแตกต่างทั้งสองชุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## อินพุทของ NE612

ในส่วนวงจรอินพุทของ NE612 สัญญาณความถี่วิทยุ (RF) จะมาเข้าที่อินพุทขา 1 และขา 2 ของไอซี ซึ่งเป็นอินพุทแบบบาลานซ์ ภายในก็จัดวงจรแบบวงจรขยายความแตกต่างและผสมความถี่วิทยุ นั่นคือสัญญาณอินพุทที่เป็นความถี่วิทยุจะเข้ามาที่ขา 1, 2 ซึ่งเป็นขาเบสของชุดจ่ายกระแสชอร์ซให้กับชุดขยายความแตกต่างภายใน โดยเป็นขาเบสของ  $Q_5$  และ  $Q_6$  ดังที่แสดงในรูปซึ่งค่าความต้านทานทางอินพุทกำหนดไว้ที่ 1.5 กิโลโอห์มขนานกับค่าความจุภายใน 3 พิโกฟารัด คิดที่ความถี่อินพุทต่ำๆ แต่ถ้าความถี่วิทยุทางอินพุทอยู่ในย่าน VHF ค่าความต้านทานทางอินพุทจะลดลงมาเหลือ 1 กิโลโอห์ม

ความถี่ที่แตกต่างกันหลายๆความถี่ที่เข้ามาทางอินพุทของ NE612 และอยู่ในย่านความถี่วิทยุสามารถจัดวงจรทางอินพุทได้แตกต่างกันหลายแบบดังต่อไปนี้



รูปที่ 3.6 การจัดวงจรทางด้านอินพุท

ในรูป ก) เป็นวงจรอินพุทแบบตัวเก็บประจุคัปปลิง ไม่มีวงจรจูน และเป็นแบบไม่บาลานซ์ สัญญาณความถี่วิทยุจะถูกคัปปลิงผ่าน  $C_1$  เข้ามาที่ขา 1 ของ NE612 (ขา 2 หากเป็นแบบไม่บาลานซ์แล้วจะไม่รับอินพุทแต่จะบายพาสความถี่ที่ไม่ต้องการออกไป) ปกติจัดวงจรแบบนี้จะมีค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ต่ำ และเปลี่ยนไปตามค่าความถี่ใช้งานทางอินพุท ระดับความแรงของสัญญาณทางอินพุทจะไม่น้อยกว่า  $-25$  dBm หรือประมาณ 68 มิลลิวัตต์ (180 มิลลิวัตต์พีค-พีค) ที่ค่าความต้านทานทางอินพุท 1.5 กิโลโอห์ม สัญญาณที่ขาอินพุทที่ใช้งาน (ขา 1) จะตรงข้ามกับอินพุทที่ไม่ได้ใช้งาน (ขา 2) และสัญญาณที่ขา 2 นี้จะถูกบายพาสลงกราวด์

โดยผ่าน  $C_2$  ค่าของ  $C_2$  จะเปลี่ยนแปลงตามความถี่ที่ต้องการบายพาสมีค่าประมาณ 0.001 – 0.1 ไมโครฟารัด

ในรูป ข) ใช้ทรานฟอเมอร์คัปปลิง สำหรับความถี่วิทยุแบนด์กว้าง การจัดวงจรทางอินพุทแบบนี้จะอาศัยทรานฟอเมอร์ที่สามารถตอบสนองต่อความถี่วิทยุแบนด์กว้างทางอินพุทได้ โดยการต่อจะต่อขดเซคันดารีเข้ากับขา 1 และ 2 ของไอซี และทางด้านขดไพรมารีของหม้อแปลงจะต่อกับแหล่งจ่ายสัญญาณหรือต่อกับสายอากาศ อัตราส่วนจำนวนรอบของทรานฟอเมอร์สามารถกำหนดให้ขึ้นอยู่กับค่าอิมพีแดนซ์ของอินพุทของ NE612 คือ 1.5 กิโลโอห์ม การใช้งานอาจจะใช้ทรานฟอเมอร์แกนเทอร์รอยด์เพื่อทำเป็น  $T_1$  สำหรับอินพุทที่ไม่ได้ใช้งานในการจัดแบบไม่สมดุล (ที่ขา 2) จะบายพาสความถี่วิทยุที่ไม่ต้องการลงกราวด์โดยค่าของตัวเก็บประจุ  $C_1$  จะขึ้นอยู่กับความถี่ที่ต้องการบายพาสหรือกำหนดไว้ที่ค่า  $X_c$  ค่าๆ

อีกสามวงจรที่เหลือจะเป็นการจัดวงจรทางอินพุทที่สามารถจูนได้ การจัดวงจรเช่นนี้ทำให้เกิดประโยชน์ขึ้นมา 2 ประการ คือ

1. สามารถจูนเลือกช่วงความถี่วิทยุทางอินพุทได้โดยไม่ต้องเปลี่ยนอุปกรณ์ลงไปแทนอุปกรณ์เก่า แต่ใช้วิธีการเปลี่ยนค่าของอุปกรณ์บางตัวที่สามารถปรับค่าได้
2. สามารถจูนเพื่อให้เกิดการสมดุล หรือแมตช์กันระหว่างค่าความต้านทานทางอินพุทของไอซี (1.5 กิโลโอห์ม) กับค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายสัญญาณ หรือระบบสายอากาศ

วงจรอินพุทในรูป ค) ใช้วงจร LC เป็นวงจรจูน ( $L_1$  และ  $C_1$ ) เลือกความถี่ทางอินพุท แต่การที่จะทำให้อินพุทของไอซีแมตช์กันกับสายอากาศ จะอาศัยการเท็ปรอบของขดลวด  $L_1$  แทนและยังใช้  $C_2$  ทำหน้าที่กั้นแรงดันไฟตรงระหว่างสายอากาศกับขดลวด  $L_1$  ส่วนตัวเก็บประจุ  $C_3$  ใช้บายพาสความถี่ที่ไม่ต้องการทางขา 2 ลงกราวด์

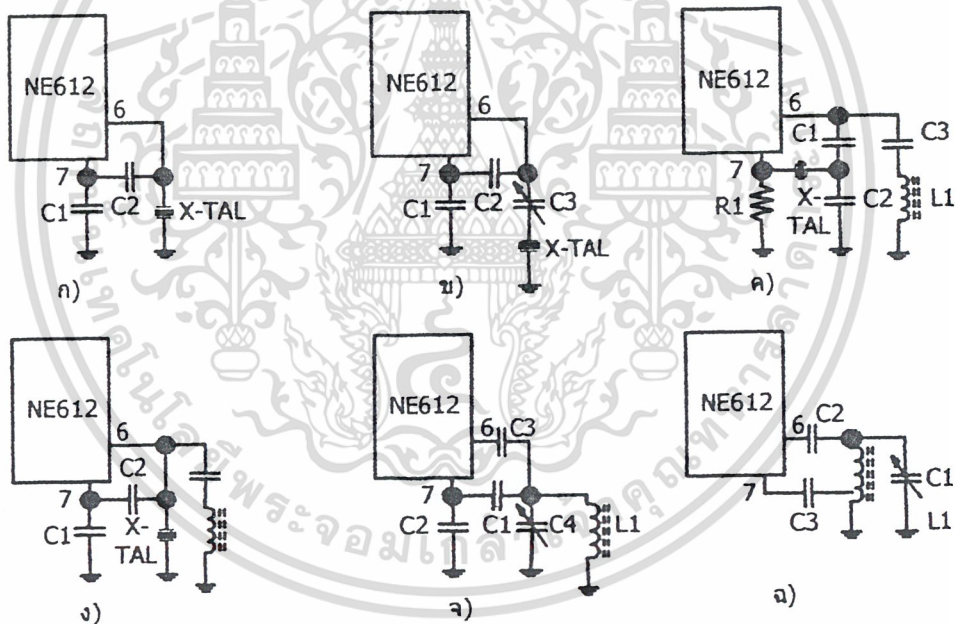
อีกแบบของวงจรจูนทางอินพุทดังแสดงในรูป ง) เป็นวงจร LC จูนคล้ายกับรูป ค) แต่จะมีการต่อเท็ปรัดตัวเก็บประจุแบ่งแรงดัน  $C_2$  กับ  $C_3$  เพื่อให้เกิดการแมตช์ทางด้านอิมพีแดนซ์ของอินพุทกับสายอากาศ และการเรโซแนนซ์ระหว่าง  $L_1$  กับ  $C_1$  จะทำให้เกิดเป็นวงจรจูนหลักจากการปรับค่าที่  $C_1$  ค่าของ  $C_1$  จะขึ้นอยู่กับค่าของอนุกรม  $C_2, C_3$  ขนาดขึ้นอยู่กับชุด  $C_1, L_1$  โดยนำมาคำนวณหาค่าตามสมการ

$$C_{\text{une}} = C_1 + (C_2 C_3) / (C_2 + C_3) \quad (3.7)$$

วงจรทั้งสองวงจรในรูป ค) และ ง) ออกแบบมาสำหรับการแมตช์กันระหว่างค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของ NE612 กับแหล่งจ่ายสัญญาณ หรือสายอากาศที่ค่าอิมพีแดนซ์ 1.5 กิโลโอห์ม แต่สำหรับการออกแบบวงจรในรูป จ) จะเป็นวงจรที่สามารถใช้ได้กับการแมตช์กันระหว่างค่าอิมพีแดนซ์ของ NE612 กับสายอากาศที่มีค่าสูงกว่า , ต่ำกว่าหรือเท่ากับค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ที่กำหนดของ NE612 คือ 1.5 กิโลโอห์ม โดยจะขึ้นอยู่กับอัตราส่วนของจำนวนรอบขดลวดในขดไพรมารีต่อจำนวนรอบของขดลวดทางขดเซคันดารี ของ  $L_1$  ในรูปที่ จ) นี้จะเป็นการแมตช์กับแหล่งจ่ายสัญญาณหรือสายอากาศที่มีอิมพีแดนซ์ต่ำกว่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของ NE612 มากๆ

**ออสซิลเลเตอร์ภายในไอซี**

สำหรับอุปกรณ์ที่จะนำประกอบร่วมกับวงจรออสซิลเลเตอร์ภายในตัวไอซี จะมีอยู่ 2 ลักษณะที่น่าจะดีที่สุดคือใช้อุปกรณ์ LC หรือ เบียโซ คริสตอล เรโซเนเตอร์ ดังแสดงการใช้งานอุปกรณ์ดังกล่าวไว้ในรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 การจัดวงจรออสซิลเลท

วงจรเบื้องต้นของออสซิลเลเตอร์แสดงในรูป ก) จะทำการออสซิลเลทที่ความถี่มูลฐานของคริสตอลขึ้นไปจนถึง 20 เมกะเฮิร์ตซ์ จากวงจรจะเห็นอุปกรณ์  $C_1$  และ  $C_2$  ทำหน้าที่เป็นตัวเก็บประจุแบ่งแรงดันป้อนกลับ โดยค่าของ  $C_1, C_2$  นี้สามารถคำนวณหาได้จากสมการ

$$C_1 = 100 / \sqrt{f} \tag{3.8}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_2 = 1000 / f \quad (3.9)$$

โดยที่ค่าของตัวเก็บประจุของ  $C_1$  และ  $C_2$  มีหน่วยเป็นพิโกฟารัด (pF) และค่าของความถี่ (F) จะมีหน่วยเป็นเมกะเฮิรตซ์ (MHz) แต่การคำนวณหาค่าของตัวเก็บประจุ  $C_1$  และ  $C_2$  จากสมการอาจจะทำให้ได้ค่าความถี่ที่ไม่ตรงกับค่าตัวเก็บประจุมาตรฐานที่มีจำหน่ายอยู่และอาจเป็นค่าที่หายาก หรือไม่ได้ผลิตเลย หรือหากใส่ค่าตัวเก็บประจุไม่ตรงจะทำให้คริสตอลทำการผลิตความถี่ที่ไม่ตรง โดยเฉพาะเวลาที่หยุดจ่ายแรงดันให้กัวงจรแล้วกลับมาจ่ายแรงดันให้ใหม่ ถ้าอุปกรณ์มีค่าถูกต้อง การทำงานออสซิลเลทก็จะเริ่มขึ้นทันที แต่ถ้าค่าไม่ตรงการออสซิลเลทก็จะมีปัญหา อาจมีความถี่ที่มากขึ้น หรือลดลงไม่คงที่ตลอดเวลา ซึ่งค่อนข้างจะนำมาใช้งานจริงลำบากทางแก้ไขก็สามารถทำได้โดยการต่อตัวเก็บประจุปรับค่าได้ (trimmer) อนุกรมเข้าไปกับคริสตอล เพื่อทำหน้าที่ปรับค่าความถี่ของคริสตอลให้ออสซิลเลทได้เที่ยงตรงยิ่งขึ้นและคงที่คงแสดงไว้ในรูป ข)

รูป ค) จะเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ชนิดกำเนิดความถี่ฮาร์โมนิกส์ในอันดับที่สูงขึ้นไปจากค่าความถี่มาตรฐานของคริสตอล ตั้งเกด  $C_1$  และ  $C_2$  ทำหน้าที่แบ่งแรงดันและ  $C_3$ ,  $L_1$  ทำหน้าที่ควบคุมคริสตอลให้ผลิตความถี่ในอันดับที่สูงขึ้นโดยจะเรโซแนนท์กับ  $C_1$  จากค่าที่กำหนด ในรูป สามารถผลิตความถี่ได้ในอันดับที่ 3 ถึงอันดับที่ 5 นั่นคือผลิตความถี่ได้สูงสุดจนถึง 80 เมกะเฮิรตซ์ แต่สำหรับในรูป ง) จะผลิตความถี่ได้สูงสุดอันดับที่ 3 คือตั้งแต่ 25-50 เมกะเฮิรตซ์ แต่การใช้งานไม่ยุ่งยากมากเท่ากับในรูป ค)

รูป จ) และ ฉ) จะเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์แบบปรับความถี่ได้ (Variable frequency oscillator : VFO) โครงสร้างของวงจรจะเป็นวงจรจูน LC เรโซแนนท์ ในรูป จ) จะใช้การป้อนกลับโดยการแท็ปที่จุดต่อของ  $C_1$  กับ  $C_2$  ส่วนในวงจรรูป ฉ) จะใช้การแท็ปที่ขดลวด  $L_1$  จะต้องมีตัวเก็บประจุกั้นแรงดันไฟตรงที่จะย้อนกลับไปเข้าขา 6 ของไอซีทั้งสองวงจร หรืออาศัยค่าความต้านทานของขดลวด  $L_1$  กั้นระหว่างกราวด์กับขา 6 ของไอซี

### หลักการคำนวณค่าอุปกรณ์ (ส่วนออสซิลเลเตอร์)

จากสูตร

$$\omega_o = \left\{ \left[ L \left( \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \right) \right] \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (3.10)$$

จาก

$$f_{LO} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \left( \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \right)}} \quad (3.11)$$

$$(f_{LO})^2 = \frac{1}{4\pi^2 L \left( \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \right)} \quad (3.12)$$

$$\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = 50 \text{ pF} \quad (3.13)$$

กรณีที่  $f_{LO} = 70 \text{ MHz}$

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_{LO}^2 \left( \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \right)} \quad (3.14)$$

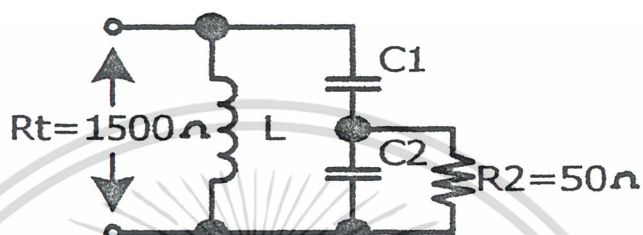
เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ไว้ใช้เพื่อการศึกษานั่น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\therefore L = 0.1035 \mu\text{H}$$

การออกแบบการแมตซ์ซึ่งอิมพีแดนซ์ที่ภาคอินพุท

สามารถคิดได้ 2 วิธี

วิธีที่ 1



รูปที่ 3.8 วงจรแมตซ์ C

กำหนด  $R_t = 1500 \Omega$ ,  $R_2 = 50 \Omega$ ,  $f_o = 50 \text{ kHz}$ ,  $B.W. = 50 \text{ k}$

$$Q_i \approx \frac{f_o}{B.W.} = \frac{500 \text{ k}}{50 \text{ k}} = 10$$

$$C \approx \frac{1}{2\pi B.W. R_t} = \frac{1}{2\pi \times 50 \times 10^3 \times 1.5 \times 10^3}$$

$$= 2123 \text{ pF}$$

$$L = \frac{1}{\omega_o^2 C} = \frac{1}{(2\pi f_o)^2 C}$$

$$= 47 \mu\text{H}$$

$$N^2 = \frac{R_t}{R_2} = \frac{1500}{50} = 30$$

$$\therefore N = 5.477$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q_p = Q_L / N = 10 / 5.477 = 1.826$$

เนื่องจาก  $Q_p$  น้อยกว่า 10 ดังนั้น จะได้  $Q_p$

$$Q_p \approx \left( \frac{Q_L^2}{N^2} - 1 \right)^{1/2} = 1.5275$$

$$C_2 = Q_p / \omega_0 R_2 = 1.5275 / (2\pi \times 500 \times 10^3 \times 50)$$

$$= 9.724 \text{ nF}$$

$$C_{se} = C_2(Q_p^2 + 1) / Q_p^2 = \frac{(9.724 \times 10^{-9})(1.5275^2 + 1)}{1.5275^2} = 13.892 \text{ nF}$$

$$C_I = \frac{C_{se} C}{C_{se} - C} = \frac{(13.892 \times 10^{-9})(2123 \times 10^{-12})}{(13.892 \times 10^{-9}) - (2123 \times 10^{-12})}$$

$$= 2.505 \text{ nF}$$

วิธีที่ 2

$$B.W. = 50 \text{ k}$$

$$Q_L = f / B.W. = 500 \text{ k} / 50 \text{ k} = 10$$

$$C_T = \frac{Q_L}{2\pi f \left( \frac{R_L}{2} \right)} \times 10^{-3} = \frac{10}{6.28 \times 500 \left( \frac{1500}{2} \right)} \times 10^{-3}$$

$$= 4.246 \text{ nF}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{C_2}{C_1} \cong \sqrt{\frac{R_L}{R_1}} - 1 = \sqrt{\frac{1500}{50}} - 1 = 4.477$$

$$\therefore C_1 = X, C_2 = 4.477 X, C_T = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

$$\therefore 4.246 \times 10^{-9} = \frac{X(4.477 X)}{X + 4.477 X} = \frac{4.477 X^2}{5.477 X} = 0.817 X$$

$$X = \frac{4.246 \times 10^{-9}}{0.817} = 5.917 \times 10^{-9} = C_1 = 5,917 \text{ nF}$$

$$C_2 = (4.477)(5.917 \times 10^{-9}) = 23.267 \times 10^{-9} = 23.267 \text{ nF}$$

$$\begin{aligned} X_{L1} = X_{CT} &= 1/2\pi f C = 1/6.28 \times 500 \times 10^3 \times 4.246 \times 10^{-9} \\ &= 75 \Omega \end{aligned}$$

$$\therefore L_1 = \frac{X_{L1}}{2\pi f} = \frac{75}{6.28 \times 500 \times 10^3} = 23.885 \mu\text{H}$$

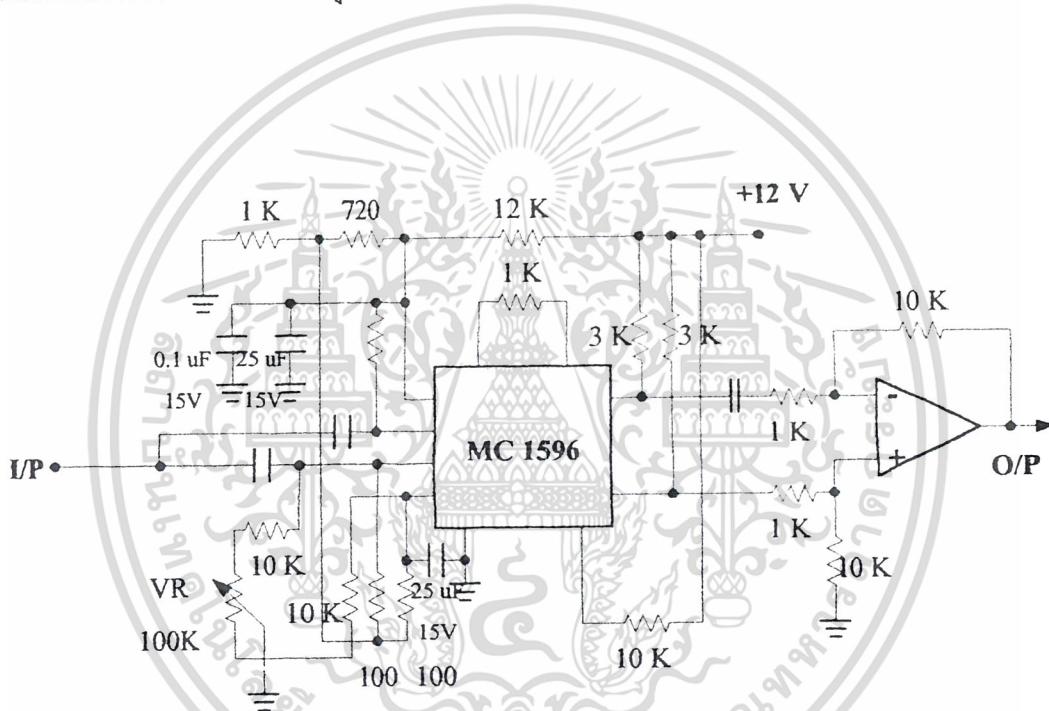
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.5 วงจรยกกำลังสอง และยกกำลังสี่สัญญาณ

เป็นวงจรคูณสัญญาณที่นำสัญญาณชนิดเดียวกันป้อนเข้าที่ขา 1 และ 10 ของ IC MC 1496 ซึ่งเป็นการสร้างฮาร์โมนิกขึ้นเอง ที่ขา 6 และขา 12 จะเป็นเอาต์พุตของวงจรยกกำลังสอง ความถี่ที่ได้จะเป็นสองเท่าของความถี่อินพุต ดังสมการ

$$[A \cos(2\pi f_c t + \phi)]^2 = A^2 / 2 (1 + \cos 4\pi f_c t)$$

ที่เอาต์พุตจะได้ความถี่เป็นสองเท่าของสัญญาณอินพุต จากนั้นก็นำสัญญาณที่เป็นสองเท่าป้อนให้กับวงจรยกกำลังสองอีกชุดหนึ่ง จะได้ความถี่เป็นสี่เท่าออกมา



