



ปีการศึกษา 2533

การออกแบบและการวิเคราะห์การแก้เฟสของวงจรถองความถี่ต่ำชนิดเบสเซล

โดย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

027921

18 ก.ค. 2534

PHASE EQUALIZATION OF SIMPLE BESSEL LOW PASS FILTER  
DESIGN AND ANALYSIS

การออกแบบและการวิเคราะห์การแก้เฟสของวงจรกรองความถี่ต่ำชนิดเบสเซล

นาย พันธุ์ตรี ไพฑูรย์บัวทอง

MR. PUNTREE PHAITHOONBUATHONG

นาย ไพฑูรย์ วงศ์จงใจหาญ

MR. PAITOON WONGCHONGCHAIHARN

ปริญญาโทสำหรับปริญญาเอกสาขาระบบสารสนเทศ

สาขาวิชาเทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2533

|                |            |
|----------------|------------|
| เลขหมู่        | T.33088 ๗3 |
| เลขที่รับ      | 007921     |
| วัน, เดือน, ปี | ๑๙.๑.๘๕    |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารที่ (027921) ไปใช้

ปริญญาโท ประจำปีการศึกษา 2533

ภาควิชา เทคโนโลยีอุตสาหกรรม

คณะ วิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การออกแบบและการวิเคราะห์การแก๊สของวงจรถองความถี่ต่ำชนิดเบสเซลล์

ผู้จัดทำ

1. นาย พันธุ์ตรี ไพฑูรย์บัวทอง 323318
2. นาย ไพฑูรย์ วงศ์จิ่งใจหาญ 323319

..... อาจารย์ที่ปรึกษา

( ผศ. นิกม สุขุมตันติ )

..... กรรมการ

..... กรรมการ

( )

..... กรรมการ

( )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

|  |           |
|--|-----------|
| บทคัดย่อ   | I         |
| ABSTRACT   | II        |
| <b>บทที่ 1 บทนำ</b>  | <b>1</b>  |
| 1.1) วัตถุประสงค์ของโครงการ                                  | 1         |
| 1.2) การนำไปใช้งาน   | 2         |
| <b>บทที่ 2 ภูมิหลังของการออกแบบวงจรกรองความถี่แบบอนาล็อก</b> | <b>3</b>  |
| 2.1) ความหมายทั่วไป  | 3         |
| 2.2) นิยามเบื้องต้น  | 3         |
| 2.3) ชนิดของวงจรกรองความถี่                                  | 5         |
| 2.4) ผลตอบสนองของแอมพลิจูด                                   | 6         |
| 2.5) การประมาณขนาดแบบราบเรียบที่สุด                          | 8         |
| 2.6) ความถี่ CUT-OFF และ ROLL-OFF                            | 11        |
| 2.7) ความไวของอุปกรณ์ (SENSITIVITY)                          | 11        |
| <b>บทที่ 3 วงจรมาตรฐานของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน</b>          | <b>14</b> |
| 3.1) วงจรกรองความถี่ชนิดบัตเตอร์เวิร์ท                       | 14        |
| 3.2) วงจรกรองความถี่ชนิดเชบีเชฟ                              | 14        |
| 3.3) วงจรกรองความถี่ชนิดอินเวอร์สเชบีเชฟ                     | 14        |
| 3.4) วงจรกรองความถี่ชนิดอีลิปติก                             | 14        |
| 3.5) วงจรกรองความถี่ชนิดเลจเจอร์                             | 14        |
| 3.6) วงจรกรองความถี่ชนิดเบสเซล                               | 15        |
| 3.7) วงจรกรองความถี่ชนิดลิทส์แควร์                           | 15        |
| <b>บทที่ 4 เทคนิคการออกแบบวงจรกรองความถี่</b>                | <b>16</b> |
| 4.1) ทฤษฎีการประมาณค่าสำหรับการออกแบบวงจรฟิลเตอร์            | 17        |
| 4.2) การออกแบบวงจร ACTIVE FILTER ในอันดับสูง                 | 19        |
| 4.3) ข้อแตกต่างของวงจร ACTIVE FILTER และ วงจร PASSIVE FILTER | 21        |
| 4.4) ปัญหาการออกแบบและการสร้างวงจรกรองความถี่                | 22        |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

|         |   |    |
|---------|---|----|
| บทที่ 5 | เบสเซลโพลีโนเมียล   | 23 |
| 5.1)    | การตอบสนองของวงจร เบสเซล-ทอมสัน   | 24 |
| 5.1.1   | คุณสมบัติทางขนาด  | 27 |
| 5.1.2   | คุณลักษณะของกรูฟต์เลีย  | 29 |
| 5.1.3   | ผลตอบสนองของ PULSE SINE กำลังสอง ต่อ G.B.P.   | 32 |
| 5.1.4   | ขั้นตอนการทำ NORMALIZE  | 35 |
| 5.2)    | การตอบสนองทางขนาดของวงจรฟิลเตอร์ชนิดต่างๆ   | 38 |
| 5.3)    | การตอบสนองทางเฟสของวงจรฟิลเตอร์ชนิดต่างๆ  | 39 |
| 5.4)    | การตอบสนองทางกรูฟต์เลียของวงจรฟิลเตอร์ชนิดต่างๆ   | 40 |
| บทที่ 6 | PHASE SHIFT AND TIME DELAY FILTER   | 41 |
| 6.1)    | ALLPASS FILTER  | 41 |
| 6.2)    | PHASE LAG ALLPASS FILTER  | 44 |
| 6.3)    | PHASE LEAD ALLPASS FILTER   | 44 |
| 6.4)    | SOLUTION OF PHASE LEAD ALLPASS FILTER   | 45 |
| 6.5)    | SOLUTION OF PHASE LAG ALLPASS FILTER  | 47 |
| 6.6)    | วงจร ALLPASS ที่ใช้ในการออกแบบวงจรโดยการคำนวณจากสมการของวงจรโดยสร้างจาก BESSEL LOWPASS FILTER                               | 49 |
| 6.7)    | ตัวอย่างการออกแบบวงจร ALLPASS ที่นำมาใช้ในการแก้เฟสของวงจร BESSEL LOWPASS FILTER โดยสร้างจาก SIMPLE BESSEL LOWPASS FUNCTION | 56 |
| 6.8)    | CONSTANT-TIME-DELAY หรือ BESSEL FILTER  | 61 |
| 6.9)    | ตัวอย่างการออกแบบโดยการนำฟังก์ชันของ SIMPLE BESSEL มาสร้างเป็นวงจร BESSEL LOWPASS FILTER                                    | 63 |
| บทที่ 7 | การแก้เฟสของวงจรกรองความถี่ต่ำ  | 66 |
| 7.1)    | วัตถุประสงค์ของการแก้เฟส  | 66 |
| 7.2)    | การออกแบบการแก้เฟส  | 66 |
| 7.3)    | การทำ TRANSFER FUNCTION ของ ALLPASS FILTER  | 67 |
| บทที่ 8 | การวิเคราะห์วงจรกรองความถี่   | 71 |
| 8.1)    | เครื่องมือที่ใช้ในการวิเคราะห์ผลการทดลองของโครงการ  | 71 |
| 8.2)    | การต่อโครงการเข้ากับเครื่อง AUDIO PRECISION SYSTEM ONE  | 73 |
| 8.3)    | ลำดับขั้นตอนการทำงานของ การตรวจสอบวงจร  | 74 |

|                                       |    |
|---------------------------------------|----|
| บทที่ 9 สรุปผลการทดลองและวิจารณ์      | 76 |
| 9.1) ลักษณะของโครงการ                 | 76 |
| 9.2) ระยะเวลาของการทำโครงการ          | 76 |
| 9.3) ผลของการทำโครงการ                | 76 |
| 9.4) ปัญหาและข้อบกพร่องในการทำโครงการ | 77 |

## กิตติกรรมประกาศ

### บรรณานุกรม

ภาคผนวก ก. ผลการออกแบบและวิเคราะห์

ภาคผนวก ข. รูปแสดงวงจรที่ใช้ในการทดลอง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## การออกแบบและวิเคราะห์การแก๊ฟของวงจรของความถี่ต่ำชนิดเบสเซลล์

นาย พันธุ์ตรี ไทฤทธิ์บัวทอง  
นาย ไทฤทธิ์ วงศ์จงใจหาญ

ผศ. นิกร สุขุมตันติ อาจารย์ที่ปรึกษา  
ปีการศึกษา 2533

### บทคัดย่อ

ในการออกแบบวงจรฟิลเตอร์นั้น เราจำเป็นต้องเลือกชนิดของวงจรฟิลเตอร์ ที่เหมาะสมที่สุด ตาม SPECIFICATION ที่กำหนดมาให้ ในปัญหานี้จะเสนอการออกแบบและวิเคราะห์วงจรของความถี่ต่ำชนิดเบสเซลล์ ที่มีรีฟลิกซ์ราบเรียบที่สุด โดยเทคนิคนี้จะออกแบบได้เพียงที่ความถี่ต่ำเท่านั้น แต่ถ้าต้องการจะออกแบบให้เป็นย่านความถี่อื่น ๆ จะทำได้โดยใช้สูตรแปลงความถี่ไม่ได้ เพราะเฟสที่ได้จะไม่เป็นเชิงเส้น เนื่องจากว่าสูตรการแปลงความถี่ มีความไม่เป็นเชิงเส้นอยู่ในตัว ปัญหานี้จึงได้แสดงเทคนิคการออกแบบและวิเคราะห์เฉพาะย่านความถี่ต่ำ แล้วแก๊ฟสำหรับบริเวณความถี่นั้นเป็นเชิงเส้น โดยเราใช้วงจร LOWPASS FILTER ชนิด VCVS ในการออกแบบ

ในการออกแบบวงจรกรองความถี่อนาล็อก (ANALOG FILTER) โดยใช้วงจร RC ACTIVE FILTER ที่มีอันดับสูง (HIGHER ORDER) จะมีค่า Q-FACTOR ที่สูง ซึ่งจะมีผลทำให้ ความไว (SENSITIVITY) สูง ทำให้ยากต่อการสร้าง ดังนั้นในปัญหานี้ จึงใช้การออกแบบของอันดับที่ 2 แล้วจึงมาทำการ CASCADE กัน ทำให้ได้อันดับสูงตามที่ต้องการได้ และยิ่งช่วงลดค่า Q-FACTOR ลงได้บ้างเล็กน้อย

**PHASE EQUALIZATION OF SIMPLE BESSEL LOW PASS FILTER**

**DESIGN AND ANALYSIS**

PUNTREE PHAITHOONBUATHONG

PAITON WONGCHONGCHAIHARN

ASSISTANT PROFESSOR NIKORN SUKUTAMATANTI

1990

**ABSTRACT**

THE DESIGN OF FILTER CIRCUIT MUST BE SELECT SPECIFICATION TO APPROPRIATE. THIS THESIS IS BESSEL ANALOG FILTER DESIGN AND ANALYSIS HAVE MAXIMALLY FLAT GROUP DELAY. A DESIGN TECHNIQUE USE FOR LOW PASS FILTER CAN BE MADE AT ARBITRARILY SPECIFIED FREQUENCY. IN THIS THESIS IS SHOW TO PASSBAND AT VERY POINT IN DESIGN AND ANALYSIS FOR PHASE EQUALIZATION TO LINEAR.

THE DESIGN OF HIGH ORDER RC ACTIVE FILTER ALWAYS RESULT IN HIGH Q-FACTOR YIELDING HIGH SENSITIVITY AND MAKE IT VERY DIFFICULT TO BE REALIZABLE. IN THIS WAY, THE THESIS USE DESIGN OF ORDER TWO AND ADD TO CASCADE FOR HIGH ORDER WITH DECREASE Q-FACTOR.

บทที่ 1

บทนำ

ฟิลเตอร์ เป็นส่วนประกอบที่สำคัญในระบบทุกระบบ เนื่องจากฟิลเตอร์จะเป็นตัวกรองสัญญาณเฉพาะความถี่ในช่วงที่ต้องการให้ผ่านไปเท่านั้นและจะตัดสัญญาณในช่วงความถี่ที่ไม่ต้องการให้สัญญาณผ่านออกไป เราสามารถแบ่งลักษณะของวงจรฟิลเตอร์ตามช่วงความถี่ที่ให้ผ่านได้เป็น 4 ประเภทดังนี้

- LOW PASS FILTER เป็นฟิลเตอร์ที่กรองสัญญาณในช่วงความถี่ต่ำให้ผ่านไปได้ และจะตัดสัญญาณในช่วงความถี่สูงกว่าความถี่ CUTOFF ออกไป
- HIGH PASS FILTER เป็นฟิลเตอร์ที่กรองสัญญาณในช่วงความถี่สูงให้ผ่านไปได้ และจะตัดสัญญาณในช่วงความถี่ต่ำกว่าความถี่ CUTOFF ออกไป
- BAND PASS FILTER เป็นฟิลเตอร์ที่กรองสัญญาณในช่วงความถี่หนึ่งให้ผ่านไปได้และจะตัดสัญญาณในช่วงความถี่ที่น้อยกว่าและมากกว่าช่วงความถี่ดังกล่าวมิให้ผ่านออกไป
- BAND REJECT FILTER เป็นฟิลเตอร์ที่ตัดสัญญาณในช่วงความถี่หนึ่งออกไปและจะยอมให้สัญญาณในช่วงความถี่ที่น้อยกว่าและมากกว่าช่วงความถี่ที่ถูกตัด ให้ผ่านออกไป

1.1) วัตถุประสงค์ของโครงการ

- เพื่อศึกษารายละเอียดของวงจร FILTER ชนิด BESSEL LOWPASS FILTER ซึ่งเราจะได้อินพุตของวงจรชนิดนี้น้อยมาก แต่วงจรชนิดนี้มีคุณสมบัติที่ดีกว่าชนิดอื่น ๆ รวมทั้งการทำงานของ ALLPASS FILTER

- เพื่อศึกษาคุณสมบัติต่างๆ ที่เกี่ยวข้องกับวงจรฟิลเตอร์ เช่น การตอบสนองทางขนาด การตอบสนองทางเฟส และ กรูฟดีเลย์ ฯลฯ.

- เพื่อให้เข้าใจถึงการออกแบบและวิเคราะห์วงจร BESSEL LOWPASS FILTER และวงจร ALLPASS FILTER โดยเราได้นำเอาฟังก์ชันที่สร้างขึ้น มาทำการออกแบบวงจร และวิเคราะห์โดยใช้เครื่อง AUDIO PRECISION SYSTEM ONE และนำเอาคุณสมบัติของวงจรที่สร้างขึ้นมาเปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก SOFTWARE

- รู้วิธีการแก้เฟสของวงจรความถี่ และการนำไปใช้งาน

- ทำเป็นแหล่งทดลองที่สามารถนำไปทดลองได้ทั้ง LOWPASS FILTER , ALLPASS FILTER และ PHASE EQUALIZATION OF BESSEL LOWPASS FILTER หรือวงจร FILTER ที่ใช้โครงสร้างแบบ VCVS ก็สามารรถทดลองได้เช่นกัน

## 1.2) การนำไปใช้งาน

ในการนำไปใช้งาน เราต้องดูลักษณะของงานที่ใช้ว่าวงจรมันต้องการคุณลักษณะการตอบสนองทางเฟสอย่างไร ซึ่งถ้าเราต้องการเฟสที่ถี่เนียร์มาก ๆ เราต้องเลือกใช่วงจรชนิด ORDER ที่สูงขึ้น งานในลักษณะบางอย่างเราจะเลือกใช้เฉพาะที่ขอมให้มี PHASE RIPPLE อยู่ในช่วงที่ขอมรับว่าสามารถนำมาใช้งานได้ เราก็ต้องนำมาพิจารณาอีกว่าวงจรมันมีคุณสมบัติใกล้เคียงกับงานที่เราต้องการ ทั้งนี้ก็ต้องใช่วงจรช่วยแก้เฟส ALLPASS FILTER มาแก้เฟสให้ช่วง PASSBAND มีเฟสที่ถี่เนียร์คงที่มากที่สุดเท่าที่จะทำได้ เนื่องจากว่าการแก้เฟสนี้ จะไม่มีผลต่อการตอบสนองทางขนาด

งานที่ใช้ส่วนใหญ่จะเป็นงานทางด้านเกี่ยวกับสื่อสารหรือโทรคมนาคมทั่วไปที่ ต้องการสัญญาณที่ส่งมาผ่านวงจรความถี่แล้ว ไม่เกิดการเพี้ยนของสัญญาณ

บทที่ 2

บทนำของการออกแบบวงจรกรองความถี่แบบอนาล็อก

2.1) ความหมายทั่วไป

วงจรกรองความถี่ทางไฟฟ้าคือ วงจรแปลง (Transform) สัญญาณเข้าเพื่อให้ได้สัญญาณออกตามต้องการ สัญญาณเหล่านี้อาจถูกพิจารณาในโดเมนของเวลาหรือโดเมนของความถี่ สำหรับการพิจารณาตามโดเมนของความถี่นั้น วงจรกรองความถี่เป็นอุปกรณ์สำหรับเลือกความถี่ (Frequency Selective Device) ซึ่งยอมให้สัญญาณผ่านเฉพาะความถี่ที่ต้องการ และจะกีดหรือลดทอนสัญญาณที่ความถี่อื่นๆ

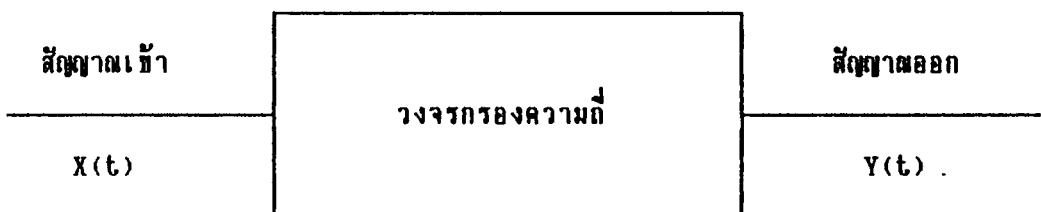
วงจรกรองความถี่ทางไฟฟ้าจะใช้กับงานที่มีการส่งสัญญาณต่างๆ เช่น งานทางด้านการศึกษา คือ โทรเลข โทรศัพท์ เป็นต้น

การแบ่งวงจรกรองความถี่อาจแบ่งตามกระบวนการ (Process) สัญญาณที่ใช้คือวงจรกรองความถี่ทางอนาล็อก (Analog Filter) ที่ใช้สำหรับขบวนการทางอนาล็อกซึ่งก็คือสัญญาณที่มีฟังก์ชันที่แปรเปลี่ยนต่อเนื่องกับเวลา (Continuous-Time Variable) และวงจรกรองความถี่ดิจิทัล (Digital Filter) ที่ใช้สำหรับการโปรเซสสัญญาณดิจิทัล ซึ่งเป็นสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่อง นอกจากนี้ยังอาจจะแบ่งวงจรกรองความถี่ออกตามชนิดของชิ้นส่วนที่ใช้สร้างคือ วงจรกรองความถี่ชนิดพาสซีฟ (Passive Filter) และวงจรกรองความถี่ชนิดแอคทีฟ (Active Filter)

2.2) นิยามเบื้องต้น (Preliminary Definition)

ถ้า  $X(t)$  เป็นสัญญาณเข้าทางวงจรกรอง และ  $Y(t)$  เป็นสัญญาณออกจากวงจร ดังรูปที่ 2-1 และจากการทำลาปลาซทรานส์ฟอร์ม (Laplace Transform) จะได้

$$y(s) = H(s)x(s)$$



ในที่นี้  $S = \sigma + j\omega$  เป็นความถี่เชิงซ้อน (Complex Frequency)

ปริมาณ  $Y(s)$  และ  $X(s)$  เป็นลาปลาซทรานส์ฟอร์มของ  $Y(t)$  และ  $X(t)$  ตามลำดับ และในที่นี้  $H(s)$  คือฟังก์ชันของวงจร (Network Function) ซึ่งเป็นอัตราส่วนของตัวแปรของสัญญาณออก ต่อตัวแปรของสัญญาณเข้าที่ถูกแปลงแล้ว

เมื่อ  $S = j\omega$  (พในหน่วยเรเดียนต่อวินาที) ฟังก์ชันของวงจรจะเป็นเชิงซ้อน ซึ่งอาจจะเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$H(j\omega) = |H(j\omega)| e^{j\phi(\omega)}$$

ในที่นี้  $|H(j\omega)|$  คือ ผลตอบสนองขนาด (Amplitude หรือ Magnitude Response)  
 $\phi(\omega)$  คือ ผลตอบสนองเฟส (Phase Response)

ต่อจากนี้ จะพิจารณาดังการณของฟังก์ชันของวงจร หรือ ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน (Transfer Function) ที่มีความหน่วง (Delay)

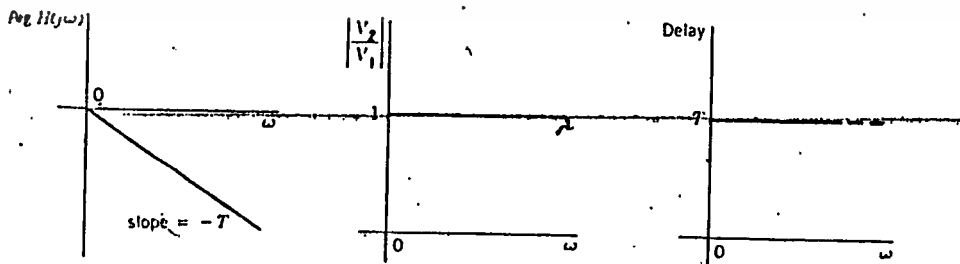
$$H(j\omega) = e^{-j\omega T}$$

ผลตอบสนองขนาด  $|H(j\omega)| = 1$

ผลตอบสนองเฟส  $\phi(\omega) = -\omega T$

และกรุปดีเลย์  $T(\omega) = -\frac{d\phi(\omega)}{d\omega}$  วินาที

ดังรูปที่ 2-2 ก, ข, ค, แสดงคุณสมบัติของเฟส, ขนาด และขนาดของดีเลย์ของ  $H(j\omega) = e^{-j\omega T}$



รูปที่ 2-2 แสดงคุณสมบัติในอุดมคติของ (ก) เฟส (ข) ขนาด (ค) กรุปดีเลย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

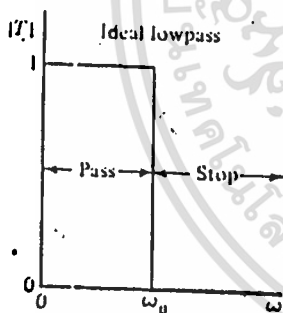
ค่าของผลตอบสนองและกรูฟต์เล็ยมีความสำคัญมาก สำหรับงานที่ไม่ต้องการให้สัญญาณส่งเพี้ยน (Distort) หลังจากออกจากวงจรของความถี่แล้ว นั่นคือการเพี้ยนของสัญญาณ จะไม่เกิดขึ้นเลย เมื่อเฟสเป็นแบบเชิงเส้น (Linear) และมีกรูฟต์เล็ยคงที่ นอกจากนั้นผลตอบสนองเฟสและกรูฟต์เล็ย จะมีความสำคัญหรือไม่ ยังขึ้นอยู่กับงานเฉพาะอย่างอีกด้วย

### 2.3) ชนิดของวงจรกรองความถี่ (Type of Filter)

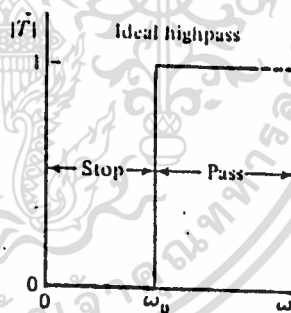
วงจรกรองความถี่ที่ใช้สำหรับเลือกความถี่ โดยให้สัญญาณผ่านได้ในย่านความถี่ที่ต้องการ ซึ่งเรียกย่านความถี่นี้ว่า "ย่านผ่านสัญญาณ (Passband)" และจะกดหรือลดทอนสัญญาณที่อยู่นอกเหนือจากย่านความถี่ที่ต้องการ ซึ่งเรียกย่านความถี่นี้ว่า "ย่านหยุดสัญญาณ (Stopband)" และความถี่ที่อยู่ระหว่างย่านผ่านสัญญาณและหยุดสัญญาณเรียกว่า "ความถี่คัทออฟ (Cutoff Frequency)  $\omega_c$ "

ชนิดของวงจรกรองความถี่ในอุดมคติ แสดงในรูปที่ 2-3 มีดังนี้

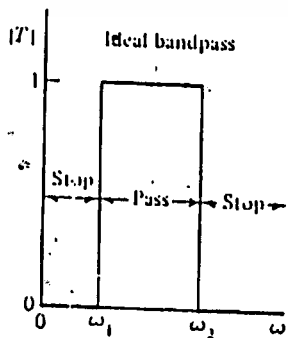
- ก) วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Lowpass Filter)
- ข) วงจรกรองความถี่สูงผ่าน (Highpass Filter)
- ค) วงจรกรองความถี่กลางผ่าน (Bandpass Filter)
- ง) วงจรกรองความถี่กลางไม่ผ่าน (Bandstop Filter)



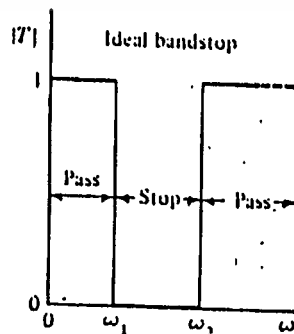
$$\begin{aligned} \text{ก) } H(\omega) &= 1 \quad \omega < \omega_c \\ &= 0 \quad \omega > \omega_c \end{aligned}$$



$$\begin{aligned} \text{ข) } H(\omega) &= 1 \quad \omega > \omega_c \\ &= 0 \quad \omega < \omega_c \end{aligned}$$



$$\text{ค) } H(\omega) = 1 \quad \omega_{c1} < \omega < \omega_{c2}$$



$$\text{ง) } H(\omega) = 1 \quad \omega < \omega_{c1} ; \omega > \omega_{c2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ 0 นว < ω\_{c1} ; ω > ω\_{c2} การศึกษาเท่านั้น ไม่เอาไปทำ < ω\_{c2} < ω < ω\_{c2} การนำ ไปใช้  
ไม่ว่ากรณีใด รูปที่ 2-3 แสดงผลตอบสนองขนาดของวงจรกรองความถี่ในอุดมคติชนิดต่างๆ

ความถี่คutoffจะถูกระบุโดย  $\omega_c$  (Normalized-Cutoff Frequency) นั่นคือ  $\omega_c = 1$  เรเดียนต่อวินาที และวงจรถองความถี่จะประมาณด้วยวงจรถองความถี่ต่ำผ่าน ที่ถูกนอร์มอลไลต์ แล้วเสมอในการหาวงจรรออื่นๆ เช่น วงจรถองความถี่สูงผ่าน วงจรถองความถี่กลางผ่าน และ วงจรถองความถี่กลางไม่ผ่าน สามารถหาได้จากวงจรถองความถี่ต่ำผ่านโดยใช้วงจรถองความถี่ (Frequency Transformation) ได้ แต่การตอบสนองทางเฟสจะไม่เป็นเชิงเส้น

### 2.4) ผลตอบสนองของเนกเวิร์คฟังก์ชัน

ผลตอบสนองของเนกเวิร์คฟังก์ชันที่สำคัญ ได้แก่

- ผลตอบสนองขนาด (Magnitude Response)
- ผลตอบสนองเฟส (Phase Response)
- ผลตอบสนองเวลาหน่วง (Time Delay Response)

ผลตอบสนองทั้งสามชนิดจะถูกพิจารณาเปรียบเทียบกับความถี่ของสัญญาณอินพุต ที่มีการเปลี่ยนแปลงไปก่อนอื่นจะพิจารณาความสัมพันธ์ของผลตอบสนองทางขนาดและเฟส ในตำแหน่งของโพลและซีโรของเนกเวิร์คฟังก์ชันใดๆ

ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของเนกเวิร์คทั่วไป สามารถเขียนอยู่ในรูป

$$G(s) = H \frac{(s-z_1)(s-z_2)\dots(s-z_m)}{(s-p_1)(s-p_2)\dots(s-p_n)}$$

โดยที่

- $H$  = อัตราขยาย ที่มีค่าคงที่
- $z_i (i=1,2,\dots,m)$  = ตำแหน่งซีโรอันดับที่  $i$
- $p_i (i=1,2,\dots,n)$  = ตำแหน่งโพลอันดับที่  $i$

พิจารณาผลตอบสนองในสภาวะเสถียรของสัญญาณรูปไซน์ ซึ่ง  $s$  มีค่าเท่ากับ  $j\omega$

$$G(j\omega) = H \frac{(j\omega-z_1)(j\omega-z_2)\dots(j\omega-z_m)}{(j\omega-p_1)(j\omega-p_2)\dots(j\omega-p_n)}$$

ถ้าให้  $s_1$  แทน  $z_1$  หรือ  $p_1$  โดยที่

$$s_1 = \alpha_1 + j\beta_1$$

จะได้แต่ละเทอมโพลหรือซีโรว์เป็น

$$(j\omega - s_1) = -\alpha_1 + j(\omega - \beta_1) = M_1 e^{j\theta_1}$$

ซึ่งมีขนาด

$$M_1 = \sqrt{\alpha_1^2 + (\omega - \beta_1)^2}$$

และเฟส

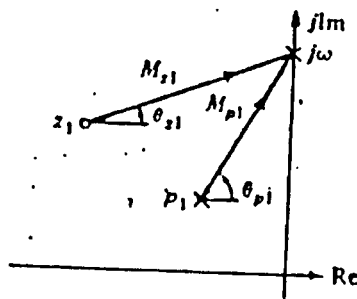
$$\theta_1 = \tan^{-1} \frac{\omega - \beta_1}{-\alpha_1}$$

สมการจึงเขียนใหม่ได้เป็น

$$G(j\omega) = H \frac{M_{z1} e^{j\theta_{z1}} M_{z2} e^{j\theta_{z2}} \dots M_{zm} e^{j\theta_{zm}}}{M_{p1} e^{j\theta_{p1}} M_{p2} e^{j\theta_{p2}} \dots M_{pn} e^{j\theta_{pn}}}$$

$$= H \frac{M_{z1} M_{z2} \dots M_{zm}}{M_{p1} M_{p2} \dots M_{pn}} e^{j(\theta_{z1} + \theta_{z2} + \dots + \theta_{zm} - \theta_{p1} - \theta_{p2} - \dots - \theta_{pn})}$$

$$= H(\omega) e^{j\phi(\omega)}$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรืออาจสรุปได้ว่า ผลตอบสนองขนาด  $M(\omega)$  คือค่าของ  $H$  คูณกับผลคูณของขนาดของเวกเตอร์ที่ลากจากตำแหน่งซีโรว์ ไปยังความถี่  $\omega$  บนแกนจินตภาพ ทหารด้วยผลคูณของเวกเตอร์ที่ลากจากตำแหน่งโพลไปยังความถี่  $\omega$  เดียวกัน ส่วนผลตอบสนองเฟส  $\theta(\omega)$  คือผลรวมของมุมเวกเตอร์ซีโรว์ลบด้วยผลของมุมเวกเตอร์โพล ดังแสดงในรูปที่ 2-4

ผลตอบสนองเวลาหนึ่งวง หาได้จากการพิจารณาสัญญาณในโดเมนของเวลา โดยสมมุติสัญญาณอินพุต  $V_1$  ซึ่งป้อนให้กับเนกเวีร์คที่มีค่าหนึ่งวงเวลา  $D$  จึงจะให้สัญญาณเอาต์พุต  $V_2$  นั่นคือ

$$v_2(t) = v_1(t-D)$$

เนื่องจากสัญญาณใดๆ เกิดจากองค์ประกอบของสัญญาณรูปไซน์เสมอ จึงกำหนด

$$v_1 = A \sin(\omega t + \phi)$$

ดังนั้น

$$v_2 = A \sin[\omega(t-D) + \phi]$$

หรือ

$$v_2 = A \sin(\omega t - \omega D + \phi)$$

จาก สมการของ  $V_1$  และ  $V_2$  จะเห็นว่าสัญญาณเอาต์พุตมีเฟสต่างจากสัญญาณอินพุต คือ

$$\theta = -\omega D$$

นิยามของฟังก์ชันหนึ่งวงเวลาได้จากการหาอนุพันธ์ของ  $\theta = -\omega D$  เทียบกับ

$$D = \frac{-d\theta}{d\omega}$$

ดังนั้น ผลตอบสนองเวลาหนึ่งวง ก็คือค่าลบของการอนุพันธ์ผลตอบสนองเฟสนั่นเอง

## 2.5) การประมาณขนาดแบบราบเรียบที่สุด (Maximally Flat Magnitude Approximation)

การประมาณขนาดแบบราบเรียบที่สุด ทำได้โดยเริ่มพิจารณาจากความสัมพันธ์ของฟังก์ชันขนาดกับความถี่ของเนกเวีร์คใด ๆ ที่ว่าการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$$|N(jw)|^2 = N(jw)N^*(jw) = N(jw)N(-jw) \quad \text{---- (2a)}$$

แต่เนื่องจาก

$$N(s) = \frac{b_0 + b_1s + b_2s^2 + b_3s^3 + b_4s^4 + \dots}{a_0 + a_1s + a_2s^2 + a_3s^3 + a_4s^4 + \dots} \quad \text{---- (2b)}$$

$$N(jw) = \frac{b_0 - b_2w^2 + b_4w^4 - \dots + j(b_1w - b_3w^3 + \dots)}{a_0 - a_2w^2 + a_4w^4 - \dots + j(a_1w - a_3w^3 + \dots)} \quad \text{---- (2c)}$$

แทนค่า(2c) ลงทางขวามือของ(2a) จะได้คุณสมบัติข้อแรกของ  $|N(jw)|^2$  ที่มีค่าเป็นอัตราส่วนของโพลีโนเมียลกำลังเลขคู่ จากสมการ (2a) ถ้าให้  $w = s/j$  และกำหนดฟังก์ชัน  $T(s^2)$  ดังนี้

$$T(s^2) = |N(jw)|^2 \Big|_{w=s/j} = N(s)N(-s) \quad \text{---- (2d)}$$

จาก (2d) จะเห็นว่า ตำแหน่งโพล และซีโร ของ  $T(s^2)$  นั้น จะมีความสมมาตรทางควอดแดรนต์ (Quadrantal Symmetry) ในระนาบของ  $s$  เสมอ กล่าวคือมีค่าอยู่ในตำแหน่งที่สมมาตรทั้งทางซีกขวาและซีกซ้ายของระนาบอ้างอิงจากจุดกำเนิด ซึ่งเป็นเงื่อนไขที่จำเป็นที่ทำให้  $T(s^2)$  มีค่าเท่ากับผลคูณ  $N(s)N(-s)$  โดยทั่วไปโพลีโนเมียลเศษและส่วนของ  $T(s^2)$  สามารถแยกองค์ประกอบได้อยู่ใน 3 รูปแบบดังนี้

- 2.5.1)  $s^2 + as^2 + b$       มีรากเป็นจำนวนเชิงซ้อนที่สมมาตรทางควอดแดรนต์
- 2.5.2)  $s^2 - a$               ( $a > 0$ ) มีรากเป็นจำนวนจริงที่ระยะห่างจากจุดกำเนิดไปทางซีกขวาและซีกซ้ายของระนาบเท่ากับ  $\sqrt{a}$
- 2.5.3)  $s^2 + a$               ( $a > 0$ ) มีรากเป็นจำนวนจินตภาพที่อยู่บนแกน  $jw$  ที่ระยะห่างจากจุดกำเนิดเท่ากับ  $\sqrt{a}$  เช่นกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากที่กล่าวมา จะเห็นว่าถ้ากำหนดฟังก์ชันขนาดกำลังสอง  $|N(j\omega)|^2$  ของฟังก์ชันเศษส่วน  $N(s)$  มาให้ โดยมีเงื่อนไขว่า

- ฟังก์ชัน  $|N(j\omega)|^2$  เป็นอัตราส่วนของโพลีโนเมียลกำลังคู่ในเทอม  $\omega$
- ฟังก์ชัน  $T(s^2)$  ซึ่งนิยามใน (2d) ต้องมีจำนวนโพลหรือซีโรว์แกน  $j\omega$  เป็นลำดับของเลขจำนวนคู่

เงื่อนไขทั้งสองนี้ข้อมพอเพียงสำหรับการแยกองค์ประกอบของ  $T(s^2)$  ให้อยู่ในรูปผลคูณ  $N(s)N(-s)$  โดยการเลือกเอาครึ่งหนึ่งของโพลทั้งหมดจาก  $T(s^2)$  ใดแก่โพลที่อยู่ทางซีกซ้ายมือของระนาบกับครึ่งหนึ่งของคู่โพลบนแกน  $j\omega$  ให้เป็นโพลของ  $N(s)$  และในทำนองเดียวกันก็เลือกเอาครึ่งของซีโรว์จาก  $T(s^2)$  ซึ่งอาจจะเป็นซีโรว์ทางซีกซ้ายมือหรือขวามือก็ได้ กับครึ่งหนึ่งของซีโรว์บนแกน  $j\omega$  ให้เป็นซีโรว์ของ  $N(s)$  การจำกัดให้เลือกใช้โพลทางซีกซ้ายมือของระนาบจาก  $T(s^2)$  นี้เนื่องมาจากการพิจารณาในด้านเสถียรภาพของฟังก์ชันนั่นเอง