รูปที่ 3.9 วงจรยกกำลังสองสัญญาณ

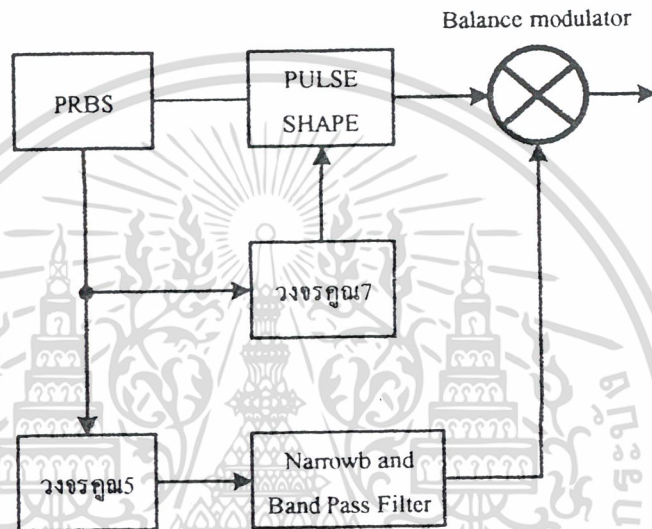
## บทที่ 4

### ผลการทดลอง

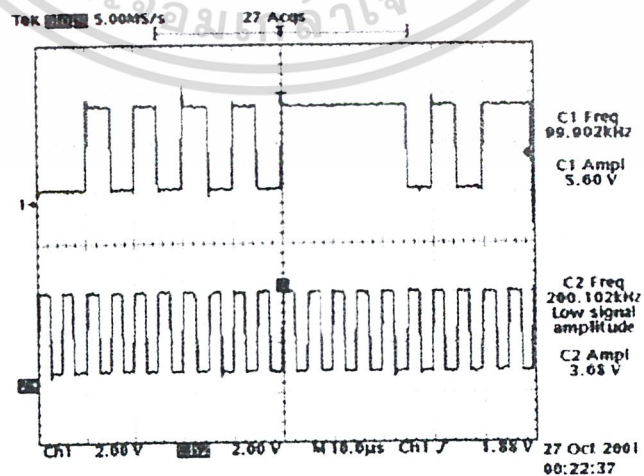
#### 4.1 ผลการทดลองทางภาคส่ง

ภาคส่งใช้การจัดรูปร่างสัญญาณ 2 แบบคือ

1. แบบที่ไม่มีการชดเชยผลจากความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรถายแสดงดังรูปที่ 4.1

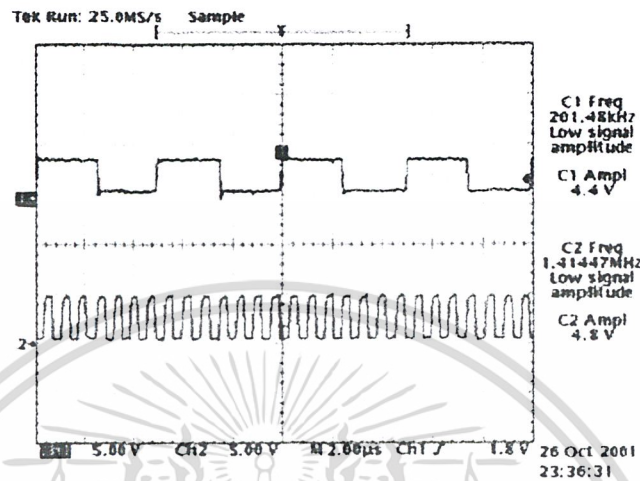


รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงการจัดรูปร่างสัญญาณ PRBS แบบที่ไม่มีการชดเชยผลจากความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรถาย  
เมื่อต่อวงจรถายบล็อกไดอะแกรมสามารถวัดสัญญาณที่จุดต่างๆ ได้ดังนี้

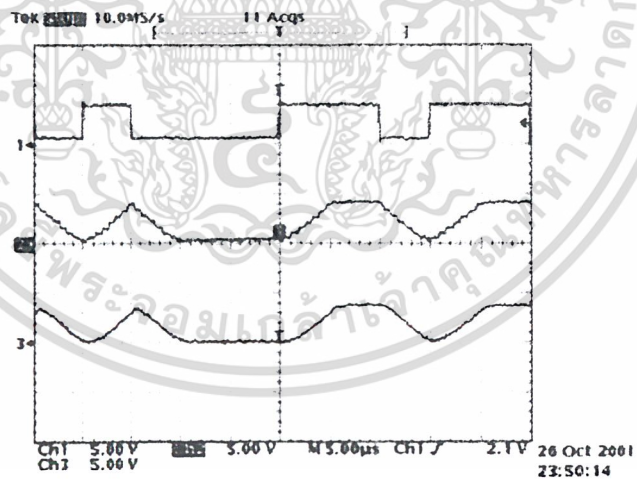


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.2 สัญญาณ PRBS และ CLOCK

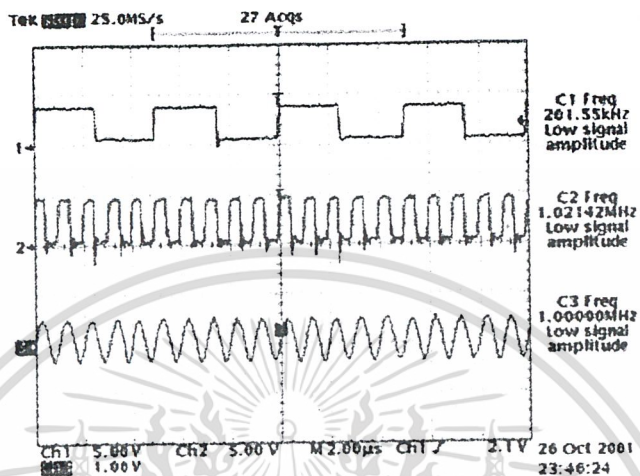


รูปที่ 4.3 สัญญาณ CLOCK เมื่อผ่านวงจรคูณ 7

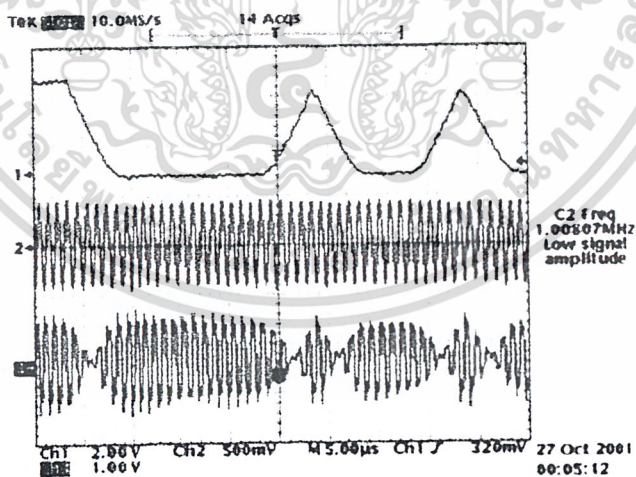


รูปที่ 4.4 สัญญาณ PRBS ที่ผ่านวงจรจัดรูปร่างสัญญาณให้เป็นเรสต์โคไซน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



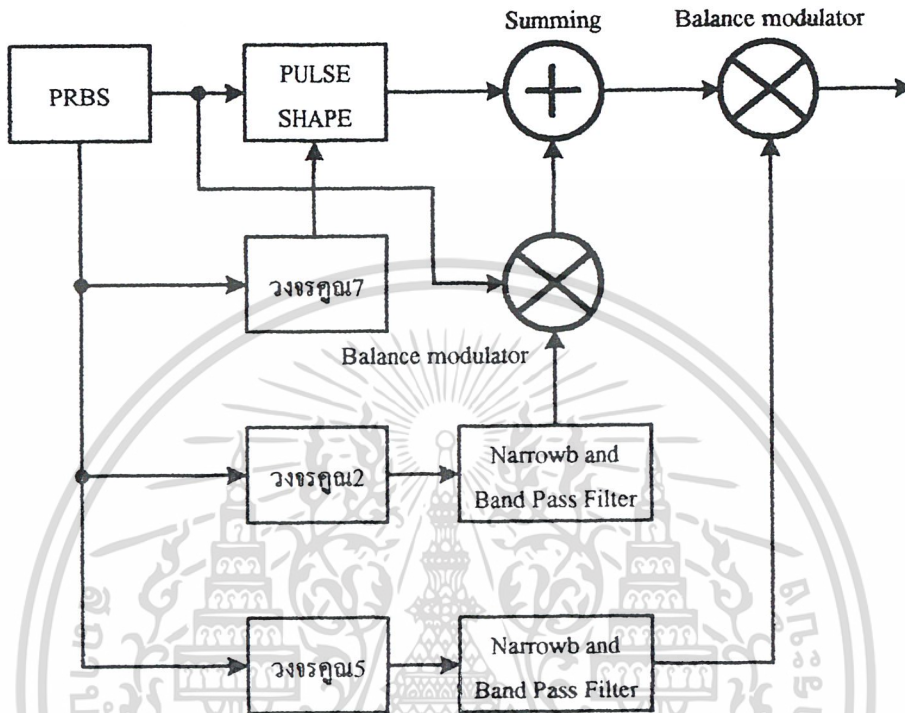
รูปที่4.6สัญญาณ CLOCK เพื่อผ่านวงจรคูณ5และวงจรNarrow band Band Pass Filter



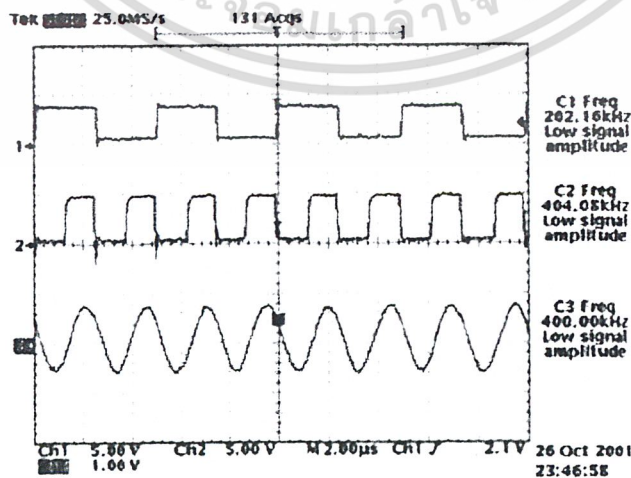
รูปที่4.7สัญญาณจากการมอดดูเลทระหว่างสัญญาณPRBSกับสัญญาณคลื่นไซน์ความถี่1MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. แบบที่ไม่มีการชดเชยผลจากความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรถยายแสดงดังรูปที่ 4.8

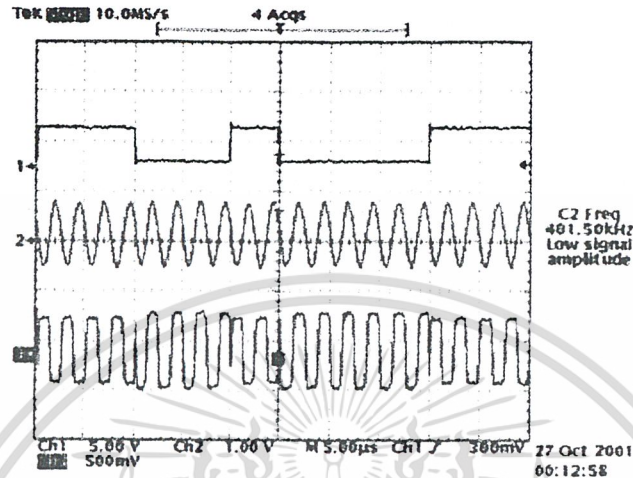


รูปที่4.8 บล็อก ไดอะแกรมแสดงการจักรูปร่างสัญญาณPRBSแบบที่ไม่มีการชดเชยผลจากความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรถยาย เมื่อต่อวงจรถายบล็อกไดอะแกรมสามารถวัดสัญญาณที่จุดต่างๆ ได้ดังนี้

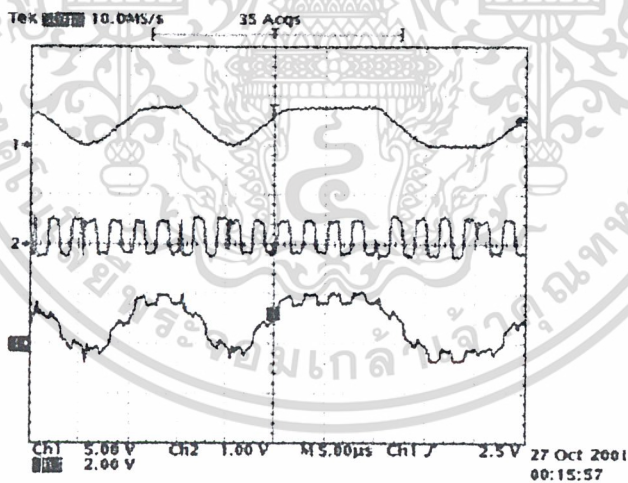


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.9 สัญญาณ CLOCK เมื่อผ่านวงจรคูณ 2 และวงจร Narrow band Band Pass Filter

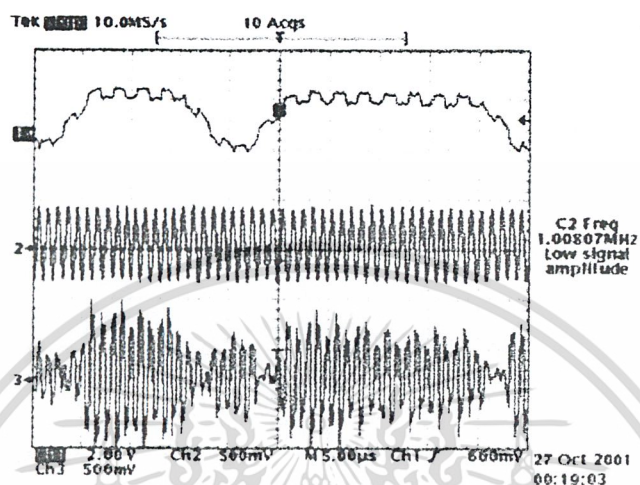


รูปที่ 4.10 สัญญาณจากการมอดคูเลทระหว่างสัญญาณ PRBS กับสัญญาณคลื่นไซน์ความถี่ 200KHz

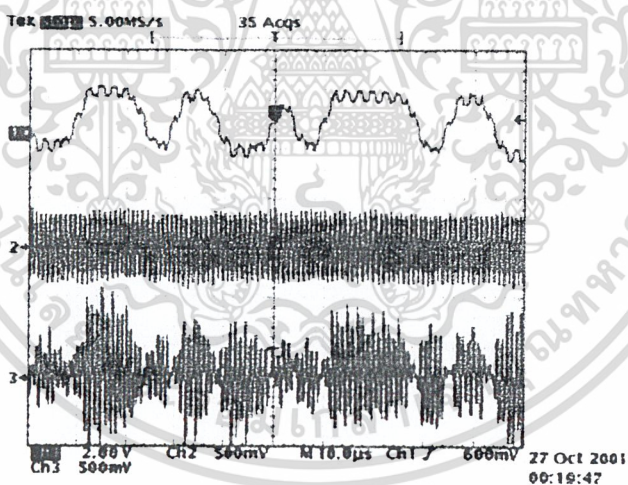


รูปที่ 4.11 สัญญาณจากการรวมระหว่างสัญญาณ PRBS กับสัญญาณจากรูป 4.10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

รูปที่ 4.12(ก)และ(ข) สัญญาณจากการมอดคูเลทระหว่างสัญญาณ PRBS กับสัญญาณคลื่นไซน์ความถี่ 1MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 4.2 การวัดและทดสอบทางภาคส่ง

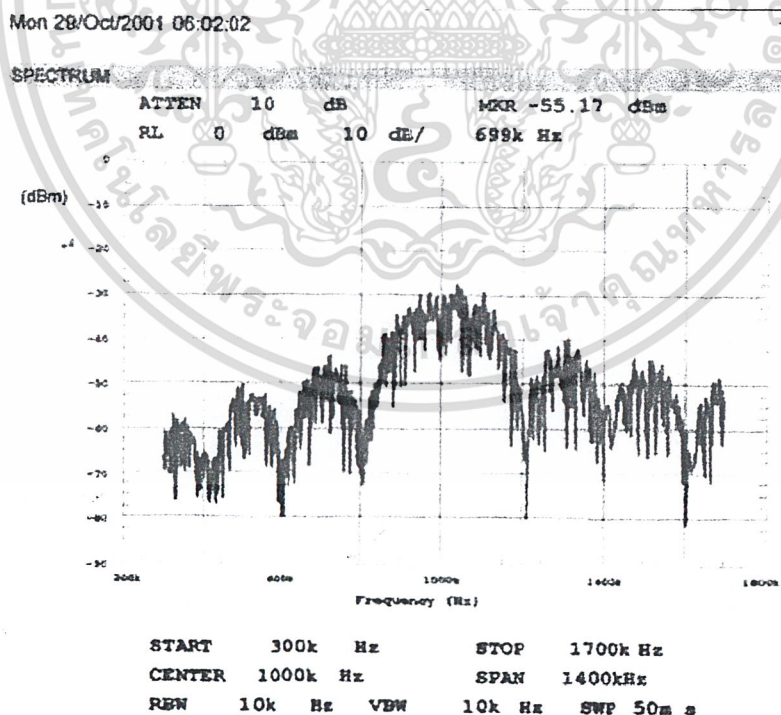
การวัดและทดสอบทางภาคส่ง แยกเป็นสามส่วนคือ

1. ใช้สัญญาณ PRBS นำมาคูณกับรูปคลื่นไซน์ความถี่ 1MHz แล้วต่อกับวงจรขยายสัญญาณ แล้วนำมาวัดสเปกตรัมดังรูป 4.13



รูปที่ 4.13 การวัดสเปกตรัมของสัญญาณเรคแทนกูลาร์

วัดผล ได้ดังรูป 4.14

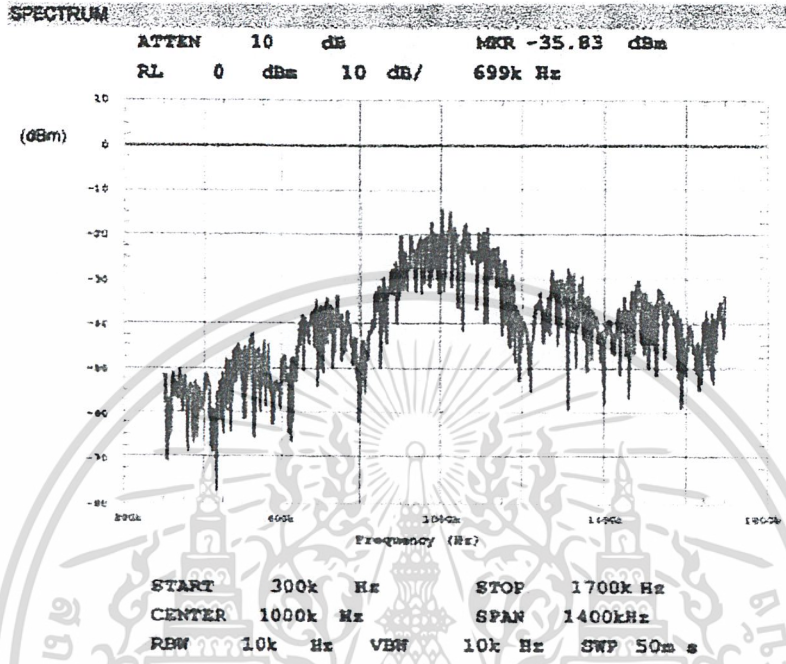


รูปที่ 4.14(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

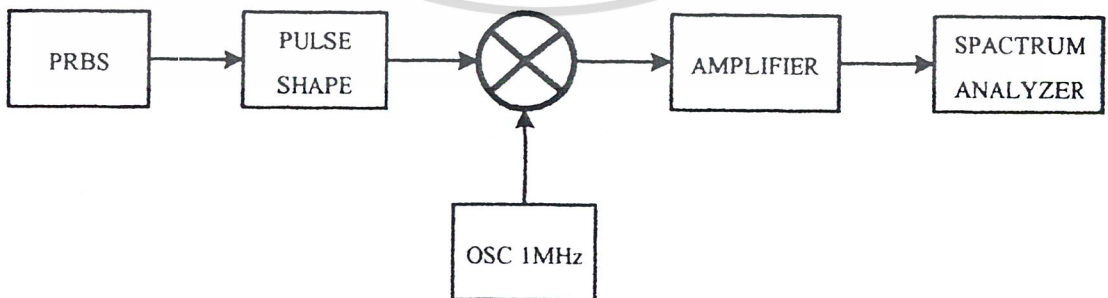
Mon 29/Oct/2001 06:02:44

1



รูปที่ 4.14(ข)

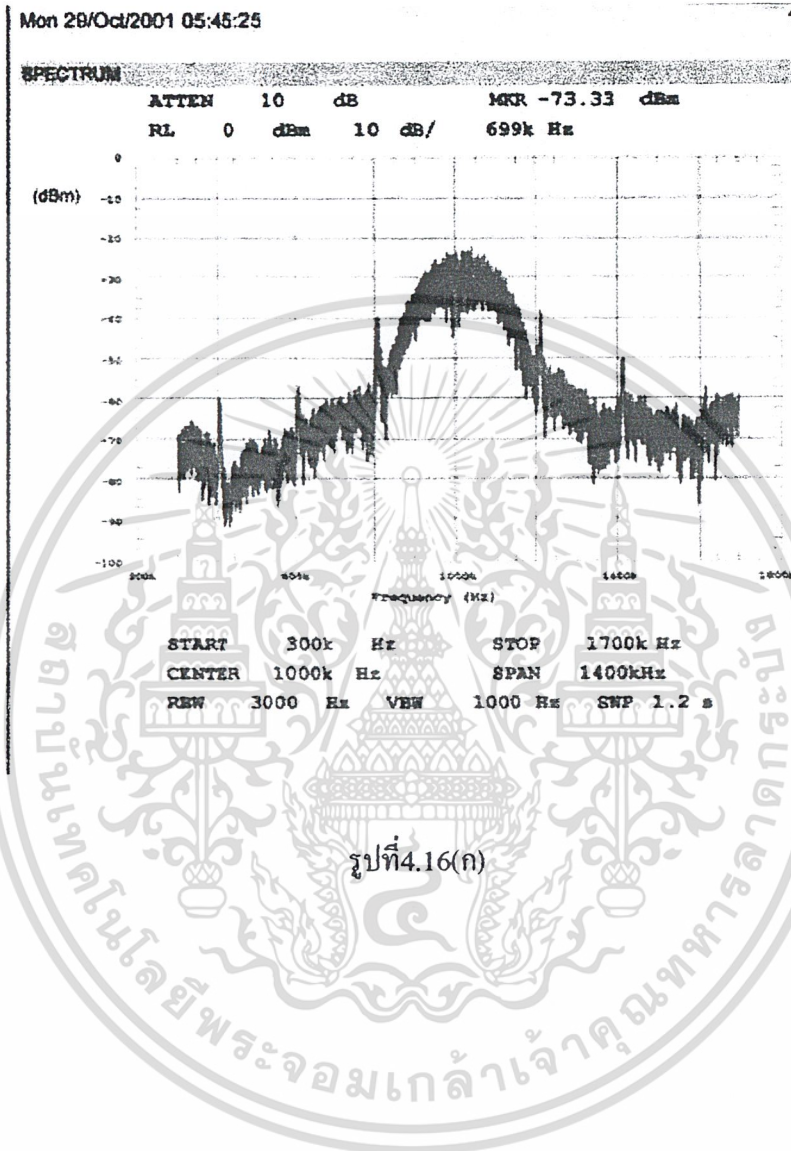
2. ใช้สัญญาณเรสต์โคไซน์นำมาถอดแอมพลิจูดกับรูปคลื่นไซน์ความถี่ 1MHz แล้วต่อกับวงจรขยายสัญญาณแล้วนำมาวัดสเปกตรัมดังรูป 4.15