ฟังก์ชันขนาดกำลังสองที่อธิบายมานี้สามารถนำไปใช้ได้ทั่วไป สำหรับในกรณีที่แสดงให้เห็นถึงฟังก์ชันขนาดกำลังสองที่ซึ่งความถี่ในย่านต่างๆ ตั้งแต่ศูนย์ มีความราบเรียบที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ ซึ่งทำได้โดยการให้สมการอนุพันธ์อันดับที่ต่างๆ เท่าที่เป็นไปได้ของฟังก์ชันมีค่าเป็นศูนย์ที่  $\omega = 0$  rad/s ฟังก์ชันชนิดนี้เรียกว่า แมกซ์ิมัลลีแฟลต (Maximally Flat) ก่อนอื่น พิจารณาฟังก์ชันขนาดกำลังสอง  $|N(j\omega)|^2$  ในรูปแบบทั่วไปคือ

$$|N(j\omega)|^2 = H^2 \frac{1 + b_1 \omega^2 + b_2 \omega^4 + \dots}{1 + a_1 \omega^2 + a_2 \omega^4 + \dots} \quad \text{---- (2e)}$$

ถ้าการหารโพลีโนเมียลเศษด้วยโพลีโนเมียลส่วน จะได้

$$|N(j\omega)|^2 = H^2 [1 + (b_1 - a_1) \omega^2 + (b_2 - a_2 + a_1^2 - a_1 b_1) \omega^4 + \dots] \quad \text{---- (2f)}$$

และมาพิจารณาอนุกรมแม็คลอริน (Maclaurin Series) หรือการกระจายอนุกรมเทเลอร์ (Taylor) เอกเรขาคณิตของฟังก์ชัน  $F(\omega)$  ใดๆ ซึ่งอยู่ในรูป ไม่อนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$F(w) = F(0) + \underbrace{F^{(1)}(0)}_{1!} w + \underbrace{F^{(2)}(0)}_{2!} w^2 + \underbrace{F^{(3)}(0)}_{3!} w^3 + \underbrace{F^{(4)}(0)}_{4!} w^4 + \dots$$

เมื่อ  $F^{(i)}(0)$  คือ อนุพันธ์อันดับที่  $i$  ของ  $F(w)$  ซึ่งแทนค่า  $w = 0$  เปรียบเทียบสมการนี้กับสมการของ  $|N(jw)|^2$  ที่มีอนุพันธ์อันดับจำนวนคี่เป็นศูนย์อยู่แล้ว และเพื่อที่จะให้อนุพันธ์อันดับที่สองมีค่าเป็นศูนย์จะต้องให้สัมประสิทธิ์  $a_1$  เท่ากับ  $b_1$  ในทำนองเดียวกัน สำหรับอนุพันธ์อันดับที่สี่จะเป็นศูนย์ต่อเมื่อ  $a_2$  เท่ากับ  $b_2$  เป็นต้น ดังนั้น รูปทั่วไปของฟังก์ชันขนาดกำลังสอง  $|N(jw)|^2$  ใน (e) จะมีค่าความราบเรียบที่สุดก็ต่อเมื่อ

$$a_1 = b_1$$

สำหรับสัมประสิทธิ์ต่าง ๆ เท่าที่จะเป็นไปได้

## 2.6) ความถี่ CUT-OFF และลักษณะ ROLL-OFF

ความถี่คัทออฟ คือ จุดหรือความถี่ที่ขนาดของเอาต์พุตจากฟิลเตอร์ลดลง 0.707 เท่า หรือ -3dB ของขนาดสูงสุด ( $f_{cH}$  หรือ  $f_{cL}$ ) เช่นบอกถึงความถี่คัทออฟของ LOW PASS FILTER อยู่ที่ 500Hz หากว่าอัตราส่วนของเอาต์พุตต่ออินพุตเป็น 0 dB ในช่วงความถี่ที่ต่ำกว่า 500Hz จะมีอัตราส่วนของแรงดันเอาต์พุตต่อแรงดันอินพุต -3 dB หรือขนาดของแรงดันอินพุต จะมีขนาด 0.707 เท่าของแรงดันเอาต์พุตในช่วงความถี่ที่ผ่านได้สูงสุด

โรลloffหรือฟอลloff (ROLL OFF or FALL OFF) คือ ลักษณะการลาดลงของการส่งมอบ ความถี่ต่ำกว่าจุดคัทออฟลงมา ว่ามีความชันมากน้อยเพียงใด มักบอกเป็น dB/OCTAVE หมายความว่าเอาต์พุตของฟิลเตอร์จะลดลงเท่าใด (dB) เมื่อค่าความถี่เปลี่ยนไป 2 เท่า

## 2.7) ความไวของอุปกรณ์ (SENSITIVITY)

การออกแบบวงจรใดๆ จะต้องพิจารณาถึงค่าอิมพีแดนซ์แต่ละตัว เพราะค่าอิมพีแดนซ์ที่ใช้งานจริงแล้วจะไม่มีค่าตรงตามอุดมคติ ค่าผิดพลาดที่เกิดขึ้นเกิดจากผลรวมของความคลาดเคลื่อน ของตัวอุปกรณ์ที่เกิดจากการรวมวิธีในการผลิตเอง และคุณลักษณะทางโครงสร้างของอิมพีแดนซ์ที่เกิดการเปลี่ยนแปลงไปตามสภาพแวดล้อมที่ใช้งานอยู่ เช่น อุณหภูมิของห้อง , ความชื้น , ความเข้มของแสงสว่าง และ

อายุการใช้งานของอุปกรณ์ เหตุนี้เองจึงจำเป็นต้องศึกษาผลกระทบของอิมพีแดนซ์ต่างๆ ภายในวงจร ที่อาจเปลี่ยนแปลงไม่ตรงตามที่คำนวณ

ความไว (SENSIVITY) คือ การตรวจหาผลกระทบของการเปลี่ยนแปลง ที่เกิดขึ้นที่เอาต์พุต ของวงจร ซึ่งเป็นผลมาจากการแปรผันของพารามิเตอร์ต่างๆในวงจร เช่น การเปลี่ยนแปลงของค่า ตัวต้านทาน (RESISTOR) , ค่าตัวเหนี่ยวนำ (INDUCTOR) , ค่าตัวเก็บประจุ (CAPACITOR) , ค่าอัตราขยายของทรานซิสเตอร์ และค่าอัตราขยายของออปแอมป์ (OPERATION AMPLIFIER) ซึ่งแน่นอนว่า วงจรที่มีค่าอัตราเปลี่ยนแปลงของเซ็นซิวิตี้มาก ซึ่งก็คือ การแปรผันของพารามิเตอร์ ของวงจรมีค่ามาก จะทำให้ผลตอบสนองทางด้านเอาต์พุตเกิดการผิดเพี้ยนได้ง่าย ฉะนั้นโครงสร้าง ของวงจรที่ดี ควรมีค่าเซ็นซิวิตี้อิมพีแดนซ์ของแต่ละตัวค่า จะทำให้ง่ายต่อการใช้งานและไม่ต้องใช้ค่า อุปกรณ์ที่มีความเที่ยงตรงสูงมากเกินไปจนความจำเป็น ซึ่งจะช่วยให้ประหยัดค่าใช้จ่าย

การหาความไวของอุปกรณ์ (SENSIVITY) หาได้จากทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันซึ่งเป็นตัวกำหนดค่า พารามิเตอร์ต่างๆในวงจร โดยเริ่มต้นจากการกำหนดให้

$$S_{x_i}^{T(S)} = \frac{X_i}{T(S)} \cdot \frac{\partial}{\partial X_i} T(S) \quad \text{---- (4g)}$$

เมื่อ  $X_i$  แทนค่าอิมพีแดนซ์แต่ละตัวในวงจร

ถ้าแทน  $S$  ด้วย  $j\omega$  ทรานส์เฟอ์ฟังก์ชัน  $T(S)$  จะได้

$$T(j\omega) = \left| T(j\omega) \right| e^{j\theta(\omega)} \quad \text{---- (4h)}$$

แทนค่าสมการ (4h) ลงในสมการ (4g) ค่าฟังก์ชันของเซ็นซิวิตี้นี้ สามารถเขียนได้เป็น

$$S_{x_i}^{T(j\omega)} = \frac{X_i}{\left| T(j\omega) \right| e^{j\theta(\omega)}} \cdot \frac{\partial}{\partial X_i} \left[ \left| T(j\omega) \right| e^{j\theta(\omega)} \right] \quad \text{---- (4i)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้วงงเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (4i) ซึ่งเป็นสมการอนุพันธ์ สามารถเขียนเป็นจำนวนเชิงซ้อนได้คือ

$$S_{x_1}^{T(j\omega)} = \frac{X_1}{|T(j\omega)|} \cdot \frac{\partial}{\partial X_1} |T(j\omega)| + jX_1 \frac{\partial}{\partial X_1} \theta(\omega) \quad \text{---- (4j)}$$

จากสมการ (4j) จะได้ว่า

$$S_{x_1}^{T(j\omega)} = \text{Re } S_{x_1}^{T(j\omega)} \quad \text{---- (4k)}$$

$$S_{x_1}^{T(j\omega)} = [1/\theta(\omega)] \text{Im } S_{x_1}^{T(j\omega)} \quad \text{---- (4l)}$$

โดยที่สมการ (4k) จะเป็นฟังก์ชัน ในการหาเส้นชีวิตของ MAGNITUDE  $|T(j\omega)|$  ซึ่งสามารถเขียนได้ใหม่คือ

$$S_{x_1} \left| T(j\omega) \right| = \text{Re} \left[ \frac{X_1}{T(S)} \cdot \frac{\partial}{\partial X_1} T(S) \right] \quad \text{---- (4m)}$$

$$= \text{Re} \left[ X_1 \left[ \frac{N'(S)}{N(S)} - \frac{D'(S)}{D(S)} \right] \right] \quad \text{---- (4n)}$$

เมื่อ  $N(S)$  เป็นโพลินอมิฮลเศษของ  $T(S)$

$D(S)$  เป็นโพลินอมิฮลส่วนของ  $T(S)$

$$\text{และ } N'(S) = \frac{d}{dX_1} N(S) \quad , \quad D'(S) = \frac{d}{dX_1} D(S)$$

บทที่ 3

วงจรมাত্রฐานของวงจกรองความถี่ต่ำผ่าน  
(Standard of Lowpass Filter)

วงจกรองความถี่ต่ำมาตรฐาน จะมีการทำงานแตกต่างกัน แล้วแต่วัตถุประสงค์ของผู้ออกแบบ จะสามารถแบ่งได้ดังนี้

3.1) วงจกรองความถี่ชนิดบัตเตอร์เวท (Butterworth Filter)

วงจกรองความถี่ชนิดนี้ มีชื่อเรียกว่า "Maxsimally Flat" เนื่องจากคุณสมบัติที่ให้ผลตอบสนองขนาดเรียบมากที่สุด ณ  $\omega = 0$  ในย่านผ่านสัญญาณและฟังก์ชันของขนาดจะลดลงทางเดียว (Monotonically Decreasing) ตาม  $\omega$  เมื่อ  $\omega > 0$  ดังรูป 3-1 a)

3.2) วงจกรองความถี่ชนิดเชบิเชฟ (Chebyshev Filter)

วงจกรองความถี่ชนิดนี้ มีชื่อเรียกว่า "Equal Ripple" สืบเนื่องมาจากคุณสมบัติที่จะให้ผลตอบสนองขนาดข้ามย่านสัญญาณ เกิดขดคลื่นเท่ากันตลอด และให้ความชันมากที่สุดที่ความถี่คัทออฟ (Sharp-Cutoff)  $\epsilon = 1$  และฟังก์ชันของขนาดจะลดลงในทางเดียวกัน ในย่านหยุดสัญญาณ ดังรูปที่ 3-1 b)

3.3) วงจกรองความถี่ชนิดอินเวอร์สเชบิเชฟ (Inverse Chebyshev Filter)

เป็นวงจกรองความถี่ที่ให้คุณสมบัติตรงข้ามกับวงจกรองความถี่เชบิเชฟ กล่าวคือ จะให้ผลตอบสนองขนาด จะลดลงไปทางเดียว ในย่านผ่านสัญญาณ และจะเกิดขดคลื่นเท่ากัน ในย่านหยุดสัญญาณ ดังรูปที่ 3-1 c)

3.4) วงจกรองความถี่ชนิดอิลลิปติก (Elliptic Filter)

วงจกรองความถี่ชนิดนี้มีชื่อเรียกว่า "Double Chebyshev" หรือ "Cauer Filter" เป็นวงจกรองความถี่ที่ให้คุณสมบัติรวมของวงจกรองความถี่เชบิเชฟ และ อินเวอร์สเชบิเชฟ กล่าวคือ จะให้ผลตอบสนองขนาดลักษณะคลื่นเท่ากันทั้งย่านผ่านสัญญาณและย่านหยุดสัญญาณ ดังรูป 3-1 d)

3.5) วงจกรองความถี่ชนิดเลอจอง (Legendre Filter)

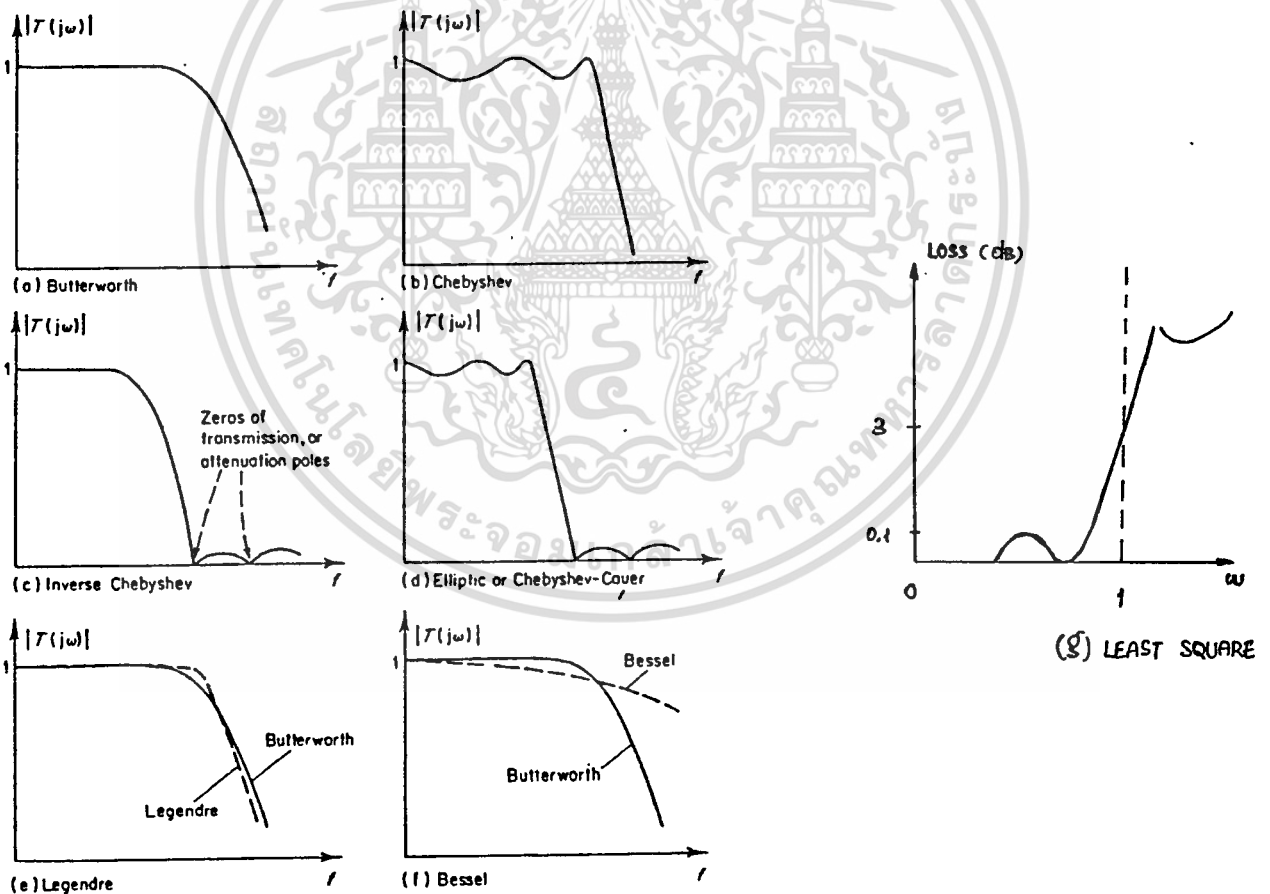
เป็นวงจกรองความถี่ ประเภทที่ ผลตอบสนองจะลดลง (Monotonic Magnitude Response) เมื่อความถี่สูงขึ้น โดยที่จะให้ความชัน ณ ความถี่คัทออฟของวงจกรองความถี่ชนิดบัตเตอร์เวท ปาเปาลิสได้เสนอวิธีการออกแบบเมื่อปี ค.ศ. 1958 ดังรูปที่ 3-1 e) ที่แสดงเปรียบเทียบกับบัตเตอร์เวท ณ อันดับเดียวกัน

3.6) วงจรกรองความถี่ชนิดเบสเซล (Bessel filter)

หรือที่รู้จักกันอีกชื่อหนึ่งว่า "วงจรกรองความถี่ทอมสัน (Thomson Filter)" ซึ่งจะให้ผลตอบสนองของกรุปดีเลย์ราบเรียบที่ถี่ที่สุดที่  $\omega=0$  ดังรูปที่ 3-1 f)

3.7) วงจรกรองความถี่ชนิดลิทส์สแควร์ (Least Square Filter)

เป็นวงจรกรองความถี่ที่เรียกชื่อตามวิธีการแยกประเภทค่าผิดพลาดคือ วิธีการลิทส์สแควร์ วงจรกรองประเภทนี้จะให้ความชัน  $\infty$  บริเวณคัตออฟสูง และความสูญเสียของสัญญาณทางย่านหยุดสัญญาณ จะมากกว่าของบัตเตอร์เวท โดยที่จะเกิดขึ้นในย่านผ่านสัญญาณด้วย ดังรูปที่ 3-1 g)



รูปที่ 3-1 แสดงผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่มาตรฐานชนิดวงจรกรองความถี่ต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
 a) BUTTERWORTH    b) CHEBYSHEV    c) INVERSE CHEBYSHEV    d) ELLIPTIC OR CAUER CHEBYSHEV    e) LEGENDRE    f) BESSEL    g) LEAST SQUARE

บทที่ 4

เทคนิคการออกแบบวงจรกรองความถี่  
(Design Technique)

การออกแบบวงจรกรองความถี่ จะต้องเริ่มต้นจากการหาฟังก์ชันกรองความถี่ที่ให้ผลตอบแทนขนาดใกล้เคียงกับฟังก์ชันในอุดมคติมากที่สุด กล่าวคือ เป็นฟังก์ชันที่ยอมให้สัญญาณความถี่ในย่านผ่านสัญญาณ (Passband) ผ่านออกไปโดยไม่มีการสูญเสียหรือผิดเพี้ยน และสามารถกำจัดสัญญาณความถี่ในย่านหยุดสัญญาณ (Stopband) ได้โดยสิ้นเชิง แต่เนื่องจากวงจรใดๆสามารถแทนได้เฉพาะฟังก์ชันที่อยู่ในรูปโพลีโนเมียลเศษส่วนเท่านั้น จึงจำเป็นต้องทำความเข้าใจเกี่ยวกับ ผลตอบสนองต่างๆของฟังก์ชันชนิดนี้และวิธีการประมาณฟังก์ชันเศษส่วน ที่มีผลตอบแทนขนาดในลักษณะที่ใกล้เคียงกับฟังก์ชันกรองความถี่ในอุดมคติ

เทคนิคการออกแบบ โดยประมาณ เพื่อให้มีคุณสมบัติของวงจรกรองความถี่อยู่ในโครงร่างหรือขอบเขตที่ต้องการหรือใกล้เคียงความจริงมากที่สุด อาจจะแบ่งเทคนิคการออกแบบได้เป็น 2 ชนิดตามวิธีคณิตศาสตร์ ดังนี้

ก) เทคนิคการออกแบบโดยการวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์เพื่อให้ได้สูตรสำเร็จ (Analytical Design Technique)

การออกแบบนี้ เป็นการวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์ (Mathematical Analysis) ซึ่งสะดวกต่อการหาผลลัพธ์ในรูปของสูตรสำเร็จ ไม่จำเป็นที่จะต้องใช้คอมพิวเตอร์มากเท่าใด อย่างไรก็ตามความคล่องตัวน้อยมาก

ข) การใช้คอมพิวเตอร์ช่วยในการออกแบบ (Computer Aided Design)

วิธีนี้เป็นวิธีที่นิยมในปัจจุบัน เพราะออกแบบได้คล่องตัว ไม่ว่าฟังก์ชันที่ต้องการจะเป็นอย่างไรก็ตามสามารถหาสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองความถี่ได้ ไม่ว่าจะอยู่ในโดเมนของความถี่ หรือโดเมนของเวลา โดยกระบวนการอิตเทอเรทีฟ (Iterative Process) ซึ่งจะเริ่มต้นโดยการเลือกประเภทสมมติฐานความผิดพลาด (Error Criterion) ของฟังก์ชันที่ประมาณ โดยเทียบกับคุณสมบัติที่กำหนดให้ เช่น ขนาด หรือ เฟส

ประเภทค่าผิดพลาดที่จะเลือกใช้มีลีสต์มีนสแควร์ (Least Mean Square) และเชบีเชฟหรือมินิแมกซ์ (Chebyshev or Minimax) อาจจะเลือกใช้วิธีใดก็ได้ แล้วใช้วิธีออปติไมซ์เซชัน (Optimization Algorithm) ฟังก์ชันผิดพลาด (Error Function) เพื่อให้ได้สัมประสิทธิ์ของวงจรกรองความถี่ที่ดีที่สุดตามประเภทค่าผิดพลาดนั้นๆ

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.1) ทฤษฎีการประมาณค่าสำหรับการออกแบบวงจรฟิลเตอร์ (Approximation Method For Filter Design)

ในการพิจารณาของส่วนนี้จะกล่าวถึงรายละเอียดของเทคนิคสำหรับการประมาณค่าคุณสมบัติการส่งผ่านของวงจรฟิลเตอร์ในอุดมคติ ในที่นี้เราจะกล่าวถึงขอบเขตเฉพาะกรณีของวงจร Low-Pass เท่านั้น อย่างไรก็ตาม การประมาณค่าสามารถที่จะพัฒนามาประยุกต์ใช้กับวงจรฟิลเตอร์ชนิดอื่นๆได้ด้วย โดยการส่งผ่านแปลงทางความถี่ที่แตกต่างกันออกไปเท่านั้น การประมาณค่าโดยทั่วไปเป็นหัวข้อเรื่องที่กว้างมากในที่นี้เราจะพิจารณาเฉพาะวิธีทั่วไปที่ใช้การประมาณค่าแบบง่าย ๆ ซึ่งจะกล่าวเฉพาะ Bessel Low-Pass Filter เท่านั้น

ในการส่งผ่านสัญญาณที่เกิดการรบกวนน้อยมากในรูป

$$H(s) = Ke^{-sT}$$

ซึ่งทำให้เกิดเฟสเชิงเส้นหรือแฟลตดีเลย์ (Flat Delay) การประมาณค่าสำหรับ All-Pole ของ  $e^{-sT}$  อาจเขียนได้เป็นสำหรับ nth อันดับ

$$H(s) = \frac{b_0}{s^n + b_{n-1}s^{n-1} + \dots + b_1s + b_0}$$

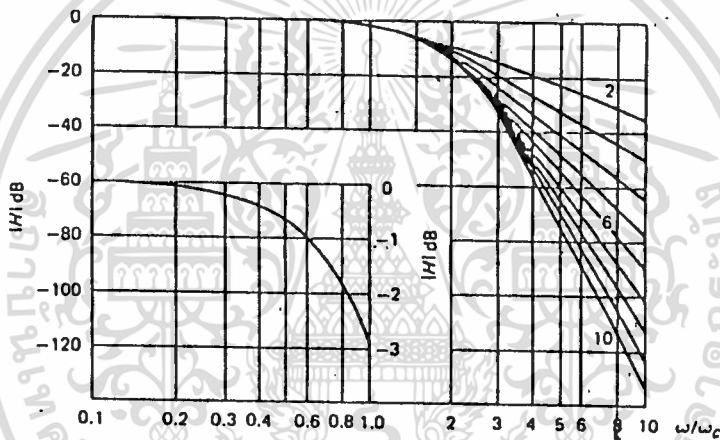
เมื่อสัมพันธ์กับที่ได้  $b_i$  ที่ได้จะเป็นตัวกำหนดอันดับถึงอันดับสูงขึ้นไป สิ่งที่ได้ของฟังก์ชันนี้จะทำให้เฟสเป็นศูนย์ โพลินอมิออลที่ได้นี้เรียกว่า Bessel Polynomials ดังนั้น จึงเรียกวางจรฟิลเตอร์นี้ว่า Bessel หรือ Thompson หรือ Maximally Flat Delay (MFD) Filter เราจะได้ Bessel Polynomials ดังตาราง 4-1 เมื่อ T กำหนดให้เป็นค่า Unity (คือ  $b_1=b_0$ )

| n | Polynomial   |
|---|--|
| 1 | $s + 1$  |
| 2 | $s^2 + 3s + 3$   |
| 3 | $s^3 + 6s^2 + 15s + 15 = (s + 2.322)(s^2 + 3.678s + 6.460)$                        |
| 4 | $s^4 + 10s^3 + 45s^2 + 105s + 105 = (s^2 + 5.792s + 9.140)(s^2 + 4.208s + 11.488)$ |

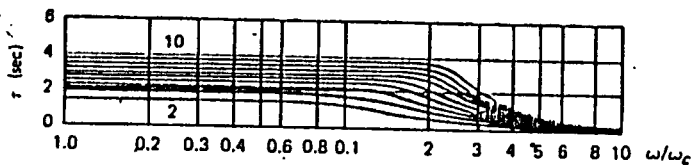
สังเกตตารางที่ 4-1 โพลีโนเมียลจะ Normalize ดังนั้น  $T(0) = 1$  วินาที ที่ 3-db Band-Width ของวงจร Thompson Filters จะหาได้โดยการประมาณค่าดังสูตรข้างล่าง

$$\tau_{\text{3db}} \sim \sqrt{(2n-1) \ln 2} \quad , \quad n \geq 3$$

การตอบสนองทางขนาดของวงจร Thompson Filters สำหรับค่า  $n \leq 10$  จะแสดงได้ดังในรูปที่ 4-1 คุณสมบัติของการหน่วงของวงจร Thompson Filters สำหรับค่า  $n \leq 10$  จะแสดงได้ดังในรูปที่ 4-2



รูปที่ 4-1 Gain Response for THOMPSON (Bessel) FILTER ( $n \leq 10$ )



รูปที่ 4-2 แสดงถึงคุณสมบัติการหน่วงของวงจร THOMPSON FILTER ( $n \leq 10$ )

4.2) การออกแบบวงจรแอกทีฟฟิลเตอร์ในอันดับสูงๆ  
(DESIGNING nth-order OF ACTIVE FILTERS)

ทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการออกแบบวงจรฟิลเตอร์ ที่เรียกว่า ทฤษฎีการประมาณค่า ในรูปเทอม  
สมการของการออกแบบวงจร ACTIVE FILTER จะได้แนวความคิด และรายละเอียดมาจาก อัตรา  
ส่วนของทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันอันดับต่างๆ ในรูปเทอมต่างๆไปดังนี้

$$T(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0} \quad (4a)$$

เมื่อกำหนดให้  $s = j\omega$  จะได้

$$\alpha(\omega) = \text{Re } \ln T(j\omega) = \ln |T(j\omega)| \quad (4b)$$

และ

$$\phi(\omega) = \text{Im } \ln T(j\omega) = \arg T(j\omega) \quad (4c)$$

ซึ่งสมการ 4b และ 4c ก็คือ การตอบสนองทางขนาดและการตอบสนองทางเฟส ในทุกๆไป  
แล้ว โพลของฟังก์ชัน  $T(s)$  ดังเช่นรากของสมการ  $D(s)$  คือ คอนจูเกทจำนวนเชิงซ้อน ในลักษณะ  
การออกแบบในรูปทั่วไปของทรานส์เฟอ์ฟังก์ชัน ดังนั้นจึงสามารถจะแสดงได้เท่ากับ ผลคูณของทราน  
เฟอ์ฟังก์ชันอันดับสอง

$$T(s) = \prod_{j=1}^{n/2} T_j(s) = \prod_{j=1}^{n/2} \frac{n_j(s)}{d_j(s)} \quad (4d)$$

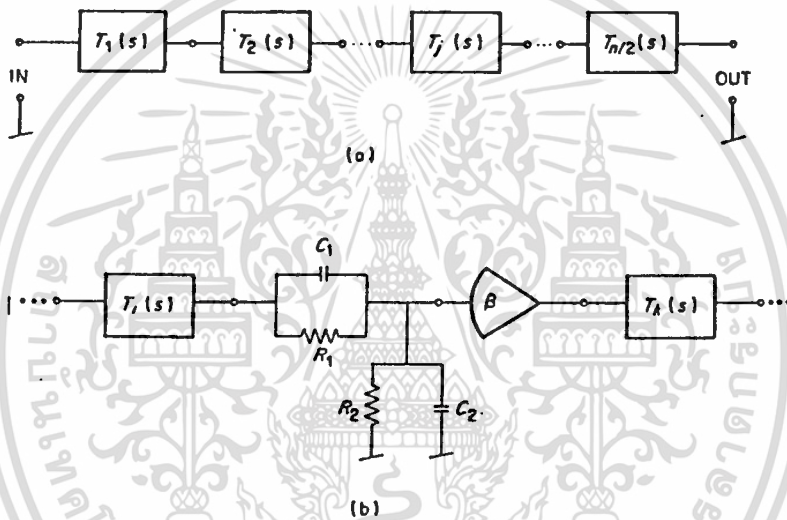
เมื่อ  $d_j(s)$  สมมติให้เป็นฟังก์ชันคู่ประกอบด้วย รากคอนจูเกทจำนวนเชิงซ้อน และรากของ  $n_j(s)$   
ถ้าเป็นรากจำนวนจริง ค่าก็อยู่บนแกน  $j\omega$  หรือสมมาตรของโพลในระนาบทางครึ่งขวา  
ของ ระนาบ  $S$  ในกรณีต่างๆไปแล้ว

$$T_j(s) = K_j \frac{s^2 + (w_{zj}/q_{zj})s + w_{zj}^2}{s^2 + (w_{pj}/q_{pj})s + w_{pj}^2} \quad (4e)$$

$$T_{\alpha}(s) = K_{\alpha} \frac{S^2 + \alpha_z}{S^2 - \alpha_p} \quad \text{-----} \quad (4f)$$

หรือรูปสมการของ LOWPASS

$$T_{\alpha}(s) = K_{\alpha} / (S + \alpha) \quad \text{-----} \quad (4g)$$



รูปที่ 4-3 แสดงการต่อแบบ CASCADE ของ วงจรฟิลเตอร์อันดับสอง

a) เมื่อ  $n$  เป็นจำนวนเลขคู่ b) ต่อวงจรส่วนของอันดับหนึ่งเข้าไปเมื่อ  $n$  เป็นจำนวนเลขคี่  
สมมติว่า  $n$  เป็นจำนวนเลขคู่ ทรานส์เฟอ์ฟังก์ชัน  $T(s)$  สามารถกำหนดได้โดยสมการ 4d สามารถ  
นิสจน์ได้โดยต่อ CASCADE  $n/2$  วงจรฟิลเตอร์อันดับสอง ดังรูป 4-3 a)

ถ้า  $n$  เป็นจำนวนเลขคี่แล้ว จะนำวงจรฟิลเตอร์อันดับหนึ่งมาต่อเข้าไป ดังรูป 4-3 b) สามารถ  
กำหนดรูปฟังก์ชัน  $T_{\alpha}(s)$  ได้ดังสมการ 4f ในเทอมของสมการ 4f เราจะได้

$$K_{\alpha} = \beta C_1 / C_2 \quad \text{-----} \quad (4h)$$

$$\alpha_z = 1 / R_1 C_1 \quad \text{-----} \quad (4i)$$

$$\alpha_p = 1 / R_2 C_2 \quad \text{-----} \quad (4j)$$

สำหรับกรณีของวงจรกรองความถี่ต่ำอันดับหนึ่ง สามารถหาจากสมการ 4G เราต้องการเฉพาะ  $R_1$  และ  $C_2$  ดังในรูป 4-3 b) เมื่อ

$$K_{\infty} = \beta / R_1 C_2 \quad \text{_____ (4H)}$$

และ

$$\alpha = 1/R_1 C_1 \quad \text{_____ (4I)}$$

อย่างไรก็ตามในการออกแบบวงจรภาคเคส ให้ได้จำนวนอันดับตามที่ต้องการนั้น ทำได้โดยไม่ยากนัก เพียงแต่เราเข้าใจเกี่ยวกับฟังก์ชันที่เรานำมาใช้ ของแต่ละวงจรที่เหมาะสม ก็จะได้การตอบสนองตามคุณสมบัติที่ต้องการ

#### 4.3) ข้อแตกต่างของ ACTIVE FILTER และ PASSIVE FILTER

เหตุที่มีการนำ ACTIVE FILTER มาแทนที่การใช้ PASSIVE FILTER ในวงจรนั้น เนื่องจากการใช้ ACTIVE FILTER โดยนำ OP-AMPS มาใช้ในย่านความถี่ AUDIO FREQUENCY จะมีผลดีกว่า PASSIVE FILTER โดยในวงจร ACTIVE FILTER สามารถลดตัว INDUCTOR อันเป็นสาเหตุให้วงจรมีขนาดใหญ่ มีราคาแพง เมื่อเทียบกับวงจร ACTIVE FILTER โดยใช้เพียง R , C ในวงจร อีกทั้งการใช้ INDUCTOR ทำให้ต้องใช้ POWER มาก อันเนื่องมาจาก MAGNETIC FIELD ที่เกิดขึ้นในตัว INDUCTOR นั้นๆ

การใช้ ACTIVE FILTER ดีกว่า PASSIVE FILTER ที่มองเห็นชัดเจนมีดังนี้

1. การปรับค่าความถี่ และ GAIN ในวงจร ACTIVE FILTER มีความคล่องตัวกว่าในวงจร PASSIVE FILTER โดยเฉพาะ OP-AMP ของวงจร ACTIVE FILTER มีเสถียรภาพลดทอนต่ำ

2. วงจร ACTIVE FILTER ไม่มีปัญหาในเรื่อง LOADING เนื่องจาก OP-AMP มี INPUT RESISTANCE สูง และ OUTPUT RESISTANCE ต่ำ

3. ราคา ACTIVE FILTER ถูกกว่าราคา PASSIVE FILTER เนื่องจากในปัจจุบัน OP-AMP มีราคาถูก ประกอบกับสามารถลดค่าของ INDUCTOR ในวงจร ซึ่งไม่จำเป็นต้องมีในวงจร ACTIVE FILTER

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



บทที่ 5

เบสเซลโพลีโนเมียล  
(Bessel Polynomial)

ที่มาของ Generalized BESSEL โดย Kiyasuzen และ Thompson เป็นผู้เริ่มใช้โดยใช้เบสเซล โพลีโนเมียล ในการออกแบบวงจร เพื่อให้วงจรดังกล่าว มีกริฟต์เดี่ยวที่ราบเรียบ ต่อมา D.E.Johnson ได้นำเอา เงินเนอร์โลซ์ เบสเซล โพลีโนเมียล (Generalized Bessel Polynomial) หรือใช้ชื่อย่อว่า G.B.P. มาใช้ จากบทความดังกล่าวแสดงให้เห็นว่า G.B.P. สามารถปรับขนาดและกริฟต์เดี่ยวได้ราบเรียบ สำหรับ bessel polynomial ใน order ที่เท่ากัน

รูปแบบทั่วไปของโพลีโนเมียลจะเขียนอยู่ในรูป

$$B_n(s) = s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \dots + a_1s + a_0 = \sum_{j=0}^{n-1} a_j s^j, \quad a_n = 1 \quad \text{---- (5.1)}$$

$B_n(s)$  เรียกว่า Bessel Polynomial Of Oder n  
สัมประสิทธิ์สามารถได้จากตารางข้างล่างนี้ ซึ่งมีค่าถึงอันดับ 8

| n | $a_0$     | $a_1$     | $a_2$   | $a_3$   | $a_4$  | $a_5$ | $a_6$ | $a_7$ |
|---|-----------|-----------|---------|---------|--------|-------|-------|-------|
| 1 | 1         |           |         |         |        |       |       |       |
| 2 | 3         | 3         |         |         |        |       |       |       |
| 3 | 15        | 15        | 6       |         |        |       |       |       |
| 4 | 105       | 105       | 45      | 10      |        |       |       |       |
| 5 | 945       | 945       | 420     | 105     | 15     |       |       |       |
| 6 | 10,395    | 10,395    | 4,725   | 1,260   | 210    | 21    |       |       |
| 7 | 135,135   | 135,135   | 62,370  | 17,325  | 3,150  | 378   | 28    |       |
| 8 | 2,027,025 | 2,027,025 | 945,945 | 270,270 | 51,975 | 6,930 | 630   | 36    |