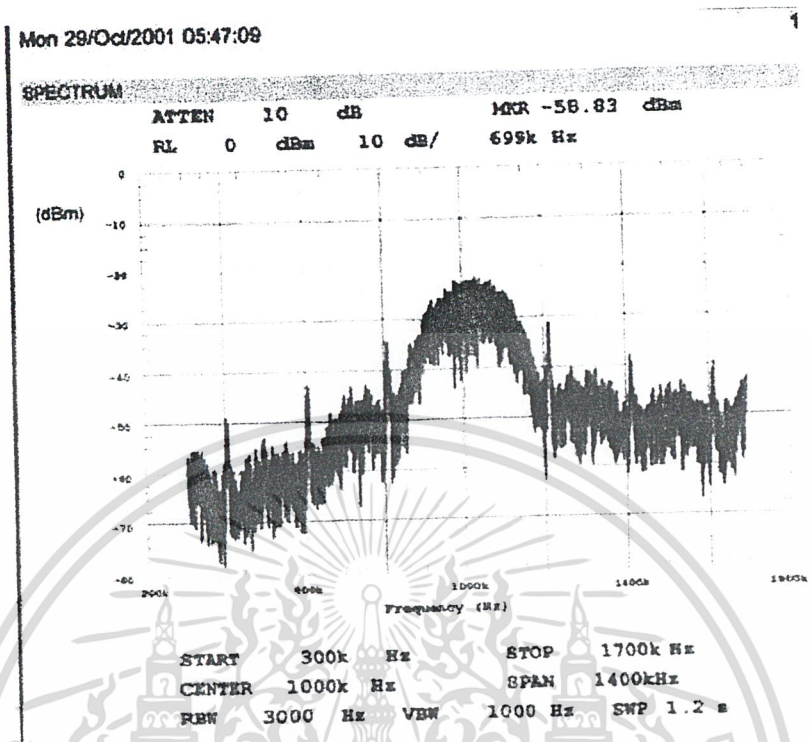
รูปที่ 4.15 การวัดสเปกตรัมของสัญญาณเรสต์โคไซน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วัดผลได้ดังรูป4.16

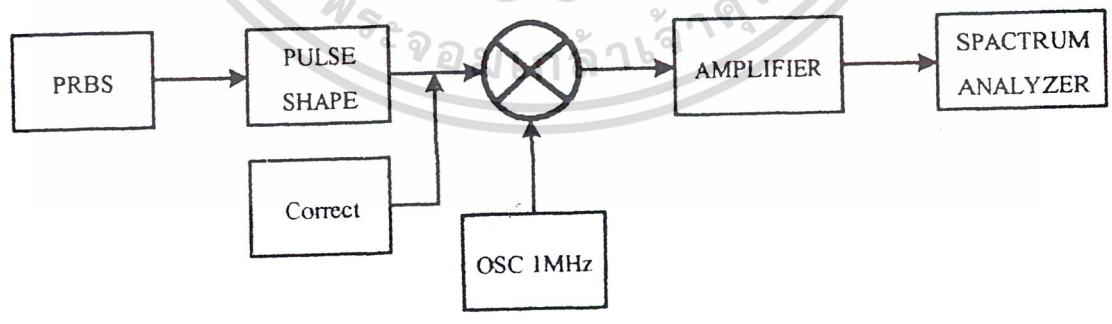


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.16(ข)

3. ใช้สัญญาณเรตต์โคไซน์ที่ชดเชยความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรขยายสัญญาณนำมาทดสอบดูเลทกับรูปคลื่นไซน์ความถี่ 1MHz แล้วต่อกับวงจรขยายสัญญาณแล้วนำมาวัดสเปคตรัมดังรูป 4.17



รูปที่ 4.17 การวัดสเปคตรัมสัญญาณเรตต์โคไซน์ที่ชดเชยความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรขยาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

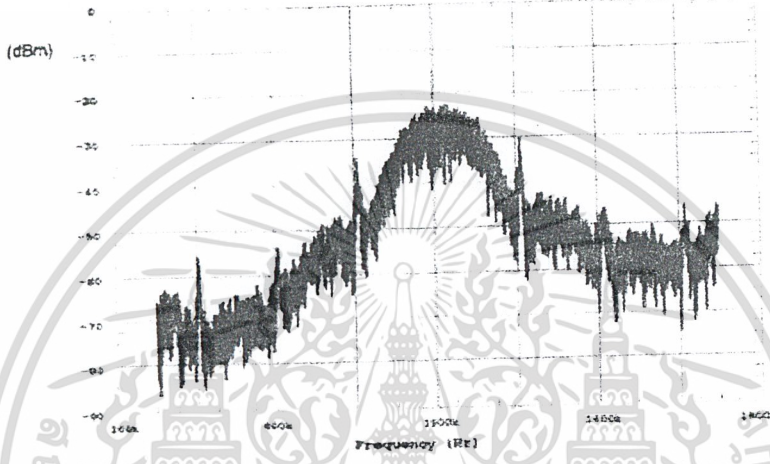
วัดผลได้ดังนี้

Mon 29/Oct/2001 05:49:25

1

SPECTRUM

|       |    |     |     |       |     |
|-------|----|-----|-----|-------|-----|
| ATTEN | 10 | dB  | MKR | -60.5 | dBm |
| RL    | 0  | dBm |     | 10    | dB/ |
|       |    |     |     | 699k  | Hz  |



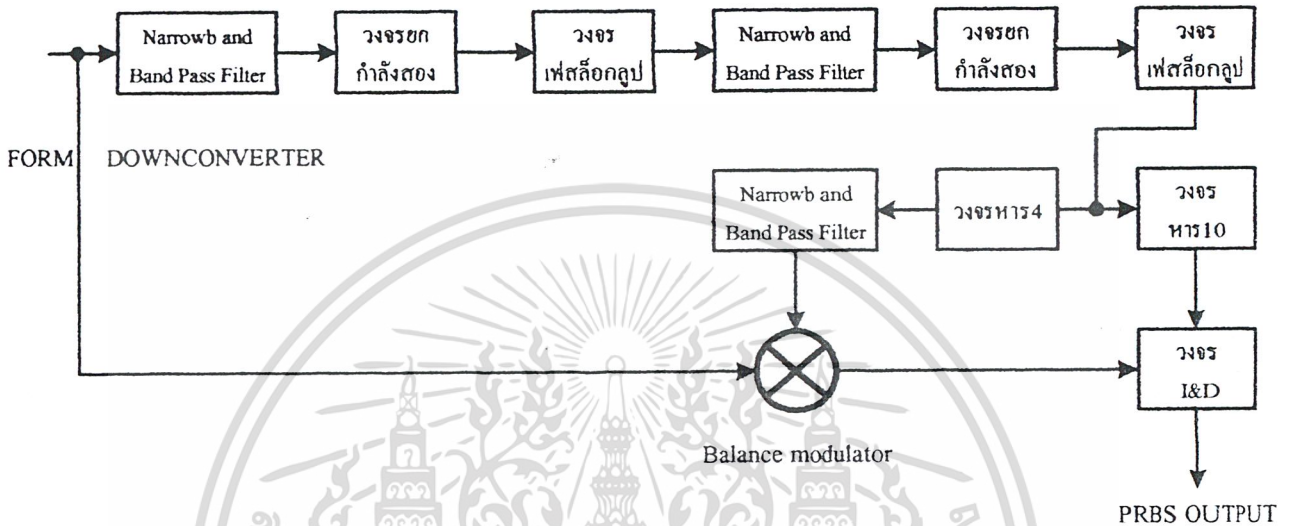
|        |       |    |      |       |    |
|--------|-------|----|------|-------|----|
| START  | 300k  | Hz | STOP | 1700k | Hz |
| CENTER | 1000k | Hz | SPAN | 1400k | Hz |
| RBW    | 3000  | Hz | VBW  | 1000  | Hz |
|        |       |    | SWP  | 1.2   | s  |

รูปที่ 4.18

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 4.3 ผลการทดลองทางภาครับ

ใช้วงจรตีมอดคูเลทแบบร่วมนัย(COHERENT RECEIVER)ดังในรูป 4.19



รูปที่4.19บล็อกโคะแกรมของวงจรตีมอดคูเลทแบบร่วมนัย(COHERENT RECEIVER)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### สรุปผลการทดลอง

ผลการทดลองที่ได้จากโครงงานนี้ สัญญาณ BPSK ที่ได้อาจจะไม่สมบูรณ์ 100% เนื่องจากมีอัตราความผิดพลาดของบิต ( Bit Error Rate ) อยู่เล็กน้อย แต่ก็พอที่จะยอมรับได้ ในโครงงานนี้นั้นทางภาครับได้ทำการกู้สัญญาณแคเรียร์ และ สัญญาณนาฬิกา โดยใช้วงจรยกกำลังสี่ ซึ่งจะมีข้อจำกัดคือสัญญาณที่นำไปยกกำลังสี่นั้นต้องมีค่าไม่เกิน 500 KHz เนื่องจากประสิทธิภาพของ IC ออปแอมป์นั้นสามารถที่จะทำงานได้ที่ความถี่สูงสุด 2 MHz โดยประมาณ ถ้าหากสัญญาณอินพุตที่ถูกป้อนให้กับออปแอมป์มีค่ามากกว่า 500 KHz สัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาจะมีความผิดเพี้ยนสูง ไม่สามารถยอมรับได้ ในโครงงานนี้เองได้ใช้สัญญาณอินพุตที่ป้อนให้กับวงจรยกกำลังสี่เท่ากับ 500 KHz ซึ่งเป็นความถี่ที่ถูกส่งมาจากเครื่องส่งโดยตรง



## เอกสารอ้างอิง

1. **JACK SMITH** ., “ Modern Communication Circuit” , McGraw – Hill , 1982
2. **JOHN L. Hilburn** and **DAVID E.JOHNSON** ., “ MANUAL OF ACTIVE FILTER DESIGN ” , McGraw – Hill , inc ., 1973
3. **KAMILO FEHER** ., “ DIGITAL COMMUNICATION ” , Prentice – Hall , 1992
4. โททม อารียา., “ วงจรอิเล็กทรอนิกส์ เล่ม 2 ” , ซีเอ็ดยูเคชั่น , พ.ศ. 2532
5. บัณฑิต โรจน์อรยานนท์ ., “ หลักการไฟฟ้าสื่อสาร ” , สำนักพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, พ.ศ. 2532



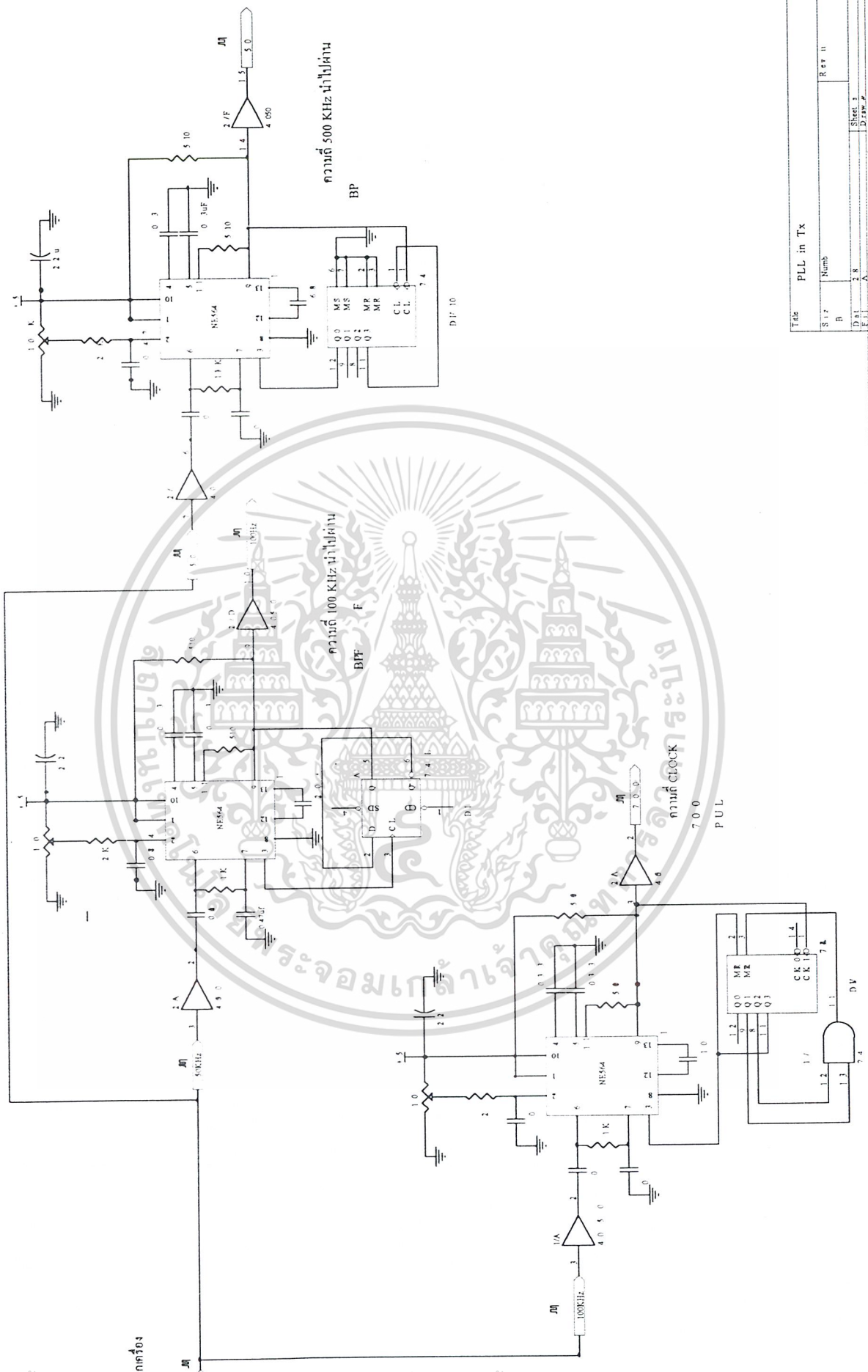
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก.

วงจรรวมภาคส่ง – ภาครับ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



CLOCK จากเครื่อง

ความถี่ 500 KHz นำไปถ่าน

ความถี่ 100 KHz นำไปถ่าน

ความถี่ CLOCK

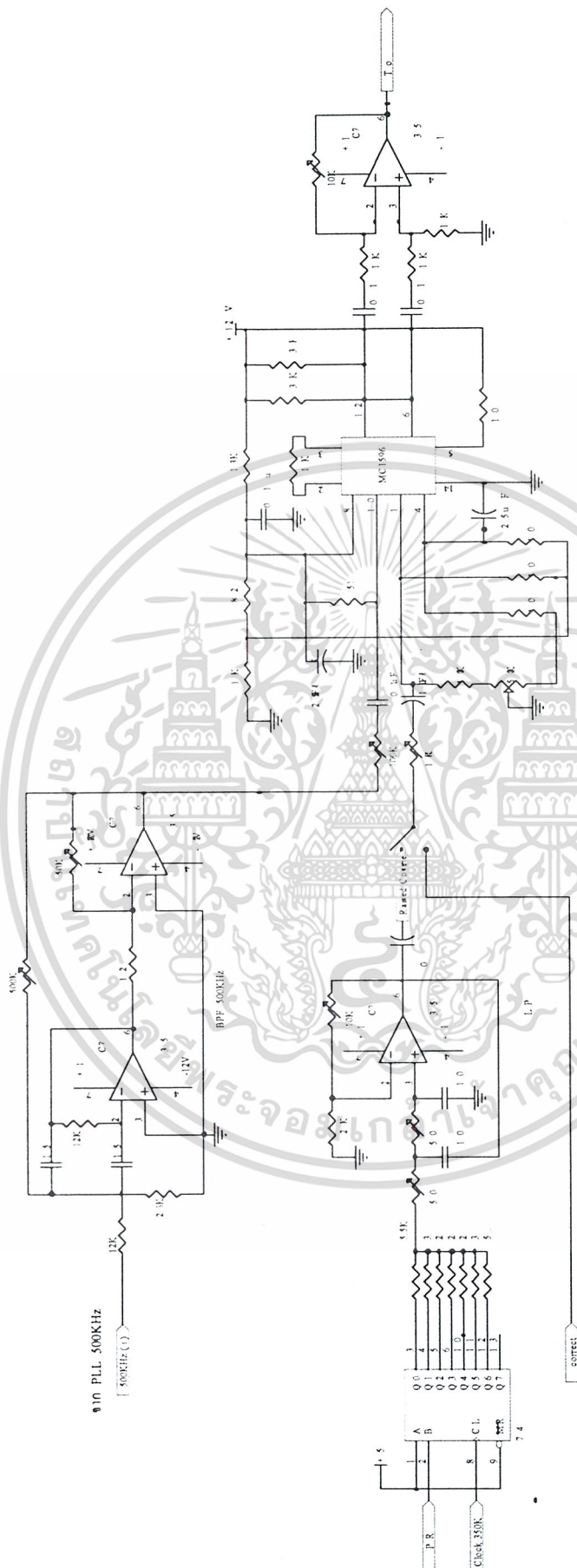
7.00 PUL

Title PLL in Tx

|       |      |         |        |
|-------|------|---------|--------|
| S 1.7 | Numb |         | Rev 11 |
| B     |      |         |        |
| D 1.1 | 3.8  | Sheet 1 |        |
| P 1.1 | A    | Draw #  |        |

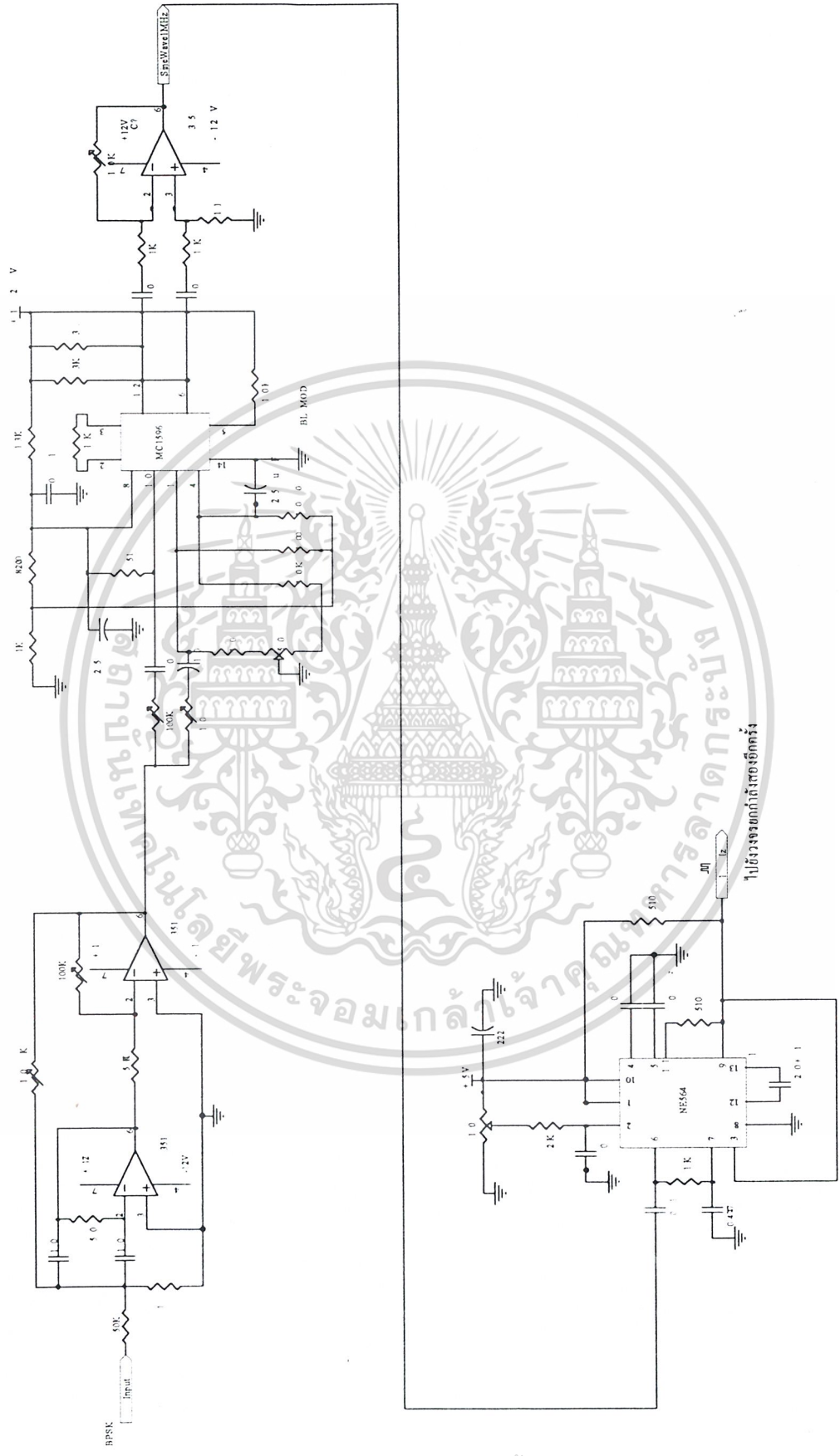
เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ยกเว้นให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





|       |     |                   |  |
|-------|-----|-------------------|--|
| Title |     | R c c 1           |  |
| S e   | Num |                   |  |
| B     |     |                   |  |
| D r c | 2 8 | Sheet: QPSK MODEM |  |
| P e   | A 1 | D r               |  |
|       |     | A 1               |  |