ตารางที่ 5-1 แสดงสัมประสิทธิ์ของ Bessel Polynomials

$$B_0 = 1$$

$$B_1 = s + 1$$

$$B_2 = s^2 + 3s + 3$$

$$B_3 = s^3 + 6s^2 + 15s + 15$$

$$B_4 = s^4 + 10s^3 + 45s^2 + 105s + 105$$

⋮  
⋮

โพลีโนเมียลที่อันดับสูงๆ จะหาได้จากสูตรแบบเดิม

$$B_n = (2n-1)B_{n-1} + s^2 B_{n-2} \quad \text{---- (5.2)}$$

การประมาณค่าโพลีโนเมียลจะสามารถใช้หาค่าสัมบัติของเฟส และเวลาที่หน่วงได้แต่ละอันดับที่เลือก  
ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน ของ Bessel - Thompson Response กำหนดขึ้นเป็นรูปสมการต่างๆไปได้อคือ

$$T_n(s) = B_n(0)/B_n(s) \quad \text{---- (5.3)}$$

$$T_n(s) = a_0 / (s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \dots + a_1s + a_0) \quad \text{---- (5.4)}$$

สำหรับฟังก์ชันของขนาด

$$\left| T_n(j\omega) \right| = \left| B_n(0)/B_n(j\omega) \right| \quad \text{---- (5.5)}$$

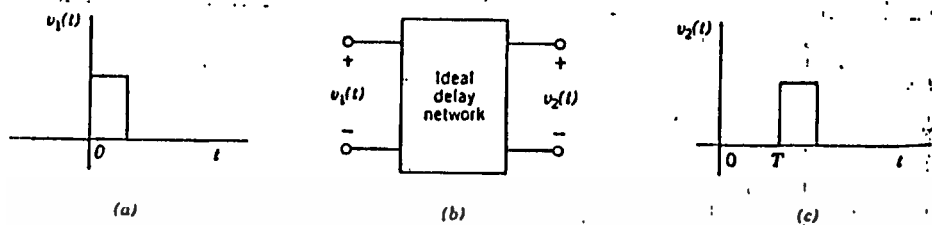
|   |            |             |             |             |             |             |             |            |  |
|---|------------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|------------|--|
| 1 | -1.0000000 |             |             |             |             |             |             |            |  |
| 2 | -1.5000000 | ±j0.8660254 |             |             |             |             |             |            |  |
| 3 | -2.3221854 | -1.8389073  | ±j1.7543810 |             |             |             |             |            |  |
| 4 | -2.8962106 | ±j0.8672341 | -2.1037894  | ±j2.6574180 |             |             |             |            |  |
| 5 | -3.6467386 | -3.3519564  | ±j1.7426614 | -2.3246743  | ±j3.5710229 |             |             |            |  |
| 6 | -4.2483594 | ±j0.8675097 | -3.7357084  | ±j2.6262723 | -2.5159322  | ±j4.4926730 |             |            |  |
| 7 | -4.9717869 | -4.7582905  | ±j1.7392861 | -4.0701392  | ±j3.5171740 | -2.6856769  | ±j5.4206941 |            |  |
| 8 | -5.5878860 | ±j0.8676144 | -2.8389840  | ±j6.3539113 | -4.3682892  | ±j4.4144425 | -5.2048408  | ±j2.616175 |  |

ตารางที่ 5-2 แสดงค่ารากของฟังก์ชัน Bessel Polynomials

5.1 การตอบสนองวงจรถเบสเซล - ทอมสัน (The Bessel - Thompson Response)

กำหนด  $v_1(t)$  เป็นสัญญาณอินพุตป้อนไปยังวงจร Network และ  $v_2(t)$  เป็นสัญญาณเอาต์พุตที่จะแสดงได้ดังในรูปที่ 5-1 ถ้าสัญญาณที่ถูกส่งผ่านเข้าไปยังในวงจร Network ในทางอุดมคติแล้ว สัญญาณเอาต์พุต  $v_2(t)$  จะถูกหน่วงโดยวงจร Ideal Delay Network ที่ผ่านสัญญาณ  $v_1$  เข้ามา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5-1 แสดงการตอบสนองของ Bessel Thomson

เราสามารถนำมาเขียนสมการทางคณิตศาสตร์ได้ดังนี้

$$v_2(t) = v_1(t-T) \quad \text{---- (5.6)}$$

เมื่อ T คือ เวลาที่หน่วงเป็นวินาที

Take Laplace Transform ทั้งสองด้านของสมการ

$$V_2(s) = V_1(s)e^{-sT} \quad \text{---- (5.7)}$$

เมื่อ  $V_1(s)$  และ  $V_2(s)$  เป็นตัวแสดงว่าถูกแปลงลาปลาซ ใน  $v_1(t)$  และ  $v_2(t)$  ตามลำดับ ดังนั้น

$$V_2(s)/V_1(s) = H(s) = e^{-sT} \quad \text{---- (5.8)}$$

เมื่อ  $s=j\omega$

เราหาคอสมบัติ ทางขนาดและมุมเฟส ได้โดย

$$|H(j\omega)| = 1 \quad \text{---- (5.9)}$$

$$\text{Arg } H(j\omega) = -\omega T \quad \text{---- (5.10)}$$

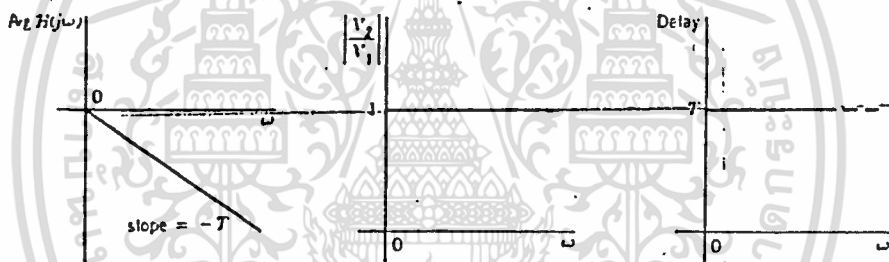
ถ้าเราจะหาการหน่วงค่าเป็นลบของเฟสก็จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 Delay =  $-\frac{d \text{ Arg } H(j\omega)}{d\omega}$  ---- (5.11)  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= - \frac{d}{dw} (- \omega T) \quad \text{---- (5.12)}$$

$$\text{Delay} = T \quad \text{---- (5.13)}$$

จากสมการ (5.11) คือค่าของ Group Delay หรือบางครั้งเรียกว่า Signal Delay หรือ Envelope Delay ในการอธิบายเราจะอ้างถึงการหน่วงแบบง่าย ๆ สำหรับในระบบการส่งผ่านทางอุดมคติ ขนาดของมันจะอยู่ในรูปทรานสเฟอร์ฟังก์ชัน ที่เป็นค่าคงที่มีค่าเท่ากับ Unity สำหรับทุก  $\omega$  ในขณะที่เฟสจะมีลักษณะเป็นฟังก์ชันเชิงเส้นของ  $\omega$  หรือเท่ากับค่า Delay มีค่าคงที่ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5-2



รูปที่ 5-2 แสดงถึงคุณสมบัติของ MAXIMALLY-FLAT DELAY

คุณสมบัติโดยทั่วไปของ Generalize Bessel Polynomial เขียนให้อยู่ในรูปของสมการ Differential ได้ดังนี้คือ

$$s^2 \frac{d^2 Y_n}{ds^2} + (as+2) \frac{dY_n}{ds} - n(n+a-1) Y_n = 0 \quad \text{---- (5.14)}$$

จากสมการ (5.14) ผลของ G.B.P. คือ

$$Y_n(a, 2, s) = {}_2F_0(-n, a+n-1; -s/2)$$

หรือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  

$$Y_n(a, 2, s) = \sum_{k=0}^n \frac{(-n)_k \cdot (a+n-1)_k \cdot (-s/2)^k}{k!} \quad \text{---- (5.15)}$$
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาหรือทำซ้ำของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่

$$a_n = \prod_{i=1}^n (a+i-1)$$

ในการประมาณค่า delay network function เราจะได้สมการดังต่อไปนี้

$$H_n(s) = (-n)_k \cdot \frac{(a+n-1)_k}{k!} \cdot (-s/2)^{n-k} \quad \text{---- (5.16)}$$

จากสมการ (5.14) ผลลัพธ์ของ G.B.P. คือ

$$s \frac{d^2 H_n}{ds^2} + (2-a-2n-2s) \frac{dH_n}{ds} - 2n H_n = 0 \quad \text{---- (5.17)}$$

การหาค่า Transfer function ของ G.B.P. มีพหุนามที่ตรงนิยามดังนี้

### 5.1.1) คุณสมบัติทางขนาด (AMPLITUDE CHARACTERISTIC)

จากสูตรของ Brafman ในรูปของผลคูณส่วนฟังก์ชัน ของ Hypergeometric เขียนได้ว่า

$$\begin{aligned} & {}_2F_0 [-n, c+n; -x/2] * {}_2F_0 [-n, c+n; -y/2] \\ &= \sum_{k=0}^n [(-n)_k (c+n)_k / k!] * {}_2F_0 [-n, c+n; -r/2] t^k \quad \text{---- (5.18)} \end{aligned}$$

โดยที่

$$x = - [t - (t^2 - 4rt)^{1/2}]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่งมอบให้ทางวิชาการเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ  $c = a - 1$

ความสัมพันธ์ระหว่าง  $r, t$  และ  $x, y$  เขียนได้ว่า

$$t = - (x + y) / 2$$

$$r = - (xy) / 2(x+y)$$

แทนลงในสมการ 5.18 จะได้

$$y_n(x)y_n(y) = \sum_{k=0}^n \frac{[(-n)_k (a+n-1)_k]}{k!} \frac{[(-x+y)^k]}{2^k} y_k \left[ \frac{xy}{x+y} \right] \quad \text{---- (5.19)}$$

จากสมการ (5.16) ซึ่งเขียนได้ว่า

$$H_n(s) = s^n y_n(1/s)$$

แทนค่าลงในสมการ (5.19) จะได้ว่า

$$H_n(x)H_n(y) = \sum_{k=0}^n (-1)^k (-n)_k \cdot \frac{(a+n-1)_k}{k! 2^k} \cdot (xy)^{n-k} \cdot H_k(x+y)$$

ซึ่งเป็นสมการสูตรสำเร็จสำหรับคุณลักษณะทางขนาดของ G.B.P. Transfer Function สามารถหาได้โดยใช้ผลคูณ 2 Function ของ Hypergeometric Function

จากสมการ (5.19) ถ้ากำหนดให้  $y = (-x) = s$  แล้วจะได้ว่า

$$H_n(x+y) = H_n(0) = (1/2)^k \cdot (a+k-1)_k \quad \text{---- (5.20)}$$

แทนค่า (5.20) ลงในสมการ (5.19) และเรากำหนดให้  $A_n(s) = H_n(s)H_n(-s)$  ไปยังข้อดำเนินการค้า  
ดังสมการ (5.19) เขียนได้ใหม่ดังนี้ ลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A_n(s) = \sum_{k=0}^n \frac{(-1)^k (-n)_k \cdot (a+n-1)_k (a+n-1)_k \cdot (-s^2)^{n-k}}{k! 2^k} \quad \text{---- (5.21)}$$

หรือ

$$A_n(s) = \sum_{k=0}^n C_{n-k}^n \frac{(a+2n-k-2)! (a+2n-2k-2)! (-s^2)^k}{(a+n-2)! (a+n-k-2)! 2^{2(n-k)}} \quad \text{---- (5.22)}$$

โดยที่  $C_{n-k}^n$  เป็น Binomial Coefficient

และ a เป็นค่า alpha ซึ่งค่า alpha ดังกล่าว จะเป็นตัวปรับค่าคุณลักษณะทางขนาดและดีเลย์

### 5.1.2) คุณลักษณะของกรุปดีเลย์ (GROUP DELAY CHARACTERISTIC)

สมการกรุปดีเลย์ นิยามได้ดังนี้

$$T_n(s) = \frac{1}{2} \left[ \frac{H_n(s)}{H_n(s)} + \frac{H_n(s)}{H_n(s)} \right]$$

เราสามารถที่จะคำนวณสูตรสำเร็จของ GROUP DELAY โดยใช้ความสัมพันธ์ของวีลโคเรนซ์สำหรับ  $H_n(s)$  คือ

$$(2n+a-2)H_n(s) = 2n \cdot H_n(s) - 2n \cdot s \cdot H_{n-1}(s)$$

รวม 2 สมการข้างบนจะได้ดังนี้

$$T_n(s) = \frac{2n}{2n+a-2} + \frac{2ns}{2n+a-2} \frac{[H_n(s)H_{n-1}(-s) - H_n(-s)H_{n-1}(s)]}{2H_n(s)H_n(-s)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีข้อตกลงเนื้อหา และข้อจำกัดอื่นๆของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลังจากผ่านขั้นตอนการคำนวณแล้ว สามารถเขียนเป็นสูตรสำเร็จได้ดังนี้

$$T_n(s) = \frac{2n}{2n+a-2} + \frac{[1 + s^2 C_n(s)]}{A_n(s)}$$

โดยที่

$$C_n(s) = (-1)^{n+1} s^{2(n-1)} + (a-2) \sum_{k=0}^{n-1} \frac{(-1)^k C_k (a+2n-k-2)_{n-k-2} (a+n-1)_{n-k-1} s^{2k}}{2^{2(n-k-1)}}$$

โดยที่ (n >= 2)

ค่า DELAY TIME สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

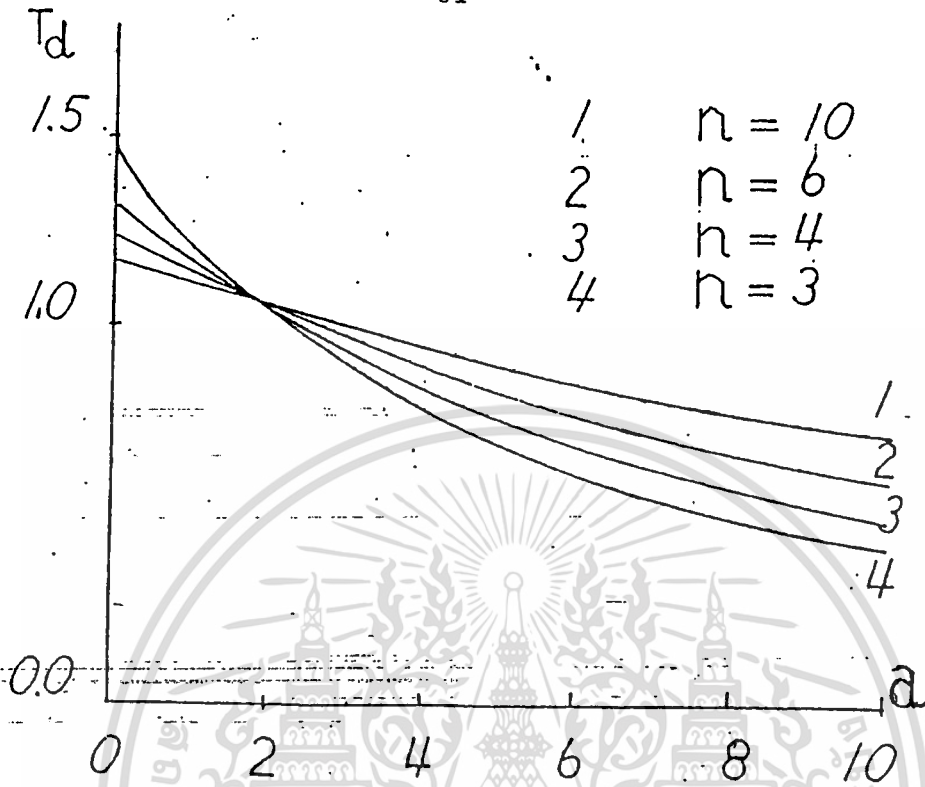
$$T_\infty = T_n(0) = \frac{2n}{(2n+a-2)}$$

และ RISE TIME สามารถหาได้โดยเทคนิคของ Elmore จะได้

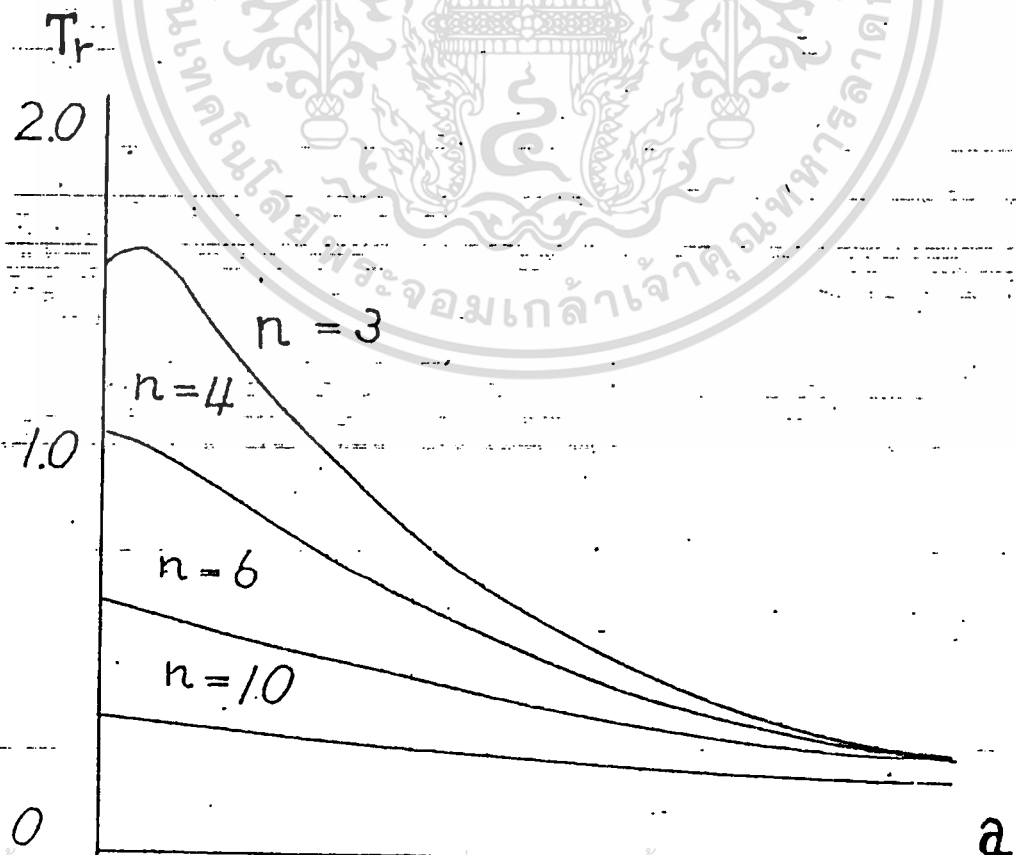
$$T_r = 2\pi \frac{4n(a+n-2)}{(a+2n-2)^2(a+2n-3)}$$

ความสัมพันธ์ระหว่าง PARAMETER "a" กับ RISE TIME และ DELAY TIME สามารถแสดงเป็น GRAPH ดังแสดงในรูปที่ 5-3 และ 5-4 ตามลำดับ จากความสัมพันธ์ดังกล่าว จะเห็นได้ชัดว่า ถ้า PARAMETER "a" ของ G.B.P. มีค่าเพิ่มขึ้น จะทำให้ค่า RISE TIME และ DELAY TIME ลดลงซึ่งเป็นผลให้ผลตอบสนอง (RESPONSE) ในระบบดีขึ้น

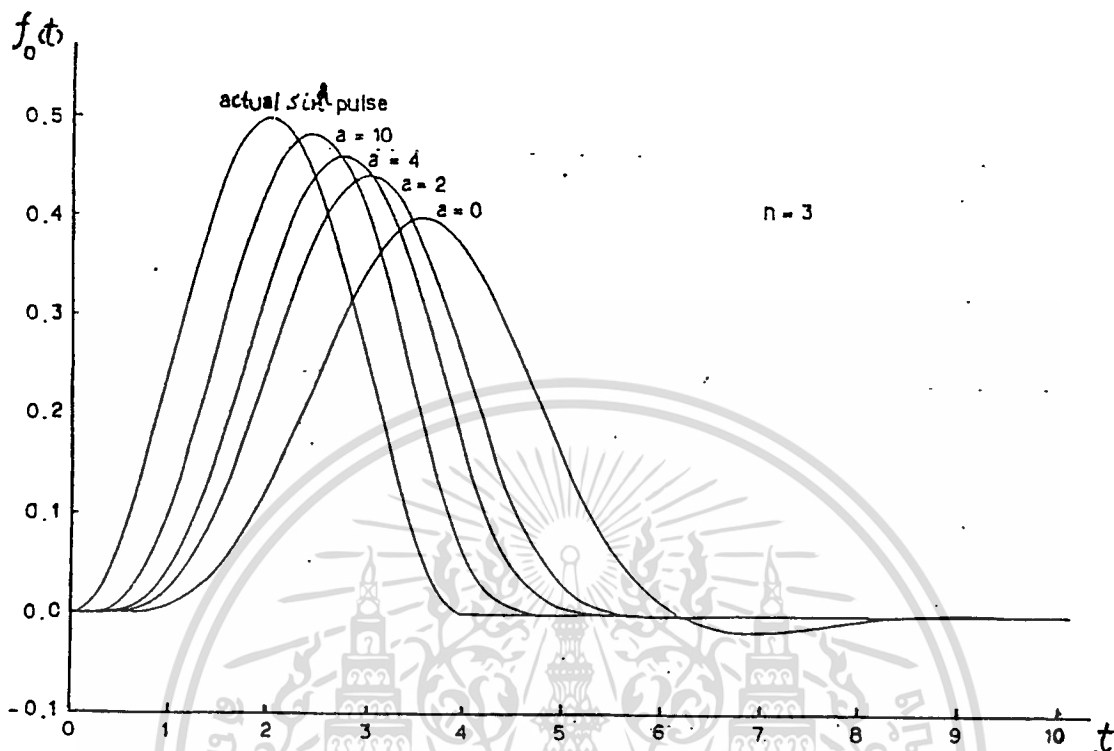
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5-3 เป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง DELAY TIME กับ ALPHA



รูปที่ 5-4 เป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง RISE TIME กับ ALPHA



รูปที่ 5-5 เป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง ความถี่ ( $f_0(t)$ ) กับ เวลา ( $t$ )

### 5.1.3) ผลตอบสนองของ PULSE SIN กำลังสอง ต่อ G.B.P.

ในการนำเอา pulse sine กำลังสอง มาใช้ในการพิจารณาผลตอบสนองต่อ G.B.P. เนื่องจากว่า G.B.P. ถูกนำมาใช้ในการออกแบบวงจร delay line ในย่านความถี่วิดีโอ (video band) โดย pulse sine มีช่วง band width เท่ากับ video band นอกจากนี้ pulse sine ยังมีความไว (sensitivity) ต่อความผิดเพี้ยน (distortion) อย่างมากเมื่อเทียบกับ square wave ที่ใช้กันอยู่โดยทั่วไป

สมการของ pulse sine กำลังสอง นิยามได้ว่า

$$f_1(t) = \begin{cases} (1/2)\sin^2(\pi t/2\tau_0) & (0 \leq t \leq 2) \\ 0 & (t < 0, 2 < t) \end{cases}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า โดย  $\tau_0$  เป็น half Amplitude duration และ Spectral density หาได้โดยการไม่ว่ากรณิดำ ทั้งสิ้น อีกทั้งหากรู้จักแต่ตรงเนื่อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ ทำ Laplace transform ซึ่งเขียนได้ว่า

$$F(s) = \frac{1}{4} \frac{(\pi)^2}{\tau_0} \left[ \frac{1 - \exp(-2 \tau_0 s)}{s[s+j(\pi/\tau_0)][s-j(\pi/\tau_0)]} \right]$$

เราต้องการหา phase และ phase error ที่ order 2 และ 3 จากสมการ (5.22) จะได้ Amplitude ที่ order ต่างๆ ได้ดังนี้

ที่ order 2

$$A_e(s) = \frac{2!}{0!.2!} \frac{(a+4-0-2)! (a+4-0-2)! (-s^2)^0}{(a+0)! (a+2-0-2)! 2^{2(2)}} + \frac{2!}{1!.1!} \frac{(a+4-1-2)! (a+4-2-2)! (-s^2)^1}{(a+2-2)! (a+2-1-2)! 2^{2(1)}} + \frac{2!}{2!.0!} \frac{(a+4-2-2)! (a+4-4-2)! (-s^2)^2}{(a+2-2)! (a+2-2-2)! 2^{2(0)}}$$

$$= s^4 - (a/2)(a+1)s^2 + [(a+1)(a+2)/4]s^2 \quad \text{---- (5.23)}$$

ที่ order 3

$$A_3(s) = \frac{3!}{0!.3!} \frac{(a+6-0-2)! (a+6-0-2)! (-s^2)^0}{(a+1)! (a+3-0-2)! 2^{2(3-0)}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$+ \frac{3!}{1!.2!} \frac{(a+6-1-2)! (a+6-2-2)! (-s^2)^1}{(a+3-2)! (a+3-1-2)! 2^{2(3-1)}}$$

$$\begin{aligned}
 & + \frac{3!}{2! \cdot 1!} \frac{(a+6-2-2)! (a+6-4-2)! (-s^2)^2}{(a+3-2)! (a+3-2-2)! 2^{2(3-2)}} \\
 & + \frac{3!}{3! \cdot 0!} \frac{(a+6-3-2)! (a+6-6-2)! (-s^2)^3}{(a+3-2)! (a+3-3-2)! 2^{2(3-3)}} \\
 = & s^6 + (3/4)(a+2)a \cdot s^4 + (3/16)(a+3)(a+2)^2(a+1)s^2 \\
 & + [(a+4)(a+3)(a+2)/8] s^2 \quad \text{---- (5.24)}
 \end{aligned}$$

สมการที่ได้อยู่ในรูป Amplitude ออก่าดังสอง ซึ่งจะทำการ plot Amplitude ง่ายขึ้น  
 เนื่องจากไม่อยู่ในรูป imaginary แต่เราต้องการ plot phase ดังนั้นเราสามารถหาสมการของ  
 G.B.P. ที่อยู่ในรูป left plan ได้ดังนี้

ที่ order 2

$$H_2(s) = s^2 + (a+1)s + [(a+1)(a+2)/4] \quad \text{---- (5.25)}$$

เราให้ค่า alpha เป็น 2 เพื่อการเปลี่ยนแปลงของ curve

ที่ alpha = 2

$$H_2(s) = s^2 + 3s + 3 \quad \text{---- (5.26)}$$

ที่ order 3

$$H_3(s) = s^3 + (3/2)(a+2)s^2 + (3/4)(a+3)(a+2)s$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของโรงเรียนเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใด

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้  
 เราให้ค่า alpha เป็น 2 เพื่อการเปลี่ยนแปลงของ curve

ที่  $\alpha = 2$

$$H_g(s) = s^2 + 6s + 15 \quad \text{---- (5.28)}$$

เมื่อได้สมการแล้วมาทำการ NORMALIZE

#### 5.1.4) ขั้นตอนการทำ NORMALIZE

ในการวิเคราะห์หา Transfer function ของ G.B.P นั้น เราจะหาค่า Normalize โดยผลตอบสนองที่ความถี่ศูนย์จะมีค่าเป็น 1 หน่วย (Unity Gain)

สมมติให้ Transfer function ดังกล่าวเขียนอยู่ในรูป

$$T_n(s) = \frac{1}{[(s+a_1)(s+a_2)(s+a_3)\dots(s+a_n)]} \quad \text{---- (5.29)}$$

จากสมการ(5.19) ค่า  $a_1, a_2, a_3, \dots, a_n$  เป็น Pole ของ Transfer Function และเพื่อให้ผลคูณของ Pole จากจุดกำเนิด (Origin) เป็นหนึ่ง ค่าของ Pole จะต้องสัมพันธ์กันดังนี้

$$\prod_{k=1}^n a_k = 1 \quad \text{---- (5.30)}$$

ส่วน Transfer Function ของ G.B.P. Filter โดยทั่วไปมีสูตรว่า

$$T_n(s) = \frac{b_0}{[s^n + b_{n-1}s^{n-1} + \dots + b_1s + b_0]} \quad \text{---- (5.31)}$$

หรือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ถูกต้อง  
 $T_n(s) = [(s^n/b_0) + (b_{n-1}/b_0)s^{n-1} + \dots + (b_1/b_0)s + 1]^{-1}$  ทุกครั้งที่มีเครื่องหมายใช้ (5.32)

เพื่อเป็นการเปรียบเทียบระหว่าง สมการ (5.29) กับ สมการ (5.32) โดยกำหนดให้

$$S^n = s^n / b_0 \quad \text{หรือ} \quad S = (s^n / b_0)^{1/n} \quad \text{---- (5.33)}$$

แทนค่าสมการ (5.33) ลงในสมการ (5.32) จะได้

$$T_n(s) = 1 / [ S^n + c_{n-1}S^{n-1} + c_{n-2}S^{n-2} + \dots + c_1S + 1 ] \quad \text{---- (5.34)}$$

โดยที่

$$c_{n-1} = b_{n-1} (b_0)^{-1/n}$$

$$c_{n-2} = b_{n-2} (b_0)^{-2/n}$$

⋮  
⋮  
⋮

$$c_1 = b_1 (b_0)^{-(1-(1/n))}$$

หรืออยู่ในรูป

$$T_n(s) = H / [ \prod_1^{n/2} (s^2 + (w_{o1}/Q_1)s + (w_{o1})^2) ] \quad \text{---- (5.35)}$$

เมื่อ  $n$  เป็นจำนวนเลขคู่

และ

$$T_n(s) = H / [ (s+w_{on}) \prod_1^{n/2} (s^2 + (w_{o1}/Q_1)s + (w_{o1})^2) ] \quad \text{---- (5.36)}$$

เมื่อ  $n$  เป็นจำนวนเลขคี่ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ n เป็น order ของ filter

H เป็นค่าคงที่ที่มีค่าพอดีที่ทำให้  $T_n(j0) = 1$  ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$H = \omega_{on} \cdot (\omega_{o1})^2 \cdot (\omega_{o2})^2 \quad \text{---- (5.37)}$$

จากสมการ (5.26), (5.28) ทำการ Normalize จะได้ดังนี้

นำสมการ (5.26) มาเปรียบเทียบกับสมการ (5.35) จะได้

$$H = (\omega_{o1})^2 = 3$$

$$\omega_{o1}/Q_1 = 3, \quad \omega_{o1} = (3)^{1/2} \quad \text{จะได้} \quad Q_1 = 1/(3)^{1/2}$$

$$T_e = \frac{3}{[s^2 + ((3)^{1/2}/(1/(3)^{1/2}))s + 3]} \quad \text{---- (5.38)}$$

และจากสมการ (5.26) แทนค่า s ด้วย jw

$$T_e = 3 / [(3 - w^2) + j3w]$$

$$\phi_e = -\arctan [3w / (3 - w^2)] \quad \text{---- (5.39)}$$

จากสมการ (5.28) แก่สมการหารากของ s โดยแยก Factor ได้ดังนี้

$$(s+2.32218535)(s^2+2(1.8389073)s+6.45943268)$$

นำสมการ (5.28) มาเปรียบเทียบกับสมการ (5.36) จะได้

$$H = \omega_{on} \cdot (\omega_{o1})^2 = 15$$

$$\omega_{on} = 2.32218535, \quad \omega_{o1} = 2.545141399 \quad \text{จะได้} \quad Q_1 = 0.691048626$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

15

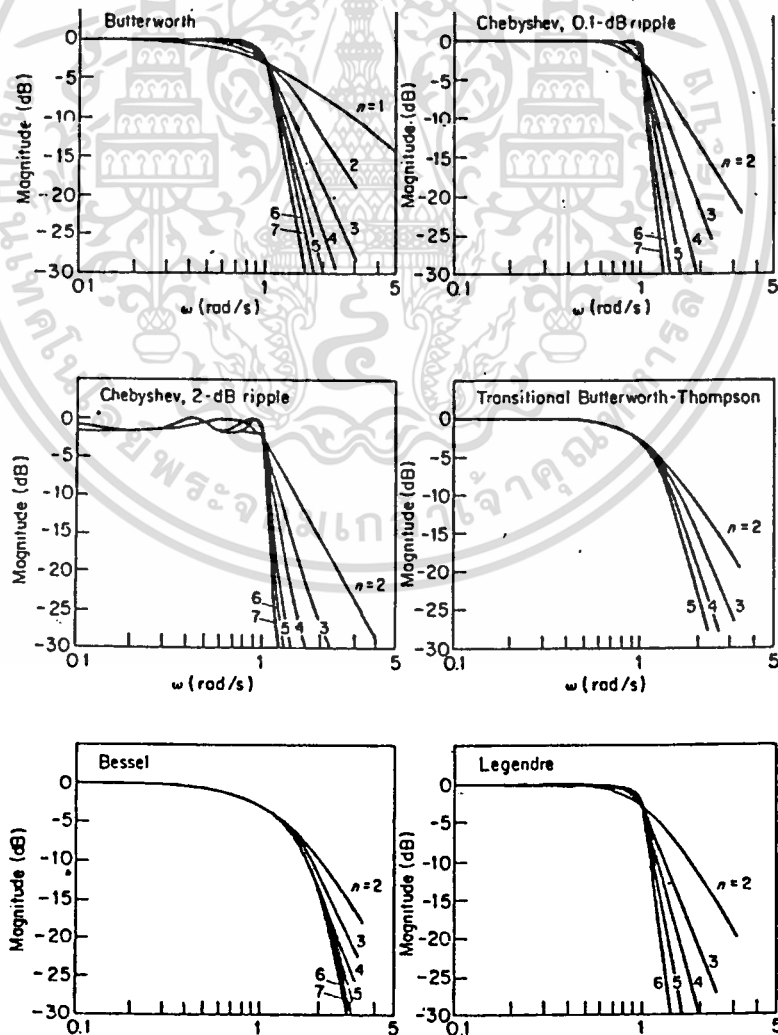
$$T_s = \frac{15}{(s+2.32218583)(s^2+(2.54514/0.69104)s+(2.54514)^2)} \quad \text{---- (5.40)}$$

และจากสมการ (5.28) แทนค่า  $s$  ด้วย  $j\omega$

$$T_s = 15 / [ (15 - 6\omega^2) + j(15\omega - \omega^3) ]$$

$$\phi_s = -\arctan [ (15\omega - \omega^3) / (15 - 6\omega^2) ] \quad \text{---- (5.41)}$$

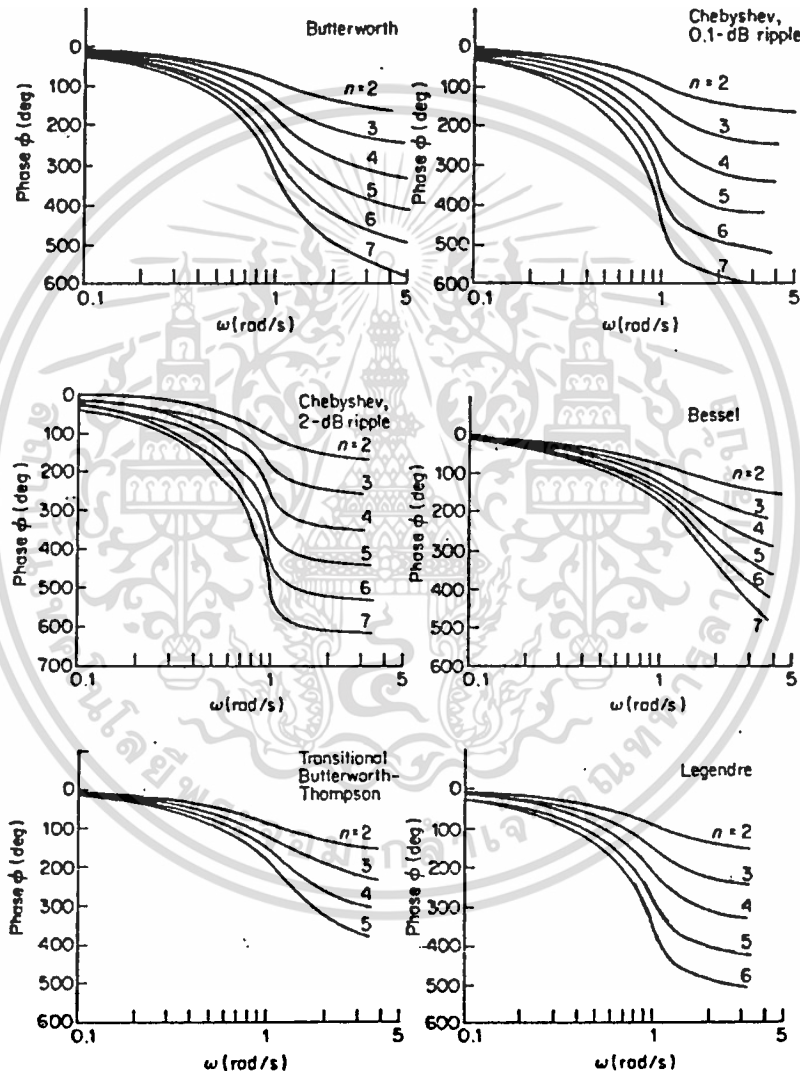
5.2) การตอบสนองทางขนาดของวงจรถอดแอมพลิจูดชนิดต่างๆ