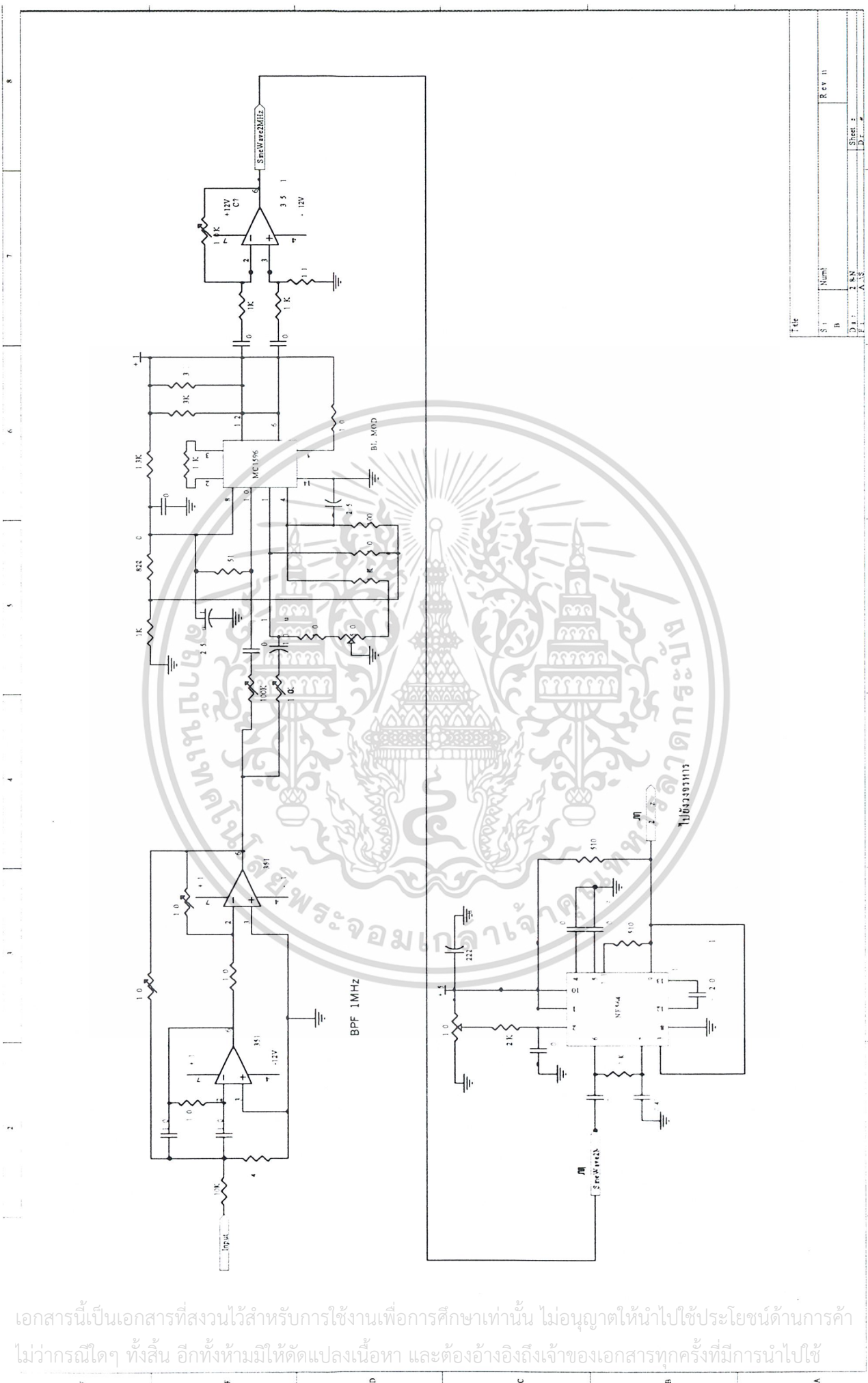
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ไป๋วงรอมดกั๋ลเลอจ็ดกั๋ร

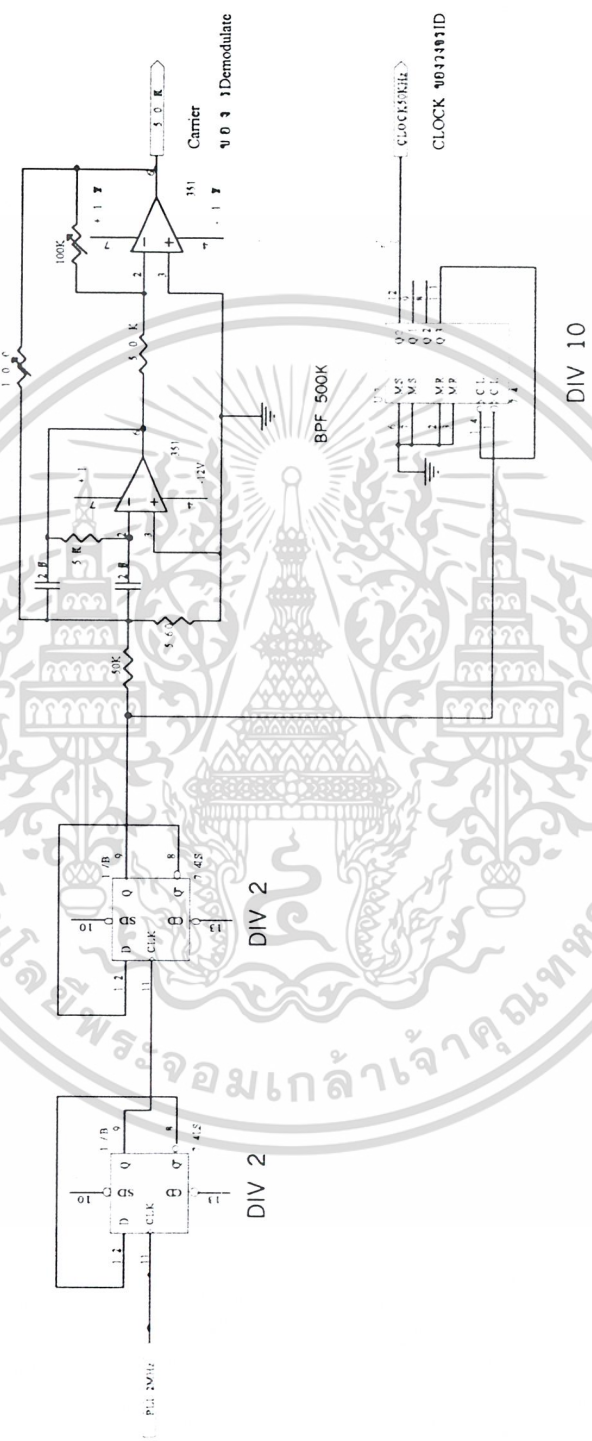
|         |        |
|---------|--------|
| Title   |        |
| St. No. | Number |
| B. No.  | 28     |
| D. No.  | 28     |
| E. No.  | 28     |
| Sheet   |        |
| D.F.I.  |        |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



|      |         |
|------|---------|
| File |         |
| S1   | Num1    |
| B    |         |
| D1   | 3.5V    |
| P1   | A.15    |
|      | Sheet 1 |
|      | Doc 2   |
|      | R ev 11 |

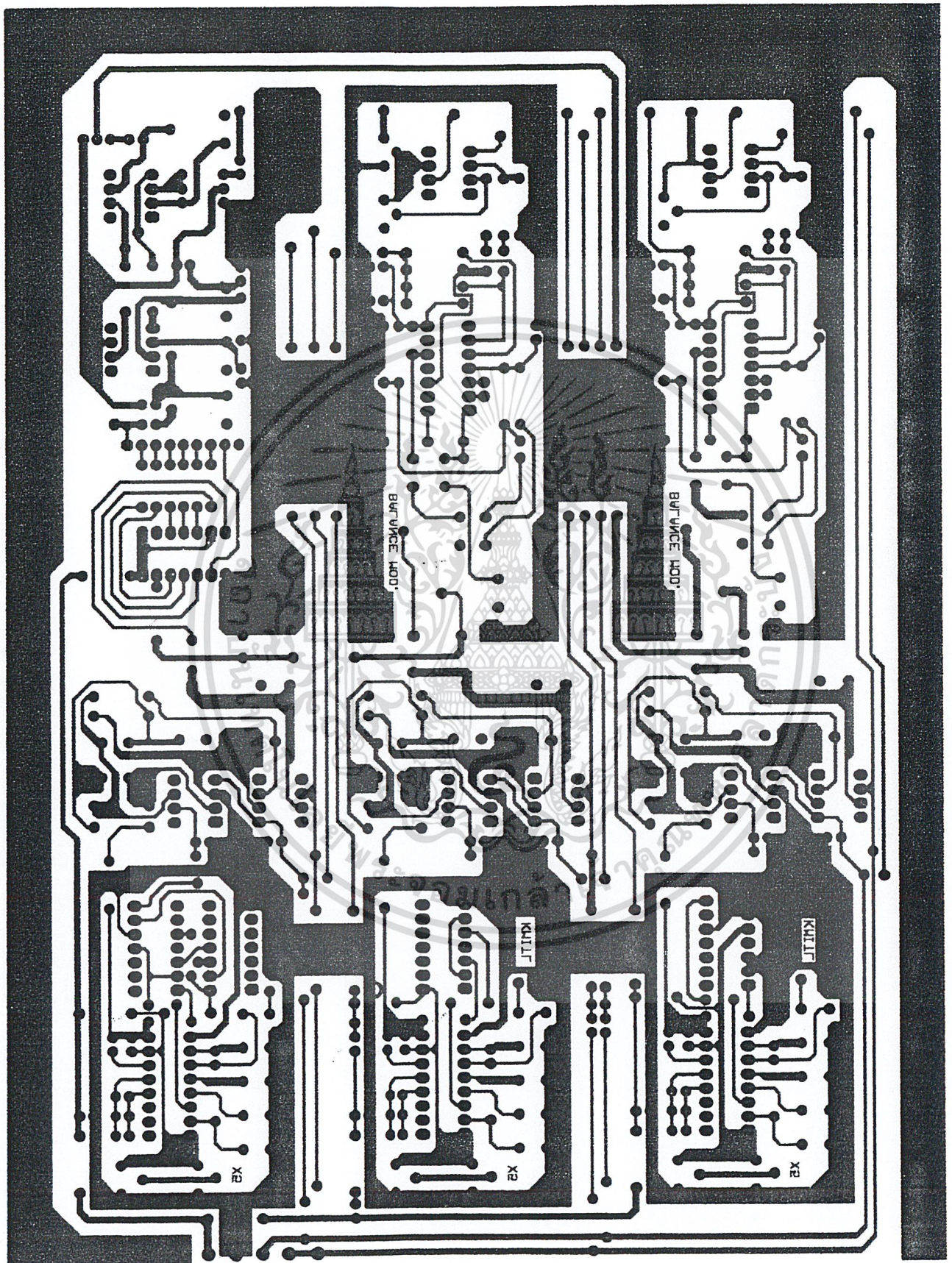
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



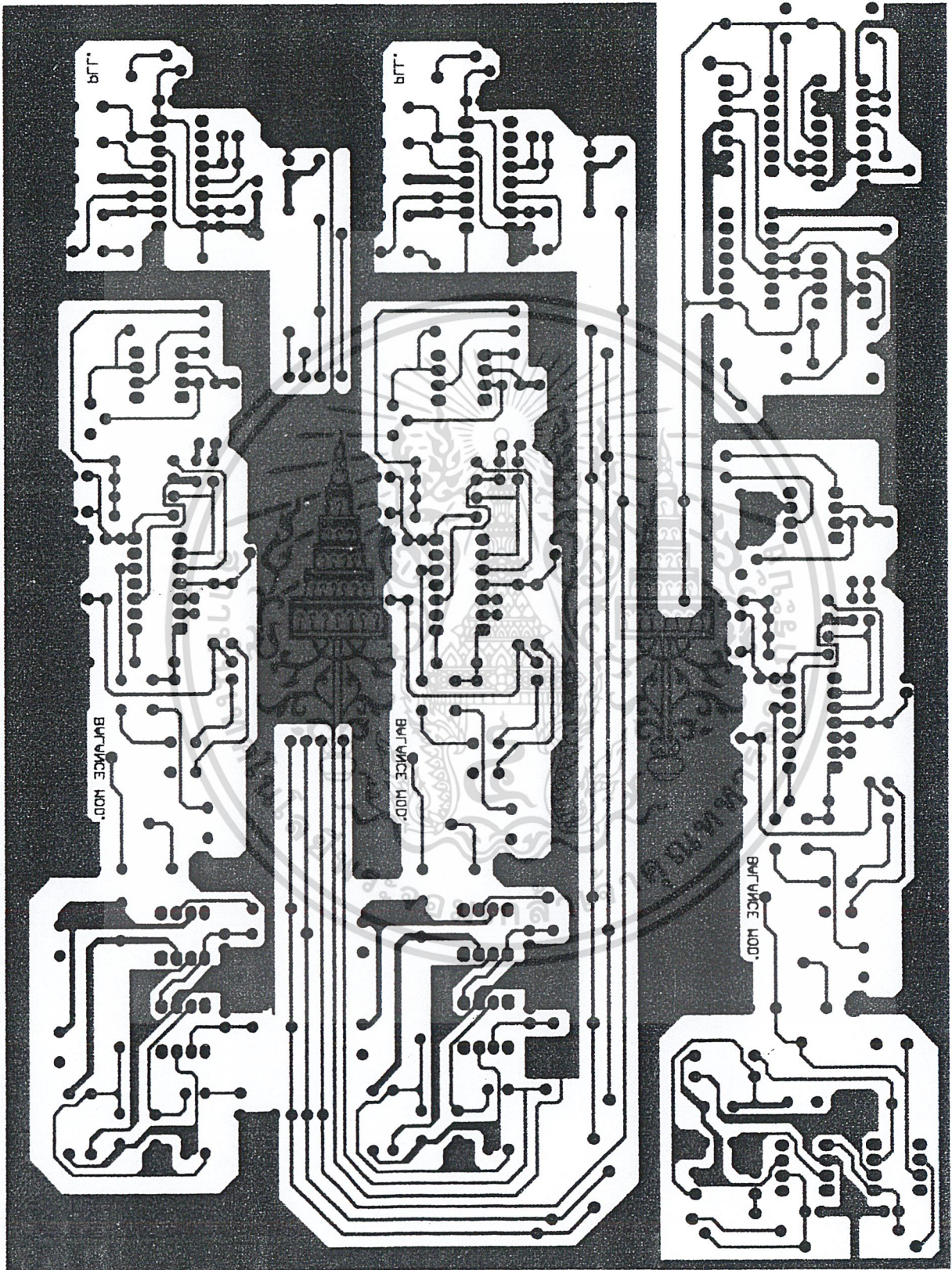
|      |         |
|------|---------|
| Task | Q P KR  |
| St   | Room    |
| B    | Part    |
| D    | Section |
| F    | Page    |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Balanced Modulators/ Demodulators

These devices were designed for use where the output voltage is a product of an input voltage (signal) and a switching function (carrier). Typical applications include suppressed carrier and amplitude modulation, synchronous detection, FM detection, phase detection, and chopper applications. See Motorola Application Note AN531 for additional design information.

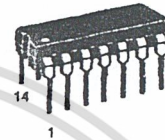
- Excellent Carrier Suppression  $-65$  dB typ @  $0.5$  MHz  
 $-50$  dB typ @  $10$  MHz
- Adjustable Gain and Signal Handling
- Balanced Inputs and Outputs
- High Common Mode Rejection  $-85$  dB typical

This device contains 8 active transistors.

## MC1496, B

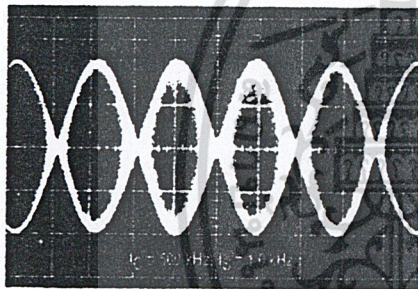
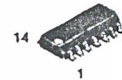
### BALANCED MODULATORS/DEMODULATORS

#### SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

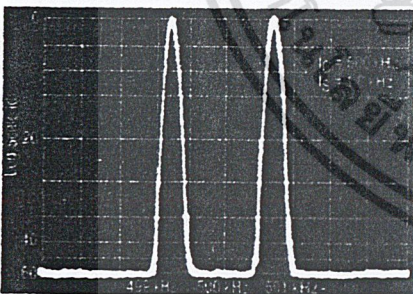


**D SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 751A  
(SO-14)**

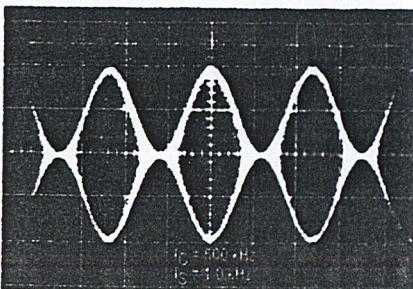
**P SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 646**



**Figure 1. Suppressed  
Carrier Output  
Waveform**



**Figure 2. Suppressed  
Carrier Spectrum**



**Figure 3. Amplitude  
Modulation Output  
Waveform**

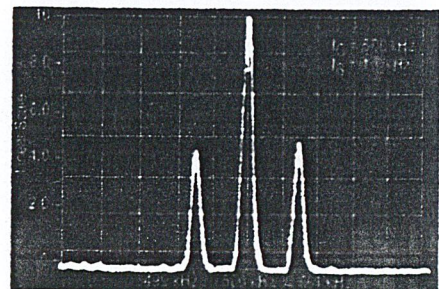
#### PIN CONNECTIONS

|              |   |    |               |
|--------------|---|----|---------------|
| Signal Input | 1 | 14 | VEE           |
| Gain Adjust  | 2 | 13 | N/C           |
| Gain Adjust  | 3 | 12 | Output        |
| Signal Input | 4 | 11 | N/C           |
| Bias         | 5 | 10 | Carrier Input |
| Output       | 6 | 9  | N/C           |
| N/C          | 7 | 8  | Input Carrier |

#### ORDERING INFORMATION

| Device   | Operating Temperature Range                       | Package     |
|----------|---|-------------|
| MC1496D  | $T_A = 0^\circ\text{C}$ to $+70^\circ\text{C}$    | SO-14       |
| MC1496P  |   | Plastic DIP |
| MC1496BP | $T_A = -40^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$ | Plastic DIP |

**Figure 4. Amplitude-Modulation Spectrum**



# MC1496, B

## MAXIMUM RATINGS (T<sub>A</sub> = 25°C, unless otherwise noted.)

| Rating   | Symbol  | Value                          | Unit |
|--|---|--------------------------------|------|
| Applied Voltage<br>(V <sub>6</sub> - V <sub>8</sub> , V <sub>10</sub> - V <sub>1</sub> , V <sub>12</sub> - V <sub>8</sub> , V <sub>12</sub> - V <sub>10</sub> , V <sub>8</sub> - V <sub>4</sub> ,<br>V <sub>8</sub> - V <sub>1</sub> , V <sub>10</sub> - V <sub>4</sub> , V <sub>6</sub> - V <sub>10</sub> , V <sub>2</sub> - V <sub>5</sub> , V <sub>3</sub> - V <sub>5</sub> ) | ΔV  | 30                             | Vdc  |
| Differential Input Signal  | V <sub>8</sub> - V <sub>10</sub><br>V <sub>4</sub> - V <sub>1</sub> | +5.0<br>±(5+15R <sub>e</sub> ) | Vdc  |
| Maximum Bias Current   | I <sub>S</sub>  | 10                             | mA   |
| Thermal Resistance, Junction-to-Air<br>Plastic Dual In-Line Package  | R <sub>θJA</sub>  | 100                            | °C/W |
| Operating Temperature Range  | T <sub>A</sub>  | 0 to +70                       | °C   |
| Storage Temperature Range  | T <sub>stg</sub>  | -65 to +150                    | °C   |

NOTE: ESD data available upon request.