เอกสารที่ 5-6 แสดงถึงผลตอบสนองทางขนาดของวงจรถอดแอมพลิจูดชนิดต่างๆ ที่อันดับต่างๆกัน  
 'ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้'

จากรูปจะเห็นว่า การตอบสนองทางขนาดของวงจรรองความถี่แต่ละชนิด จะมีการตอบสนองไม่เหมือนกัน แต่จะมีลักษณะใกล้เคียงกันบ้างในบางชนิด และบางชนิดก็จะมีค่าเดียวกับชนิดอื่นเลย ซึ่งขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของวงจรแต่ละชนิด โดยจะเห็นว่าชนิด BESSEL จะมีการตอบสนองที่ราบเรียบมาก เราสามารถเห็นได้ชัดจากการตอบสนองทางเฟส

### 5.3) การตอบสนองทางเฟสของวงจรฟิลเตอร์ชนิดต่างๆ

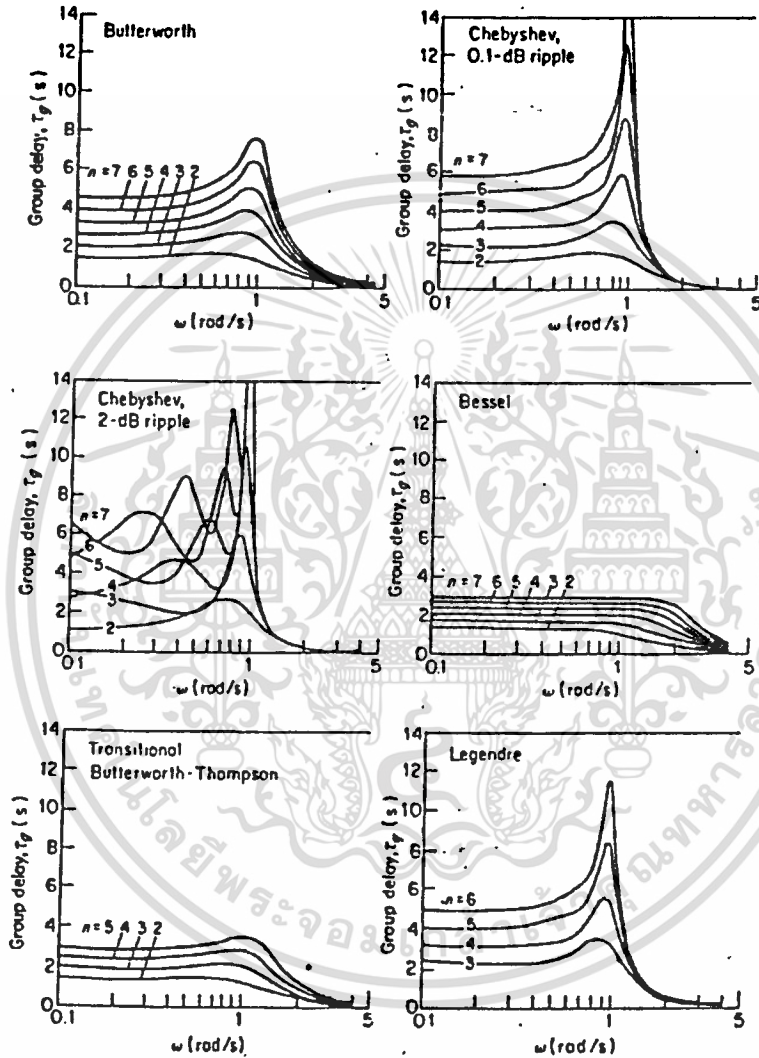


รูปที่ 5-7 แสดงถึงผลตอบสนองทางเฟสของวงจรรองความถี่ต่ำชนิดต่างๆ ที่อันดับต่างๆกัน

จากรูป 5-7 ซึ่งจะเห็นว่า การตอบสนองทางเฟสที่ได้จากวงจรฟิลเตอร์ชนิด BESSEL นั้นจะให้คุณสมบัติการตอบสนองทางเฟส ที่ใกล้เคียงในลักษณะลิเนียร์มากกว่าแบบอื่นๆ ซึ่งชนิดอื่นจะไม่ค่อยลิเนียร์เท่าใดนัก ด้วยเหตุนี้เองเราจึงจะเจองานวงจรฟิลเตอร์ชนิดเบสเซล มาทำการศึกษา โดยเอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่งมอบไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทดลองและวิเคราะห์ เพื่อทำการออกแบบในการแก้เฟส ให้ลิเนียร์มากยิ่งขึ้น โดยจะมีผลทำให้ กรุปดีเลย์คงที่ใกล้เคียงกับคุณสมบัติในทางทฤษฎีมากยิ่งขึ้น

### 5.4) การตอบสนองของกรุปดีเลย์ ของวงจรมัลติโพลชนิดต่างๆ



รูปที่ 5-8 แสดงถึงผลตอบสนองของกรุปดีเลย์ ของจรรองความถี่ต่างชนิดต่างๆ ที่อันดับต่างๆกัน

เมื่อเรามาพิจารณาจากรูปข้างบนจะเห็นได้ว่า วงจรรองความถี่ต่ำชนิดเบสเซลนั้นมีการตอบสนองทางกรุปดีเลย์ที่คงที่มากกว่าชนิดอื่นๆ ซึ่งถ้ามีค่ากรุปดีเลย์คงที่แล้ว วงจรรองความถี่ต่ำชนิดนี้ จะให้สัญญาณที่ผ่านออกจากวงจรรองความถี่แล้ว ไม่เกิดการเพี้ยนของสัญญาณ เมื่อเทียบกับสัญญาณที่ป้อนเข้ามา ดังนั้นเราจึงต้องการทำการแก้เฟส เพื่อให้เฟสมีความชันที่ลิเนียร์มากยิ่งขึ้น โดยจะทำให้กรุปดีเลย์มีค่าคงที่

บทที่ 6

Phase-Shift and Time-Delay Filters

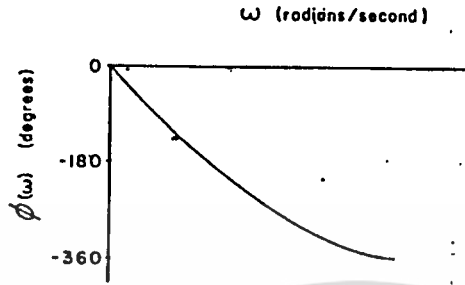
6.1) All-Pass Filter

All-Pass Filter หรือที่เรียกว่าวงจร Phase-Shift เป็นวงจรฟิลเตอร์ที่ให้สัญญาณผ่านไปแถบใดแถบหนึ่ง ในย่านความถี่ที่ต้องการ โดยทำการเปลี่ยน หรือ เลื่อนเฟส จากการกำหนดผลที่ต้องการ ความถี่ที่เลื่อนทางช่วงลบ จะสัมพันธ์กับการหน่วงทางเวลาช่วงบวก มันจะทะลุผ่านตลอดวงจรฟิลเตอร์ วงจร All-Pass Filter มันจะให้ความถี่ทะลุผ่านตลอดมีค่าเท่ากับช่วงเวลาหน่วงของวงจร การเลื่อนเฟสหรือเวลาที่หน่วงของมันจะอยู่ในรูปทรานส์เฟอ์ฟังก์ชัน ที่จะแปรเปลี่ยนกับความถี่ เท่ากับขนาดที่เหลือน้อยเต็มซึ่งมีค่ามากกว่าค่าที่ใช้ในงานในย่านความถี่นั้น

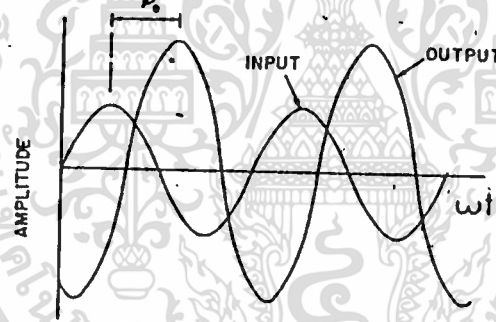
ค่าทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันเป็นอัตราส่วนทางเอาต์พุตต่ออินพุตทางด้านแรงดัน  $V_2/V_1$  ที่  $\omega_0$  (หรือในรูปความถี่  $f_0$  เฮิรตซ์) ค่าเฟสเลื่อนไม่มีค่าเป็นลบ จะเขียนได้ว่า  $\phi(\omega_0) = -\phi_0$  องศา ดังนั้นที่  $\omega_0$  เฟสของแรงดันอินพุต  $V_1$  จะมีค่ามากกว่าแรงดันเอาต์พุต  $V_2$  อยู่  $\phi_0$  องศา เพราะฉะนั้นรูปคลื่นทั้ง 2 จะแสดงออกให้เห็นพร้อมในเวลาเดียวกัน รูปคลื่นอินพุตที่ขอดมันจะมีมุมต่างเฟสอยู่  $\phi_0$  องศา ก่อนที่รูปคลื่นเอาต์พุตที่ขอดมันจะมาถึง คือมีความต่างเฟสกันโดยสัญญาณอินพุตจะนำหน้าสัญญาณเอาต์พุตอยู่  $\phi_0$  องศา ดังนั้นความแตกต่างระหว่างเวลาเป็นวินาทีที่กับช่วงสูงของขอดหรือช่วงที่ลดลงของสัญญาณในขณะที่เป็นช่วงเพิ่มของขอดคลื่นของรูปคลื่นเอาต์พุต โดยขนาดของแอมพลิจูดของทั้งสองรูปคลื่น จะถูกนำมาพล็อตในรูปแกนของเวลา คือ เวลาที่หน่วง เราจะหาค่ามุมเฟสที่เลื่อนได้จากเฟสเลื่อน  $-\phi_0$  จะคิดเป็นมุมเฟสเลื่อนเท่ากับ 360 องศา  $-\phi_0$  ดังตัวอย่าง ถ้ารูปคลื่นอินพุตนำหน้ารูปคลื่นเอาต์พุตอยู่ 270 องศา ( $\phi = -\phi_0 = -270$  องศา) หรือ เราอาจพูดได้อีกนัยหนึ่งว่ารูปคลื่นอินพุตนำหน้าอยู่ -90 องศา ( $\phi = -\phi_0 = +90$  องศา) ซึ่งในกรณีนี้ รูปคลื่นเอาต์พุตจะนำหน้าอยู่ -90 องศา ( $\phi = -\phi_0 = +90$  องศา) ซึ่งในกรณีนี้ รูปคลื่นเอาต์พุต จะนำหน้าอยู่ 90 องศา

การตอบสนองทางขนาดในรูปทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันของวงจร All-Pass Filter ในทางอุดมคติแล้วจะมีค่าคงที่ ที่ทุกๆความถี่และในการนำมาประยุกต์ใช้กับงานจะมีค่าคงที่ใกล้เคียงกับย่านที่ใช้ งานการตอบสนองทางเฟส โดยปกติจะแสดงได้ดังรูปที่ 6-1 ซึ่งพล็อตค่าตั้งแต่  $0 > \phi > -360$  องศา ค่านี้จะได้จากการบวกหรือคูณของมุม 360 องศา รูปที่ 6-2 นี้จะแสดงถึงรูปคลื่นเอาต์พุตจะล้าหลังกว่ารูปคลื่นอินพุต (หรือรูปคลื่นอินพุตจะนำหน้ารูปคลื่นเอาต์พุต) เท่ากับ  $\phi_0$  ถ้าให้แกนทางแนวนอนเป็นแกนของเวลา (วินาที) ความแตกต่างของขอดคลื่นทุกๆช่วงจะเป็นค่าของเวลาที่หน่วง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งหากจะนำไปใช้



รูปที่ 6-1 แสดงการตอบสนองทางเฟส



รูปที่ 6-2 แสดงความแตกต่างทางเฟสของรูปคลื่น

ค่าประมาณของวงจร All-Pass Filter อันดับสอง สามารถเขียนให้อยู่ในรูปสมการทรานส์เฟอว์ฟังก์ชันได้ ดังนี้

$$H(s) = V_2(s)/V_1(s) = K (s^2 - as + b)/(s^2 + as + b) \quad \text{---- (6a)}$$

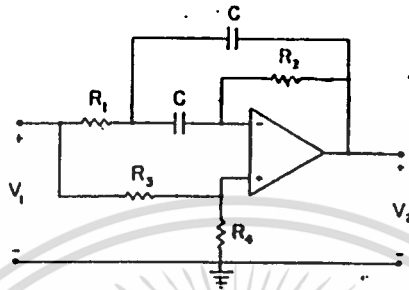
เมื่อ a และ b เป็นค่าคงที่โดยเลือกให้เหมาะสม

$\phi(\omega)$  ซึ่งจะได้มาจากในเทอมของ  $f = \omega/2\pi$   $H_u$  เขียนได้เป็น

$$\phi(\omega) = -2 \arctan(a\omega/b - \omega^2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าของขนาด  $|H(j\omega)| = K$  ซึ่งก็คือ ค่า Gain ของวงจรฟิลเตอร์นั่นเอง



รูปที่ 6-3 แสดงวงจร All Pass Filter

รูปแบบวงจร All-Pass ซึ่งเราสามารถเขียนให้อยู่ในรูปของสมการทรานสเฟอ์ฟังก์ชัน ดังในสมการ 6a ได้ สำหรับค่าของอุปกรณ์ที่ต่อเป็นวงจร All-Pass Filter ดังรูปที่ 6-3 นั้นสามารถหาค่าได้จากกรวิเคราะห์ห้วงจรออกมาดังนี้

$$a = 2/R_2 C$$

$$b = 1/R_1 R_2 C^2$$

และ Gain ของค่า  $K = R_4 / (R_3 + R_4)$

เมื่อกำหนดให้  $R_2 R_3 = 4R_1 R_4$

ส่วนมากผู้ออกแบบวงจร All-Pass ดังเช่นวงจรรูปที่ 6-3 ต้องการเจาะจงหา Phase Shift ที่ความถี่ที่กำหนดให้ และได้กำหนดค่าของอุปกรณ์ที่ต้องการ ซึ่งจะกล่าวอีกทีในตอนสรุปท้ายเรื่องนี้ เราจะได้รูปกราฟที่สร้างให้มีค่าอัตราการขยายเท่ากับ ครึ่งหนึ่งในทุกกรณี

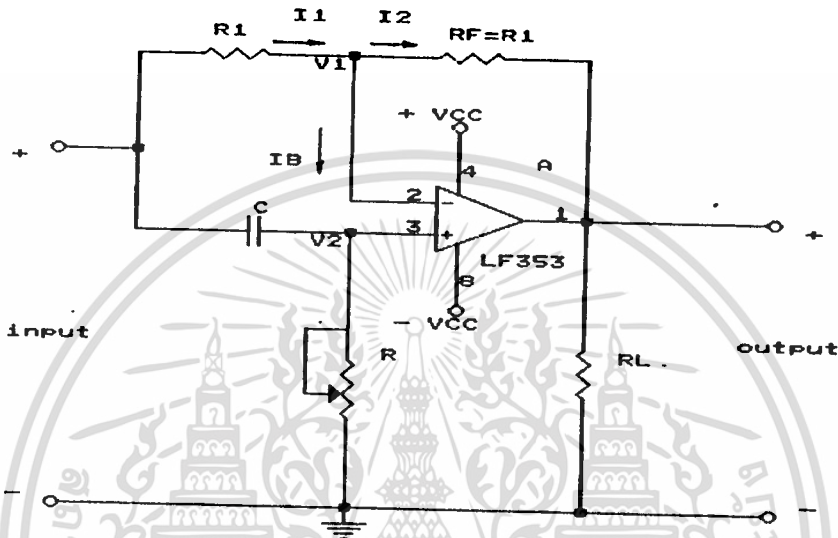
ALLPASS FILTER ทำให้เกิด PHASE SHIFT ระหว่าง  $V_o$  กับ  $V_{in}$  ซึ่งมีทั้งวงจรที่ให้  $V_o$  นำหน้า  $V_{in}$  และวงจรที่ให้  $V_o$  ล้าหลัง  $V_{in}$  โดยการสลับตำแหน่งของ R และ C ที่ขา NON - INVERTING INPUT เท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ALLPASS FILTER จึงมีคุณสมบัติประจำตัวในการให้สัญญาณทุกความถี่ผ่านได้เท่ากัน โดยมี PHASE SHIFT เกิดขึ้นระหว่างสัญญาณ  $V_o$  กับ  $V_{in}$  เท่านั้น

6.4) SOLUTION OF PHASE LEAD ALLPASS FILTER



รูปที่ 6-6 แสดงถึงวงจร PHASE LEAD ALLPASS FILTER

$$I_1 = I_2 + I_D \quad ; \quad I_D = 0$$

$$\frac{V_{in} - V_1}{R_1} = \frac{V_1 - V_o}{R_f} \tag{6.4.a}$$

$$V_2 = \frac{R}{R + 1/SC} V_{in} \tag{6.4.b}$$

จาก (6.4.a) ;  $V_1 = V_2$  จะได้

$$\frac{V_{in} - V_2}{R_1} = \frac{V_2 - V_o}{R_f}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_z = V_{in} \frac{(R_F)}{R_1 + R_F} + V_o \frac{(R_1)}{R_1 + R_F} \quad (6.4.c)$$

นำ (6.4.c) แทนใน (6.4.b)

$$\frac{R}{R + 1/sC} V_{in} = V_{in} \frac{R_F}{R_1 + R_F} + V_o \frac{R_1}{R_1 + R_F}$$

$$V_o = - \frac{R_F}{R_1} V_{in} + \frac{(1 + R_F/R_1)(R)}{R + 1/sC} V_{in}$$

เมื่อ  $R_F = R_1$ ,  $sC = j\omega C = j2\pi fC$

$$V_o = - V_{in} + 2 \frac{j2\pi fRC}{j2\pi fRC + 1} V_{in}$$

$$= V_{in} \left[ -1 + \frac{(2) j2\pi fRC}{j2\pi fRC + 1} \right]$$

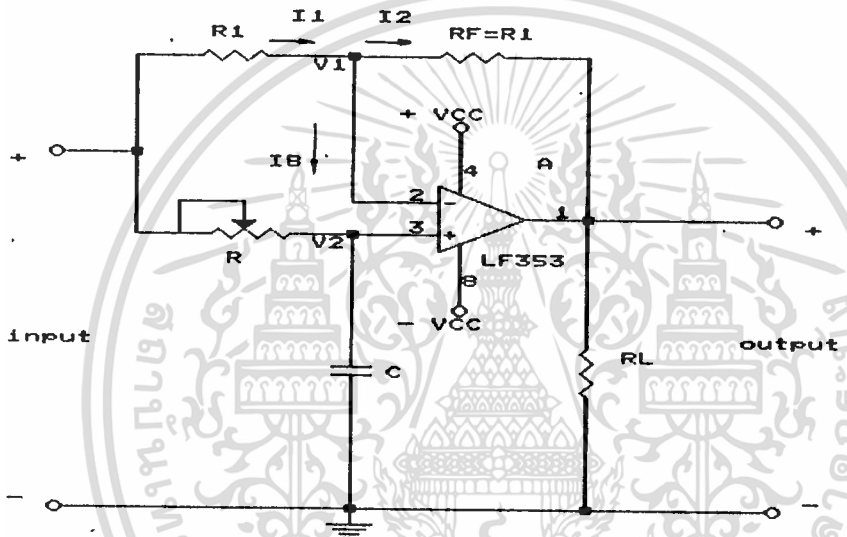
$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{-1 + j2\pi fRC}{1 + j2\pi fRC}$$

$$\left| \frac{V_o}{V_{in}} \right| = \frac{1 + (2\pi fRC)^2}{1 + (2\pi fRC)^2} = 1$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned} \phi &= \arctan(-2\omega RC) - \arctan(2\omega RC) \\ &= \pi + \arctan(-2\omega RC) - \arctan(2\omega RC) \\ &= \pi - \arctan(2\omega RC) - \arctan(2\omega RC) \\ &= \pi - 2 \arctan(2\omega RC) \end{aligned}$$

6.5) SOLUTION OF PHASE LAG ALLPASS FILTER



รูปที่ 6-7 แสดงถึงวงจร PHASE LAG ALLPASS FILTER

$$I_1 = I_2 ; V_1 = V_2 ; V_1 - V_2 = 0$$

จากวงจร

$$\frac{V_{in} - V_1}{R_1} = \frac{V_1 - V_o}{R_F} \tag{6.5.a}$$

$$V_2 = V_{in} \left[ \frac{1/SC}{R + 1/SC} \right] \tag{6.5.b}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$V_1 = V_2$  ; จาก (6.5.a) จะได้

$$\frac{V_{in} - V_2}{R_1} = \frac{V_2 - V_o}{R_F}$$

$$V_2 \left[ \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_F} \right] = \frac{V_{in}}{R_1} + \frac{V_o}{R_F}$$

$$V_2 = V_{in} \left[ \frac{R_F}{R_1 + R_F} \right] + V_o \left[ \frac{R_1}{R_1 + R_F} \right] \quad (6.5.c)$$

(6.5.b) แทนใน (6.5.c)

$$V_{in} \left[ \frac{R_F}{R_1 + R_F} \right] + V_o \left[ \frac{R_1}{R_1 + R_F} \right] = V_{in} \left[ \frac{1/SC}{R + 1/SC} \right]$$

$$V_o = \left[ \frac{-R_F}{R_1} \right] V_{in} + \left[ \frac{(1 + R_F)}{R_1} \right] \left[ \frac{1/SC}{R + 1/SC} \right] V_{in}$$

เมื่อ  $R_F = R_1$  ,  $SC = j\omega C = 2\pi fC$

$$V_o = -V_{in} + \left[ \frac{2}{j2\pi fRC + 1} \right] V_{in} = V_{in} \left[ -1 + \frac{2}{j2\pi fRC + 1} \right]$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1 - j2\pi fRC}{1 + j2\pi fRC}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\left| \frac{V_o}{V_{in}} \right| = \frac{1 + (2\pi fRC)^2}{1 + (2\pi fRC)^2} = 1$$

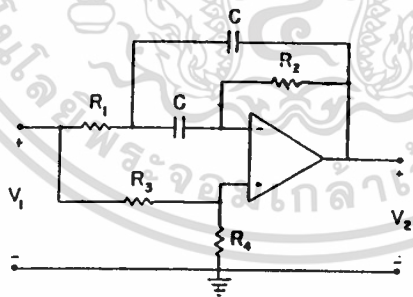
ถ้า ABS ของ  $(V_o/V_{in}) = 1$  เป็นผลให้  $|V_o| = |V_{in}|$  ตลอดย่านความถี่ใช้งาน และได้ PHASE SHIFT ระหว่างมุม  $V_o$  กับ  $V_{in}$  เท่ากับมุม  $\phi$

$$\phi = \arctan(-2\pi fRC) - \arctan(2\pi fRC) = -2 \arctan(2\pi fRC)$$

$$\phi/2 = \arctan(-2\pi fRC)$$

PHASE SHIFT มีค่าเป็นลบ แสดงว่า  $V_o$  ล้าหลัง  $V_{in}$

6.6) วงจร ALLPASS ที่ใช้ในการออกแบบวงจรโดยการคำนวณจากสมการของวงจรโดยสร้างจากฟังก์ชันของ BESSEL LOWPASS FILTER



รูปที่ 6-7 วงจร ALLPASS FILTER ที่ใช้ทดลอง

สมการทั่วไปของ ALL-PASS FUNCTION ORDER 2 ( $H_2$ )

$$s^2 - as + b$$

$$H_2(s) = \mu \frac{s^2 - as + b}{s^2 + as + b} \quad (6.6.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำสมการข้างต้นมาทำการ NORMALIZED ให้  $s = s / \omega_0$  นำมาแทนค่าใน (6.6.1) จะได้

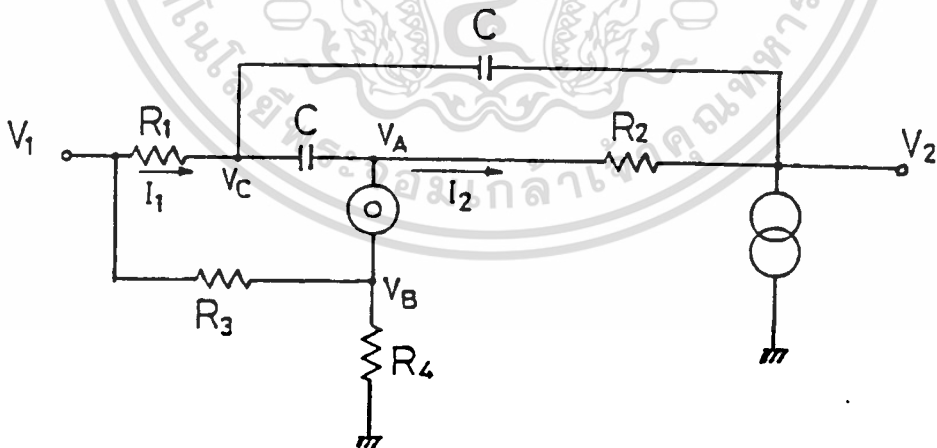
$$H_2(s/\omega_0) = \mu \frac{s^2 - a\omega_0 s + b\omega_0^2}{s^2 + a\omega_0 s + b\omega_0^2} \quad \text{----- (6.6.2)}$$

ให้  $s = s/2$

$$H_2 = \mu \frac{(s/2)^2 - a\omega_0(s/2) + b\omega_0^2}{(s/2)^2 + a\omega_0(s/2) + b\omega_0^2}$$

$$H_2 = \mu \frac{s^2 - 2a\omega_0 s + 4b\omega_0^2}{s^2 + 2a\omega_0 s + 4b\omega_0^2} \quad \text{----- (6.6.3)}$$

จากรูปที่ 6-7 เราสามารถเขียนให้อยู่ในรูปวงจรสมมูลได้ดังนี้



รูปที่ 6-8 แสดงวงจรสมมูลของ ALL-PASS FILTER

จากรูปที่ 6-8

$$V_A = V_c = V_1 \frac{R_4}{R_0 + R_4} \quad \text{----- (6.6.4)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_c - V_z = I_1 \frac{(1/SC) [(1/SC) + R_2]}{(1/SC) + (1/SC) + R_2}$$

$$= I_1 \frac{(1/SC) + R_2}{SCR_2 + 2} \quad \text{----- (6.6.5)}$$

$$V_1 - V_c = R_1 I_1 \quad \text{----- (6.6.6)}$$

นำสมการ (6.6.6) + (6.6.5) จะได้

$$V_1 - V_z = I_1 \left[ \frac{(1/SC) + R_2}{SCR_2 + 2} + R_1 \right] \quad \text{----- (6.6.7)}$$

จากวงจร

$$V_D - V_z = R_2 I_2 \quad \text{----- (6.6.8)}$$

$$I_2 = I_1 \frac{(1/SC)}{(1/SC) + (1/SC) + R_2}$$

$$= I_1 \frac{1}{SCR_2 + 2} \quad \text{----- (6.6.9)}$$

แทนค่า (6.6.9) ลงใน (6.6.8)

$$V_D - V_z = \frac{R_2 I_1}{SCR_2 + 2} \quad \text{----- (6.6.10)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_1 = \frac{(SCR_2 + 2) (V_B - V_E)}{R_2} \text{----- (6.6.11)}$$

แทนค่า (6.6.11) ลงใน (6.6.7)

$$V_1 - V_E = \left[ \frac{(1/SC) + R_2}{SCR_2 + 2} + R_1 \right] \frac{(SCR_2 + 2) (V_B - V_E)}{R_2}$$

$$= \frac{(1/SC) + R_2 + R_1(SCR_2 + 2)}{SCR_2 + 2} \frac{(SCR_2 + 2) (V_B - V_E)}{R_2}$$

$$V_1 - V_E = \left[ \frac{(1/SC) + R_2 + R_1(SCR_2 + 2)}{R_2} \right] (V_B - V_E) \text{----- (6.6.12)}$$

นำค่า (6.6.4) แทนค่าลงใน (6.6.12)

$$V_1 - V_E = \left[ \frac{1 + SCR_2 + SCR_1(SCR_2 + 2)}{SCR_2} \right] \left[ \frac{R_4 V_1}{(R_3 + R_4)} - V_E \right]$$

$$V_1 - V_E = \left[ \frac{S^2 R_1 R_2 C^2 + SC(2R_1 + R_2) + 1}{SCR_2} \right] \left[ \frac{R_4 V_1}{(R_3 + R_4)} \right]$$

$$- V_E \left[ \frac{S^2 R_1 R_2 C^2 + SC(2R_1 + R_2) + 1}{SCR_2} \right] \text{----- (6.6.13)}$$

$$\left[ \frac{S^2 R_1 R_2 C^2 + SC(2R_1 + R_2) + 1 - SCR_2}{SCR_2} \right] V_2 =$$

$$\left[ \frac{R_4 [S^2 R_1 R_2 C^2 + SC(2R_1 + R_2) + 1] - SCR_2 (R_3 + R_4)}{SCR_2 (R_3 + R_4)} \right] V_1 \quad \text{----- (6.6.14)}$$

$$\frac{V_2}{V_1} = \left[ \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right] \left[ \frac{S^2 R_1 R_2 C^2 + SC[2R_1 + (R_2 R_3 / R_4)] + 1}{S^2 R_1 R_2 C^2 + SC[2R_1 C] + 1} \right] \quad \text{----- (6.6.15)}$$

จากสมการที่ (6.6.15) เมื่อนำมาเปรียบเทียบกับฟังก์ชันของ ALL-PASS FILTER ดังสมการ (6.6.2) จะเห็นว่าที่ทอม 2 ของสมการจะมีค่าเท่ากัน แต่เครื่องหมายต่างกัน ดังนั้นจะได้ว่า

$$-SC [ 2R_1 - (R_2 R_3 / R_4) ] = SC(2R_1)$$

$$- [ 2R_1 - (R_2 R_3 / R_4) ] = 2R_1$$

$$4R_1 = R_2 R_3 / R_4$$

$$4R_1 R_4 = R_2 R_3 \quad \text{----- (6.6.16)}$$

นำสมการ (6.6.16) แทนใน (6.6.15) จะได้

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left[ \frac{S^2 R_1 R_2 C^2 + SC[2R_1 + (4R_1 R_4 / R_4)] + 1}{S^2 R_1 R_2 C^2 + SC[2R_1] + 1} \right]$$

$$\frac{V_2}{V_1} = \left[ \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right] \left[ \frac{S^2 + (2/R_2 C)S + (1/R_1 R_2 C^2)}{S^2 + (2/R_2 C)S + (1/R_1 R_2 C^2)} \right] \quad \text{----- (6.6.17)}$$

จากสมการ (6.6.17) นำมาเปรียบเทียบกับสมการ (6.6.2) จะได้

$$\text{GAIN ของวงจรร หรือ } \mu = R_4 / (R_3 + R_4) \quad \text{----- (6.6.18)}$$

$$aw_0 = 1 / R_2 C \quad \text{----- (6.6.19)}$$

$$4bw_0 = 1 / R_1 R_2 C^2 \quad \text{----- (6.6.20)}$$

TIME DELAY หรือ  $T_d$

$$T_d = 1 / w_0$$

$$w_0 = 1 / T_d \quad \text{----- (6.6.21)}$$

จาก (6.6.19) และ (6.6.21) จะได้

$$a = 1 / (w_0 C R_2) = (1 / R_2) (T_d / C) \quad \text{----- (6.6.22)}$$

$$b = 1 / 4w_0^2 R_1 R_2 C^2 \quad \text{----- (6.6.23)}$$

จะได้

$$R_2 = (1 / a) (T_d / c) \quad \text{----- (6.6.24)}$$

$$R_1 = 1 / 4w_0^2 R_2 C^2 b$$

$$= a / 4bw_0 C = (a / 4b) (T_d / c) \quad \text{----- (6.6.25)}$$

นำสมการ (6.6.24) ทหารด้วยสมการ (6.6.25)

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{(1 / a) (T_d / c)}{(a / 4b) (T_d / c)} = \frac{4b}{a^2} \quad \text{----- (6.6.26)}$$

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{4R_4}{R_3} \quad \text{----- (6.6.27)}$$

จาก (6.6.26) และ (6.6.27)

$$(4b / a^2) = (4R_4 / R_3)$$

$$(R_3 / R_4) = (a^2 / b) \quad \text{----- (6.6.28)}$$

จาก GAIN ของวงจรถ่าย

$$\begin{aligned} \mu &= R_4 / (R_3 + R_4) = 1 / (1 + (R_3/R_4)) \\ &= 1 / (1 + (a^2/b)) \quad \text{----- (6.6.29)} \end{aligned}$$

$$R_2 = R_3 // R_4 = R_3 R_4 / (R_3 + R_4) \quad \text{----- (6.6.30)}$$

$$R_2 = R_3 / (1 + (R_3/R_4)) = R_3 / (1 + (a^2/b)) \quad \text{----- (6.6.31)}$$

$$\begin{aligned} R_3 &= R_2 (1 + (a^2/b)) \\ &= (1 / a)(T_d / c)(1 + (a^2/b)) \quad \text{----- (6.6.32)} \end{aligned}$$

จาก (6.6.28)

$$\begin{aligned} R_4 &= (b / a^2)R_3 = ((b / a^2) + 1)R_2 \\ &= (1 / a)(T_d / c)(1 + (b/a^2)) \quad \text{----- (6.6.33)} \end{aligned}$$

ค่า GROUP DELAY (  $D_n(s)$  ) ของวงจรถ่ายได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 $D(s) = dw(s) / ds$   
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ต่อสาธารณะ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$D_n(s) = \frac{-4aw_o(s^2-4bw_o^2)[s^4 + (8bw_o^2-4a^2w_o^2)s^2 + 16b^2w_o^2]}{[(s^2 + 4bw_o^2)^2 - (2aw_o s)^2]} \quad (6.6.34)$$

ที่  $s = 0$

$$D_n(0) = \frac{4aw_o 4bw_o^2 16b^2w_o^2}{(4bw_o^2)^4} = \frac{a w_o}{b} = \frac{a}{b} \frac{1}{T_d} \quad (6.6.35)$$

จากสมการ (6.6.35) จะเห็นว่าค่า  $(a/b)$  จะเป็นค่าที่นำมาใช้ SCALING วงจรไปที่เท้าของ  $T_d$  ซึ่งที่  $w = 0$  จะทำให้  $T_d$  คงที่ ดังนั้น ความต้านทานค่าใหม่ จะมีค่าเท่ากับ  $1/a$  เท่า ของค่าความต้านทานเก่า ดังนั้นจะได้

$$R_1 = (1/4b) (T_d/c)$$

$$R_2 = (1/a^2) (T_d/c)$$

$$R_3 = [ (a^2 + b) / (a^2 b) ] (T_d/c)$$

$$R_4 = [ (a^2 + b) / a^4 ] (T_d/c)$$

**6.7) ตัวอย่างการออกแบบวงจร ALLPASS ที่นำมาใช้ในการแก้เฟสของวงจร BESSEL LOWPASS FILTER โดยสร้างจากวงจร GENERALIZED BESSEL FUNCTION**

GENERALIZED BESSEL FUNCTION ของ LOWPASS FILTER ORDER 2 ALPHA 2 คือ

3

$$T = \frac{1}{[ S^2 + ( (3)^{1/2} / (1/(3)^{1/2}) ) S + 3 ]} \quad (6.7.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อเทียบกับรูปทั่วไปแล้ว

$$T = H / \prod_{i=1}^{n/2} [ S^2 + (W_{oi}/Q_i)S + (W_{oi})^2 ] \quad \text{----- (6.7.2)}$$

เมื่อ n เป็นจำนวนเลขคู่ (ลำดับของ FILTER)

$$H = (W_{on}) \cdot (W_{o1})^2 \cdot (W_{o2})^2 \cdot \dots$$

จาก (6.7.1) จะได้

$$\begin{aligned}
 H &= (W_{o1})^2 = 3 \\
 (W_{o1}/Q_1) &= 3 \\
 (W_{o1}) &= (3)^{1/2} \\
 Q_1 &= 1/(3)^{1/2}
 \end{aligned}$$

จาก nth-ORDER SYSTEM ที่อยู่ในรูป TRANSFER FUNCTION ข้างล่างนี้

$$T(S) = \frac{(S + \alpha_{z1})(S + \alpha_{z2}) \dots (S^2 + S(W_{oz1}/Q_{z1}) + W_{oz1}^2)(S^2 + S(W_{oz2}/Q_{z2}) + W_{oz2}^2) \dots}{(S + \alpha_{p1})(S + \alpha_{p2}) \dots (S^2 + S(W_{op1}/Q_{p1}) + W_{op1}^2)(S^2 + S(W_{op2}/Q_{p2}) + W_{op2}^2) \dots}$$

อาศัยการกระจายในรูปแบบ MACLAURIN SERIES ของเฟส จากสมการ T(jw) สามารถเขียนได้คือ

$$O_o(W) = g_1(W) + g_3(W)^3 + g_5(W)^5 + \dots$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะคำนวณหา  $g_1$ ,  $g_3$  และ  $g_5$  ในเทอมพารามิเตอร์ของ  $(\alpha, W_o, Q)$  ฟังก์ชัน  $T(S)$

$$g_1 = \left[ \frac{1}{\alpha_{z1}} + \frac{1}{\alpha_{z2}} + \dots + \frac{1}{Q_{z1}W_{oz1}} + \frac{1}{Q_{z2}W_{oz2}} + \dots \right]$$

$$- \left[ \frac{1}{\alpha_{p1}} + \frac{1}{\alpha_{p2}} + \dots + \frac{1}{Q_{p1}W_{op1}} + \frac{1}{Q_{p2}W_{op2}} + \dots \right]$$

$$g_3 = - \left[ \frac{1}{3\alpha_{z1}^3} + \frac{1}{3\alpha_{z2}^3} + \dots + \frac{1}{Q_{z1}W_{oz1}^3} \left[ \frac{1}{3Q_{z1}^2} - 1 \right] + \frac{1}{Q_{z2}W_{oz2}^3} \left[ \frac{1}{3Q_{z2}^2} - 1 \right] + \dots \right]$$

$$+ \left[ \frac{1}{3\alpha_{p1}^3} + \frac{1}{3\alpha_{p2}^3} + \dots + \frac{1}{Q_{p1}W_{op1}^3} \left[ \frac{1}{3Q_{p1}^2} - 1 \right] + \frac{1}{Q_{p2}W_{op2}^3} \left[ \frac{1}{3Q_{p2}^2} - 1 \right] + \dots \right]$$

$$g_5 = \left[ \frac{1}{5\alpha_{z1}^5} + \frac{1}{5\alpha_{z2}^5} + \dots + \frac{1}{Q_{z1}W_{oz1}^5} \left[ \frac{1}{Q_{z1}^2} + \frac{1}{5Q_{z1}^4} \right] + \frac{1}{Q_{z2}W_{oz2}^5} \left[ \frac{1}{Q_{z2}^2} + \frac{1}{5Q_{z2}^4} \right] + \dots \right]$$

$$- \left[ \frac{1}{5\alpha_{p1}^5} + \frac{1}{5\alpha_{p2}^5} + \dots + \frac{1}{Q_{p1}W_{op1}^5} \left[ \frac{1}{Q_{p1}^2} + \frac{1}{5Q_{p1}^4} \right] + \frac{1}{Q_{p2}W_{op2}^5} \left[ \frac{1}{Q_{p2}^2} + \frac{1}{5Q_{p2}^4} \right] + \dots \right]$$

ซึ่งจาก (6.7.1) เราจะหา  $g_1$ ,  $g_3$  และ  $g_5$  ได้ แต่เราใช้  $g_3$  กับ  $g_5$  เท่านั้น เพื่อจะไปหา  $W_{oAP}$  และ  $Q_{AP}$  มาสร้าง FUNCTION ของ ALLPASS FILTER จะได้ดังนี้

$$g_3 = - \left[ \frac{1}{Q_1 W_{o1}^3} \left[ 1 - \frac{1}{3Q_1^2} \right] \right]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$g_5 = - \left[ \frac{1}{Q_1 W_{o1}^5} \left[ 1 - \frac{1}{Q_1^2} + \frac{1}{5Q_1^4} \right] \right]$$

เมื่อแทนค่า  $Q_1 = 1/(3)^{1/2}$  และ  $W_{o1} = (3)^{1/2}$

จะได้  $g_3 = 2.1896115e-10$

$g_5 = 0.0222222222$

หาค่า  $Q_{AP}$  ได้จากสมการข้างล่าง

$$\begin{aligned} (Q_{AP}^2)^5 &- \left[ 3 + 4 \frac{g_3^3}{g_5^3} \right] (Q_{AP}^2)^5 + \left[ \frac{18}{5} + \frac{20}{3} \frac{g_3^3}{g_5^3} \right] (Q_{AP}^2)^4 \\ &- \left[ \frac{11}{5} + \frac{40}{9} \frac{g_3^3}{g_5^3} \right] (Q_{AP}^2)^3 + \left[ \frac{18}{25} + \frac{40}{27} \frac{g_3^3}{g_5^3} \right] (Q_{AP}^2)^2 \\ &- \left[ \frac{3}{25} + \frac{20}{81} \frac{g_3^3}{g_5^3} \right] (Q_{AP}^2) + \left[ \frac{1}{125} + \frac{4}{243} \frac{g_3^3}{g_5^3} \right] = 0 \end{aligned}$$

จะได้ค่าราก 12 ค่า จะเอาเฉพาะค่าที่ REAL เป็นบวกเท่านั้น ค่าเชิงซ้อนไม่นำมาใช้ ซึ่งจากข้างต้น แทนค่า  $(g_3^3/g_5^3)$  ลงไปจะได้  $Q_{AP} = 0.5751703$

และหาค่า  $W_{OAP}$  ได้จากสูตร

$$W_{OAP} = \left[ \frac{g_3 (1 - (1/Q_{AP}^2) + (1/5Q_{AP}^4))}{g_5 (1 - (1/3Q_{AP}^2))} \right]^{1/2}$$

แทนค่า  $Q_{AP}$  และ  $(g_3/g_5)$  ก็จะได้

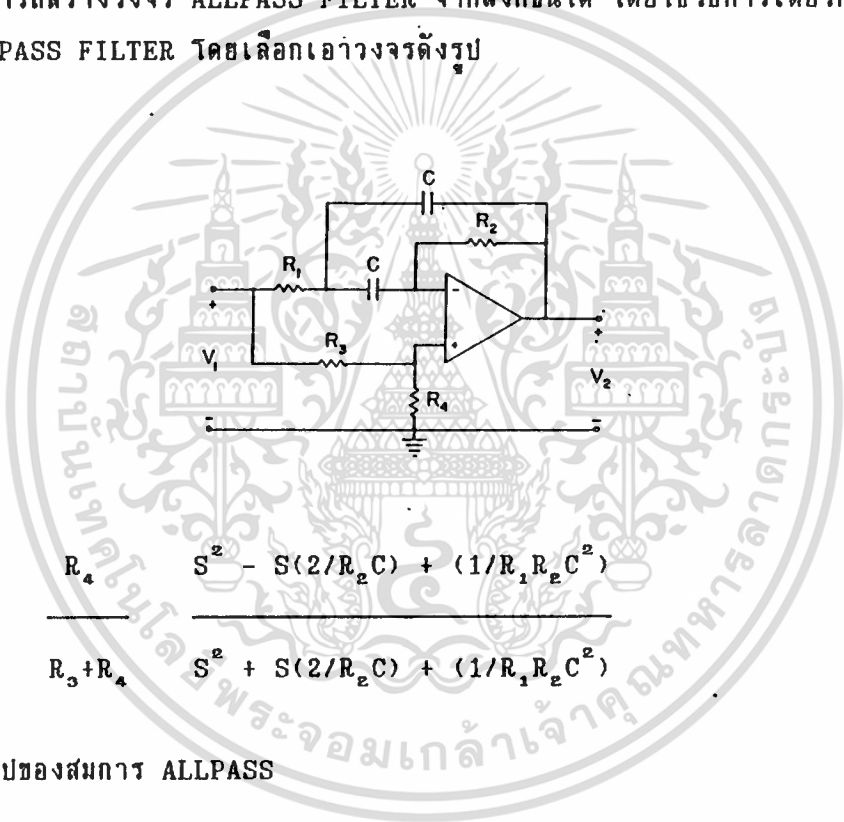
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สวทช. ให้ความสำคัญสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$W_{OAP} = 0.0018489779 \text{ (ไม่คิดเครื่องหมาย)}$$

ดังนั้นเราสามารถได้ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน ของสมการ ALLPASS เป็น

$$G_{AP} = \frac{S^2 - S(0.00184897/0.57751703) + (0.00184897)^2}{S^2 + S(0.00184897/0.57751703) + (0.00184897)^2}$$

ตอนนี้เราก็สามารถสร้างวงจร ALLPASS FILTER จากฟังก์ชันได้ โดยใช้วิธีการเดียวกันกับวิธีการสร้างของ LOWPASS FILTER โดยเลือกเอาวงจรดังรูป



$$G_{AP} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \frac{S^2 - S(2/R_2 C) + (1/R_1 R_2 C^2)}{S^2 + S(2/R_2 C) + (1/R_1 R_2 C^2)}$$

เทียบกับรูปทั่วไปของสมการ ALLPASS

$$G_{AP} = \mu \frac{S^2 - aS + b}{S^2 + aS + b}$$

จะได้  $\mu = R_4 / (R_3 + R_4)$

$$W_0 = 1 / T_d$$

$$a = 2 / R_2 C$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$b = 1 / R_1 R_2 C^2$$

ซึ่งจะได้

$$R_1 = 74.5 \text{ K-Ohm}$$

$$R_2 = 99.4 \text{ K-Ohm}$$

$$R_3 = 1.07 \text{ K-Ohm}$$

$$R_4 = 347 \text{ K-Ohm}$$

$$C = 0.1 \mu\text{F}$$

$$\mu = 1$$

เราก็จะได้วงจร ALLPASS FILTER ORDER 2 ที่นำไปใช้ต่อแก้เฟสของวงจร LOWPASS FILTER ORDER 2 ALPHA 2 ส่วน ORDER และ ALPHA อื่นๆนั้นก็ใช้หลักการเดียวกันกับวิธีการข้างต้นนั้น

### 6.8) Constant-Time-Delay หรือ Bessel Filters (เฉพาะ $\alpha = 2$ )

วงจร Filter ที่ให้การตอบสนองทางเฟส ดังแสดงในรูปที่ 6-1 สามารถทำให้เส้นความชันของกราฟเป็นเส้นตรงได้ เป็นเฟสแบบเชิงเส้นที่ราบเรียบ (Linear Phase) หรือค่าเวลาหน่วงมีค่าคงที่ (Constant-Time-Delay) มันเป็นคุณสมบัติอย่างหนึ่งของ Phase Shift ที่เป็นสัดส่วนกับค่าความถี่ และเวลาหน่วง ซึ่งรายละเอียดได้กล่าวไว้ก่อนหน้านี้อแล้ว ค่าของมันจะคงที่ ที่ทุกๆความถี่

วงจรฟิลเตอร์จะมีค่า Transfer Function เป็น ค่าคงที่หารด้วยค่าโพลีโนเมียล และซึ่งมีค่าประมาณใกล้เคียงกับเวลาหน่วงของวงจร Bessel Filter มาก ในกรณีของอันดับสอง จะได้รูปฟอร์มของ Transfer Function ( $\alpha=2$ ) ดังนี้

$$H(s) = V_2(s)/V_1(s) = \frac{K}{s^2 + 3W_0s + 3W_0^2} \quad \text{---- (6.8.1)}$$

และจะมีส่วนใกล้เคียงมากกับ Linear Phase Response และเวลาที่หน่วงจะอยู่ในย่าน ความถี่ จาก 0 ถึง  $f_0$   $H =$  ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $W_0/2\pi$  การตอบสนองทางแอมพลิจูดบางที่คล้ายกับการตอบไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สนองของวงจร All-Pass Filter ยกเว้นการตอบสนองของมันจะค่อยลดลงอย่างช้าๆ และจะมีค่าเท่าๆกันจากค่าสูงสุดของ  $K/3\omega_0^2$  ที่จุดความถี่เป็นศูนย์

วงจร Bessel Filter จะแสดงปริมาณคุณสมบัติของวงจรได้โดยสังเกตจากสมการที่ 6.8.1 จะได้ผลจากสมการค่า Phase Shift จะแปรเปลี่ยนเกือบลิเนียร์ จาก 0 องศาที่ 0 เฮิรท์ จนถึง -56.3 องศาที่  $f_0$  (เกือบเท่ากับ 1 เรเดียน) Time Delay มีค่าเท่ากับ  $159.15/f_0$   $\mu$ sec ที่ความถี่ ศูนย์เฮิรท์ และเท่ากับ

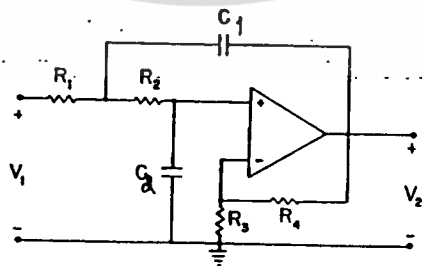
99.96 % ของค่าเวลาน่วงนี้ที่  $f_0/4$  Hz

99.4 % ของค่าเวลาน่วงนี้ที่  $f_0/2$  Hz

97.1 % ของค่าเวลาน่วงนี้ที่  $3f_0/4$  Hz

92.3 % ของค่าเวลาน่วงนี้ที่  $f_0$  Hz

จริงๆ แล้ว ค่า Time Delay เกือบจะคงที่ ที่ความถี่  $2f_0$  ทรานสเฟอ์ฟังก์ชันของวงจร Bessel Filter จะมีลักษณะเหมือนทุกอย่างกับ รูปแบบของวงจร Low-Pass Filter อันดับสอง พิจารณาได้ในเนื้อหาที่ๆไป เพราะฉะนั้นเราสามารถจะทำให้ได้ เป็นสมการที่ 6.8.1 ด้วยลักษณะเหมือนกันกับ วงจร Sallen And Key Circuit ซึ่งสำหรับ ความสะดวกแก่การใช้ จึงนำมาใช้ซ้ำตามเดิม ดังรูปที่ 6-9 เนื่องจากในการทดลองออกแบบใน ปรวิญานินท์ฉบับนี้ เราสร้างวงจรจาก ORDER 2 และ ORDER 3 ของ  $\alpha = 2$



รูปที่ 6-9 แสดงถึงวงจร Bessel Filter อันดับ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$K = \mu / R_1 R_2 C_1 C_2$$

$$3W_o = \frac{1}{R_2 C_2} (1-\mu) + \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1}$$

$$3W_o^2 = 1 / R_1 R_2 C_1 C_2$$

เมื่อ

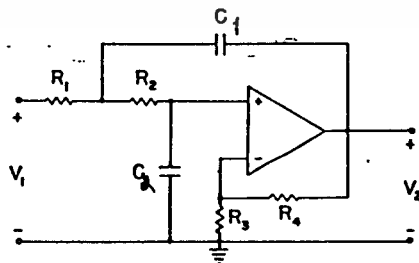
$$\mu = 1 + R_4/R_3 \quad \text{คือค่าอัตราขยายของวงจร Filter}$$

6.9) ตัวอย่างการออกแบบโดยการนำฟังก์ชันของ GENERALIZED BESSEL มาสร้างเป็นวงจร BESSEL LOWPASS FILTER

$$T = \frac{3}{[S^2 + ((3)^{1/2} / (1/(3)^{1/2})) S + 3]} \quad \text{---(6.9.1)}$$

สมการข้างต้นนี้เป็นทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของ G.B.P. ของวงจร LOWPASS FILTER ORDER 2 ALPHA 2 ที่เรานำมาใช้สร้างหรือสังเคราะห์ให้เป็นวงจร LOWPASS FILTER ที่นำมาใช้ทดลอง ตรวจสอบ วิเคราะห์ผลต่างๆ

- เลือกวงจรที่จะใช้สร้างให้มีลักษณะเดียวกับฟังก์ชันที่ใช้สร้าง เช่น ORDER ชนิดของวงจร กรองความถี่ต่ำหรือสูง ใช้โครงสร้างของวงจรแบบ VCVS หรือแบบ MULTIPLE FEEDBACK ซึ่งข้อบ่งชี้ที่ผู้สร้างต้องเลือกใช้เอง ในที่นี้เลือกใช้แบบ VCVS ซึ่งมีลักษณะวงจรดังรูปที่ 6-10



รูปที่ 6-10 แสดงถึงวงจร LOWPASS FILTER ORDER 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{V_o}{V_i} = T(S) = \frac{\mu / (R_1 R_2 C_1 C_2)}{S^2 + [(1/R_1 C_1) + (1/R_2 C_1) + (1-\mu)/(R_2 C_2)]S + (1/R_1 R_2 C_1 C_2)} \quad \text{----(6.9.2)}$$

เมื่อเทียบอยู่ในรูปทั่วไปของฟังก์ชันชนิด LOWPASS FILTER คือ

$$H(S) = \frac{K}{S^2 + aS + b} \quad \text{----(6.9.3)}$$

(6.9.2) เทียบสัมประสิทธิ์ (6.9.3) จะได้

$$K = \mu / (R_1 R_2 C_1 C_2)$$

$$a = (1/R_1 C_1) + (1/R_2 C_1) + (1-\mu)/(R_2 C_2)$$

$$b = (1/R_1 R_2 C_1 C_2)$$

$$\mu = \text{คือ GAIN ของวงจร}$$

$$= 1 + (R_4/R_3)$$

-นำฟังก์ชันที่ต้องการสร้างมาเทียบสัมประสิทธิ์ แล้วนำค่าของสมการมา SOLUTION โดยในที่นี้เราจะใช้โปรแกรม EUREKA มา SOLVER เนื่องจากจะสะดวก และรวดเร็วกว่าวิธีการคำนวณด้วยตนเอง ซึ่งจะช้ามาก

-ในการออกแบบเพื่อให้ง่ายเข้าจะกำหนดให้ค่า  $R_1=R_2=R$  และ  $C_1=C_2=C=1F$  และ  $\mu=1$  จะได้

$$K = 3$$

$$a = ((3)^{1/2}) / (1/(3)^{1/2})$$

$$b = 3$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำนวณจากโปรแกรมได้ค่า  $R_1 = R_2 = 9.188 \text{ K-}\Omega$

$$C_1 = C_2 = 0.001 \text{ }\mu\text{F}$$

ส่วนวิธีการของ ORDER และ ALPHA อื่นๆ ก็ใช้ในลักษณะทำนองเดียวกันกับวิธีการข้างต้น เพียงแต่ ORDER อื่น จะมีลักษณะทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันต่างกันออกไป คือ ถ้า ORDER 3 จะมี FIRST ORDER CASCADE กันอีกหนึ่งชุด ส่วน ORDER 4 จะใช้ ORDER 2 จำนวน 2 ชุด มา CASCADE กัน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7

การแก้เฟสของวงจรความถี่ต่ำ

7.1) วัตถุประสงค์ของการแก้เฟส

การแก้เฟสของวงจรความถี่ต่ำ เพื่อให้ทำให้การตอบสนองทางเฟส ของวงจรความถี่ต่ำมีลักษณะเป็นเชิงเส้นมากที่สุด หรือมีความถี่ให้ใกล้เคียงกับทางอุดมคติที่แสดงไว้ในรูปของบทต่างๆ แล้ว ถ้ายังทำได้มากเท่าใด วงจรความถี่ต่ำนั้น ก็จะทำให้สัญญาณที่ผ่านมา ไม่เกิดการผิดเพี้ยน หรือการเลี้ยวของสัญญาณซึ่งก็อาจจะมีแต่น้อยมาก ถ้าการตอบสนองทางเฟสดีแล้วก็จะทำให้ค่ากรุปดีเลย์คงที่ ซึ่งทั้งสองอันนี้จะสัมพันธ์กันมาก และมีความสำคัญต่องานที่ไม่ต้องการให้สัญญาณส่งเพี้ยนหลังจากถูกฟิลเตอร์แล้ว

7.2) การออกแบบการแก้เฟส

ดังที่กล่าวไปแล้วว่า จุดประสงค์ของการแก้เฟสนั้นคือ ต้องการทำให้เฟสของฟิลเตอร์ในช่วง PASS BAND มีคุณลักษณะเป็นเชิงเส้นมากที่สุด จึงต้องอาศัยฟังก์ชันของ ALL PASS ซึ่งมี ZERO ใน RIGHT HAND PLANE เป็น MIRROR IMAGE ของ POLE

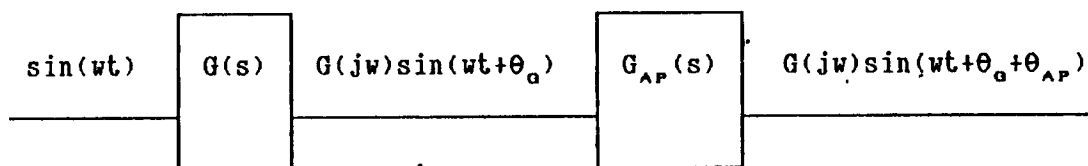
พิจารณา ALL PASS FUNCTION ใน ORDER 2 ข้างล่างนี้

$$G_{AP}(s) = \frac{s^2 - (W_{OAP}/Q_{AP})s + (W_{OAP})^2}{s^2 + (W_{OAP}/Q_{AP})s + (W_{OAP})^2} = e^{j\theta_{AP}(\omega)} \quad (7a)$$

$$\theta_{AP}(\omega) = -2 \arctan [((W_{OAP}/Q_{AP})\omega)/((W_{OAP})^2 - \omega^2)] \quad (7b)$$

วิธีการทำ PHASE EQUALIZE กระทำโดยการนำ ALL PASS FUNCTION กับ LOW PASS FUNCTION มาต่อ CASCADE กันดังรูป (7-1)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7-1 แสดงถึง FUNCTION ของ PHASE EQUALIZATION

ในการนำเอา FUNCTION ของ ALL PASS มาใช้ในการแก้เฟสนี้ จะทำให้คุณสมบัติการตอบสนองทางเฟสเปลี่ยนแปลง แต่จะไม่มีผลต่อการตอบสนองทางขนาด เนื่องจากในทางอุดมคติการตอบสนองทางขนาดของวงจร ALL PASS จะยอมให้ความถี่ผ่านตลอดย่านของมัน แต่จะมีผลในการปรับเฟสเท่านั้น

### 7.3) การหา TRANSFER FUNCTION ของ ALL PASS FILTER

ต้องการให้เฟสมีคุณลักษณะเป็นเชิงเส้นมากที่สุดเท่าที่จะทำได้ ที่จุด ORIGIN  $\omega = 0$  เท่ากับทำให้ time delay คงที่ ที่  $\omega = 0$

จากสมการ (5.44) และ สมการ (5.45) ได้  $\theta_0(\omega)$  เมื่อ  $n$  เป็นจำนวนเลขคู่ และเป็นจำนวนเลขคี่ ดังนี้

$$\theta_0(\omega) = - \sum_{i=1}^{n/2} \arctan [(W.W_{0i}/Q_i) / ((W_{0i})^2 - W^2)] \quad (7c)$$

เมื่อ  $n$  เป็นจำนวนเลขคู่

$$\theta_0(\omega) = - \arctan (W/W_{0n}) - \sum_{i=1}^{n/2} \arctan [(W.W_{0i}/Q_i) / ((W_{0i})^2 - W^2)] \quad (7d)$$

เมื่อ  $n$  เป็นจำนวนเลขคี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อาศัย Maclauren's series กระจายสมการ (7c) และ (7d) จะได้

$$\theta_o(w) = - \sum_{i=1}^{n/2} (W/W_{o_n} Q_i) - \sum_{i=1}^{n/2} (W^3/(W_{o_i})^3 Q_i) (1 - (1/3)(Q_i)^2))$$

$$- \sum_{i=1}^{n/2} (W^5/(W_{o_i})^5 Q_i) (1 - (1/(Q_i)^2) + (1/5)(Q_i)^4)) \quad \text{----- (7e)}$$

เมื่อ n เป็นจำนวนเลขคู่

$$\theta_o(w) = -[(1/W_{o_n}) + \sum_{i=1}^{(n-1)/2} (1/W_{o_i} Q_i)]W - \sum_{i=1}^{(n-1)/2} (W^3/(W_{o_i})^3 Q_i) (1 - (1/3)(Q_i)^2))$$

$$- [-(1/3)(W_{o_n})^3] + \sum_{i=1}^{(n-1)/2} [(1/(W_{o_i})^3 Q_i) (1 - (1/3)(Q_i)^2))]W^3$$

$$- [-(1/5)(W_{o_n})^5] + \sum_{i=1}^{(n-1)/2} [(1/(W_{o_i})^5 Q_i) (1 - (1/(Q_i)^2) + 1/5(Q_i)^4))]W^5 \quad \text{----- (7f)}$$

เมื่อ n เป็นจำนวนเลขคี่

ทั้งสมการ (7e) และ สมการ (7f) สามารถเขียนรูปฟอร์มทั่วไปดังนี้

$$\theta_o(w) = k_1 w^1 + k_3 w^3 + k_5 w^5 + k_7 w^7 + \dots \quad \text{----- (7g)}$$

ซึ่ง  $\theta_o(w)$  จะเป็นเชิงเส้นได้ก็ต่อเมื่อค่าสัมประสิทธิ์ k ทุกตัวยกเว้น  $k_1$  เป็นศูนย์ อาศัย ALL PASS FUNCTION ORDER 2 ที่มีตัวแปรที่รับค่าได้เพียง 2 ตัว คือ  $W_{o,AP}$  และ  $Q_{o,AP}$  ค่าสัมประสิทธิ์ k ที่หายไป คือ  $k_3$  และ  $k_5$

อาศัย Maclauren's series กระจายสมการ (7b);

$$\theta_{AP}(w) = - (2w/W_{OAP} Q_{AP}) - (2/(W_{OAP})^3 Q_{AP})(1-(1/3(Q_{AP})^2))w^3 - (2/(W_{OAP})^5 Q_{AP})(1 - 1/(Q_{AP})^2 + (1/5(Q_{AP})^4))w^5 \quad (7h)$$

และ overall phase  $\theta(w)$

$$\theta(w) = \theta_G(w) + \theta_{AP}(w) \quad (7i)$$

แทนค่า (7g), (7h) ลงใน (7i)

$$\theta(w) = [k_1 - (2/W_{OAP} Q_{AP})]w + [k_3 - (2/(W_{OAP})^3 Q_{AP})(1-(1/3(Q_{AP})^2))]w^3 + [k_5 - (2/(W_{OAP})^5 Q_{AP})(1 - 1/(Q_{AP})^2 + 1/5(Q_{AP})^4)]w^5 \quad (7j)$$

ปรับค่า  $W_{OAP}$  และ  $Q_{AP}$  เพื่อให้

$$k_3 - (2/(W_{OAP})^3 Q_{AP})(1-(1/3(Q_{AP})^2)) = 0 \quad (7k)$$

และ

$$k_5 - (2/(W_{OAP})^5 Q_{AP})(1 - 1/(Q_{AP})^2 + 1/5(Q_{AP})^4) \quad (7l)$$

จาก (7k), (7l) หา  $W_{OAP}$

$$(Q_{AP})^{12} - (3 + 4k)(Q_{AP})^{10} + [(18/5) + (20k/3)](Q_{AP})^8 - [(11/5) + (40k/9)](Q_{AP})^6 + [(18/25) + (40k/27)](Q_{AP})^4$$

$$- [(3/25) + (20k/81)](Q_{AP})^2 + [(1/125) + (4k/243)] = 0 \quad (7m)$$

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $k = (k_5)^3 / (k_9)^5$

จะได้

$$W_{OAP} = \left[ \frac{(3k_9)[5(Q_{AP})^4 - 5(Q_{AP})^2 + 1]}{(5k_5)(Q_{AP})^2(3(Q_{AP})^2 - 1)} \right]^{1/2} \quad (7n)$$

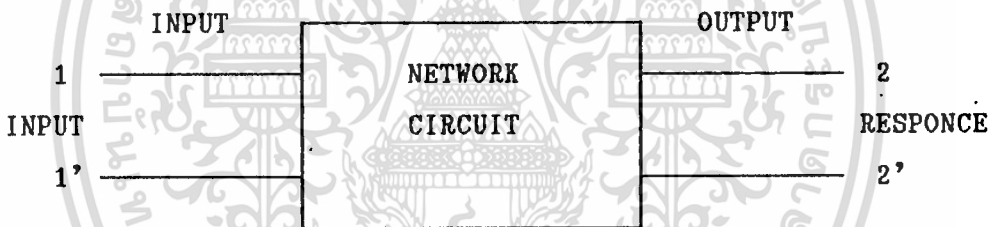
หารากของสมการ พิจารณาเฉพาะราก REAL ที่เป็นบวก

จะได้ค่า  $Q_{AP}$  และ  $W_{OAP}$  เราก็จะสามารถนำมาสร้างฟังก์ชัน ALLPASS ได้ ดังรูปแบบของสมการที่ 7a แล้วจึงนำไปสร้างวงจร แล้วนำไปต่อเข้ากับวงจร BESSEL LOWPASS FILTER

บทที่ 8

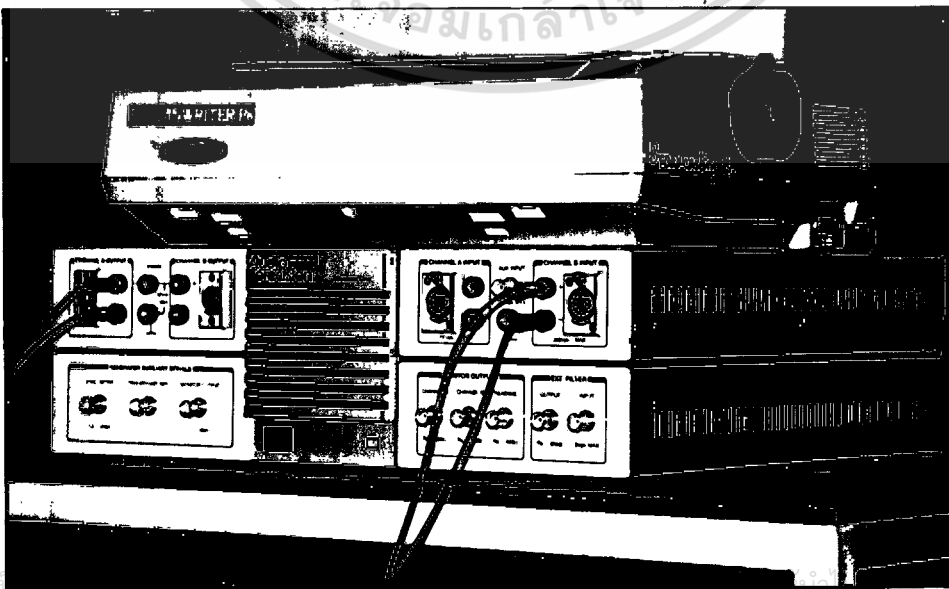
การวิเคราะห์วงจรของความถี่  
(ANALYSIS OF FILTERS)

การวิเคราะห์วงจรของความถี่ ส่วนมากจะดูผลจากการตอบสนองทางขนาด การตอบสนองทางเฟส และ กรูฟดีเลย์ ของวงจรที่เราออกแบบว่า ตรงตามคุณสมบัติที่ต้องการหรือไม่ ผลตอบสนองนี้จะมี 2 แบบ ด้วยกันคือ TIME DOMAIN และ FREQUENCY DOMAIN ในการวิเคราะห์โดยใช้เครื่อง AUDIO PRECISION SYSTEM ONE จะตอบสนองในรูป FREQUENCY DOMAIN โดยการวิเคราะห์โดยใช้วงจร NETWORK ทั่วๆไป การกำหนด INPUT ก็กับวงจร NETWORK แล้วใช้เครื่องมือวัด วิเคราะห์หาผลตอบสนองที่ OUTPUT โดยการเทียบกับ INPUT ของวงจร NETWORK นั้น โดยผลตอบสนองที่ได้ นี้ อาจจะอยู่ในรูปของเวลาหรือความถี่ก็ได้



8.1) เครื่องมือที่ใช้วิเคราะห์ผลการทดลองของโครงการ

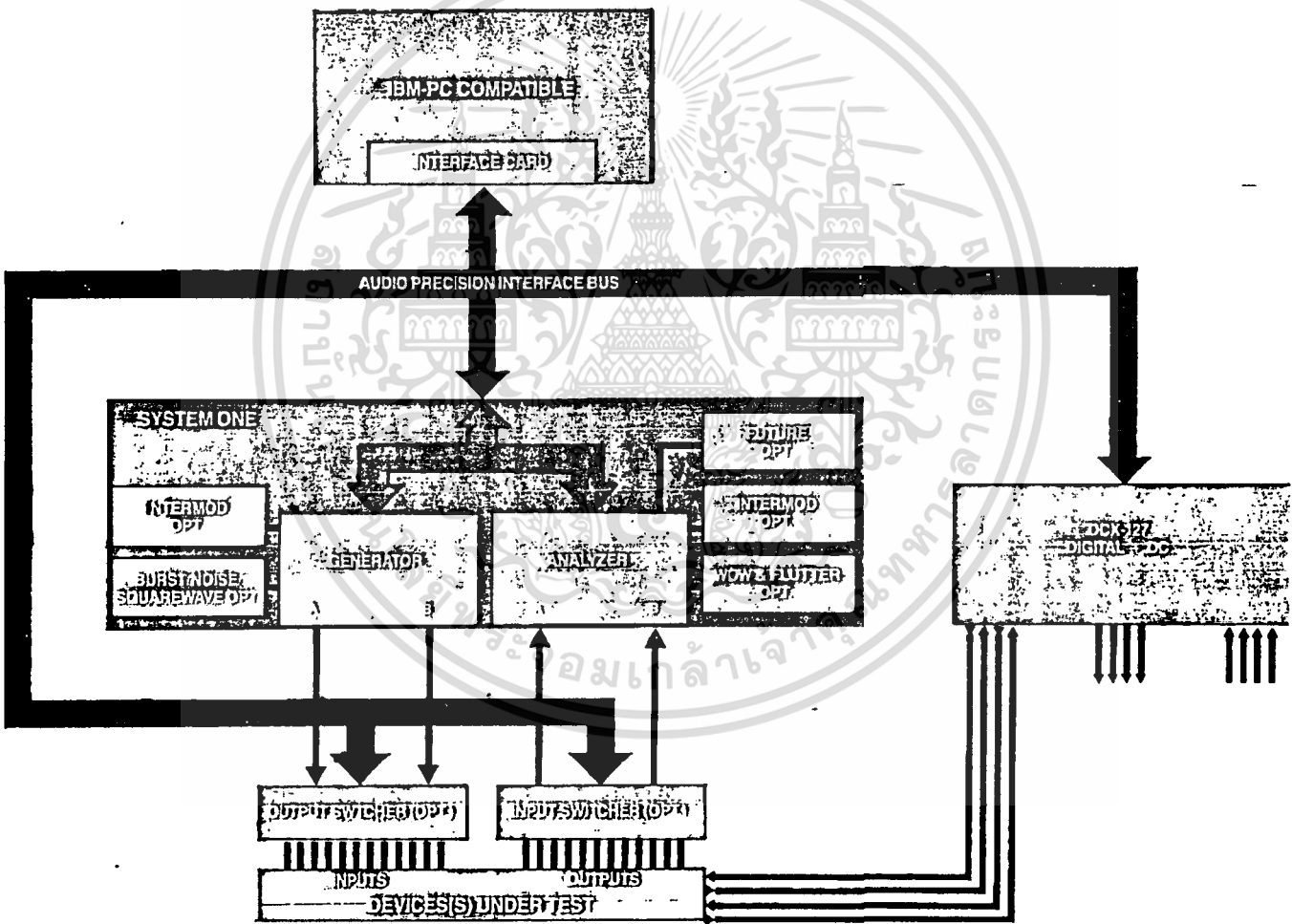
โครงการนี้ใช้เครื่อง AUDIO PRECISION SYSTEM ONE ซึ่งมีลักษณะดังรูปข้างล่างนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารของศูนย์วิจัยและพัฒนาเทคโนโลยีสารสนเทศและการสื่อสาร สำนักงานปลัดกระทรวงการอุดมศึกษา วิทยาศาสตร์ วิจัยและนวัตกรรม

ไม่ว่ากรณีใดๆ รูปที่ 8-1 นี้ AUDIO PRECISION SYSTEM ONE ถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

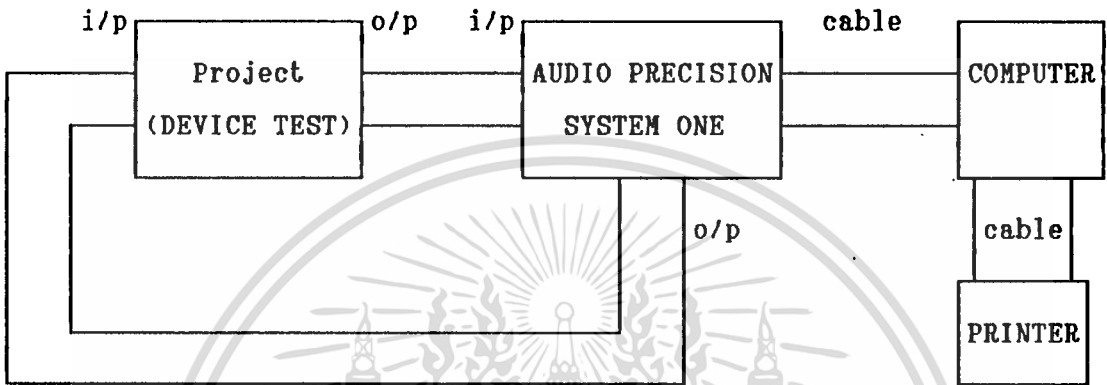
เครื่องมือนี้สามารถใช้วัดในย่านความถี่เสียงได้ การวิเคราะห์สามารถใช้ได้หลายแบบ โดยเกี่ยวข้องกับงานด้านอิเล็กทรอนิกส์และเครื่องมือต่างๆที่ต้องนำมาตรวจสอบ ภายในเครื่องนี้ประกอบด้วยวงจรแต่ละภาคที่นำมาใช้ ดังแสดงใน BLOCK DIAGRAM ของเครื่อง AUDIO PRECISION SYSTEM ONE ดังรูปที่ 8-2