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** (V<sub>CC</sub> = 12 Vdc, V<sub>EE</sub> = -8.0 Vdc, I<sub>S</sub> = 1.0 mAdc, R<sub>L</sub> = 3.9 kΩ, R<sub>e</sub> = 1.0 kΩ, T<sub>A</sub> = T<sub>low</sub> to T<sub>high</sub>, all input and output characteristics are single-ended, unless otherwise noted.)

| Characteristic  | Fig. | Note | Symbol                                  | Min | Typ | Max | Unit  |
|---|------|------|---|-----|-----|-----|-------|
| Carrier Feedthrough<br>V <sub>C</sub> = 60 mVrms sine wave and<br>offset adjusted to zero<br>V <sub>C</sub> = 300 mVpp square wave:<br>offset adjusted to zero<br>offset not adjusted   | 5    | 1    | V <sub>CFT</sub>                        | -   | 40  | -   | μVrms |
|   |      |      |   | -   | 140 | -   | mVrms |
| Carrier Suppression<br>f <sub>S</sub> = 10 kHz, 300 mVrms<br>f <sub>C</sub> = 500 kHz, 60 mVrms sine wave<br>f <sub>C</sub> = 10 MHz, 60 mVrms sine wave  | 5    | 2    | V <sub>CS</sub>                         | 40  | 65  | -   | dB    |
|   |      |      |   | -   | 50  | -   | k     |
| Transadmittance Bandwidth (Magnitude) (R <sub>L</sub> = 50 Ω)<br>Carrier Input Port, V <sub>C</sub> = 60 mVrms sine wave<br>f <sub>S</sub> = 1.0 kHz, 300 mVrms sine wave<br>Signal Input Port, V <sub>S</sub> = 300 mVrms sine wave<br> V <sub>C</sub>   = 0.5 Vdc | 8    | 8    | BW <sub>3dB</sub>                       | -   | 300 | -   | MHz   |
|   |      |      |   | -   | 80  | -   |       |
| Signal Gain (V <sub>S</sub> = 100 mVrms, f = 1.0 kHz;  V <sub>C</sub>   = 0.5 Vdc)  | 10   | 3    | A <sub>VS</sub>                         | 2.5 | 3.5 | -   | V/V   |
| Single-Ended Input Impedance, Signal Port, f = 5.0 MHz<br>Parallel Input Resistance<br>Parallel Input Capacitance   | 6    | -    | r <sub>ip</sub><br>c <sub>ip</sub>      | -   | 200 | -   | kΩ    |
|   |      |      |   | -   | 2.0 | -   | pF    |
| Single-Ended Output Impedance, f = 10 MHz<br>Parallel Output Resistance<br>Parallel Output Capacitance  | 6    | -    | r <sub>op</sub><br>c <sub>oo</sub>      | -   | 40  | -   | kΩ    |
|   |      |      |   | -   | 5.0 | -   | pF    |
| Input Bias Current<br>I <sub>bS</sub> = $\frac{I1 + I4}{2}$ ; I <sub>bC</sub> = $\frac{I8 + I10}{2}$  | 7    | -    | I <sub>bS</sub><br>I <sub>bC</sub>      | -   | 12  | 30  | μA    |
|   |      |      |   | -   | 12  | 30  |       |
| Input Offset Current<br>I <sub>ioS</sub> = I1-I4; I <sub>ioC</sub> = I8-I10   | 7    | -    | I <sub>ioS</sub>  <br> I <sub>ioC</sub> | -   | 0.7 | 7.0 | μA    |
|   |      |      |   | -   | 0.7 | 7.0 |       |
| Average Temperature Coefficient of Input Offset Current<br>(T <sub>A</sub> = -55°C to +125°C)   | 7    | -    | TC <sub>lio</sub>                       | -   | 2.0 | -   | nA/°C |
| Output Offset Current (I <sub>8</sub> -I <sub>9</sub> )   | 7    | -    | I <sub>oo</sub>                         | -   | 14  | 80  | μA    |
| Average Temperature Coefficient of Output Offset Current<br>(T <sub>A</sub> = -55°C to +125°C)  | 7    | -    | TC <sub>loo</sub>                       | -   | 90  | -   | nA/°C |
| Common-Mode Input Swing, Signal Port, f <sub>S</sub> = 1.0 kHz  | 9    | 4    | CMV                                     | -   | 5.0 | -   | Vpp   |
| Common-Mode Gain, Signal Port, f <sub>S</sub> = 1.0 kHz,  V <sub>C</sub>   = 0.5 Vdc  | 9    | -    | ACM                                     | -   | -85 | -   | dB    |
| Common-Mode Quiescent Output Voltage (Pin 6 or Pin 9)   | 10   | -    | V <sub>out</sub>                        | -   | 8.0 | -   | Vpp   |
| Differential Output Voltage Swing Capability  | 10   | -    | V <sub>out</sub>                        | -   | 8.0 | -   | Vpp   |
| Power Supply Current I <sub>6</sub> + I <sub>12</sub><br>I <sub>14</sub>  | 7    | 6    | I <sub>CC</sub><br>I <sub>EE</sub>      | -   | 2.0 | 4.0 | mAdc  |
|   |      |      |   | -   | 3.0 | 5.0 |       |
| DC Power Dissipation  | 7    | 5    | P <sub>D</sub>                          | -   | 33  | -   | mW    |

# MC1496, B

## GENERAL OPERATING INFORMATION

### Carrier Feedthrough

Carrier feedthrough is defined as the output voltage at carrier frequency with only the carrier applied (signal voltage = 0).

Carrier null is achieved by balancing the currents in the differential amplifier by means of a bias trim potentiometer (R1 of Figure 5).

### Carrier Suppression

Carrier suppression is defined as the ratio of each sideband output to carrier output for the carrier and signal voltage levels specified.

Carrier suppression is very dependent on carrier input level, as shown in Figure 22. A low value of the carrier does not fully switch the upper switching devices, and results in lower signal gain, hence lower carrier suppression. A higher than optimum carrier level results in unnecessary device and circuit carrier feedthrough, which again degenerates the suppression figure. The MC1496 has been characterized with a 60 mVrms sinewave carrier input signal. This level provides optimum carrier suppression at carrier frequencies in the vicinity of 500 kHz, and is generally recommended for balanced modulator applications.

Carrier feedthrough is independent of signal level,  $V_S$ . Thus carrier suppression can be maximized by operating with large signal levels. However, a linear operating mode must be maintained in the signal-input transistor pair — or harmonics of the modulating signal will be generated and appear in the device output as spurious sidebands of the suppressed carrier. This requirement places an upper limit on input-signal amplitude (see Figure 20). Note also that an optimum carrier level is recommended in Figure 22 for good carrier suppression and minimum spurious sideband generation.

At higher frequencies circuit layout is very important in order to minimize carrier feedthrough. Shielding may be necessary in order to prevent capacitive coupling between the carrier input leads and the output leads.

### Signal Gain and Maximum Input Level

Signal gain (single-ended) at low frequencies is defined as the voltage gain,

$$A_{VS} = \frac{V_O}{V_S} = \frac{R_L}{R_e + 2r_e} \quad \text{where } r_e = \frac{26 \text{ mV}}{I_5 \text{ (mA)}}$$

A constant dc potential is applied to the carrier input terminals to fully switch two of the upper transistors "on" and two transistors "off" ( $V_C = 0.5 \text{ Vdc}$ ). This in effect forms a cascode differential amplifier.

Linear operation requires that the signal input be below a critical value determined by  $R_E$  and the bias current  $I_5$ .

$$V_S \leq I_5 R_E \text{ (Volts peak)}$$

Note that in the test circuit of Figure 10,  $V_S$  corresponds to a maximum value of 1.0 V peak.

### Common Mode Swing

The common-mode swing is the voltage which may be applied to both bases of the signal differential amplifier, without saturating the current sources or without saturating the differential amplifier itself by swinging it into the upper

switching devices. This swing is variable depending on the particular circuit and biasing conditions chosen.

### Power Dissipation

Power dissipation,  $P_D$ , within the integrated circuit package should be calculated as the summation of the voltage-current products at each port, i.e. assuming  $V_{12} = V_6$ ,  $I_5 = I_6 = I_{12}$  and ignoring base current,  $P_D = 2 I_5 (V_6 - V_{14}) + I_5 (V_5 - V_{14})$  where subscripts refer to pin numbers.

### Design Equations

The following is a partial list of design equations needed to operate the circuit with other supply voltages and input conditions.

#### A. Operating Current

The internal bias currents are set by the conditions at Pin 5. Assume:

$$I_5 = I_6 = I_{12},$$

$$I_B \ll I_C \text{ for all transistors}$$

then:

$$R_5 = \frac{V - \phi}{I_5} - 500 \Omega \quad \text{where: } R_5 \text{ is the resistor between Pin 5 and ground}$$

$$\phi = 0.75 \text{ at } T_A = +25^\circ\text{C}$$

The MC1496 has been characterized for the condition  $I_5 = 1.0 \text{ mA}$  and is the generally recommended value.

#### B. Common-Mode Quiescent Output Voltage

$$V_6 = V_{12} = V + - I_5 R_L$$

### Biasing

The MC1496 requires three dc bias voltage levels which must be set externally. Guidelines for setting up these three levels include maintaining at least 2.0 V collector-base bias on all transistors while not exceeding the voltages given in the absolute maximum rating table;

$$30 \text{ Vdc} \geq [(V_6, V_{12}) - (V_8, V_{10})] \geq 2 \text{ Vdc}$$

$$30 \text{ Vdc} \geq [(V_8, V_{10}) - (V_1, V_4)] \geq 2.7 \text{ Vdc}$$

$$30 \text{ Vdc} \geq [(V_1, V_4) - (V_5)] \geq 2.7 \text{ Vdc}$$

The foregoing conditions are based on the following approximations:

$$V_6 = V_{12}, V_8 = V_{10}, V_1 = V_4$$

Bias currents flowing into Pins 1, 4, 8 and 10 are transistor base currents and can normally be neglected if external bias dividers are designed to carry 1.0 mA or more.

### Transadmittance Bandwidth

Carrier transadmittance bandwidth is the 3.0 dB bandwidth of the device forward transadmittance as defined by:

$$\gamma_{21C} = \frac{i_o \text{ (each sideband)}}{v_s \text{ (signal)}} \Big|_{V_O = 0}$$

Signal transadmittance bandwidth is the 3.0 dB bandwidth of the device forward transadmittance as defined by:

$$\gamma_{21S} = \frac{i_o \text{ (signal)}}{v_s \text{ (signal)}} \Big|_{V_C = 0.5 \text{ Vdc}, V_O = 0}$$

# MC1496, B

## Coupling and Bypass Capacitors

Capacitors C1 and C2 (Figure 5) should be selected for a reactance of less than  $5.0 \Omega$  at the carrier frequency.

## Output Signal

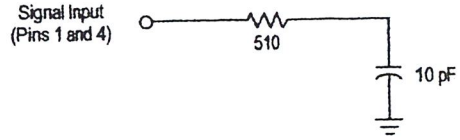
The output signal is taken from Pins 6 and 12 either balanced or single-ended. Figure 11 shows the output levels of each of the two output sidebands resulting from variations in both the carrier and modulating signal inputs with a single-ended output connection.

## Negative Supply

$V_{EE}$  should be dc only. The insertion of an RF choke in series with  $V_{EE}$  can enhance the stability of the internal current sources.

## Signal Port Stability

Under certain values of driving source impedance, oscillation may occur. In this event, an RC suppression network should be connected directly to each input using short leads. This will reduce the Q of the source-tuned circuits that cause the oscillation.



An alternate method for low-frequency applications is to insert a  $1.0 \text{ k}\Omega$  resistor in series with the input (Pins 1, 4). In this case input current drift may cause serious degradation of carrier suppression.

## TEST CIRCUITS

Figure 5. Carrier Rejection and Suppression

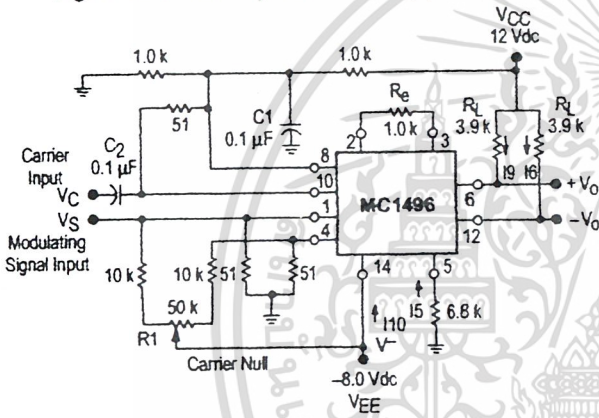
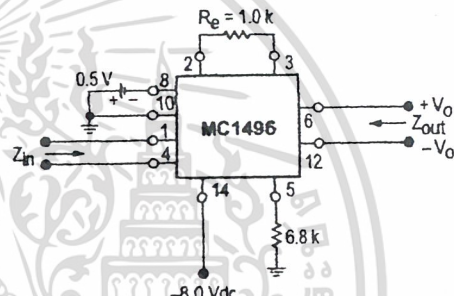


Figure 6. Input-Output Impedance



NOTE: Shielding of input and output leads may be needed to properly perform these tests.

Figure 7. Bias and Offset Currents

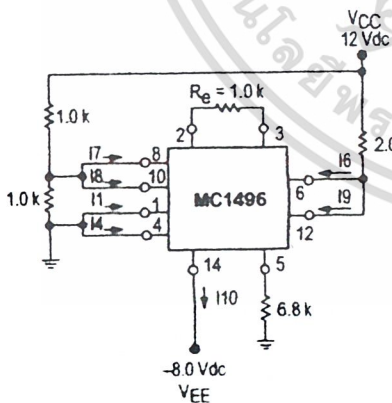
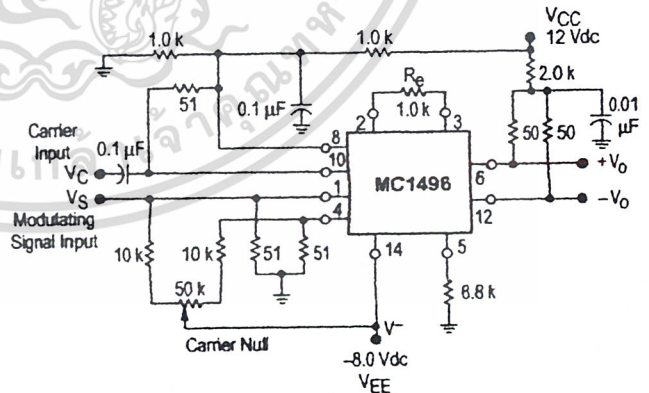


Figure 8. Transconductance Bandwidth



# MC1496, B

Figure 9. Common Mode Gain

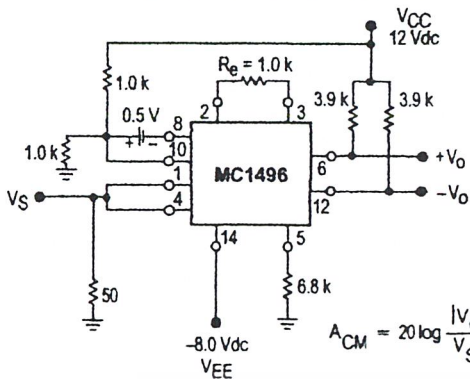
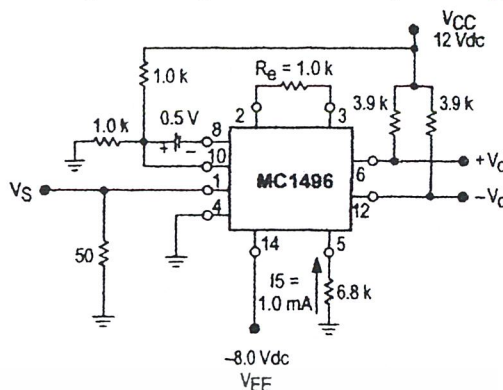


Figure 10. Signal Gain and Output Swing



## TYPICAL CHARACTERISTICS

Typical characteristics were obtained with circuit shown in Figure 5,  $f_C = 500$  kHz (sine wave),  $V_C = 60$  mVrms,  $f_S = 1.0$  kHz,  $V_S = 300$  mVrms,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise noted.

Figure 11. Sideband Output versus Carrier Levels

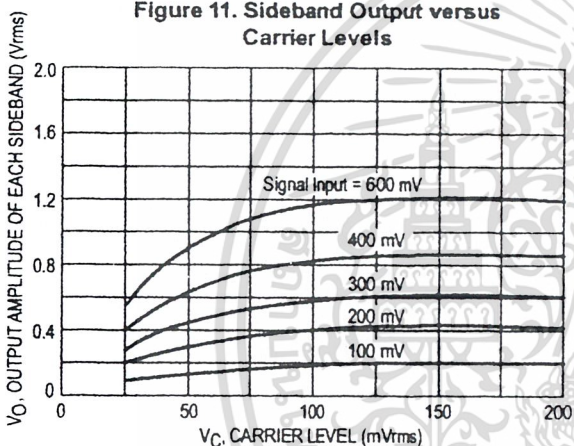


Figure 12. Signal-Port Parallel-Equivalent Input Resistance versus Frequency

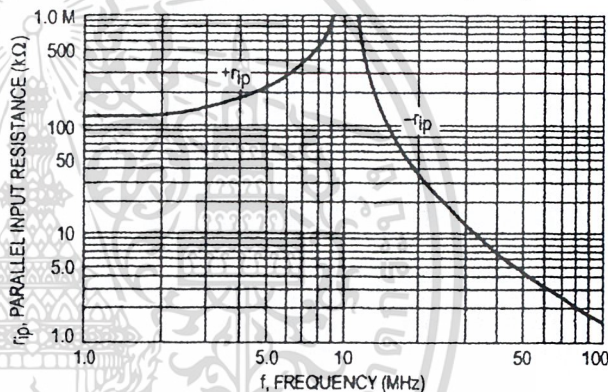


Figure 13. Signal-Port Parallel-Equivalent Input Capacitance versus Frequency

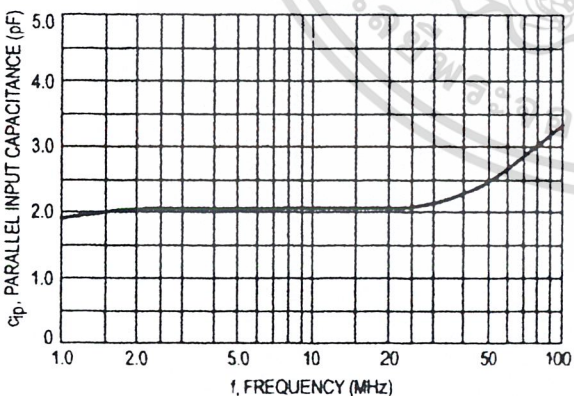
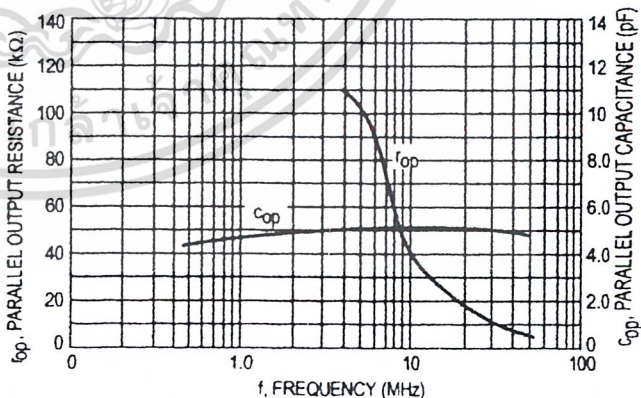


Figure 14. Single-Ended Output Impedance versus Frequency

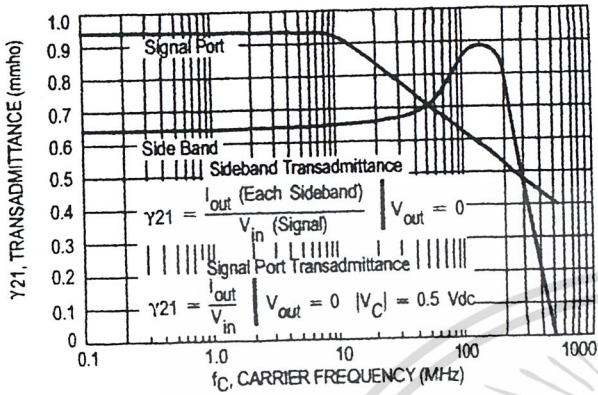


# MC1496, B

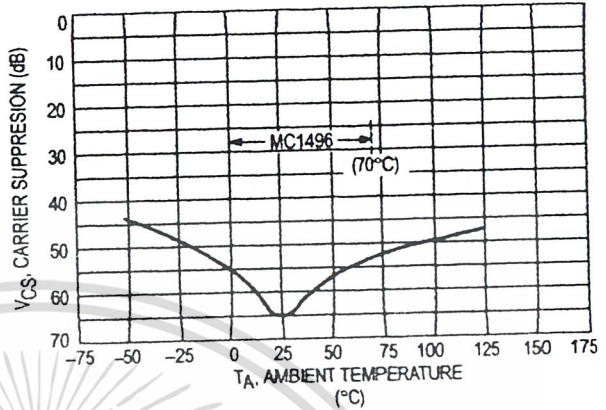
## TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

Typical characteristics were obtained with circuit shown in Figure 5,  $f_C = 500$  kHz (sine wave),  $V_C = 60$  mVrms,  $f_S = 1.0$  kHz,  $V_S = 300$  mVrms,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise noted.

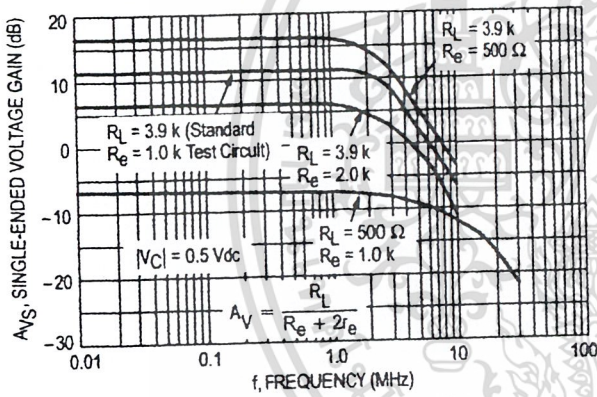
**Figure 15. Sideband and Signal Port Transadmittances versus Frequency**



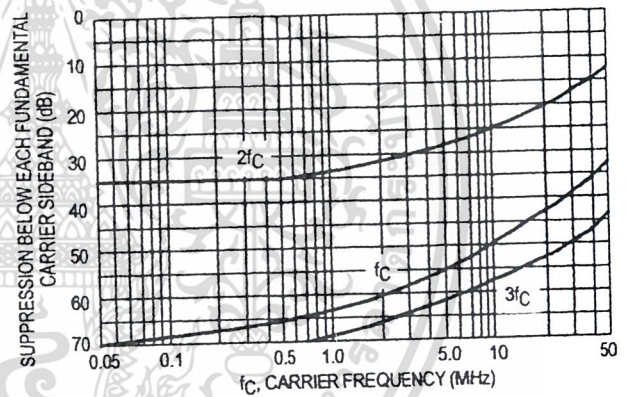
**Figure 16. Carrier Suppression versus Temperature**



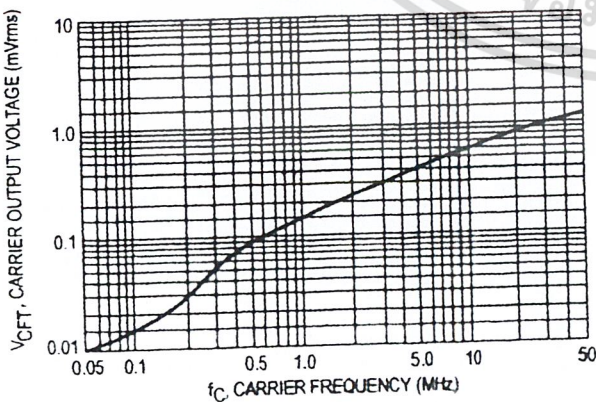
**Figure 17. Signal-Port Frequency Response**



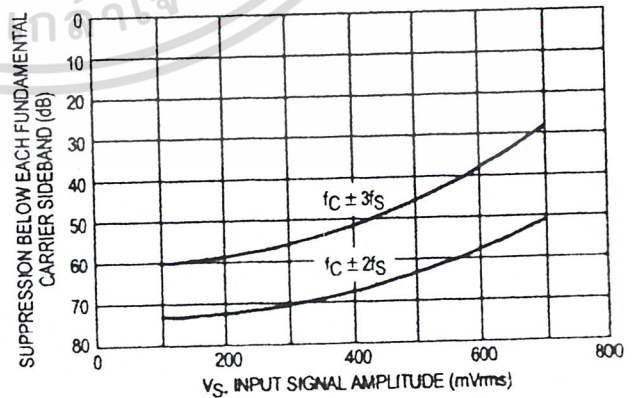
**Figure 18. Carrier Suppression versus Frequency**



**Figure 19. Carrier Feedthrough versus Frequency**

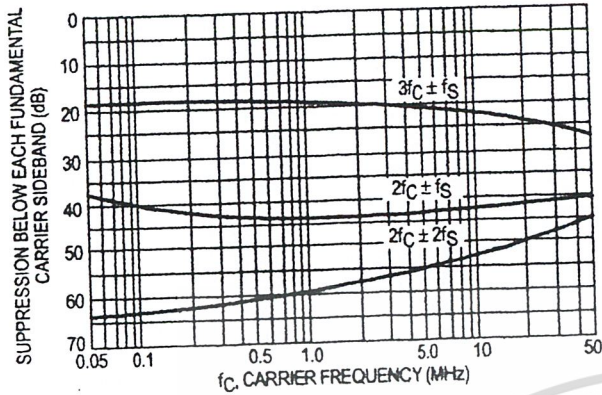


**Figure 20. Sideband Harmonic Suppression versus Input Signal Level**

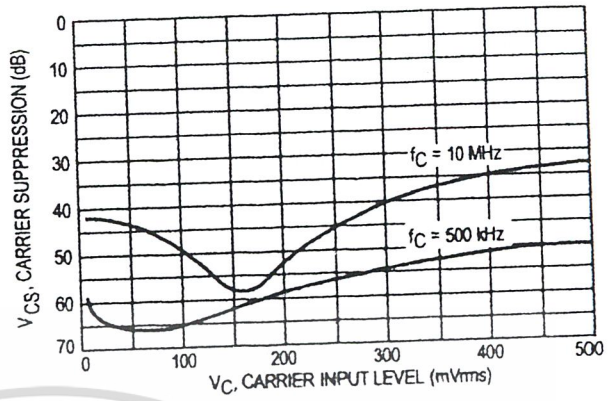


# MC1496, B

**Figure 21. Suppression of Carrier Harmonic Sidebands versus Carrier Frequency**



**Figure 22. Carrier Suppression versus Carrier Input Level**



## OPERATIONS INFORMATION

The MC1496, a monolithic balanced modulator circuit, is shown in Figure 23.

This circuit consists of an upper quad differential amplifier driven by a standard differential amplifier with dual current sources. The output collectors are cross-coupled so that full-wave balanced multiplication of the two input voltages occurs. That is, the output signal is a constant times the product of the two input signals.

Mathematical analysis of linear ac signal multiplication indicates that the output spectrum will consist of only the sum and difference of the two input frequencies. Thus, the device may be used as a balanced modulator, doubly balanced mixer, product detector, frequency doubler, and other applications requiring these particular output signal characteristics.

The lower differential amplifier has its emitters connected to the package pins so that an external emitter resistance may be used. Also, external load resistors are employed at the device output.

### Signal Levels

The upper quad differential amplifier may be operated either in a linear or a saturated mode. The lower differential amplifier is operated in a linear mode for most applications.

For low-level operation at both input ports, the output signal will contain sum and difference frequency components

and have an amplitude which is a function of the product of the input signal amplitudes.

For high-level operation at the carrier input port and linear operation at the modulating signal port, the output signal will contain sum and difference frequency components of the modulating signal frequency and the fundamental and odd harmonics of the carrier frequency. The output amplitude will be a constant times the modulating signal amplitude. Any amplitude variations in the carrier signal will not appear in the output.

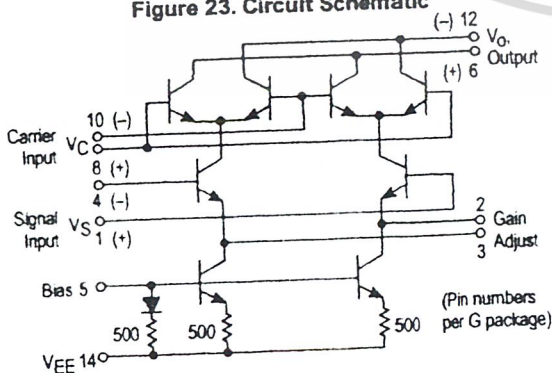
The linear signal handling capabilities of a differential amplifier are well defined. With no emitter degeneration, the maximum input voltage for linear operation is approximately 25 mV peak. Since the upper differential amplifier has its emitters internally connected, this voltage applies to the carrier input port for all conditions.

Since the lower differential amplifier has provisions for an external emitter resistance, its linear signal handling range may be adjusted by the user. The maximum input voltage for linear operation may be approximated from the following expression:

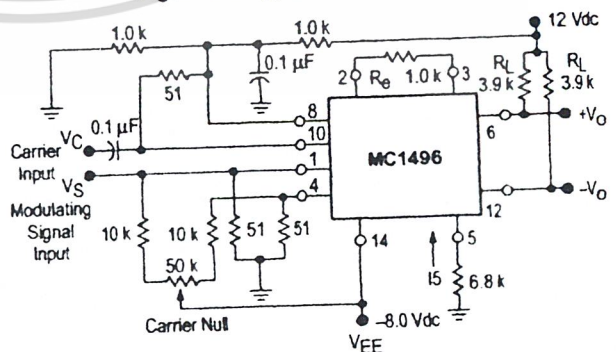
$$V = (15) (R_E) \text{ volts peak.}$$

This expression may be used to compute the minimum value of  $R_E$  for a given input voltage amplitude.

**Figure 23. Circuit Schematic**



**Figure 24. Typical Modulator Circuit**



# MC1496, B

Figure 25. Voltage Gain and Output Frequencies

| Carrier Input Signal (V <sub>C</sub> ) | Approximate Voltage Gain   | Output Signal Frequency(s)  |
|--|--|---|
| Low-level dc                           | $\frac{R_L V_C}{2(R_E + 2r_e) \left(\frac{KT}{q}\right)}$                      | f <sub>M</sub>  |
| High-level dc                          | $\frac{R_L}{R_E + 2r_e}$   | f <sub>M</sub>  |
| Low-level ac                           | $\frac{R_L V_C(\text{rms})}{2\sqrt{2} \left(\frac{KT}{q}\right) (R_E + 2r_e)}$ | f <sub>C</sub> ± f <sub>M</sub>   |
| High-level ac                          | $\frac{0.637 R_L}{R_E + 2r_e}$   | f <sub>C</sub> ± f <sub>M</sub> , 3f <sub>C</sub> ± f <sub>M</sub> , 5f <sub>C</sub> ± f <sub>M</sub> , . . . |

- NOTES: 1. Low-level Modulating Signal, V<sub>M</sub>, assumed in all cases. V<sub>C</sub> is Carrier Input Voltage.  
 2. When the output signal contains multiple frequencies, the gain expression given is for the output amplitude of each of the two desired outputs, f<sub>C</sub> + f<sub>M</sub> and f<sub>C</sub> - f<sub>M</sub>.  
 3. All gain expressions are for a single-ended output. For a differential output connection, multiply each expression by two.  
 4. R<sub>L</sub> = Load resistance.  
 5. R<sub>E</sub> = Emitter resistance between Pins 2 and 3.  
 6. r<sub>e</sub> = Transistor dynamic emitter resistance, at 25°C;  

$$r_e \approx \frac{26 \text{ mV}}{I_E (\text{mA})}$$
  
 7. K = Boltzmann's Constant, T = temperature in degrees Kelvin, q = the charge on an electron.  

$$\frac{KT}{q} \approx 26 \text{ mV at room temperature}$$

The gain from the modulating signal input port to the output is the MC1496 gain parameter which is most often of interest to the designer. This gain has significance only when the lower differential amplifier is operated in a linear mode, but this includes most applications of the device.

As previously mentioned, the upper quad differential amplifier may be operated either in a linear or a saturated mode. Approximate gain expressions have been developed for the MC1496 for a low-level modulating signal input and the following carrier input conditions:

- 1) Low-level dc
- 2) High-level dc
- 3) Low-level ac
- 4) High-level ac

These gains are summarized in Figure 25, along with the frequency components contained in the output signal.

### APPLICATIONS INFORMATION

Double sideband suppressed carrier modulation is the basic application of the MC1496. The suggested circuit for this application is shown on the front page of this data sheet.

In some applications, it may be necessary to operate the MC1496 with a single dc supply voltage instead of dual supplies. Figure 26 shows a balanced modulator designed for operation with a single 12 Vdc supply. Performance of this circuit is similar to that of the dual supply modulator.

#### AM Modulator

The circuit shown in Figure 27 may be used as an amplitude modulator with a minor modification.

All that is required to shift from suppressed carrier to AM operation is to adjust the carrier null potentiometer for the proper amount of carrier insertion in the output signal.

However, the suppressed carrier null circuitry as shown in Figure 27 does not have sufficient adjustment range. Therefore, the modulator may be modified for AM operation by changing two resistor values in the null circuit as shown in Figure 28.

#### Product Detector

The MC1496 makes an excellent SSB product detector (see Figure 29).

This product detector has a sensitivity of 3.0 microvolts and a dynamic range of 90 dB when operating at an intermediate frequency of 9.0 MHz.

The detector is broadband for the entire high frequency range. For operation at very low intermediate frequencies down to 50 kHz the 0.1 μF capacitors on Pins 8 and 10 should be increased to 1.0 μF. Also, the output filter at Pin 12 can be tailored to a specific intermediate frequency and audio amplifier input impedance.

As in all applications of the MC1496, the emitter resistance between Pins 2 and 3 may be increased or decreased to adjust circuit gain, sensitivity, and dynamic range.

This circuit may also be used as an AM detector by introducing carrier signal at the carrier input and an AM signal at the SSB input.

The carrier signal may be derived from the intermediate frequency signal or generated locally. The carrier signal may be introduced with or without modulation, provided its level is sufficiently high to saturate the upper quad differential

## MC1496, B

amplifier. If the carrier signal is modulated, a 300 mVrms input level is recommended.

### Doubly Balanced Mixer

The MC1496 may be used as a doubly balanced mixer with either broadband or tuned narrow band input and output networks.

The local oscillator signal is introduced at the carrier input port with a recommended amplitude of 100 mVrms.

Figure 30 shows a mixer with a broadband input and a tuned output.

### Frequency Doubler

The MC1496 will operate as a frequency doubler by introducing the same frequency at both input ports.

Figures 31 and 32 show a broadband frequency doubler and a tuned output very high frequency (VHF) doubler, respectively.

### Phase Detection and FM Detection

The MC1496 will function as a phase detector. High-level input signals are introduced at both inputs. When both inputs are at the same frequency the MC1496 will deliver an output which is a function of the phase difference between the two input signals.

An FM detector may be constructed by using the phase detector principle. A tuned circuit is added at one of the inputs to cause the two input signals to vary in phase as a function of frequency. The MC1496 will then provide an output which is a function of the input signal frequency.

## TYPICAL APPLICATIONS

Figure 26. Balanced Modulator  
(12 Vdc Single Supply)

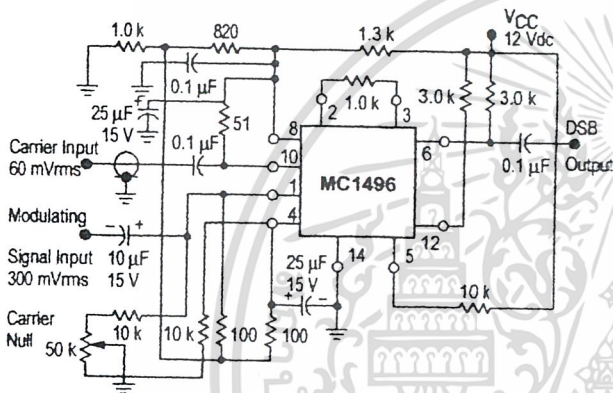


Figure 27. Balanced Modulator-Demodulator

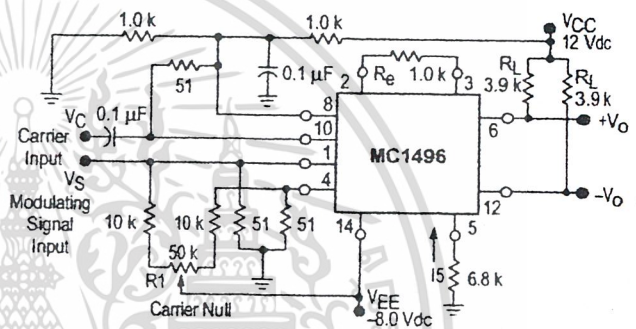


Figure 28. AM Modulator Circuit

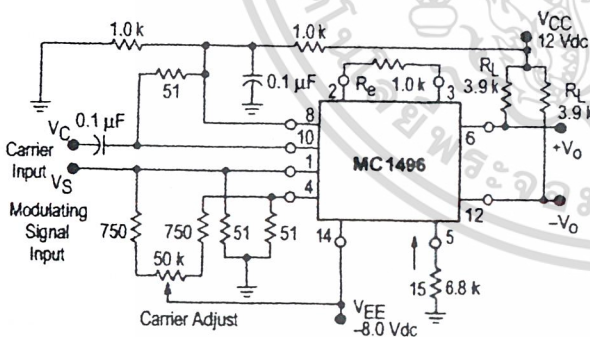
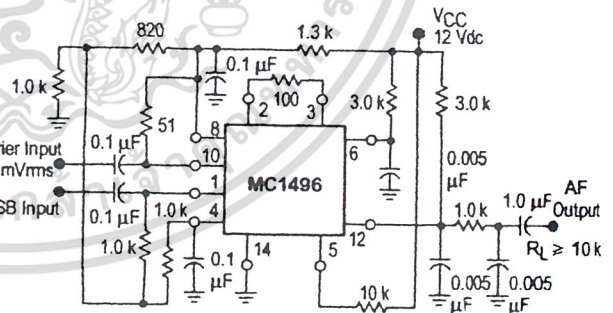
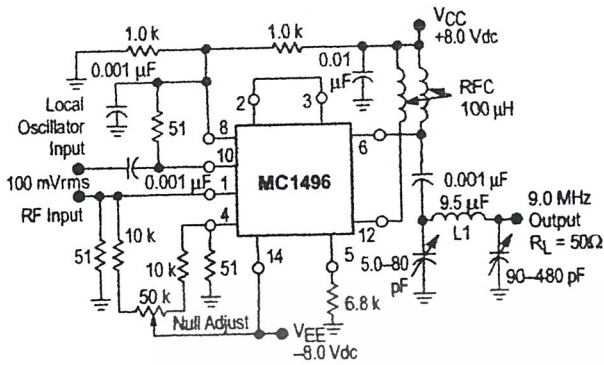


Figure 29. Product Detector  
(12 Vdc Single Supply)



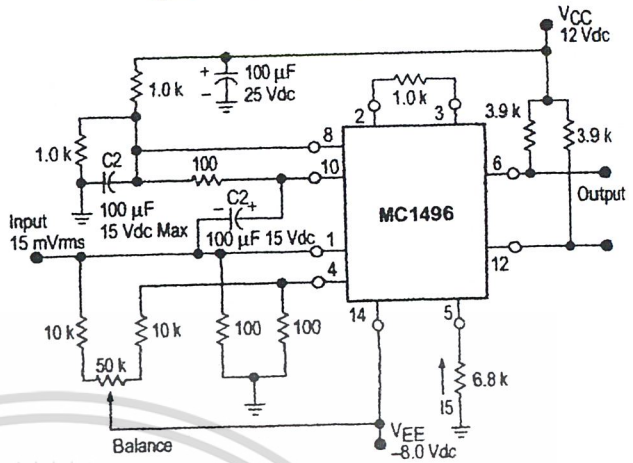
# MC1496, B

**Figure 30. Doubly Balanced Mixer (Broadband Inputs, 9.0 MHz Tuned Output)**

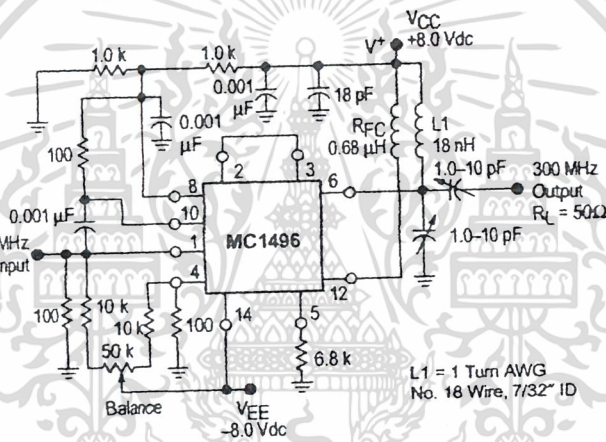


L1 = 44 Turns AWG No. 28 Enamelled Wire, Wound on Micrometals Type 44-6 Toroid Core.

**Figure 31. Low-Frequency Doubler**



**Figure 32. 150 to 300 MHz Doubler**



**DEFINITIONS**

|               |                               |                 |  |
|---------------|-------------------------------|-----------------|--|
| $f_C$         | Carrier Fundamental           | $f_C \pm n f_C$ | Fundamental Carrier Sideband Harmonics |
| $f_S$         | Modulating Signal             | $n f_C$         | Carrier Harmonics                      |
| $f_C \pm f_S$ | Fundamental Carrier Sidebands | $n f_C \pm f_S$ | Carrier Harmonic Sidebands             |

# MC1496, B

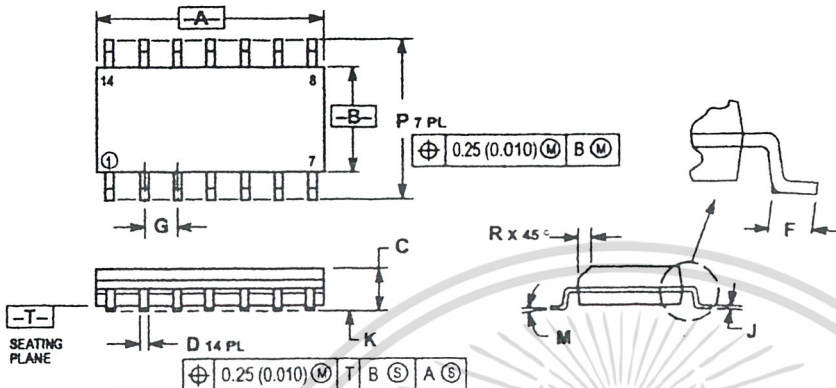
## OUTLINE DIMENSIONS

**D SUFFIX**  
**PLASTIC PACKAGE**  
 CASE 751A-03  
 (SO-14)  
 ISSUE F

**NOTES:**

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
3. DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 (0.006) PER SIDE.
5. DIMENSION D DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.127 (0.005) TOTAL IN EXCESS OF THE D DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.

| DIM | MILLIMETERS |      | INCHES |       |
|-----|-------------|------|--------|-------|
|     | MIN         | MAX  | MIN    | MAX   |
| A   | 8.55        | 8.75 | 0.337  | 0.344 |
| B   | 3.80        | 4.00 | 0.150  | 0.157 |
| C   | 1.35        | 1.75 | 0.054  | 0.068 |
| D   | 0.95        | 0.49 | 0.014  | 0.019 |
| F   | 0.40        | 1.25 | 0.016  | 0.048 |
| G   | 1.27 BSC    |      |        |       |
| J   | 0.19        | 0.25 | 0.008  | 0.009 |
| K   | 0.10        | 0.25 | 0.004  | 0.009 |
| M   | 0°          | 7°   | 0°     | 7°    |
| P   | 5.80        | 6.20 | 0.228  | 0.244 |
| R   | 0.25        | 0.50 | 0.010  | 0.019 |

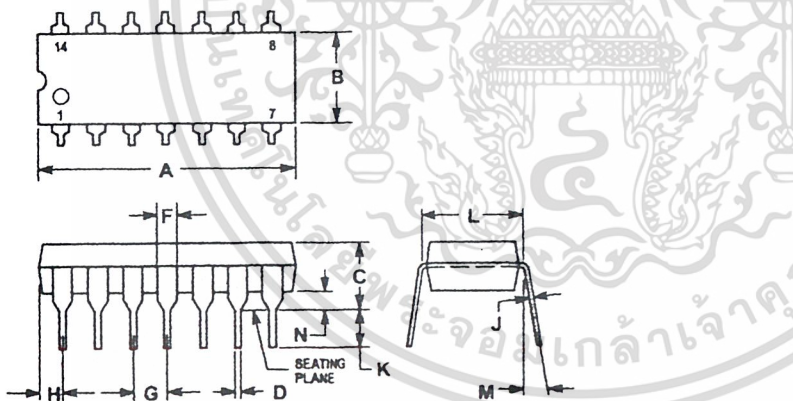


**P SUFFIX**  
**PLASTIC PACKAGE**  
 CASE 646-06  
 ISSUE L


**NOTES:**

1. LEADS WITHIN 0.13 (0.005) RADIUS OF TRUE POSITION AT SEATING PLANE AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.
2. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
3. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
4. ROUNDED CORNERS OPTIONAL.

| DIM | INCHES    |       | MILLIMETERS |       |
|-----|-----------|-------|-------------|-------|
|     | MIN       | MAX   | MIN         | MAX   |
| A   | 0.715     | 0.770 | 18.16       | 19.56 |
| B   | 0.240     | 0.260 | 6.10        | 6.60  |
| C   | 0.145     | 0.185 | 3.69        | 4.69  |
| D   | 0.015     | 0.021 | 0.38        | 0.53  |
| F   | 0.040     | 0.070 | 1.02        | 1.78  |
| G   | 0.100 BSC |       |             |       |
| H   | 0.052     | 0.095 | 1.32        | 2.41  |
| J   | 0.008     | 0.015 | 0.20        | 0.38  |
| K   | 0.115     | 0.135 | 2.92        | 3.43  |
| L   | 0.300 BSC |       |             |       |
| M   | 0°        | 10°   | 0°          | 10°   |
| N   | 0.015     | 0.039 | 0.39        | 1.01  |





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

**How to reach us:**

**USA/EUROPE/Locations Not Listed:** Motorola Literature Distribution; P.O. Box 20912, Phoenix, Arizona 85036. 1-800-441-2447 or 602-303-5454

**JAPAN:** Nippon Motorola Ltd.; Tatsumi-SPD-JLDC, 6F Seibu-Butsuryu-Center, 3-14-2 Tatsumi Koto-Ku, Tokyo 135, Japan. 03-81-3521-8315

**MFAX:** RMFAX0@email.sps.mot.com – TOUCHTONE 602-244-6609  
**INTERNET:** <http://Design-NET.com>

**ASIA/PACIFIC:** Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; 8B Tai Ping Industrial Park, 51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26629298



**MOTOROLA**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรนำเอกสารนี้ไปใช้ซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Phase-locked loop

## DESCRIPTION

The NE/SE564 is a versatile, high guaranteed frequency phase-locked loop designed for operation up to 50MHz. As shown in the Block Diagram, the NE/SE564 consists of a VCO, limiter, phase comparator, and post detection processor.