รูปที่ 8-2 BLOCK DIAGRAM แสดงการทำงานของเครื่อง AUDIO PRECISION SYSTEM ONE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 8.2) การต่อโครงงานเข้ากับเครื่อง AUDIO PRECISION SYSTEM ONE

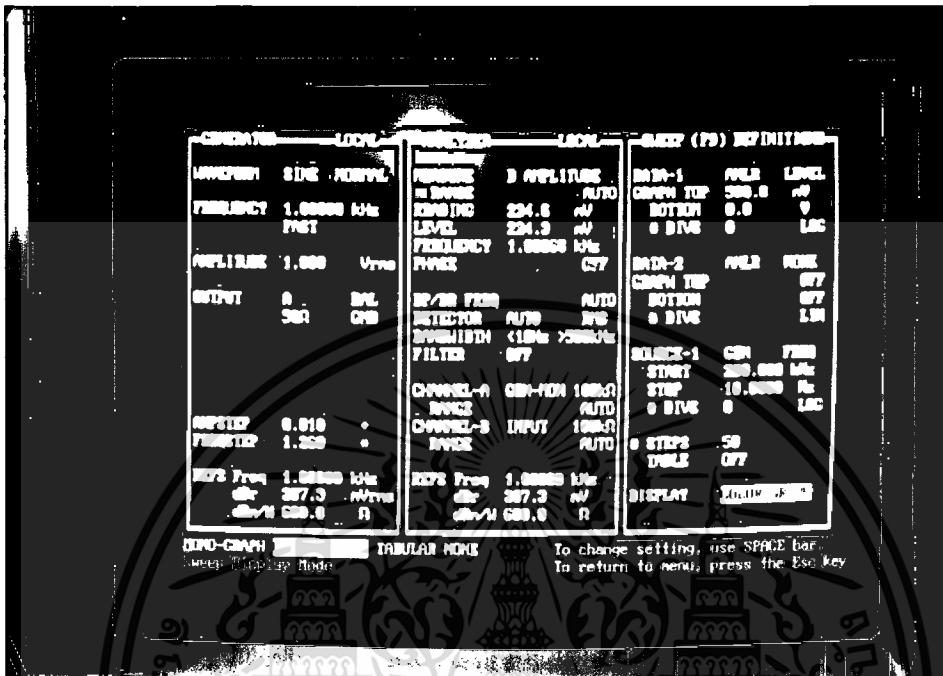


รูปที่ 8-3 แสดงการต่อวงจรเข้ากับเครื่อง AUDIO PRECISION SYSTEM ONE

ในการวัดเพื่อทำการ PLOT ค่าของข้อมูลให้เขียนออกมาเป็นรูปกราฟเข็มล็อก และกราฟแบบ ลินีเยร์ ในรูปการตอบสนองทาง GAIN , PHASE และอื่นๆ จะกระทำได้โดยการใช้โปรแกรมของ AUDIO PRECISION SYSTEM ONE ซึ่งผู้ผลิตได้ INSTALL ไว้ในเครื่อง COMPUTER แล้วเพื่อที่จะ ทำงานร่วมกับเครื่อง AUDIO PRECISION SYSTEM ONE ซึ่งสามารถมาใช้ประโยชน์ในงานตรวจสอบต่างๆ ซึ่งในที่นี้ จะชอกล่าวเฉพาะนำมาวัด หรือตรวจสอบกับวงจรจำพวก FILTER ซึ่งผู้ทำได้ ทดลองเพื่อดูว่า วงจรที่ให้ออกแบบมีคุณสมบัติเป็นไปตามที่ออกแบบไว้หรือไม่ และเป็นไปตามทฤษฎีที่ กล่าวไว้หรือไม่

การต่ออุปกรณ์ให้พร้อมที่จะวัด โดยต่อวงจรตามรูปที่ 8-3 แล้วเรียก PROGRAM จากเครื่อง COMPUTER จะปรากฏเป็น MENU 3 ช่องดังรูปที่ 8-4

จากนั้นทำการ SET ค่าโดยการกำหนดค่าต่างๆในการวัด ลงบน MENU ของโปรแกรมซึ่งจะมี HELP คอสอบกรรายละเอียดต่างๆ ของด้านล่างสุดของ MENU บนหน้าจอของเครื่องคอมพิวเตอร์



รูปที่ 8-4 แสดง MENU PROGRAM ของเครื่อง AUDIO PRECISION SYSTEM ONE

### 8.3) ลำดับขั้นตอนการทำงานของเครื่องตรวจสอบวงจร

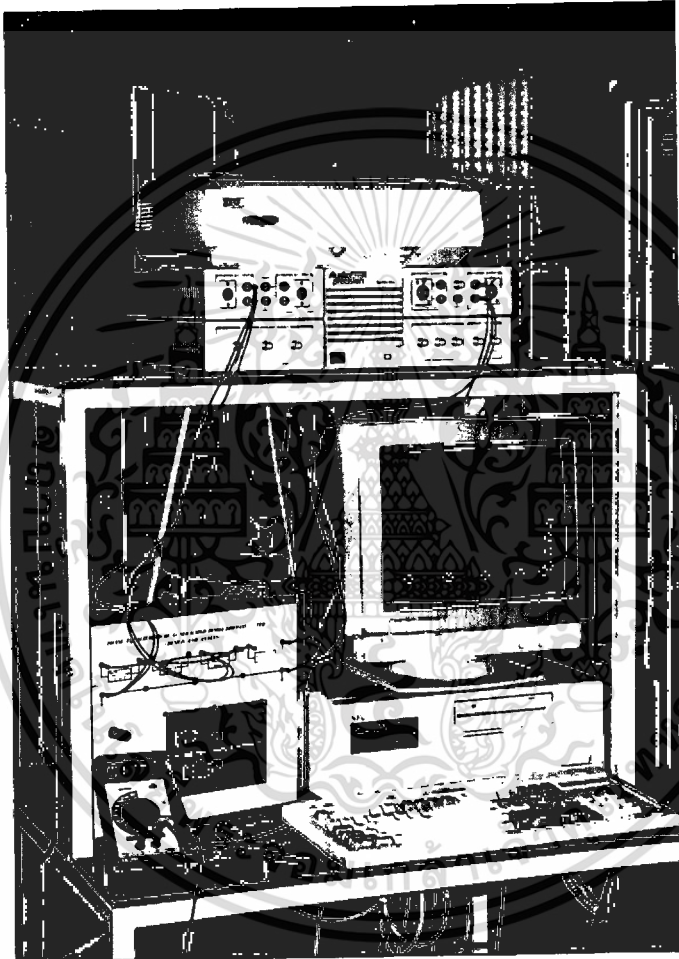
- กำหนด A/P OUTPUT 20 HZ ~ 50 KHZ 1V ~ 2.5V Sine wave (แล้วแต่วงจร)
- กำหนด A/P INPUT จะรับค่าจาก PROJECT มา ANALYZER (ค่าเป็น analog)
- A/P ภายในวงจร จะประกอบด้วย

#### A/D CONVERSION

DIGITIZED CCT. ซึ่งจะทำให้การประมวลผลค่าที่ได้ออกมา

- A/P จะ TRANSFER DATA ส่งไปยัง COMPUTER ซึ่งเป็นค่า DIGITAL DATA
- CPU : MEMORY (เก็บค่าที่ได้ทั้งหมด) ส่งไปยัง OUTPUT ต่างๆ เช่น
  - : MONITOR DISPLAY
  - : PRINTER

ซึ่งเครื่องจะทำงานเช่นนี้ไปเรื่อยๆ โดย SWEEP ตั้งแต่ 20 HZ จนถึงค่าความถี่ถึง 50 KHZ ที่เราตั้งไว้ แต่ในการทำงานเครื่องนี้จะทำงานด้วยความเร็วสูงมาก ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 8-5 แสดงถึงการต่อ AUDIO PRECISION SYSTEM ONE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นจากรายงานเมื่อจอร์จเรียนจบเท่านั้น. ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 9

### สรุปผลการทดลองและวิจารณ์

#### 9.1) ลักษณะของโครงการงาน

โครงการงานนี้เป็นโครงการที่คล้ายกับการทดลอง เพื่อค้นหาข้อมูลต่างๆว่าเป็นไปตามทฤษฎี หรือ คุณสมบัติของวงจร BESSEL LOWPASS FILTER และ ALLPASS FILTER และการแก้เฟส ของวงจรตรงความถี่ต่ำที่ได้ออกแบบมาและนำมาวิเคราะห์ทดลองโดยเครื่อง AUDIO PRECISION SYSTEM ONE ผลที่ได้จากการวิเคราะห์จะมาจากวงจรที่เราออกแบบโดยตรงจากฟังก์ชันที่สร้างขึ้น แล้วจึงนำมาออกแบบเป็นวงจรที่ใช้ทดลองโดยใช้วงจร FILTER แบบ VCVS นำมาเปรียบเทียบกับผล ที่วิเคราะห์ด้วยโปรแกรมการคำนวณจากทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน

#### 9.2) ระยะเวลาของการทำโครงการงาน

โครงการงานนี้ใช้เวลาทดลอง 1 ปี ในการทำโครงการงานนี้ แต่ในหลักความจริงแล้ว ลักษณะการ ค้นคว้าวิจัยเราไม่สามารถระบุได้ว่าจะใช้เวลามากเท่าใด เนื่องจากงานที่ค้นคว้าวิจัยต่างๆส่วนมาก ต้องการข้อมูลที่ดีกว่ามาใช้กับงาน จึงจะยอมรับว่างานที่ออกมาใช้นั้นใช้ได้ จึงต้องใช้เวลาที่ค้นคว้าหา ข้อมูลต่างๆอยู่เสมอ เวลาในการทดลองจึงน้อยลงไปบ้าง แต่เนื่องจากเราได้ใช้เครื่องมือที่ทันสมัย คือเครื่อง AUDIO PRECISION SYSTEM ONE จึงทำให้ทำการทดลองได้เร็วมากขึ้นกว่าเดิม

#### 9.3) ผลของการทำโครงการงาน

จากการออกแบบ และ ได้นำมาทดลองวิเคราะห์ โดยใช้เครื่อง AUDIO PRECISION แล้ว ทำให้ได้ผลออกมาใกล้เคียงกับคุณสมบัติทางอุดมคติ ซึ่งผลที่ได้ก็มีความผิดพลาดเล็กน้อยเมื่อเปรียบเทียบกับผลการวิเคราะห์จากโปรแกรมการวิเคราะห์ แต่ผลที่ได้ก็เป็นที่น่าพอใจ ดังผลการทดลองใน ภาคผนวก

#### 9.4) ปัญหาและข้อบกพร่องในการทำโครงการ

- เนื่องจากวงจรที่ใช้ทดลองนี้จะมี SENSITIVITY สูง จึงจำเป็นที่จะต้องใช้อุปกรณ์ที่มีค่าเที่ยงตรงมาก คือค่า RESISTORS และ CAPACITORS ซึ่งค่าที่คำนวณออกมาได้นั้นจะมีค่าไม่ตรงกับค่าที่มีจำหน่ายอยู่ในท้องตลาด จึงต้องใช้ตัวต้านทานปรับละเอียด แต่ตัวเก็บประจุนั้นเราไม่สามารถทำได้เนื่องจากไม่ค่อยนิยม และหาอุปกรณ์ใช้ลำบาก เราจึงจำเป็นต้องใช้ค่าที่มีอยู่ในท้องตลาด ซึ่งเมื่อนำมาวัดแล้วจะไม่ค่อยเที่ยงตรงเท่าใดนัก ซึ่งมีผลต่อการวิเคราะห์ที่อยู่ข้าง

- เครื่อง COMPUTER ที่ใช้ LINK กับ เครื่อง AUDIO PRECISION SYSTEM ONE มีปัญหาในการใช้งานบ่อยเช่น HARD DISK ที่เก็บ SOFTWARE ที่ควบคุมเครื่อง AUDIO PRECISION SYSTEM ONE ถูกไวรัสทำลายที่ BOOT SECTOR ทำให้ไม่สามารถใช้เครื่อง AUDIO PRECISION SYSTEM ONE ได้ และ CHIP SUPPORT ของ MAIN BOARD COMPUTER เสีย เนื่องจากมีผู้ใช้ COMPUTER หลายคน จึงไม่สามารถดำเนินงานได้สะดวก ทำให้เสียเวลาในการทดลอง

- การประมวลผลทาง ANALOG เราไม่สามารถทำให้ผลของการวิเคราะห์ที่ได้ตลอดเหมือนทุกครั้ง แต่เราเพียงทำให้อยู่ในย่านของความถี่ที่ขอมรับได้เหมือนในทางอุดมคติก็พอเพียง เนื่องจากผลของสัญญาณนั้น มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงของคาบเวลา นั่นก็คือความถี่นั่นเอง

### กิติกรรมประกาศ

ปริศยานิพนธ์เรื่องนี้ ได้แนวความคิดจาก ผู้ช่วยศาสตราจารย์ นิกر สุธุตมตันติ อีกทั้งยังให้คำแนะนำ และการสนับสนุนมาตลอด จึงขอกราบขอบพระคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ นิกر สุธุตมตันติ เป็นอย่างสูงไว้ ณ ที่นี้

และสุดท้ายนี้ ขอขอบคุณคณาจารย์ และ เจ้าหน้าที่ ภาคเทคนิคอุตสาหกรรม ทุกๆท่าน ที่ได้ช่วยเหลือ และได้อำนวยความสะดวก จนทำให้โครงการนี้สำเร็จไปได้ด้วยดีตลอดมา



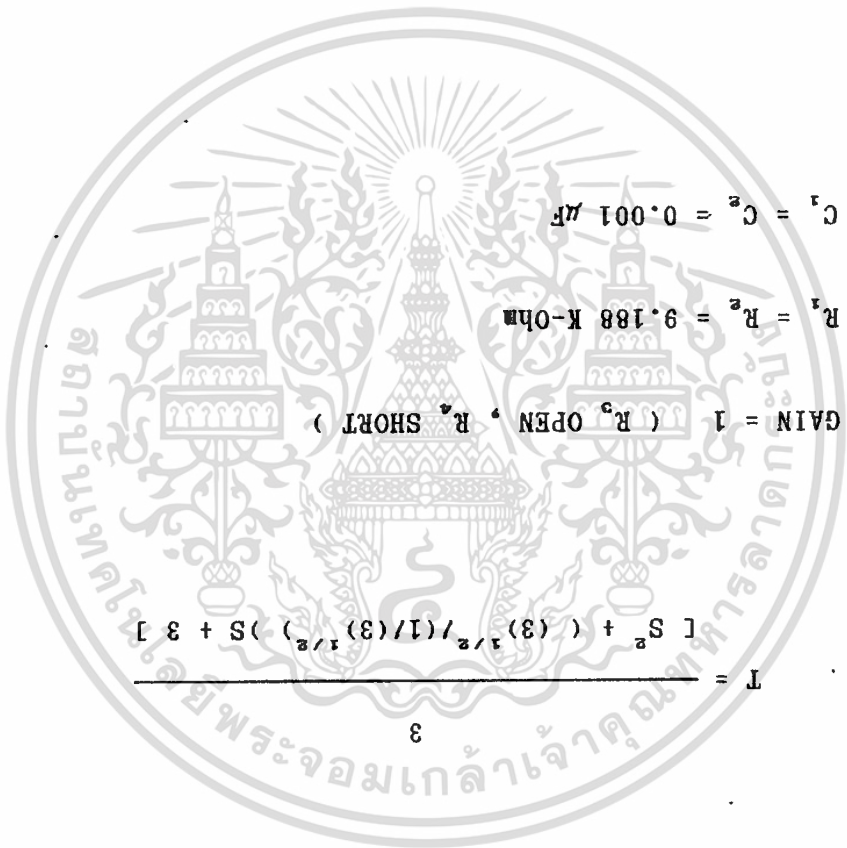
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

1. JOHN L. HILBURN AND DAVID E. JOHNSON , "MANUAL OF ACTIVE FILTER DESIGN " , MCGRAW-HILL, INC. , 1973
2. ARAM BUDAK , "PASSIVE AND ACTIVE NETWORK ANALYSIS AND SYNTHESIS" , HOUGHTON MIFFLIN COMPANY , 1974
3. WAI-KAI CHEN , "PASSIVE AND ACTIVE FILTER THEORY AND IMPLEMENTATIONS" , JOHN WILEY & SON, INC. , 1986
4. M.S. GHAUSI AND K.R. LAKER , "MODERN FILTER DESIGN ACTIVE RC AND SWITCH CAPACITOR " , PRENTICE-HALL, INC. , 1981
5. G.S. MOSCHYTZ PETR HORN , "ACTIVE FILTER DESIGN HANDBOOK" , JOHN WILEY & SON, INC. , 1984
6. ARTHUR B. WILLIAMS AND FRED J. TAYLOR , "ELECTRONIC FILTER DESIGN HANDBOOK" ,
7. คู่มือการใช้งาน AUDIO PRECISION SYSTEM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$$C_1 = C_2 = 0.001 \mu F$$

$$R_1 = R_2 = 9.188 \text{ K-}\Omega$$

$$\text{GAIN} = 1 \quad (R_2 \text{ OPEN, } R_1 \text{ SHORT})$$

$$T = \frac{[S^2 + (3) \frac{1}{R_2} / (1/(3) \frac{1}{R_2})] (S + 3)}{3}$$

วงแหวนที่ว่าง

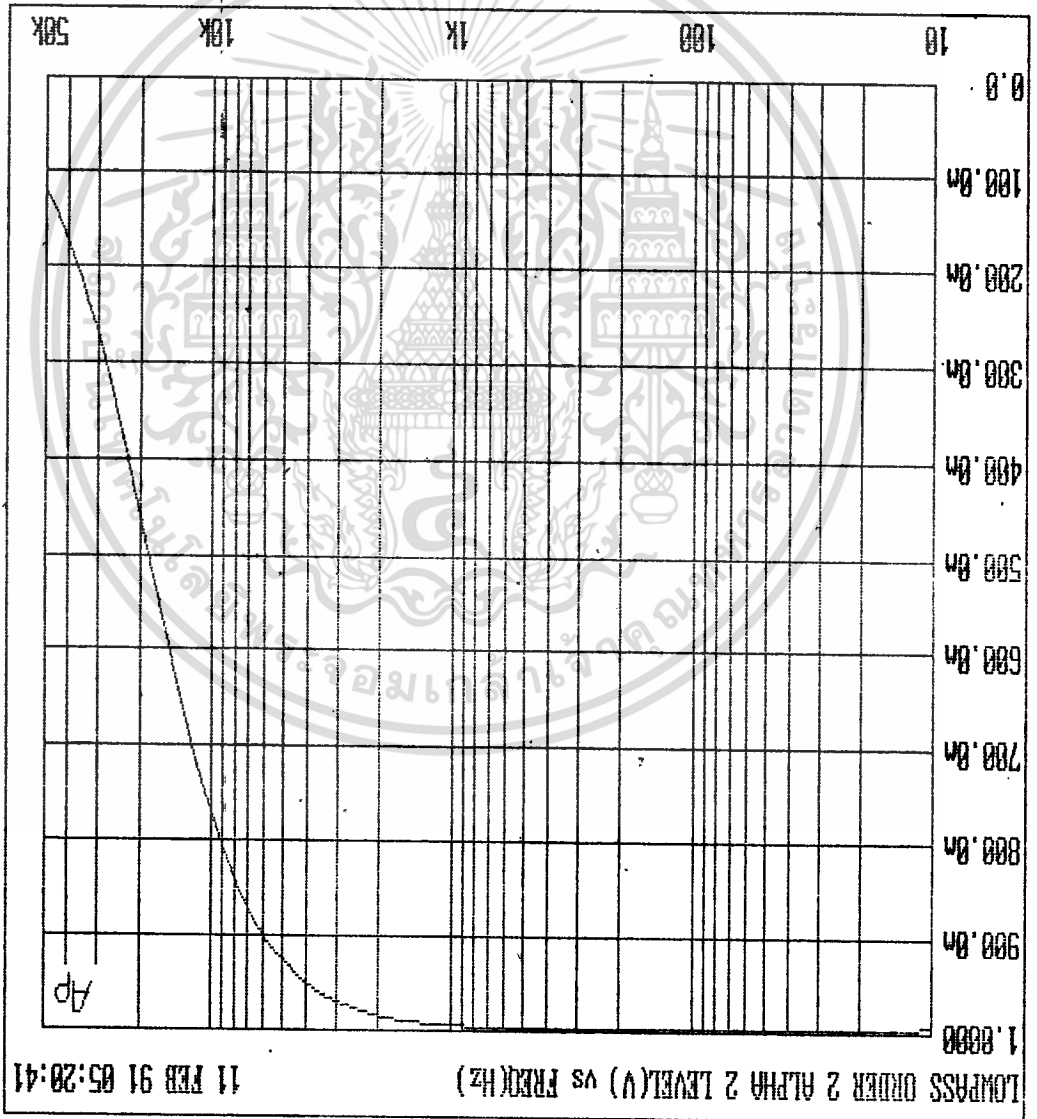
วงจร Bessel Lowpass Filter Order 2 Alpha 2

ผลการวิเคราะห์ทางทฤษฎีของระบบเสียง AUDIO PRECISION SYSTEM ONE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แผนการวิเคราะห์แอมพลิจูดตอบสนองของ LOWPASS FILTER ORDER 2 ALPHA 2  
 การวัดของ AUDIO PRECISION SYSTEM ONE

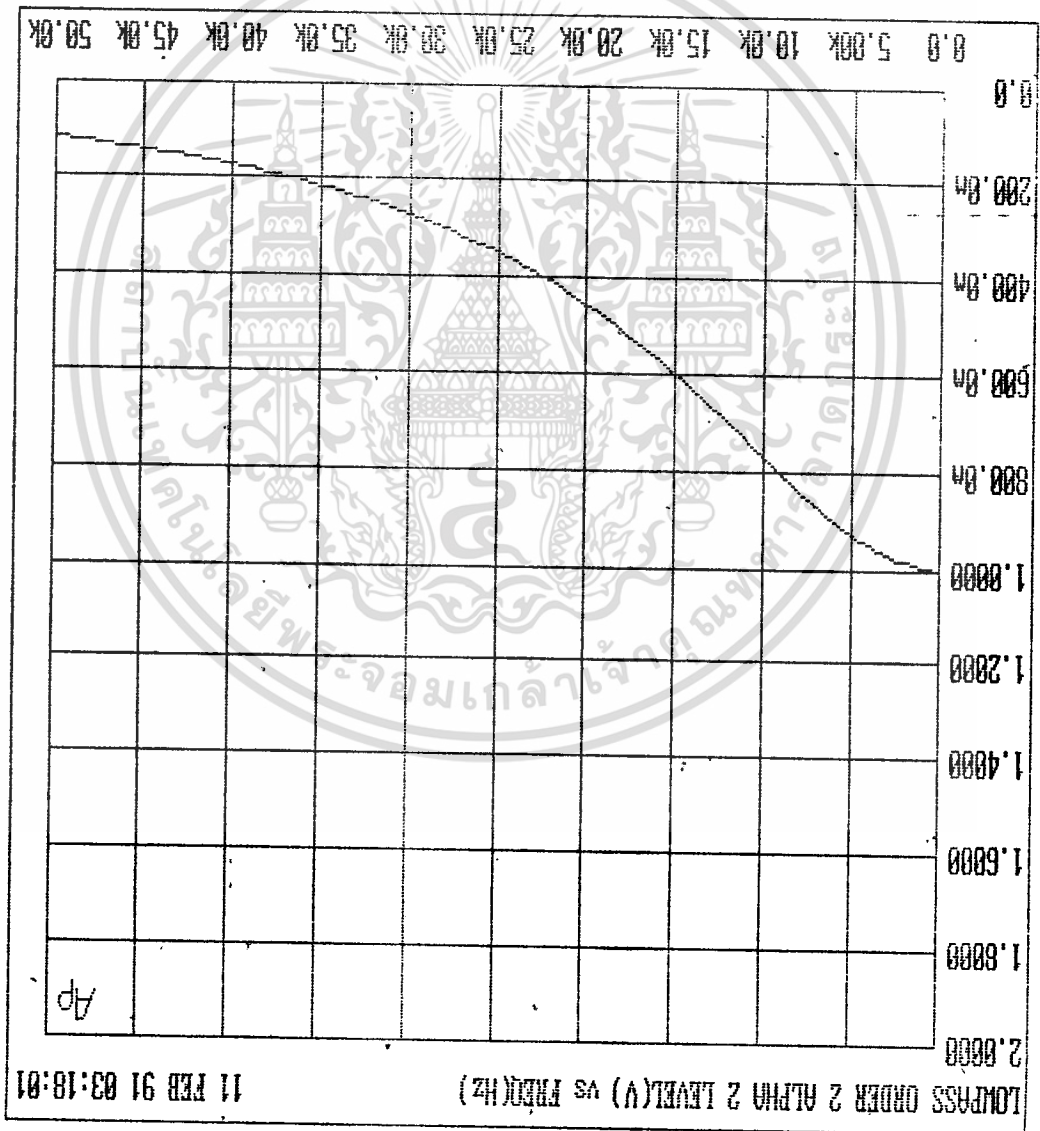
รูปที่ U-1



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MANAGERIAL AMPLITUDE RESPONSE LOWPASS FILTER ORDER 2 ALPHA 2  
 AUDIO PRECISION SYSTEM ONE

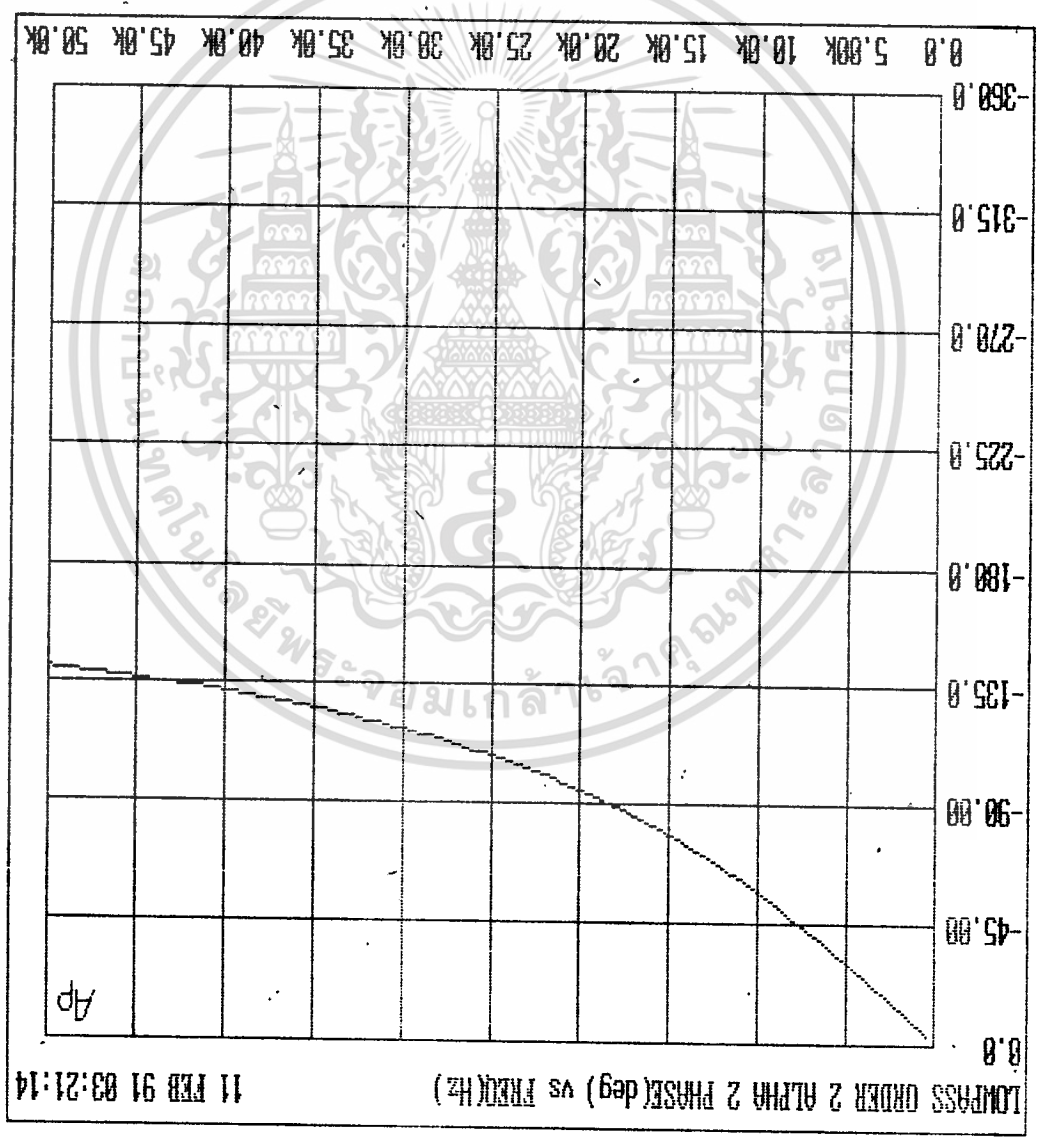
รูปที่ ๗-2



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การวัดเฟสตอบสนองของตัวกรองต่ำอันดับ 2 ALPHA 2  
 AUDIO PRECISION SYSTEM ONE

รูปที่ ๓-3



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$$M = 1$$

$$C = 0.1 \mu F$$

$$R_4 = 347 \text{ Ohm}$$

$$R_3 = 1.04 \text{ K-Ohm}$$

$$R_2 = 99.4 \text{ K-Ohm}$$

$$R_1 = 74.5 \text{ K-Ohm}$$

$$G_{Ap} = \frac{S^2 + S(0.00184/0.57751) + (0.00184)^2}{S^2 - S(0.00184/0.57751) + (0.00184)^2}$$

หนังสือพิมพ์

วงจรถ่ายเสียง Bessel Lowpass Filter Order 2 ที่ศูนย์ความถี่ 1 kHz  
 FILTER ORDER 2 ALPHA 2

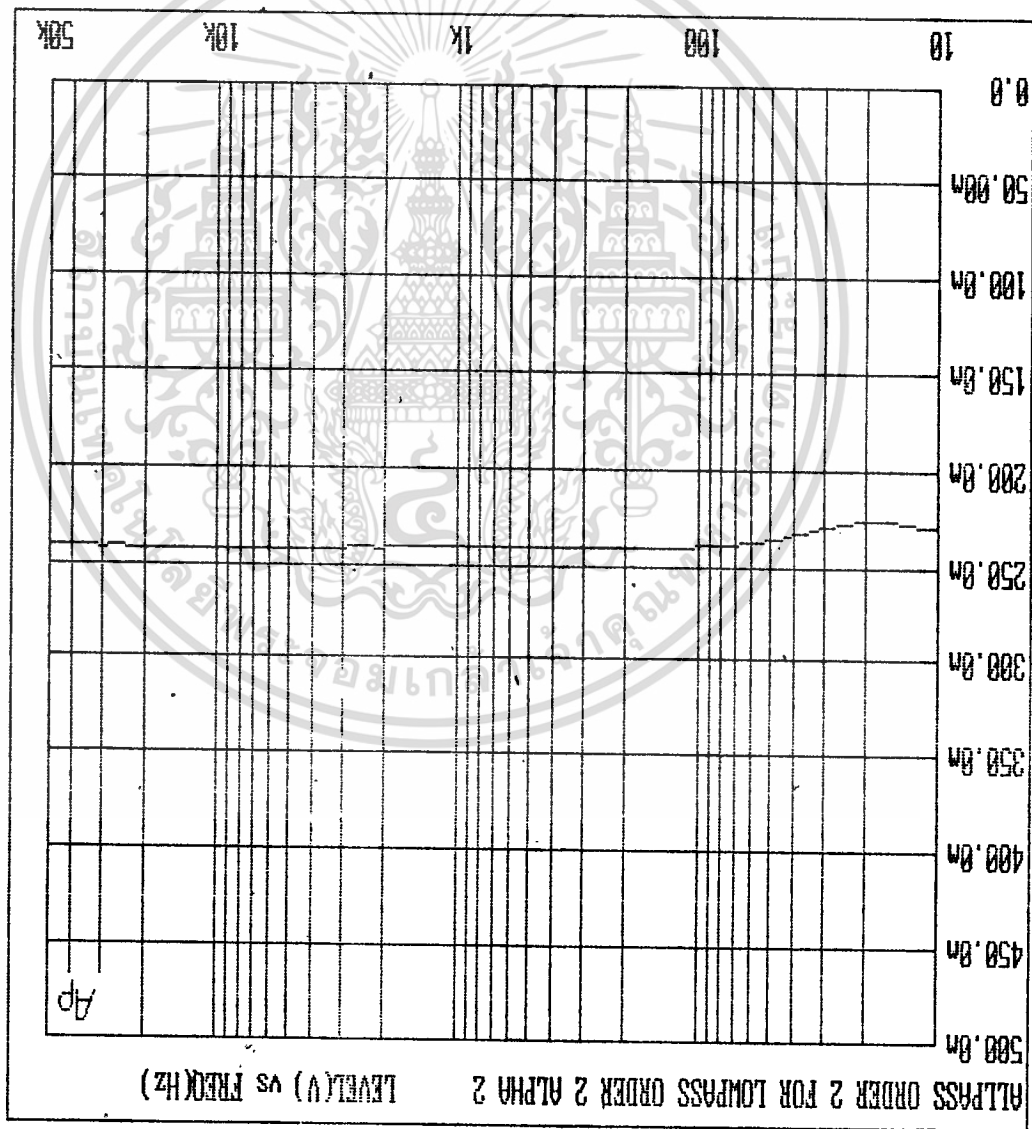
ผลการวิเคราะห์ทางคอมพิวเตอร์ของ AUDIO PRECISION SYSTEM ONE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

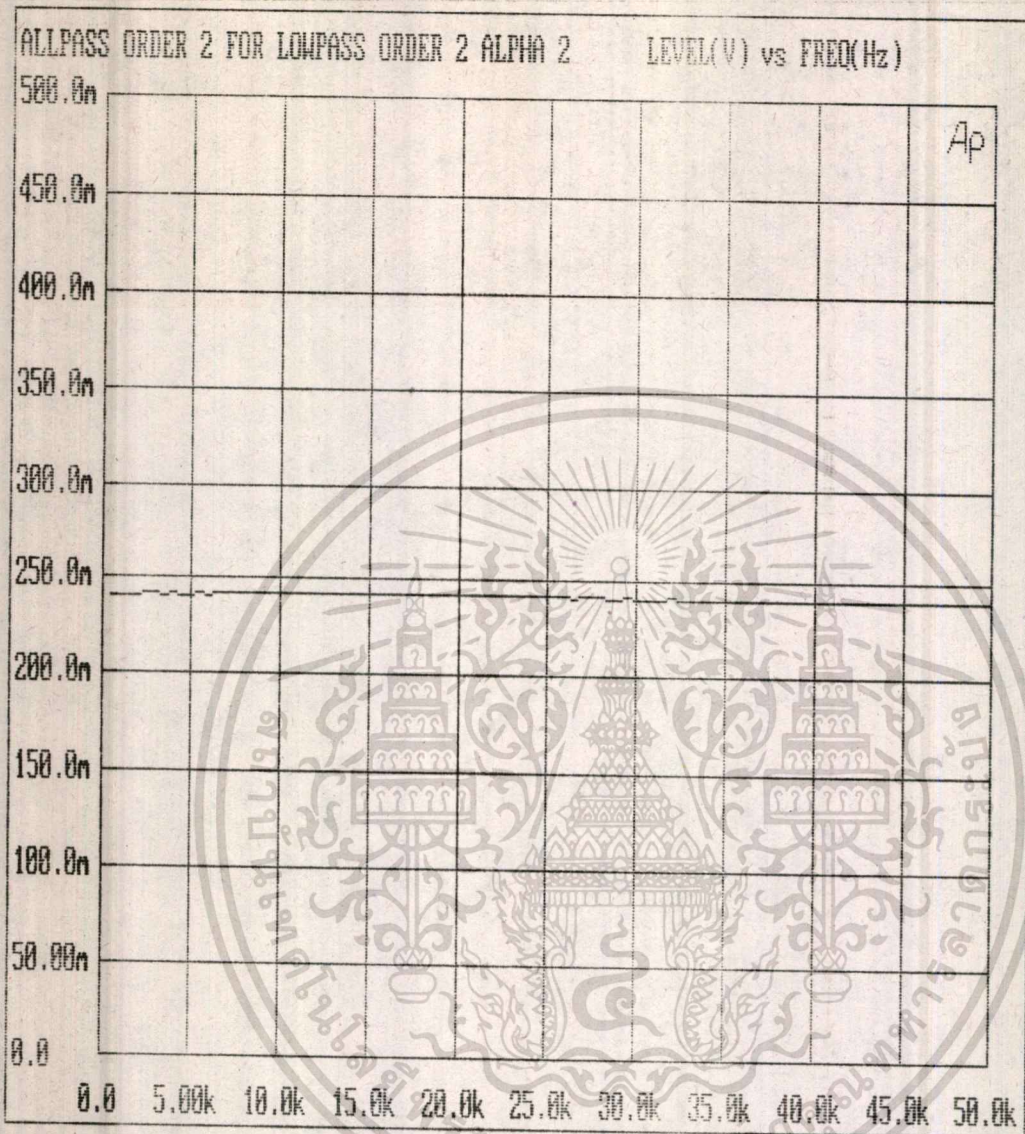
LOWPASS FILTER ORDER 2 ALPHA 2 2nd ORDER AUDIO PRECISION SYSTEM ONE