## FEATURES

- Operation with single 5V supply
- TTL-compatible inputs and outputs
- Guaranteed operation to 50MHz
- External loop gain control
- Reduced carrier feedthrough
- No elaborate filtering needed in FSK applications
- Can be used as a modulator
- Variable loop gain (externally controlled)

## APPLICATIONS

- High speed modems
- FSK receivers and transmitters
- Frequency Synthesizers

## PIN CONFIGURATIONS

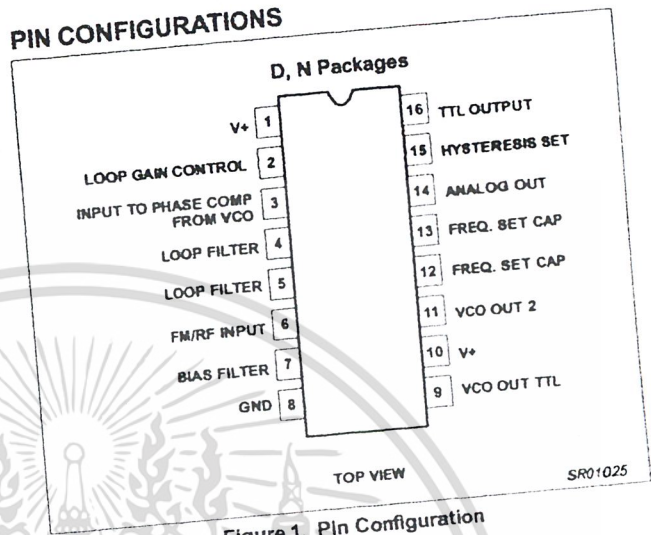


Figure 1. Pin Configuration

- Signal generators
- Various satcom/TV systems
- pin configuration

## ORDERING INFORMATION

| DESCRIPTION                               | TEMPERATURE RANGE | ORDER CODE | DWG #    |
|---|-------------------|------------|----------|
| 16-Pin Plastic Small Outline (SO) Package | 0 to +70°C        | NE564D     | SOT109-1 |
| 16-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP) | 0 to +70°C        | NE564N     | SOT38-4  |
| 16-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP) | -55 to +125°C     | SE564N     | SOT38-4  |

## BLOCK DIAGRAM

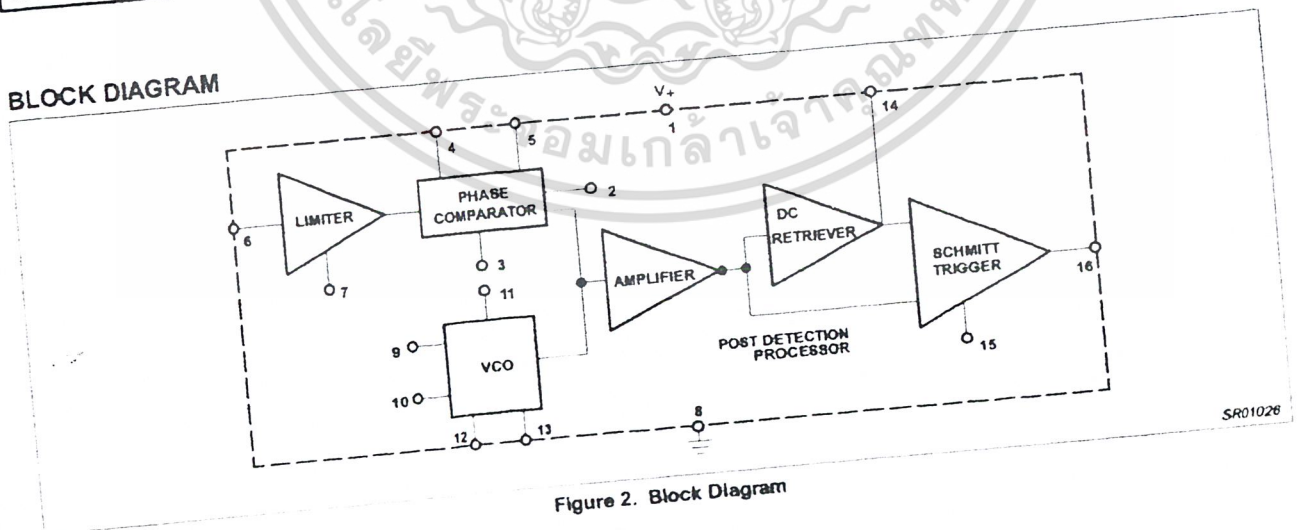


Figure 2. Block Diagram

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านอื่น  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

853-0908 13720

## Phase-locked loop

NE/SE564

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

| SYMBOL            | PARAMETER                                 | RATING                  | UNITS    |
|-------------------|---|-------------------------|----------|
| V+                | Supply voltage<br>Pin 1<br>Pin 10         | 14<br>6                 | V<br>V   |
| I <sub>OUT</sub>  | Sink Max (Pin 9) and sourcing (Pin 11)    | 11                      | mA       |
| I <sub>BIAS</sub> | Bias current adjust pin (sinking)         | 1                       | mA       |
| P <sub>D</sub>    | Power dissipation                         | 600                     | mW       |
| T <sub>A</sub>    | Operating ambient temperature<br>NE<br>SE | 0 to +70<br>-55 to +125 | °C<br>°C |
| T <sub>STG</sub>  | Storage temperature range                 | -65 to +150             | °C       |

## NOTE:

Operation above 5V will require heatsinking of the case.

## DC AND AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

V<sub>CC</sub> = 5V; T<sub>A</sub> = 0 to 25°C; f<sub>O</sub> = 5MHz, I<sub>2</sub> = 400µA; unless otherwise specified.

| SYMBOL          | PARAMETER  | TEST CONDITIONS  | LIMITS             |                      |                  | LIMITS               |                      |                  | UNITS   |
|-----------------|--|--|--------------------|----------------------|------------------|----------------------|----------------------|------------------|---|
|                 |  |  | SE564              |                      |                  | NE564                |                      |                  |   |
|                 |  |  | MIN                | TYP                  | MAX              | MIN                  | TYP                  | MAX              |   |
|                 | Maximum VCO frequency                                      | C <sub>1</sub> = 0 (stray)   | 50                 | 65                   |                  | 45                   | 60                   |                  | MHz   |
|                 | Lock range   | Input ≥ 200mV <sub>RMS</sub><br>T <sub>A</sub> = 25°C<br>T <sub>A</sub> = 125°C<br>T <sub>A</sub> = -55°C<br>T <sub>A</sub> = 0°C<br>T <sub>A</sub> = 70°C                             | 40<br>20<br>50     | 70<br>30<br>80       |                  | 40<br>70<br>70<br>40 |                      |                  | % of f <sub>O</sub>   |
|                 | Capture range  | Input ≥ 200mV <sub>RMS</sub> , R <sub>2</sub> = 27Ω  | 20                 | 30                   |                  | 20                   | 30                   |                  | % of f <sub>O</sub>   |
|                 | VCO frequency drift with temperature                       | f <sub>O</sub> = 5MHz,<br>T <sub>A</sub> = -55°C to +125°C<br>T <sub>A</sub> = 0 to +70°C<br>f <sub>O</sub> = 5MHz,<br>T <sub>A</sub> = -55°C to +125°C<br>T <sub>A</sub> = 0 to +70°C |                    | 500<br>300           | 1500<br>800      |                      | 600<br>500           |                  | PPM/°C  |
|                 | VCO free-running frequency                                 | C <sub>1</sub> = 91pF<br>R <sub>C</sub> = 100Ω "Internal"  | 4                  | 5                    | 6                | 3.5                  | 5                    | 6.5              | MHz   |
|                 | VCO frequency change with supply voltage                   | V <sub>CC</sub> = 4.5V to 5.5V   |                    | 3                    | 8                |                      | 3                    | 8                | % of f <sub>O</sub>   |
|                 | Demodulated output voltage                                 | Modulation frequency: 1kHz<br>f <sub>O</sub> = 5MHz, input deviation:<br>2%T = 25°C<br>1%T = 25°C<br>1%T = 0°C<br>1%T = -55°C<br>1%T = 70°C<br>1%T = 125°C                             | 16<br>8<br>6<br>12 | 28<br>14<br>10<br>16 |                  | 16<br>8              | 28<br>14<br>13<br>15 |                  | mV <sub>RMS</sub><br>mV <sub>RMS</sub><br>mV <sub>RMS</sub><br>mV <sub>RMS</sub><br>mV <sub>RMS</sub> |
|                 | Distortion   | Deviation: 1% to 8%  |                    | 1                    |                  |                      | 1                    |                  | %   |
| S/N             | Signal-to-noise ratio                                      | Std. condition, 1% to 10% dev.   |                    | 40                   |                  |                      | 40                   |                  | dB  |
|                 | AM rejection   | Std. condition, 30% AM   |                    | 35                   |                  |                      | 35                   |                  | dB  |
|                 | Demodulated output at operating voltage                    | Modulation frequency: 1kHz<br>f <sub>O</sub> = 5MHz, input deviation: 1%<br>V <sub>CC</sub> = 4.5V<br>V <sub>CC</sub> = 5.5V   | 7<br>8             | 12<br>14             |                  | 7<br>8               | 12<br>14             |                  | mV <sub>RMS</sub><br>mV <sub>RMS</sub>  |
| I <sub>CC</sub> | Supply current   | V <sub>CC</sub> = 5V I <sub>1</sub> , I <sub>10</sub>  |                    | 45                   | 60               |                      | 45                   | 60               | mA  |
|                 | Output<br>"1" output leakage current<br>"0" output voltage | V <sub>OUT</sub> = 5V, Pins 16, 9<br>I <sub>OUT</sub> = 2mA, Pins 16, 9<br>I <sub>OUT</sub> = 6mA, Pins 16, 9  |                    | 1<br>0.3<br>0.4      | 20<br>0.6<br>0.8 |                      | 1<br>0.3<br>0.4      | 20<br>0.6<br>0.8 | µA<br>V<br>V  |

# Phase-locked loop

## NE/SE564

### TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

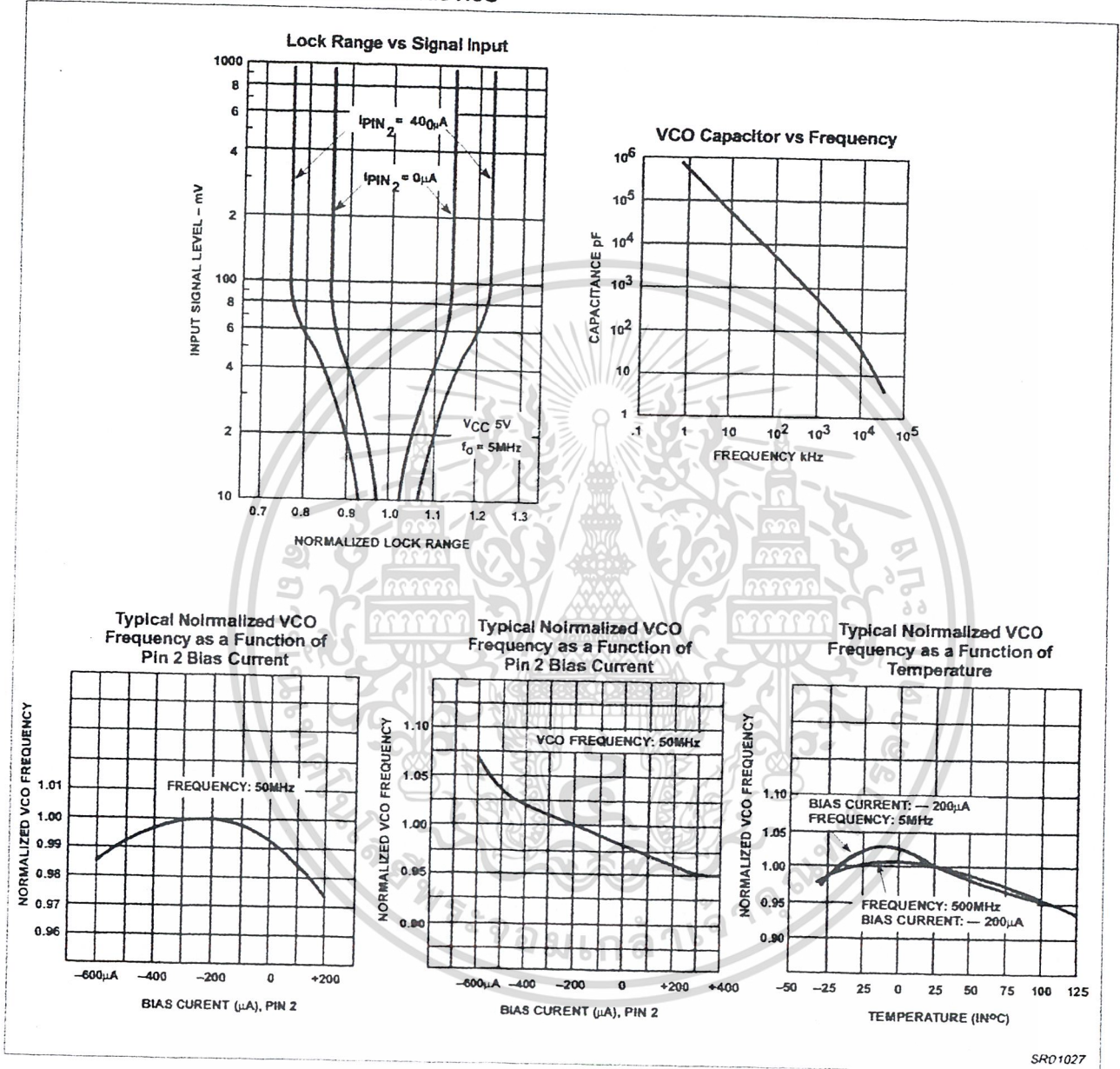


Figure 3. Typical Performance Characteristics

Phase-locked loop

NE/SE564

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (Continued)

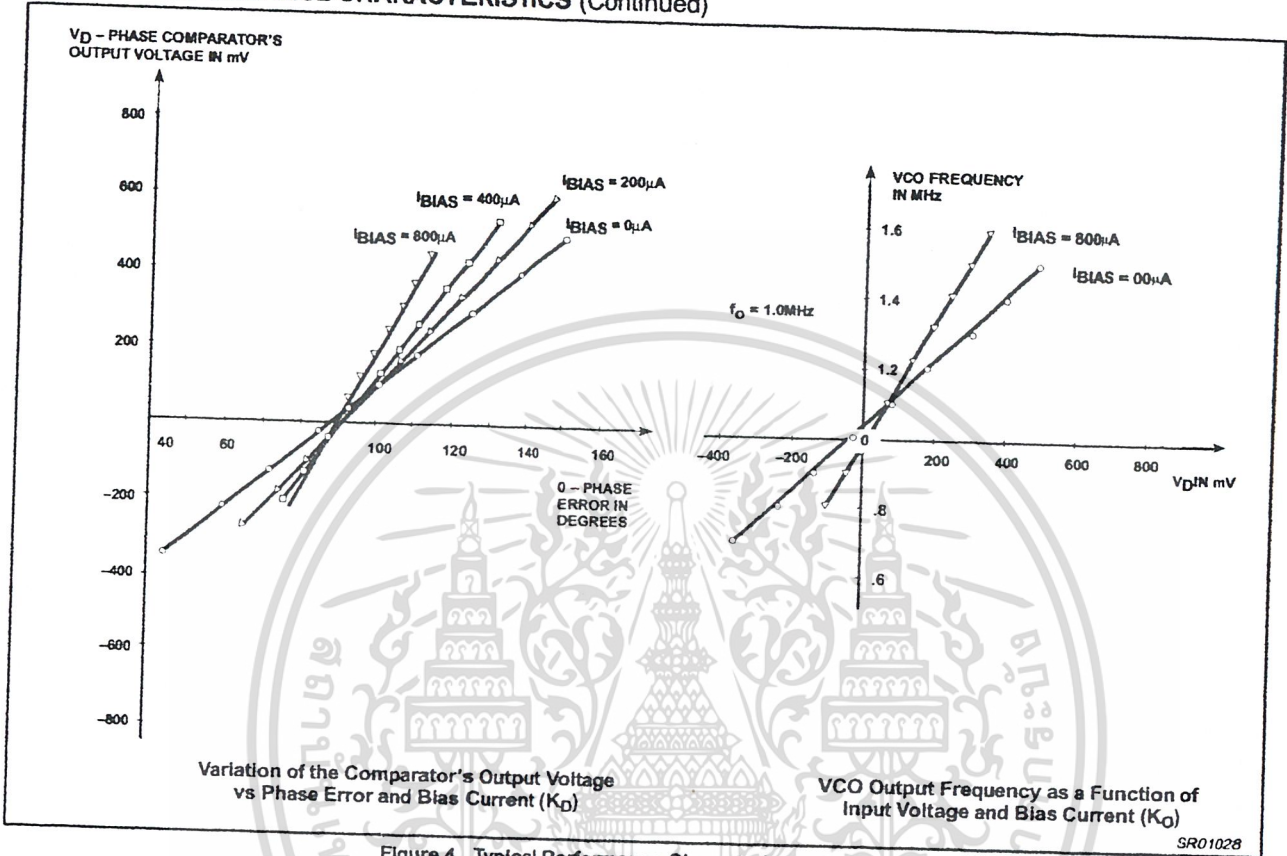


Figure 4. Typical Performance Characteristics (cont.)

TEST CIRCUIT

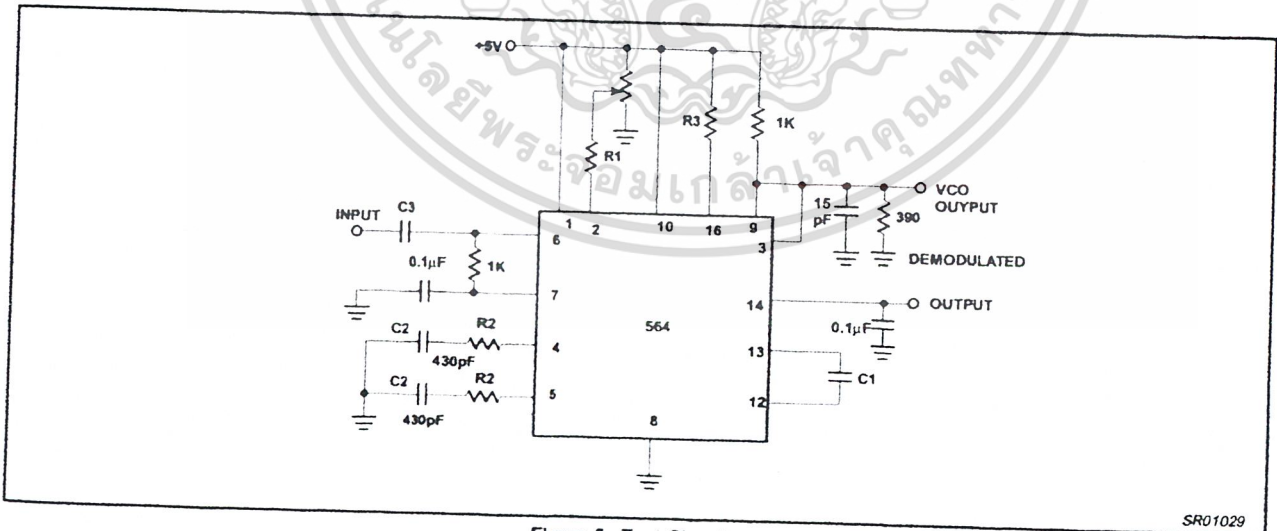


Figure 5. Test Circuit

## Phase-locked loop

NE/SE564

## FUNCTIONAL DESCRIPTION

**(Figure 6)**

The NE564 is a monolithic phase-locked loop with a post detection processor. The use of Schottky clamped transistors and optimized device geometries extends the frequency of operation to greater than 50MHz.

In addition to the classical PLL applications, the NE564 can be used as a modulator with a controllable frequency deviation.

The output of the PLL can be written as shown in the following equation:

$$V_O = \frac{(f_{IN} - f_O)}{K_{VCO}} \quad (1)$$

$K_{VCO}$  = conversion gain of the VCO

$f_{IN}$  = frequency of the input signal

$f_O$  = free-running frequency of the VCO

The process of recovering FSK signals involves the conversion of the PLL output into logic compatible signals. For high data rates, a considerable amount of carrier will be present at the output of the PLL due to the wideband nature of the loop filter. To avoid the use of complicated filters, a comparator with hysteresis or Schmitt trigger is required. With the conversion gain of the VCO fixed, the output voltage as given by Equation 1 varies according to the frequency deviation of  $f_{IN}$  from  $f_O$ . Since this differs from system to system, it is necessary that the hysteresis of the Schmitt trigger be capable of being changed, so that it can be optimized for a particular system. This is accomplished in the 564 by varying the voltage at Pin 15 which results in a change of the hysteresis of the Schmitt trigger.

For FSK signals, an important factor to be considered is the drift in the free-running frequency of the VCO itself. If this changes due to temperature, according to Equation 1 it will lead to a change in the DC levels of the PLL output, and consequently to errors in the digital output signal. This is especially true for narrowband signals where the deviation in  $f_{IN}$  itself may be less than the change in  $f_O$  due to temperature. This effect can be eliminated if the DC or average value of the signal is retrieved and used as the reference to the comparator. In this manner, variations in the DC levels of the PLL output do not affect the FSK output.

**VCO Section**

Due to its inherent high-frequency performance, an emitter-coupled oscillator is used in the VCO. In the circuit, shown in the equivalent schematic, transistors Q21 and Q23 with current sources Q25 - Q26 form the basic oscillator. The approximate free-running frequency of the oscillator is shown in the following equation:

$$f_O \cong \frac{1}{22 R_C (C_1 + C_S)} \quad (2)$$

$R_C = R_{19} = R_{20} = 100\Omega$  (INTERNAL)

$C_1$  = external frequency setting capacitor

$C_S$  = stray capacitance

Variation of  $V_D$  (phase detector output voltage) changes the frequency of the oscillator. As indicated by Equation 2, the frequency of the oscillator has a negative temperature coefficient due to the monolithic resistor. To compensate for this, a current  $I_R$  with negative temperature coefficient is introduced to achieve a low frequency drift with temperature.

**Phase Comparator Section**

The phase detection processor consists of a doubled-balanced modulator with a limiter amplifier to improve AM rejection. Schottky-clamped vertical PNPs are used to obtain TTL level inputs. The loop gain can be varied by changing the current in  $Q_4$  and  $Q_{15}$  which effectively changes the gain of the differential amplifiers. This can be accomplished by introducing a current at Pin 2.

**Post Detection Processor Section**

The post detection processor consists of a unity gain transconductance amplifier and comparator. The amplifier can be used as a DC retriever for demodulation of FSK signals, and as a post detection filter for linear FM demodulation. The comparator has adjustable hysteresis so that phase jitter in the output signal can be eliminated.

As shown in the equivalent schematic, the DC retriever is formed by the transconductance amplifier  $Q_{42} - Q_{43}$  together with an external capacitor which is connected at the amplifier output (Pin 14). This forms an integrator whose output voltage is shown in the following equation:

$$V_O = -\frac{g_M}{C_2} \int V_{IN} dt \quad (3)$$

$g_M$  = transconductance of the amplifier

$C_2$  = capacitor at the output (Pin 14)

$V_{IN}$  = signal voltage at amplifier input

With proper selection of  $C_2$ , the integrator time constant can be varied so that the output voltage is the DC or average value of the input signal for use in FSK, or as a post detection filter in linear demodulation.

The comparator with hysteresis is made up of  $Q_{49} - Q_{50}$  with positive feedback being provided by  $Q_{47} - Q_{48}$ . The hysteresis is varied by changing the current in  $Q_{52}$  with a resulting variation in the loop gain of the comparator. This method of hysteresis control, which is a DC control, provides symmetric variation around the nominal value.

**Design Formula**

The free-running frequency of the VCO is shown by the following equation:

$$f_O \cong \frac{1}{22 R_C (C_1 + C_S)} \quad (4)$$

$R_C = 100\Omega$

$C_1$  = external cap in farads

$C_S$  = stray capacitance

The loop filter diagram shown is explained by the following equation:

$$f_S = \frac{1}{1 + sRC_3} \text{ (First Order)} \quad (5)$$

$R = R_{12} = R_{13} = 1.3k\Omega$  (INTERNAL)\*

By adding capacitors to Pins 4 and 5, a pole is added to the loop transfer at

$$\omega = \frac{1}{RC_3}$$

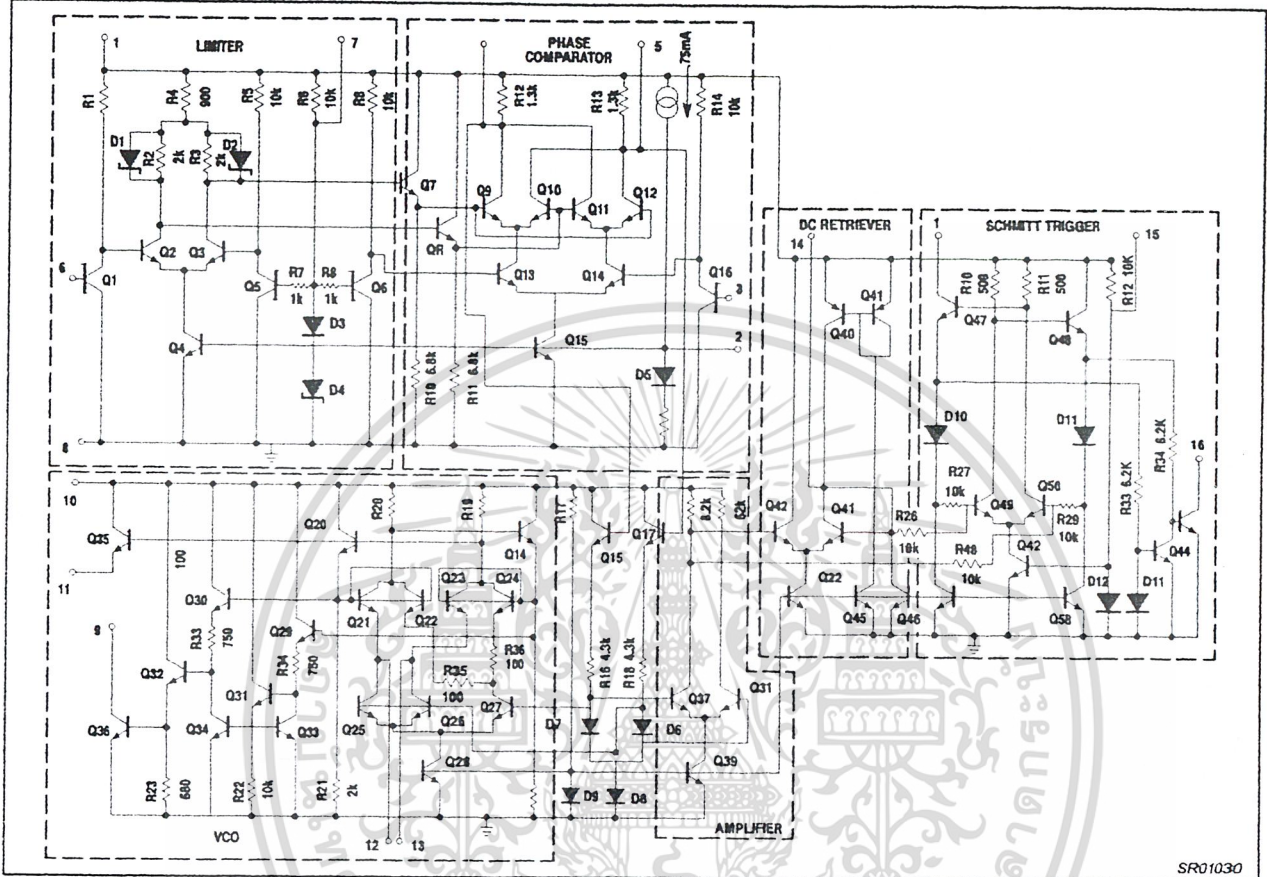
**NOTE:**

\*Refer to Figure 6.

# Phase-locked loop

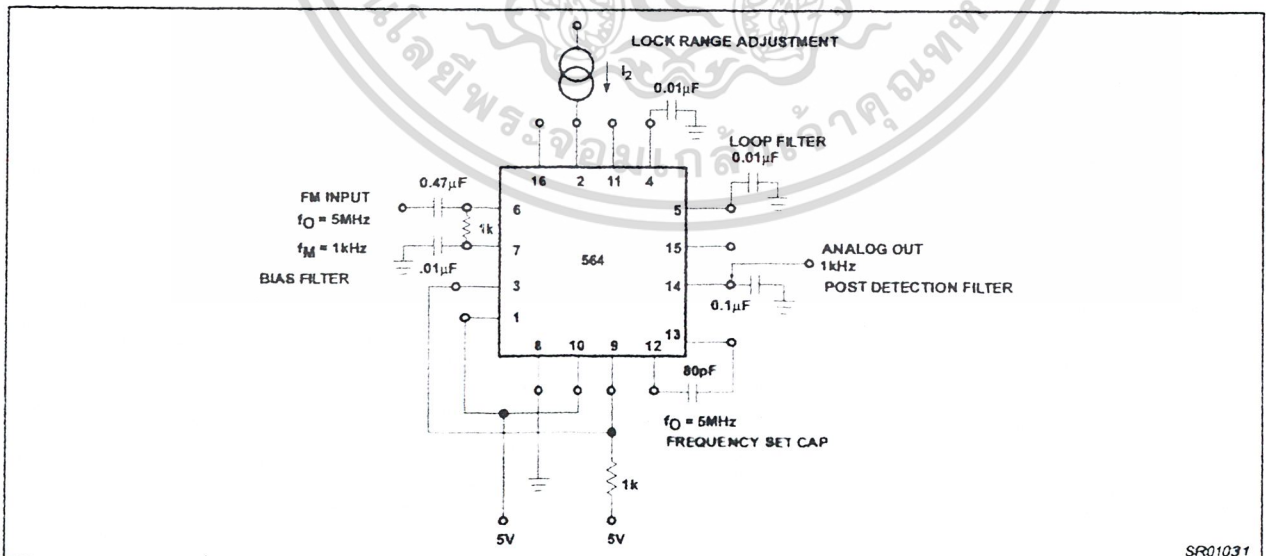
# NE/SE564

## EQUIVALENT SCHEMATIC



SR01030

Figure 6. Equivalent Schematic



SR01031

Figure 7. FM Demodulator at 5V

# Phase-locked loop

NE/SE564

## APPLICATIONS

### FM Demodulator

The NE564 can be used as an FM demodulator. The connections for operation at 5V and 12V are shown in Figures 7 and 8, respectively. The input signal is AC coupled with the output signal being extracted at Pin 14. Loop filtering is provided by the capacitors at Pins 4 and 5 with additional filtering being provided by the capacitor at Pin 14. Since the conversion gain of the VCO is not very high, to obtain sufficient demodulated output signal the frequency deviation in the input signal should be 1% or higher.

### Modulation Techniques

The NE564 phase-locked loop can be modulated at either the loop filter ports (Pins 4 and 5) or the input port (Pin 6) as shown in Figure 9. The approximate modulation frequency can be determined from the frequency conversion gain curve shown in Figure 10. This curve will be appropriate for signals injected into Pins 4 and 5 as shown in Figure 9.

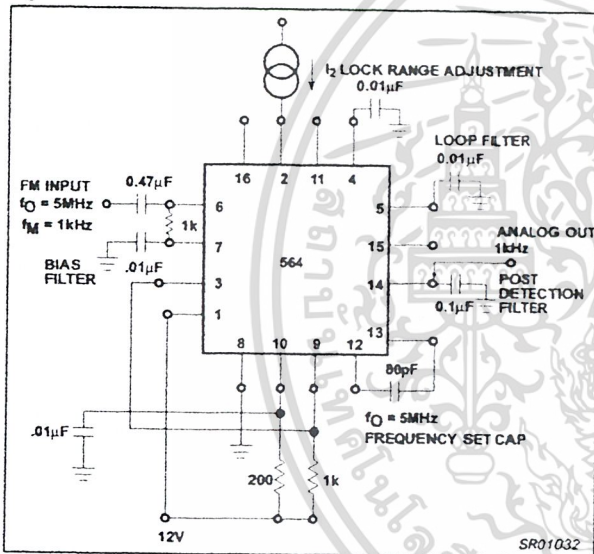


Figure 8. FM Demodulator at 12V

### FSK Demodulation

The 564 PLL is particularly attractive for FSK demodulation since it contains an internal voltage comparator and VCO which have TTL compatible inputs and outputs, and it can operate from a single 5V power supply. Demodulated DC voltages associated with the mark and space frequencies are recovered with a single external capacitor in a DC retriever without utilizing extensive filtering networks. An internal comparator, acting as a Schmitt trigger with an adjustable hysteresis, shapes the demodulated voltages into compatible TTL output levels. The high-frequency design of the 564 enables it to demodulate FSK at high data rates in excess of 1.0M baud.

Figure 10 shows a high-frequency FSK decoder designed for input frequency deviations of  $\pm 1.0\text{MHz}$  centered around a free-running frequency of 10.8MHz. The value of the timing capacitance required was estimated from Figure 8 to be approximately 40pF. A trimmer capacitor was added to fine tune  $f_0$  10.8MHz.

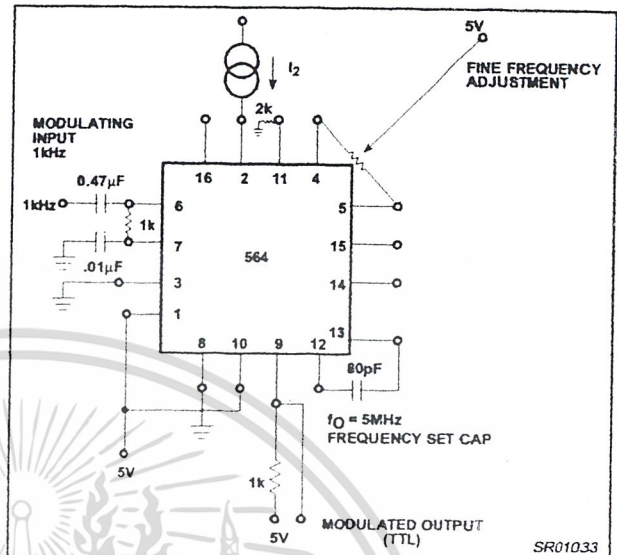


Figure 9. Modulator

The lock range graph indicates that the  $\pm 1.0\text{MHz}$  frequency deviations will be within the lock range for input signal levels greater than approximately 50mV with zero Pin 2 bias current. (While strictly this figure is appropriate only for 50MHz, it can be used as a guide for lock range estimates at other  $f_0$  frequencies).

The hysteresis was adjusted experimentally via the 10kΩ potentiometer and 2kΩ bias arrangement to give the waveshape shown in Figure 12 for 20k, 500k, 2M baud rates with square wave FSK modulation. Note the magnitude and phase relationships of the phase comparators' output voltages with respect to each other and to the FSK output. The high-frequency sum components of the input and VCO frequency also are viable as noise on the phase comparator's outputs.

## OUTLINE OF SETUP PROCEDURE

1. Determine operating frequency of the VCO: If  $\pm N$  in feedback loop, then  $f_0 = N \times f_{IN}$ .
2. Calculate value of the VCO frequency set capacitor:
 
$$C_0 \approx \frac{1}{2200 f_0}$$
3. Set  $I_2$  (current sinking into Pin 2) for  $\approx 100\mu\text{A}$ . After operation is obtained, this value may be adjusted for best dynamic behavior, and replace with fixed resistor value of  $R_2 = \frac{V_{CC} - 1.3V}{I_{B_2}}$
4. Check VCO output frequency with digital counter at Pin 9 of device (loop open, VCO to  $\phi$  det.). Adjust  $C_0$  trim or frequency adj. Pins 4 - 5 for exact center frequency, if needed.
5. Close loop and inject input signal to Pin 6. Monitor Pins 3 and 6 with two-channel scope. Lock should occur with  $\Delta\phi_{3-6}$  equal to  $90^\circ$  (phase error).

Phase-locked loop

NE/SE564

- 6. If pulsed burst or ramp frequency is used for input signal, special loop filter design may be required in place of simple single capacitor filter on Pins 4 and 5. (See PLL application section)
- 7. The input signal to Pin 6 and the VCO feedback signal to Pin 3 must have a duty cycle of 50% for proper operation of the phase detector. Due to the nature of a balanced mixer if signals are not

50% in duty cycle, DC offsets will occur in the loop which tend to create an artificial or biased VCO.

- 8. For multiplier circuits where phase jitter is a problem, loop filter capacitors may be increased to a value of 10 - 50 $\mu$ F on Pins 4, 5. Also, careful supply decoupling may be necessary. This includes the counter chain  $V_{CC}$  lines.

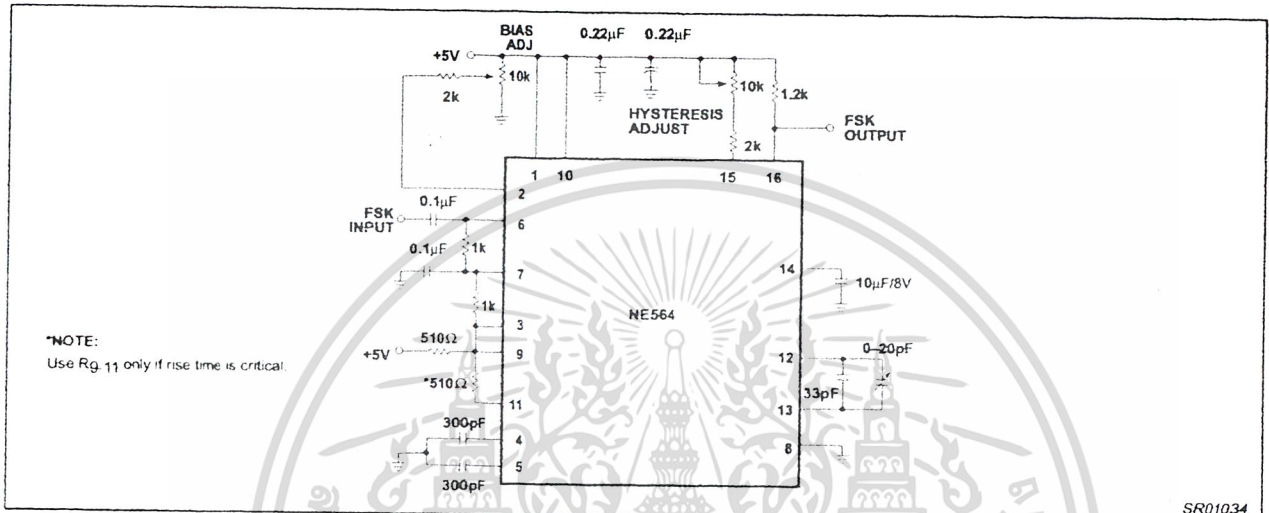


Figure 10. 10.8MHz FSK Decoder Using the 564

Phase-locked loop

NE/SE564

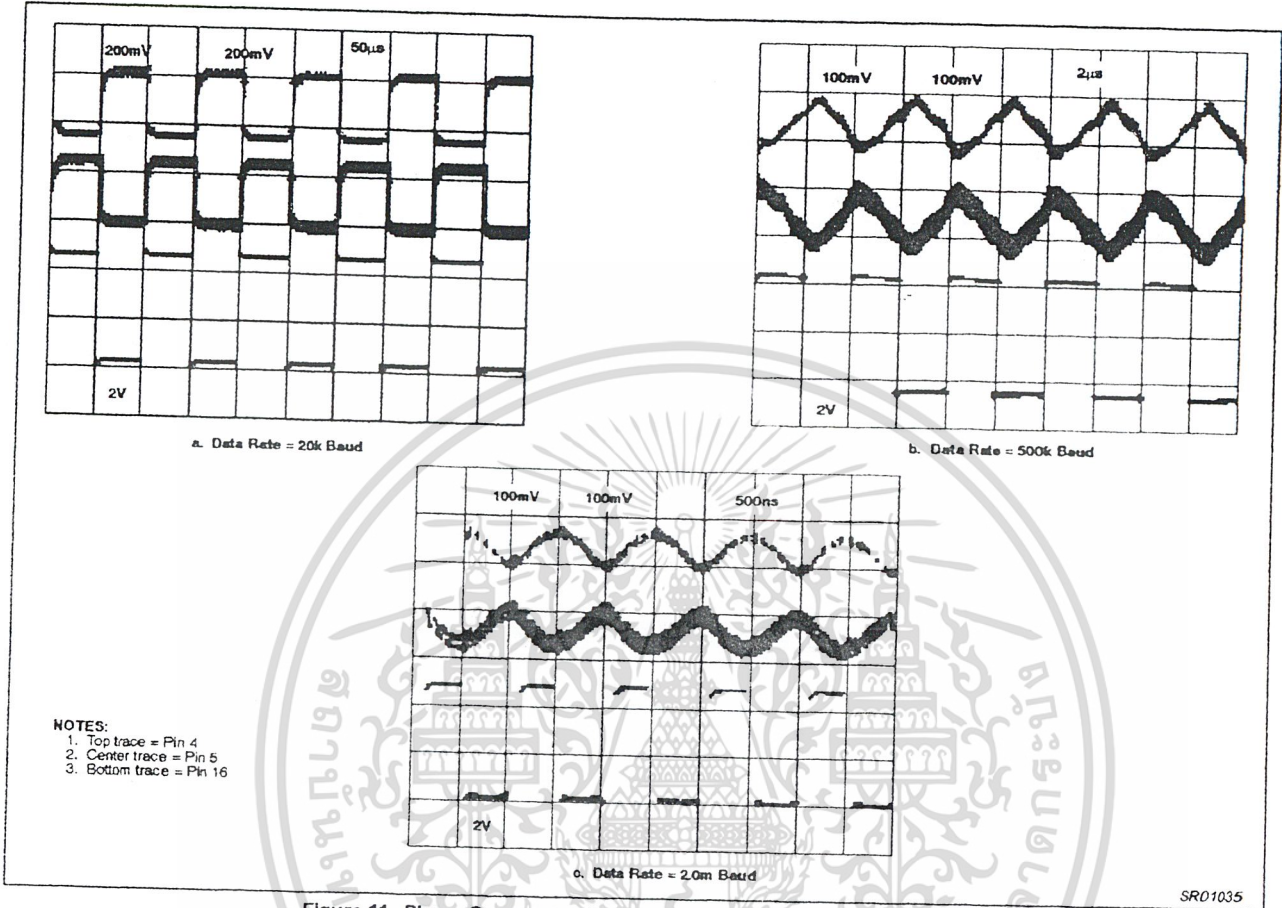


Figure 11. Phase Comparator (Pins 4 and 5) and FSK (Pin 16) Outputs

SR01035

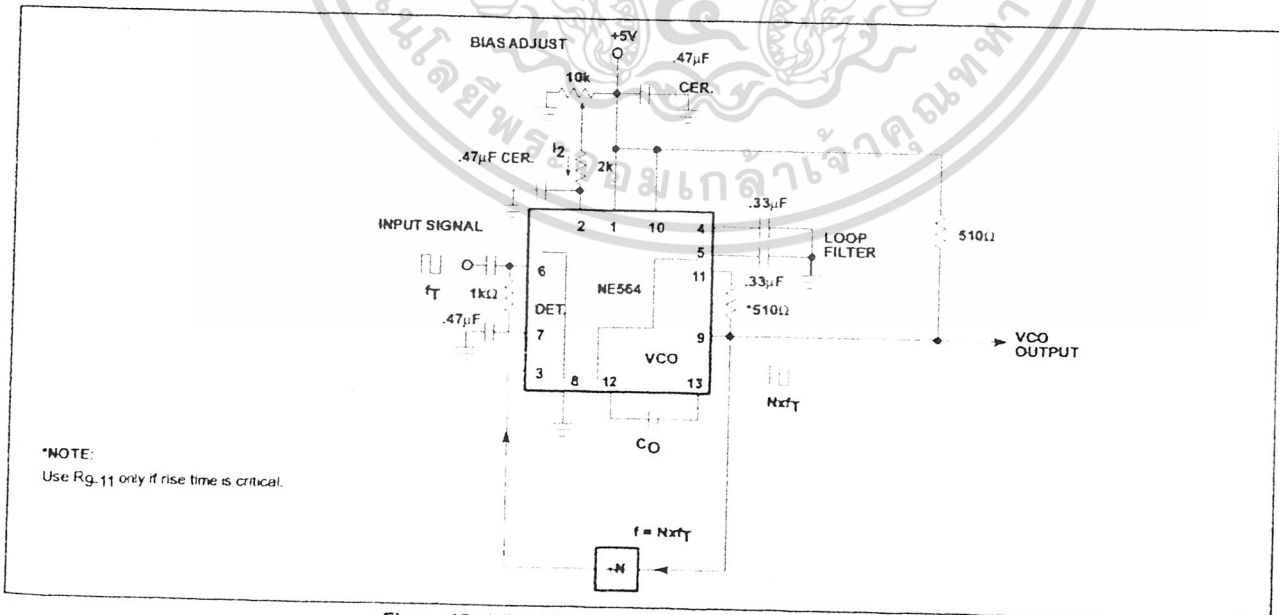


Figure 12. NE564 Phase-Locked Frequency Multiplier