ความถี่คัตออฟ แอมพลิจูดตอบสนองของฟิลเตอร์อันดับ 2

รูปที่ ๗-4



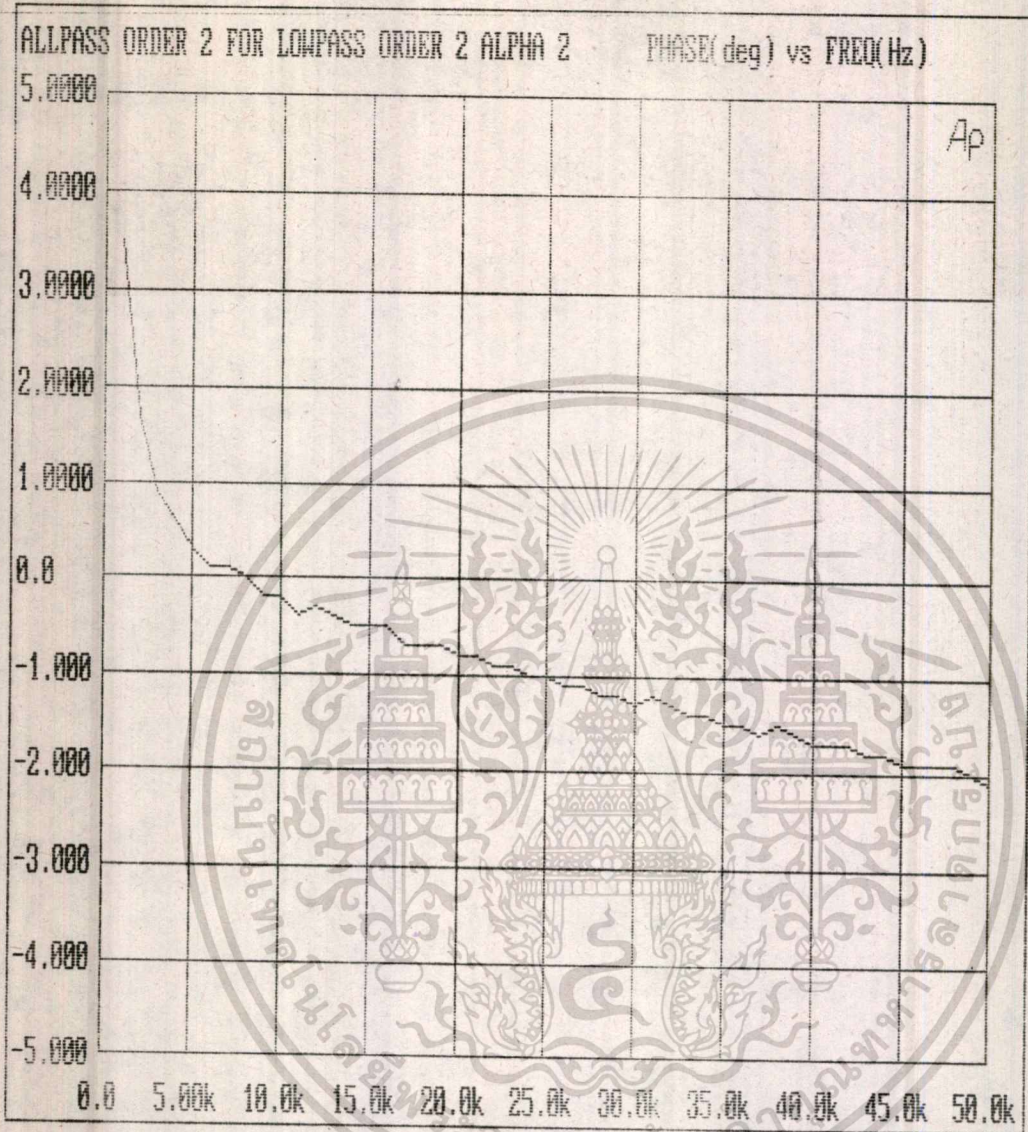
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ก-5

ผลการวิเคราะห์ AMPLITUDE RESPONSE ของ ALLPASS FILTER ORDER 2 สำหรับ LOWPASS FILTER ORDER 3 ALPHA 2 จากเครื่อง AUDIO PRECISION SYSTEM ONE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



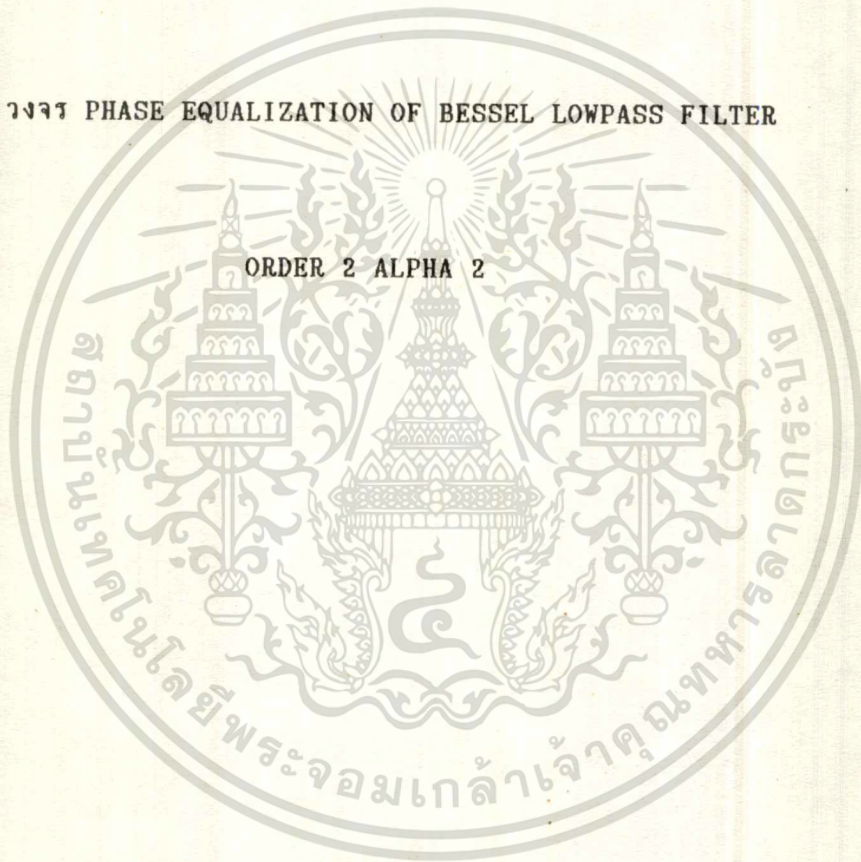
รูปที่ ก-6

ผลการวิเคราะห์ PHASE RESPONSE ของ ALLPASS FILTER ORDER 2 สำหรับ LOWPASS FILTER ORDER 3 ALPHA 2 จากเครื่อง AUDIO PRECISION SYSTEM ONE

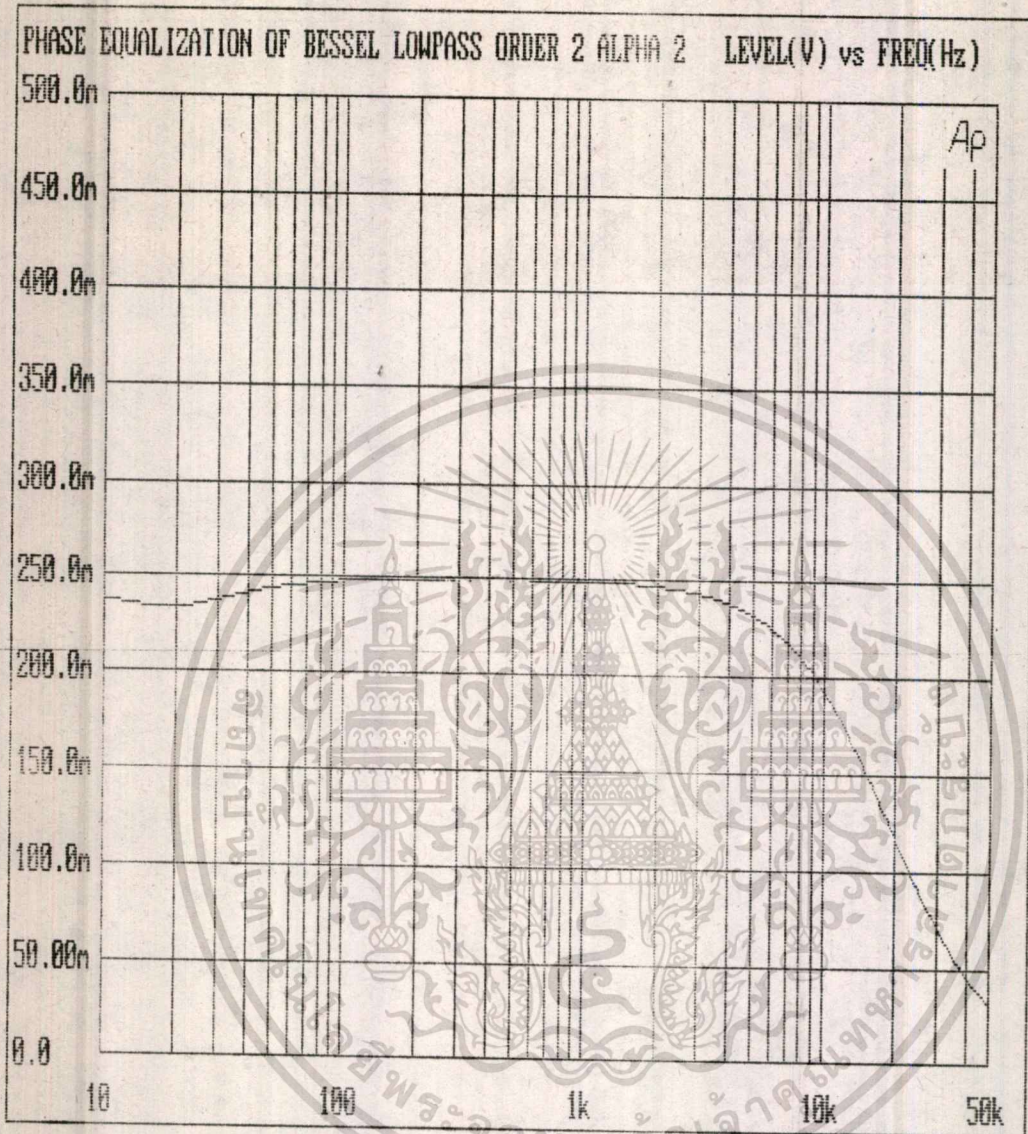
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการวิเคราะห์จากเครื่อง AUDIO PRECISION SYSTEM ONE

วงจร PHASE EQUALIZATION OF BESSEL LOWPASS FILTER



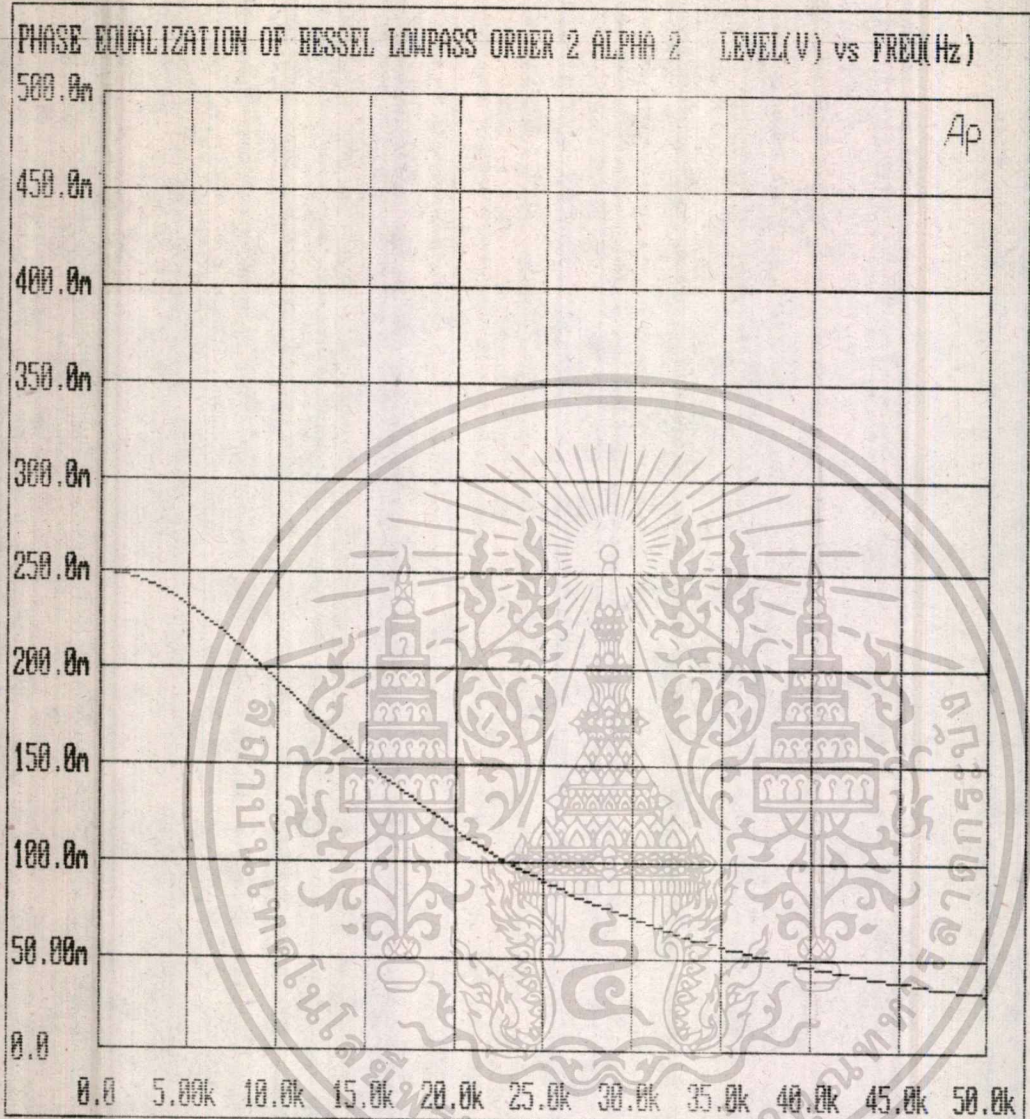
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ก-7

ผลการวิเคราะห์ AMPLITUDE RESPONSE ของ PHASE EQUALIZATION OF BESSEL LOWPASS FILTER ORDER 2 ALPHA 2 จากเครื่อง AUDIO PRECISION SYSTEM ONE

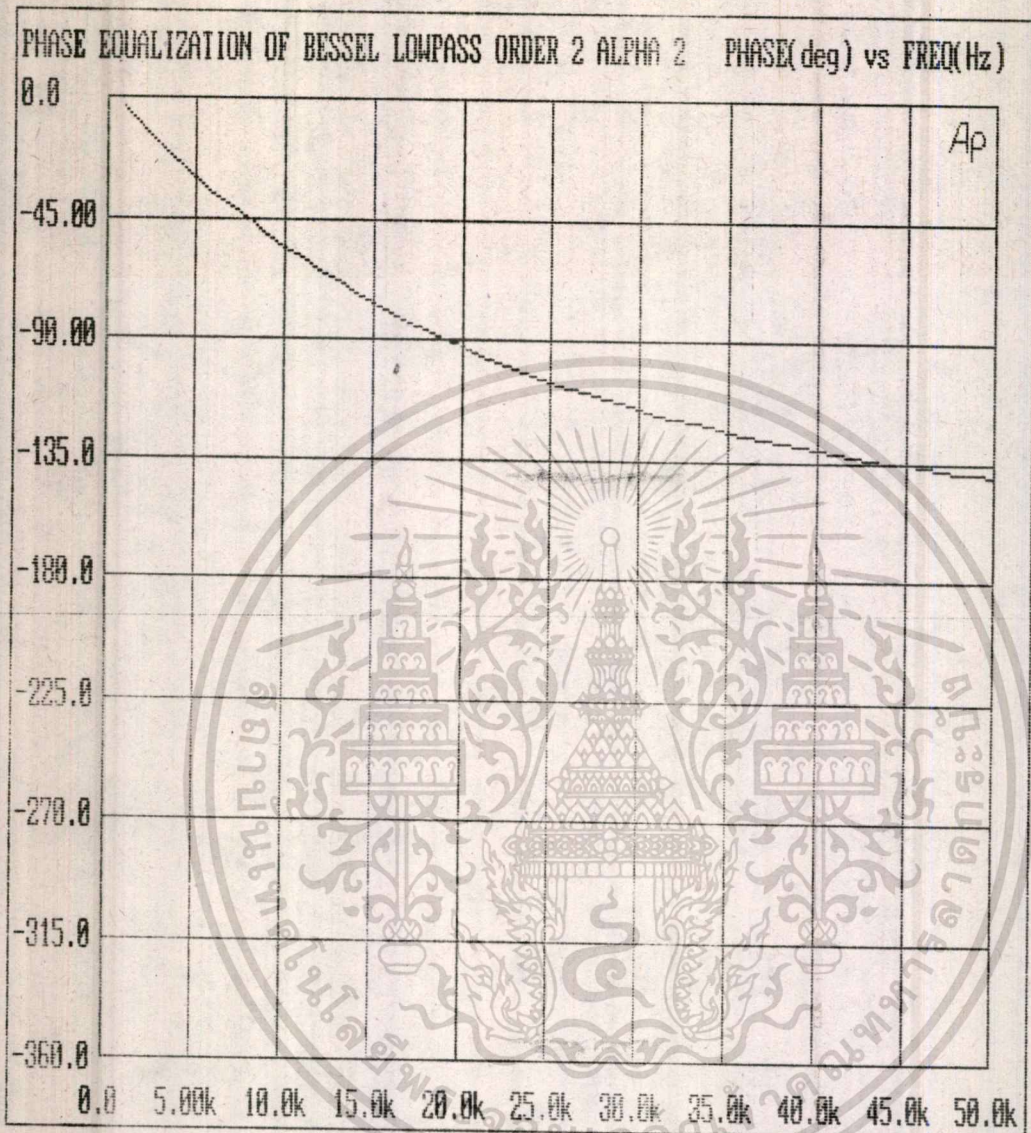
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ก-8

ผลการวิเคราะห์ AMPLITUDE RESPONSE ของ PHASE EQUILIZATION OF BESSEL LOWPASS FILTER ORDER 2 ALPHA 2 จากเครื่อง AUDIO PRECISION SYSTEM ONE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีคำนำไปใช้

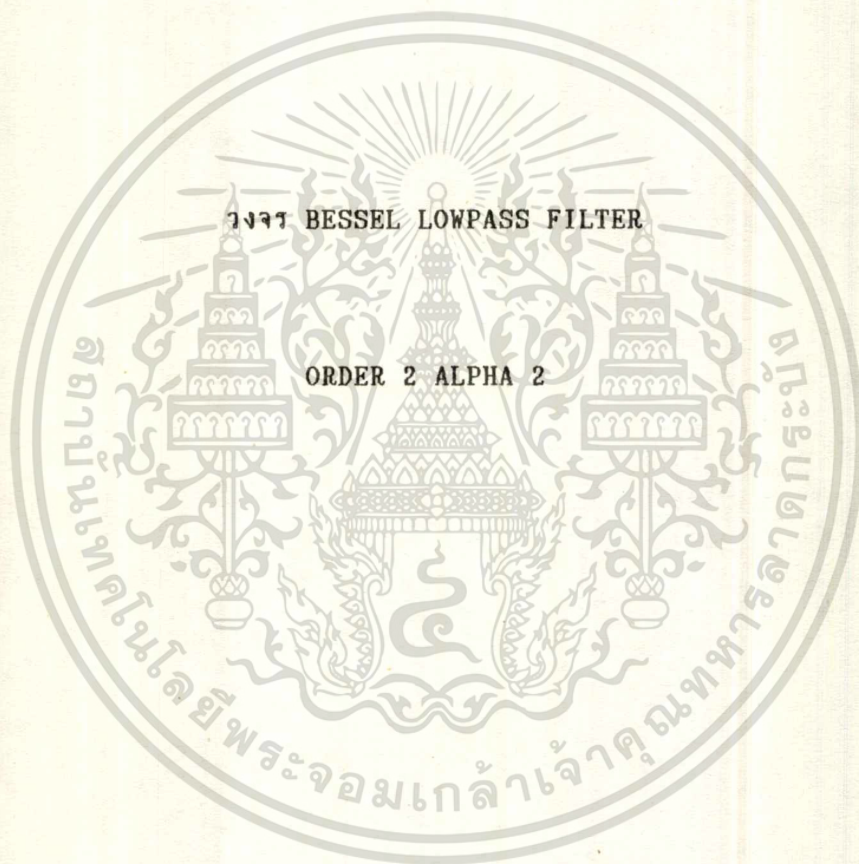


รูปที่ ก-9

ผลการวิเคราะห์ PHASE RESPONSE ของ PHASE EQUALIZATION OF BESSEL LOWPASS FILTER ORDER 2 ALPHA 2 จากเครื่อง AUDIO PRECISION SYSTEM ONE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการวิเคราะห์จากการคำนวณโดยโปรแกรม  
(SOLUTION BY SOFTWARE)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ ๑-10

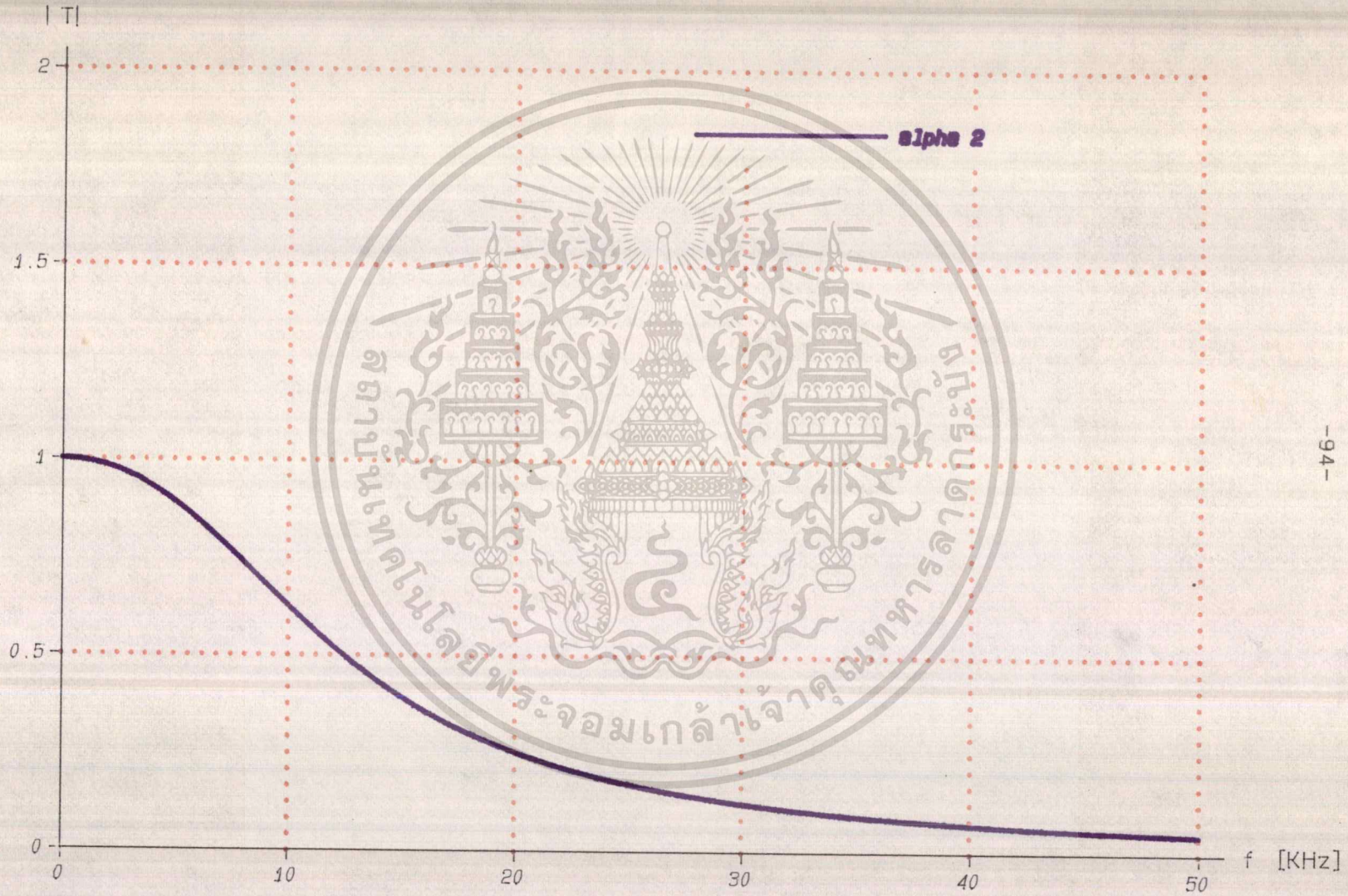


Fig. Magnitude response

ผลการวิเคราะห์ PHASE RESPONSE ของ LOWPASS FILTER ORDER 2 ALPHA 2  
จากการใช้ SOFTWARE COMPUTER

รูปที่ ๑-11

Phase (degree)

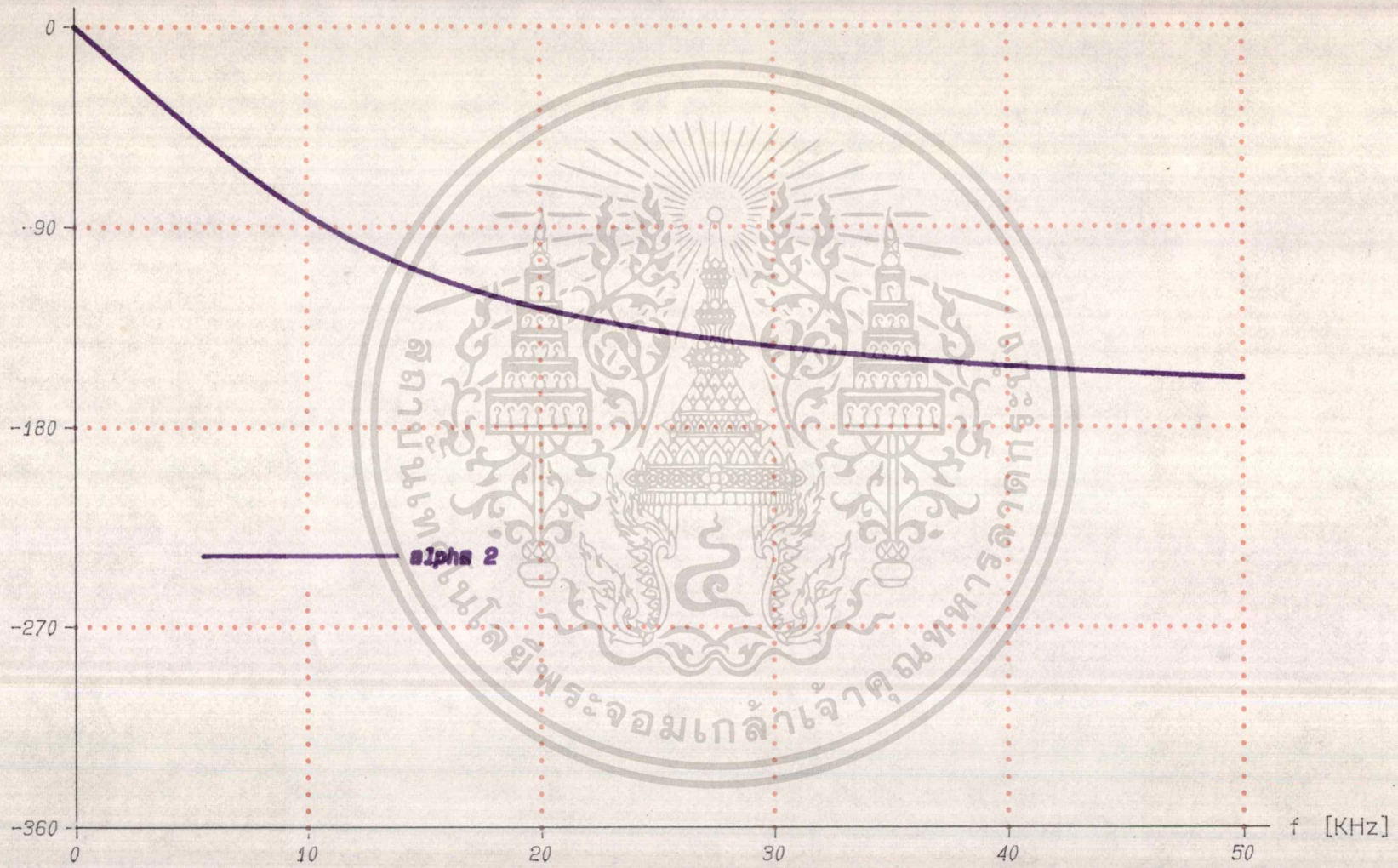


Fig. Phase response

ผลการวิเคราะห์ GROUP DELAY ของ LOWPASS FILTER ORDER 2 ALPHA 2  
จากการใช้ SOFTWARE

Group Delay [mSec]

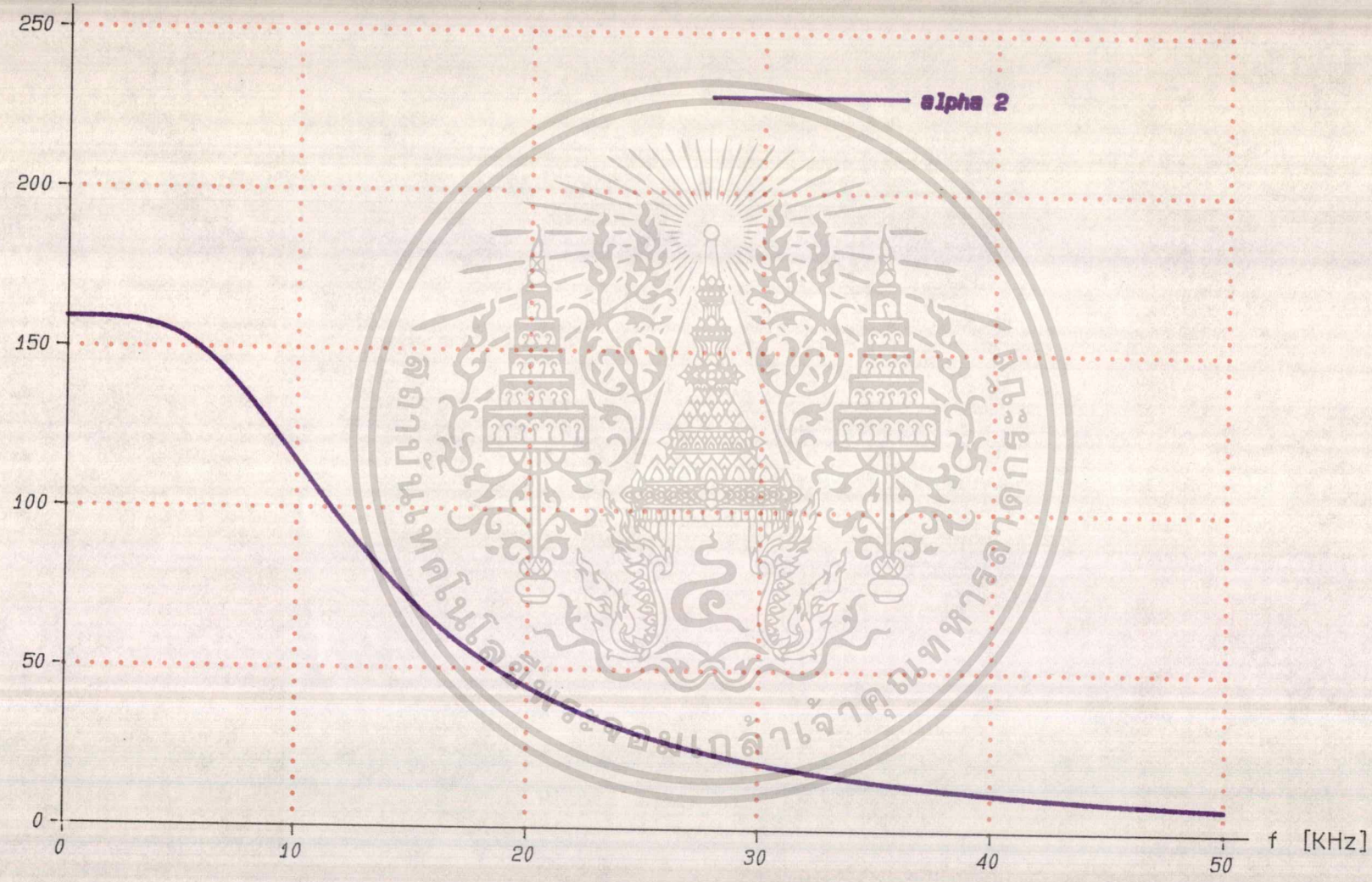


Fig. Group Delay

ผลการวิเคราะห์ PHASE DELAY ของ LOWPASS FILTER ORDER 2 ALPHA 2  
รูปที่ ๑-13  
จากการใช้ SOFTWARE

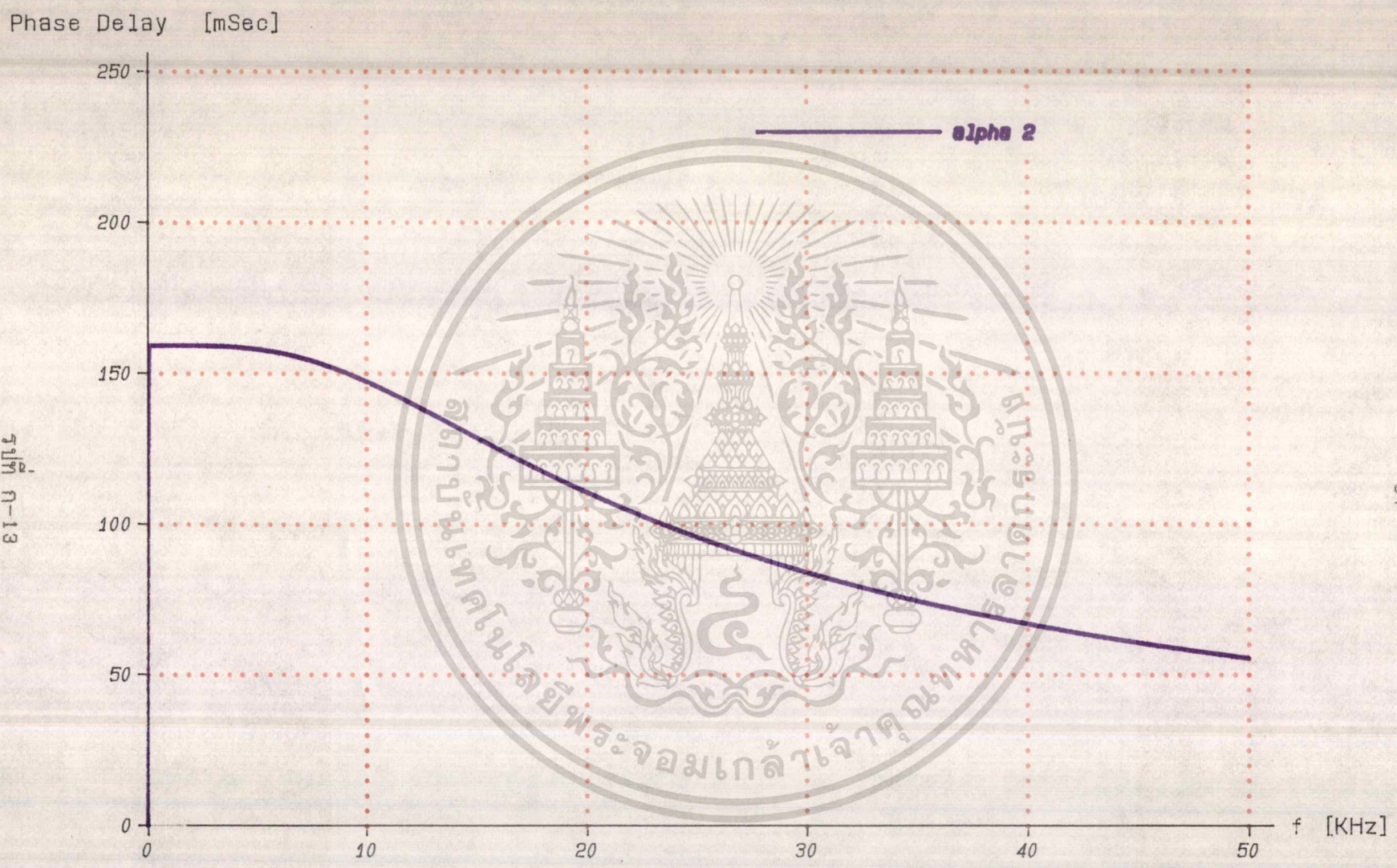


Fig. Phase Delay

ผลการวิเคราะห์จากการคำนวณโดยโปรแกรม  
(SOLUTION BY SOFTWARE)

วิจัย PHASE EQUALIZATION OF BESSEL LOWPASS FILTER

ORDER 2 ALPHA 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LOWPASS FILTER ORDER 2 ALPHA 2 จากการใช้ SOFTWARE  
 การวิเคราะห์ Magnitude Response ของ Phase Equalization of Bessel  
 รูปที่ ๑-14

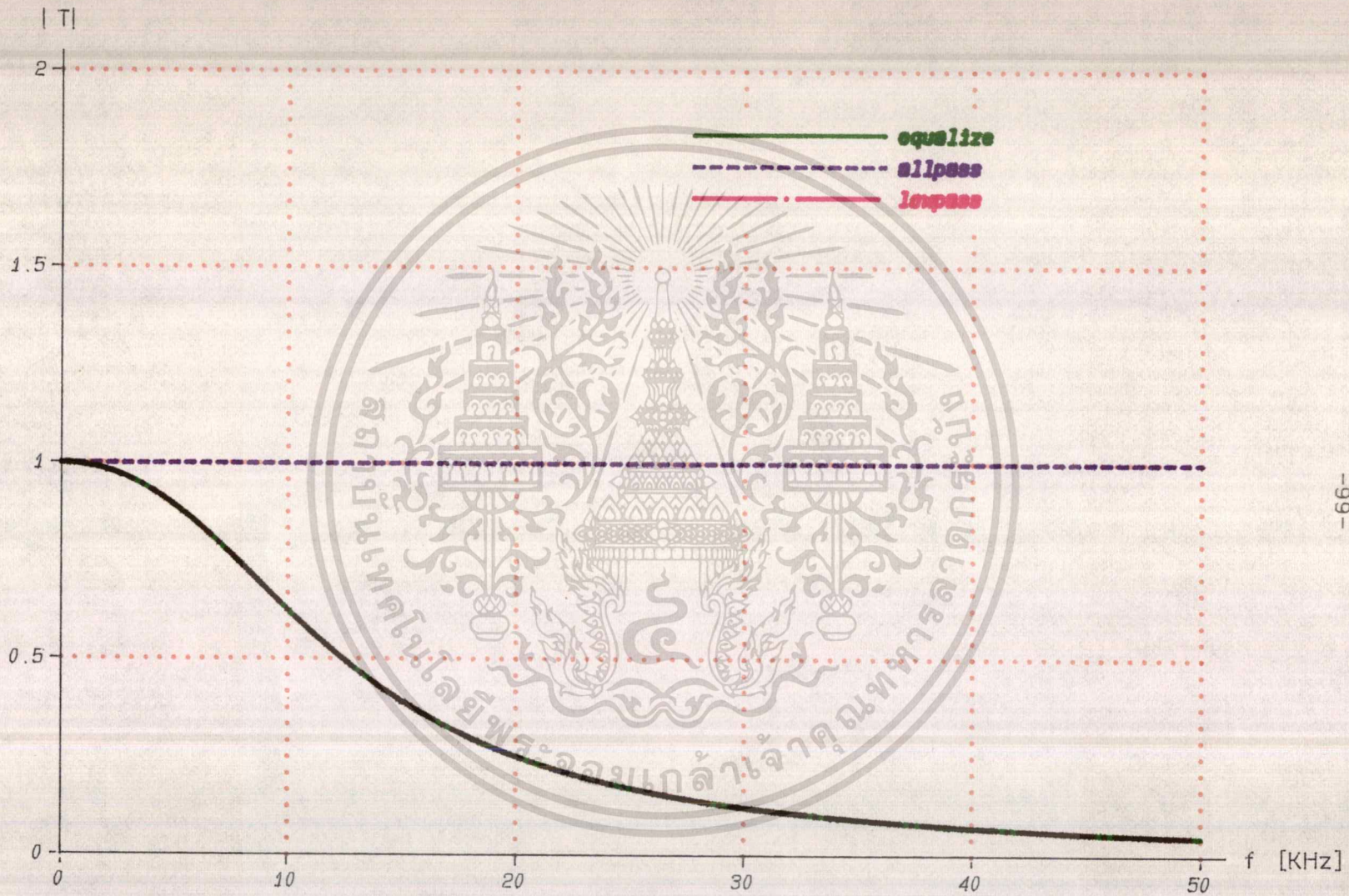


Fig. Magnitude response

LOWPASS FILTER ORDER 2 ALPHA 2 จากการใช้ SOFTWARE

รูปที่ ๑-15

Phase (degree)

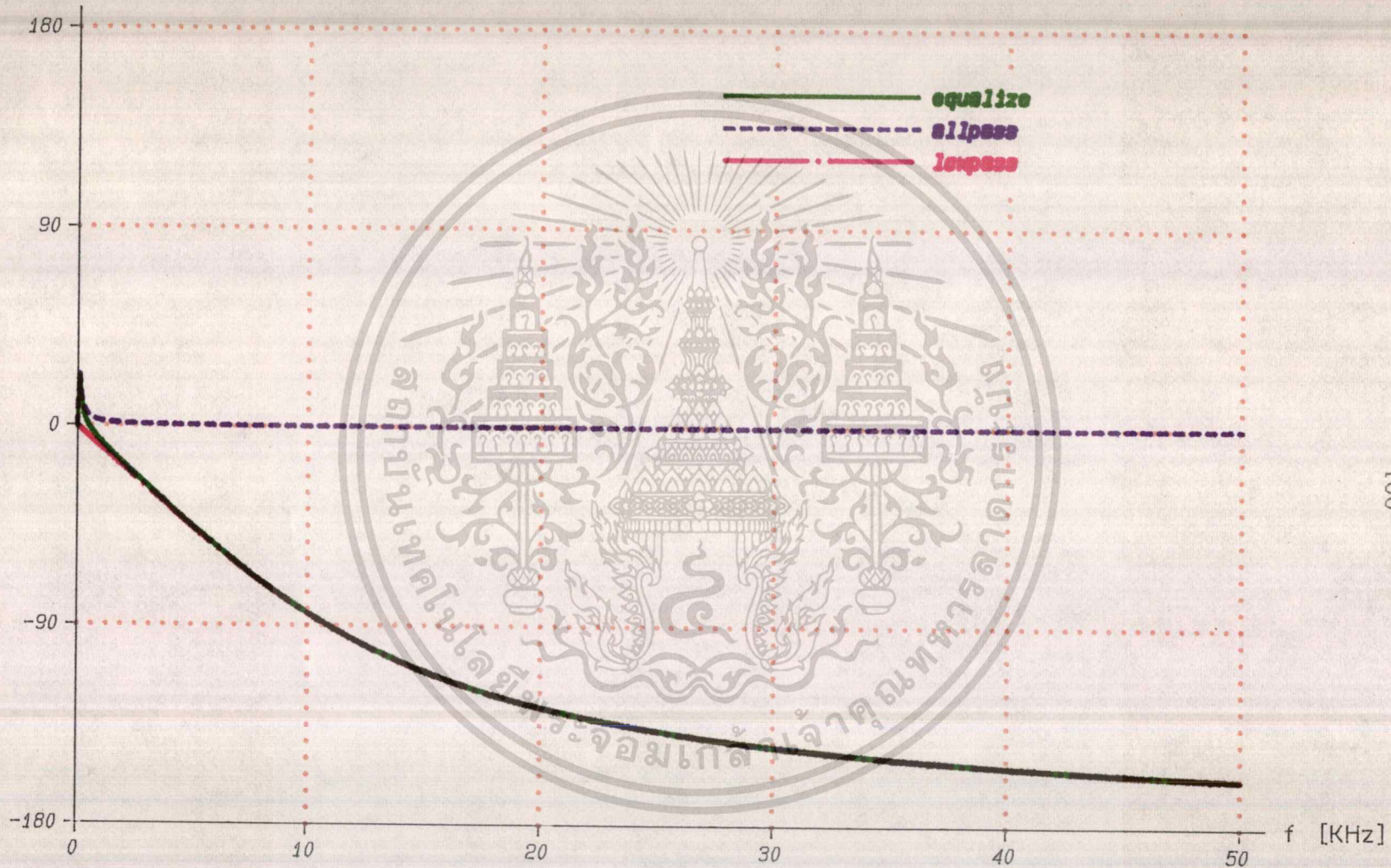


Fig. Phase response

ผลการวิเคราะห์ GROUP DELAY ของ PHASE EQUALIZATION OF BESSEL  
LOWPASS FILTER ORDER 2 ALPHA 2 จากการใช้ SOFTWARE

Group Delay [mSec]

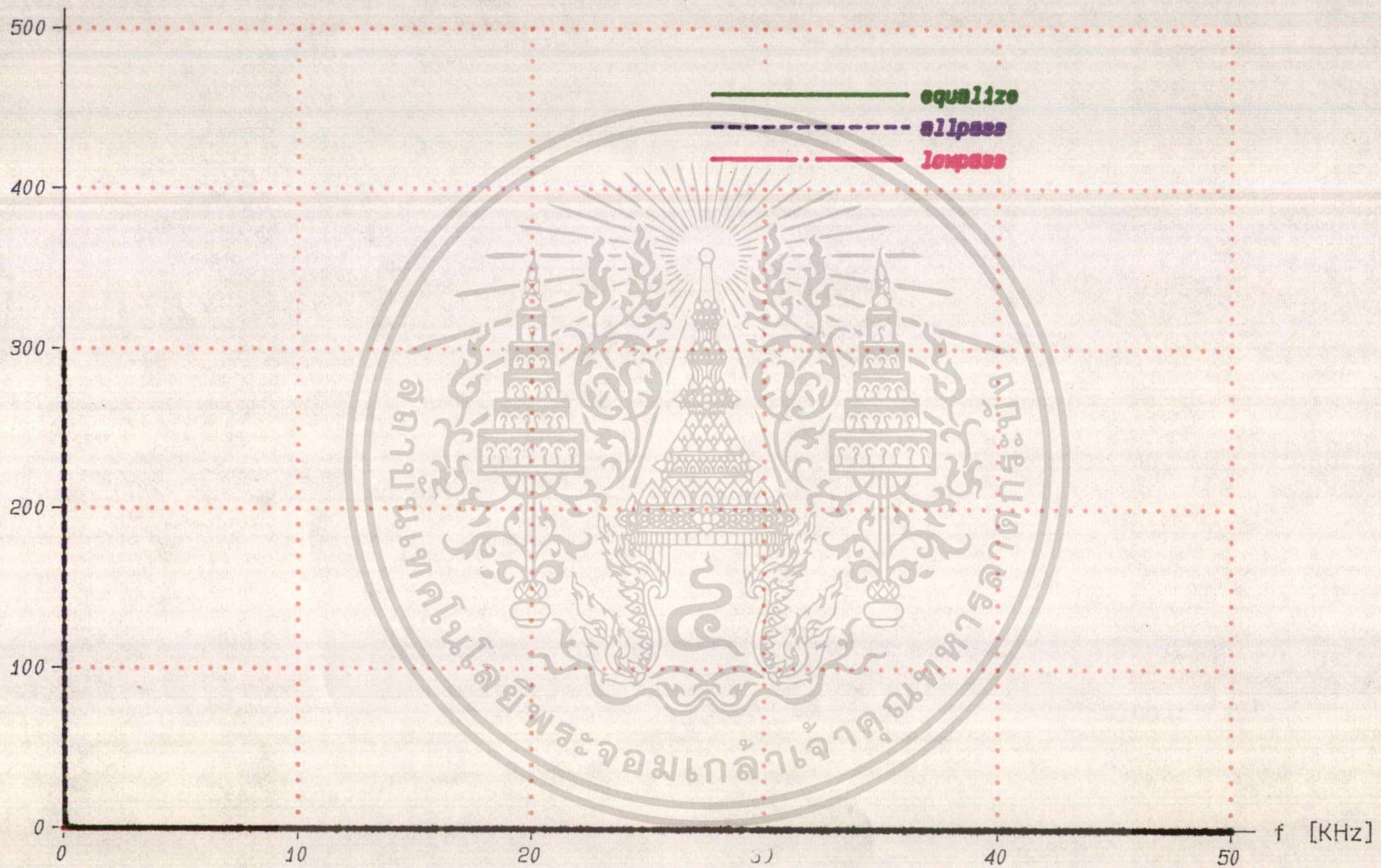


Fig. Group Delay

LOWPASS FILTER ORDER 2 ALPHA 2 ซอฟต์แวร์ PHASE DELAY ของ Bessel  
 นวัตกรรม PHASE DELAY ของ Bessel  
 นวัตกรรม PHASE DELAY ของ Bessel

Phase Delay [mSec]

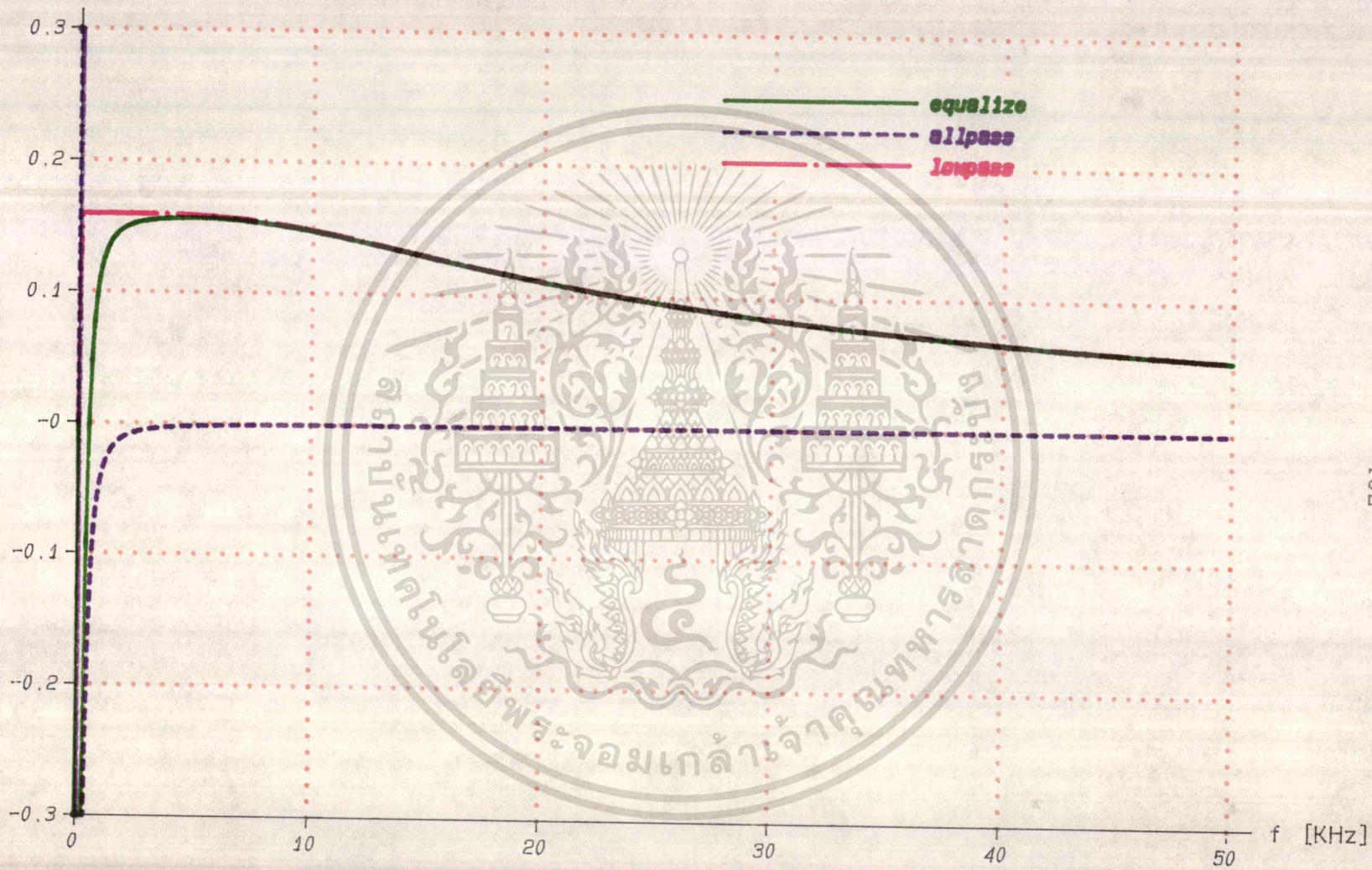


Fig. Phase Delay

ผลการวิเคราะห์จากเครื่อง AUDIO PRECISION SYSTEM ONE

วงจร BESSEL LOWPASS FILTER ORDER 3 ALPHA 2

ฟังก์ชันที่ใช้สร้าง

$$T = \frac{15}{(S+2.32218583)[S^2+(2.54514/0.69104)S+(2.54514)^2]}$$

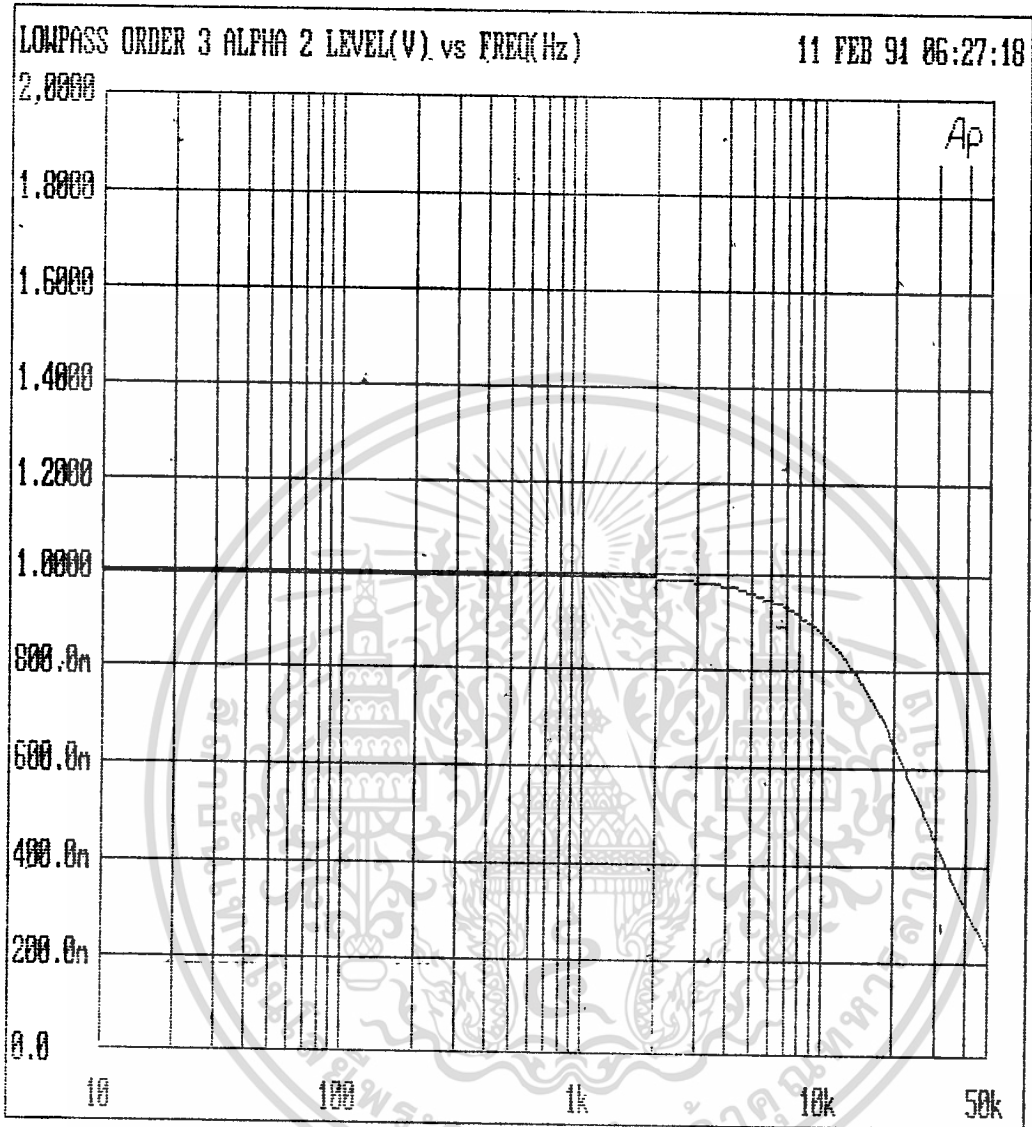
$$\text{GAIN} = 1 \quad (R_3 \text{ OPEN}, R_4 \text{ SHORT})$$

$$R = 6.85 \text{ K-Ohm}$$

$$R_1 = R_2 = 6.25 \text{ K-Ohm}$$

$$C = C_1 = C_2 = 0.001 \mu\text{F}$$

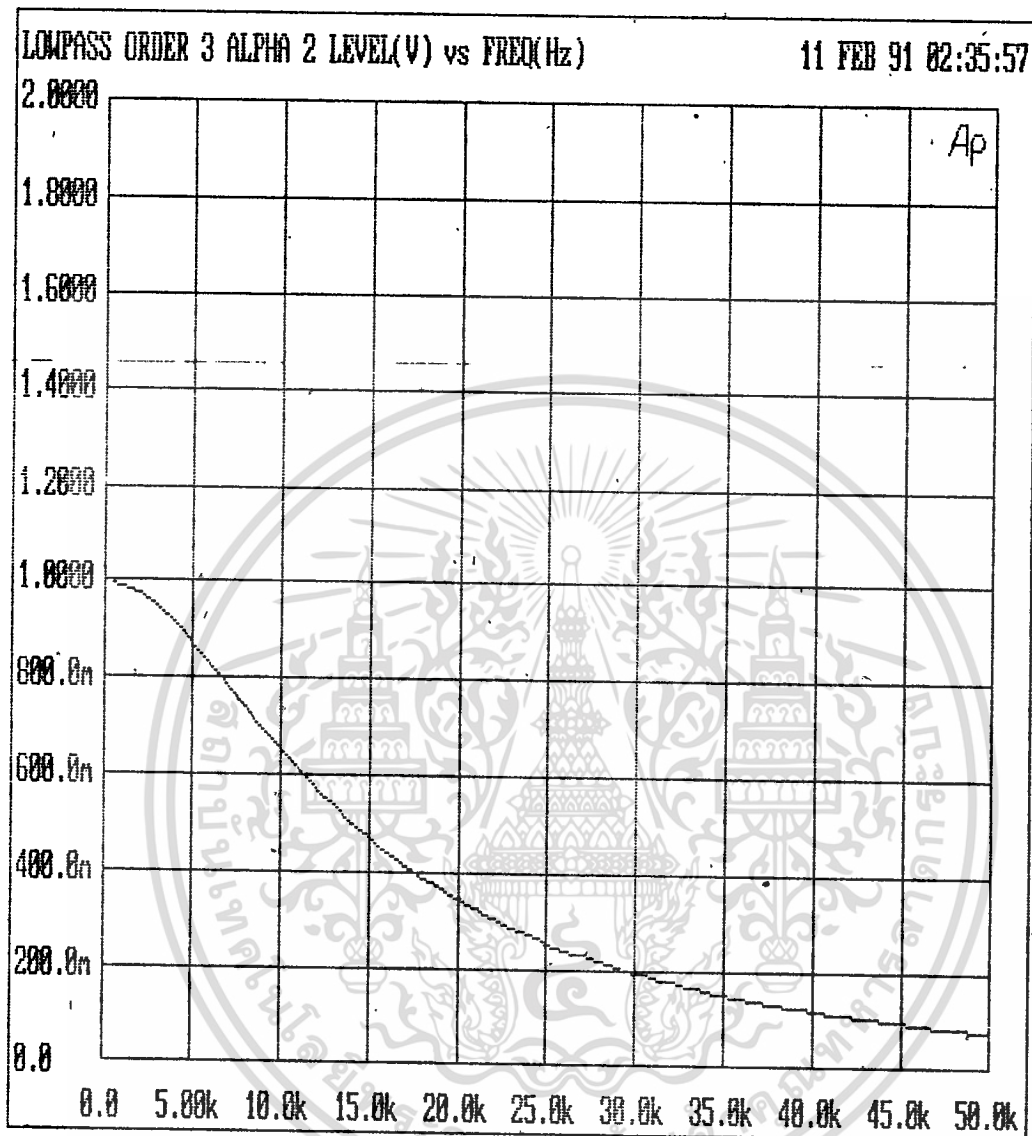
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ก-18

ผลการวิเคราะห์ AMPLITUDE RESPONSE ของ LOWPASS FILTER ORDER 3 ALPHA 2  
จากเครื่อง AUDIO PRECISION SYSTEM ONE

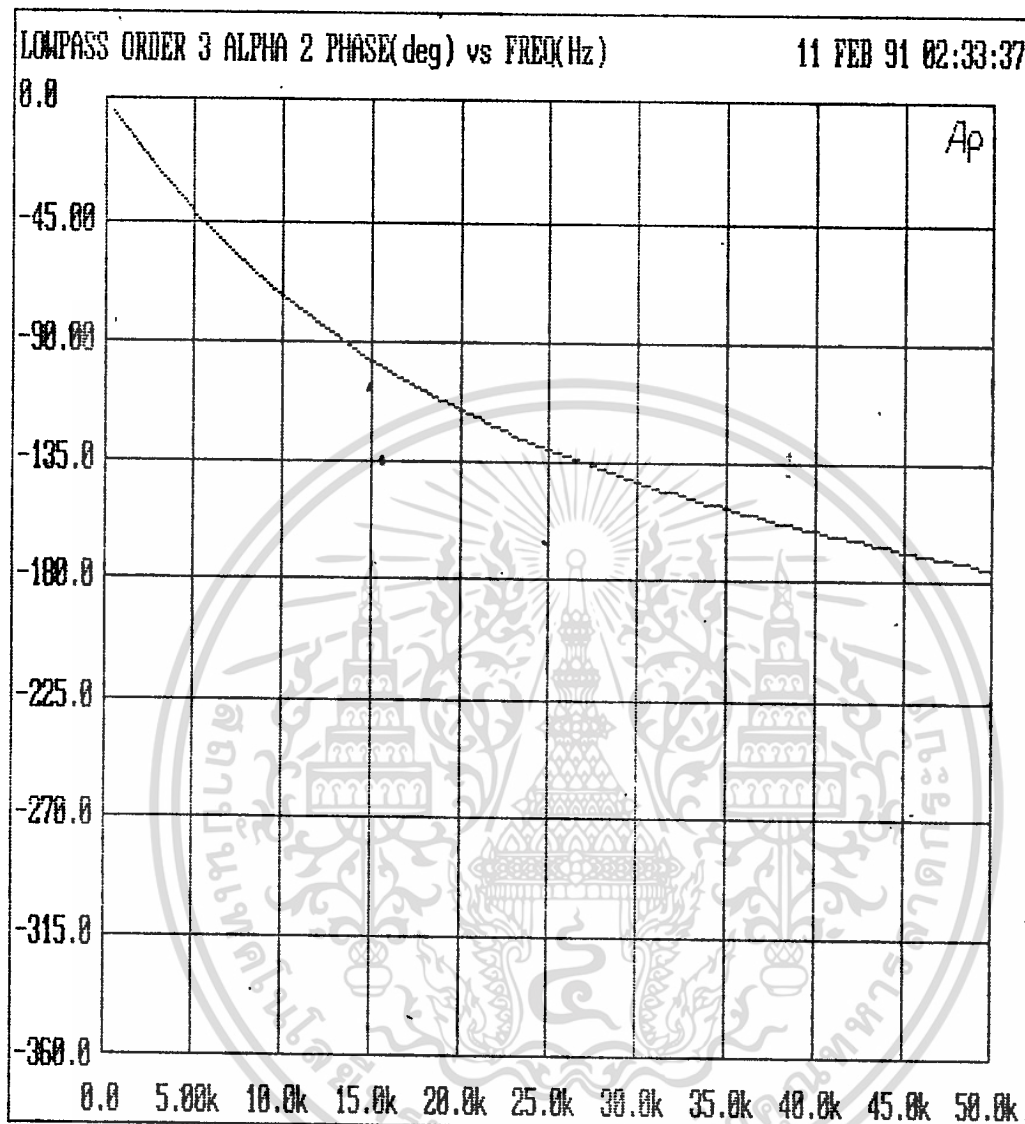
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ก-19

ผลการวิเคราะห์ AMPLITUDE RESPONSE ของ LOWPASS FILTER ORDER 3 ALPHA 2 จากเครื่อง AUDIO PRECISION SYSTEM ONE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ก-20

ผลการวิเคราะห์ PHASE RESPONSE ของ LOWPASS FILTER ORDER 3 ALPHA 2  
จากเครื่อง AUDIO PRECISION SYSTEM ONE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการวิเคราะห์จากเครื่อง AUDIO PRECISION SYSTEM ONE

วงจร ALLPASS FILTER ORDER 2 ที่ใช้แก้เฟสของวงจร BESSEL LOWPASS FILTER ORDER 3 ALPHA 2

ฟังก์ชันที่ใช้สร้าง

$$G_{AP} = \frac{S^2 - S(6.08808/0.84530) + (6.08808)^2}{S^2 + S(6.08808/0.84530) + (6.08808)^2}$$

$$R_1 = 1.54 \quad \text{K-Ohm}$$

$$R_2 = 4.44 \quad \text{K-Ohm}$$

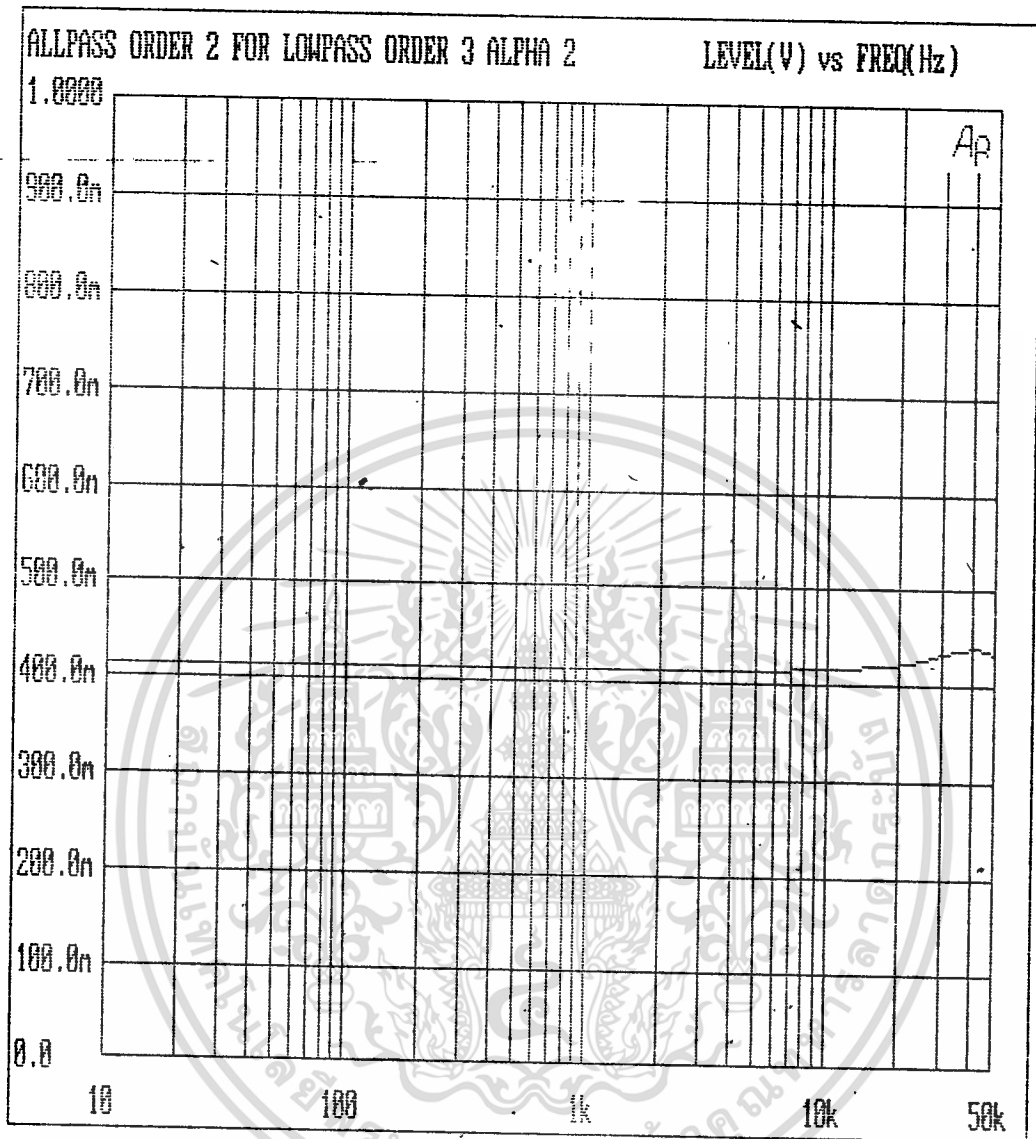
$$R_3 = 106.68 \quad \text{K-Ohm}$$

$$R_4 = 76.22 \quad \text{K-Ohm}$$

$$C = 0.001 \quad \mu\text{F}$$

$$\mu = 1$$

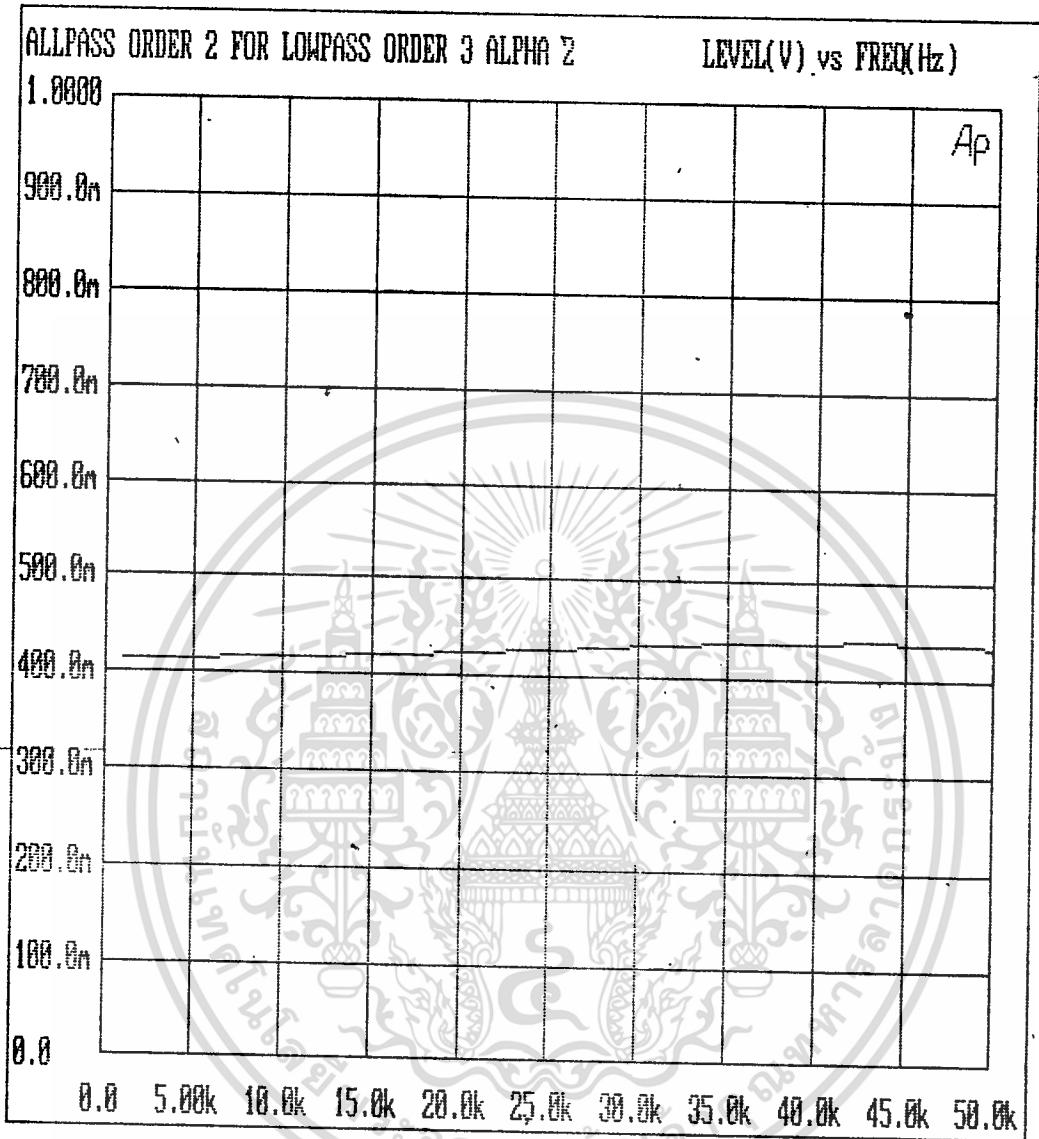
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ก-21

ผลการวิเคราะห์ AMPLITUDE RESPONSE ของ ALLPASS FILTER ORDER 2 สำหรับ LOWPASS FILTER ORDER 3 ALPHA 2 จากเครื่อง AUDIO PRECISION SYSTEM ONE

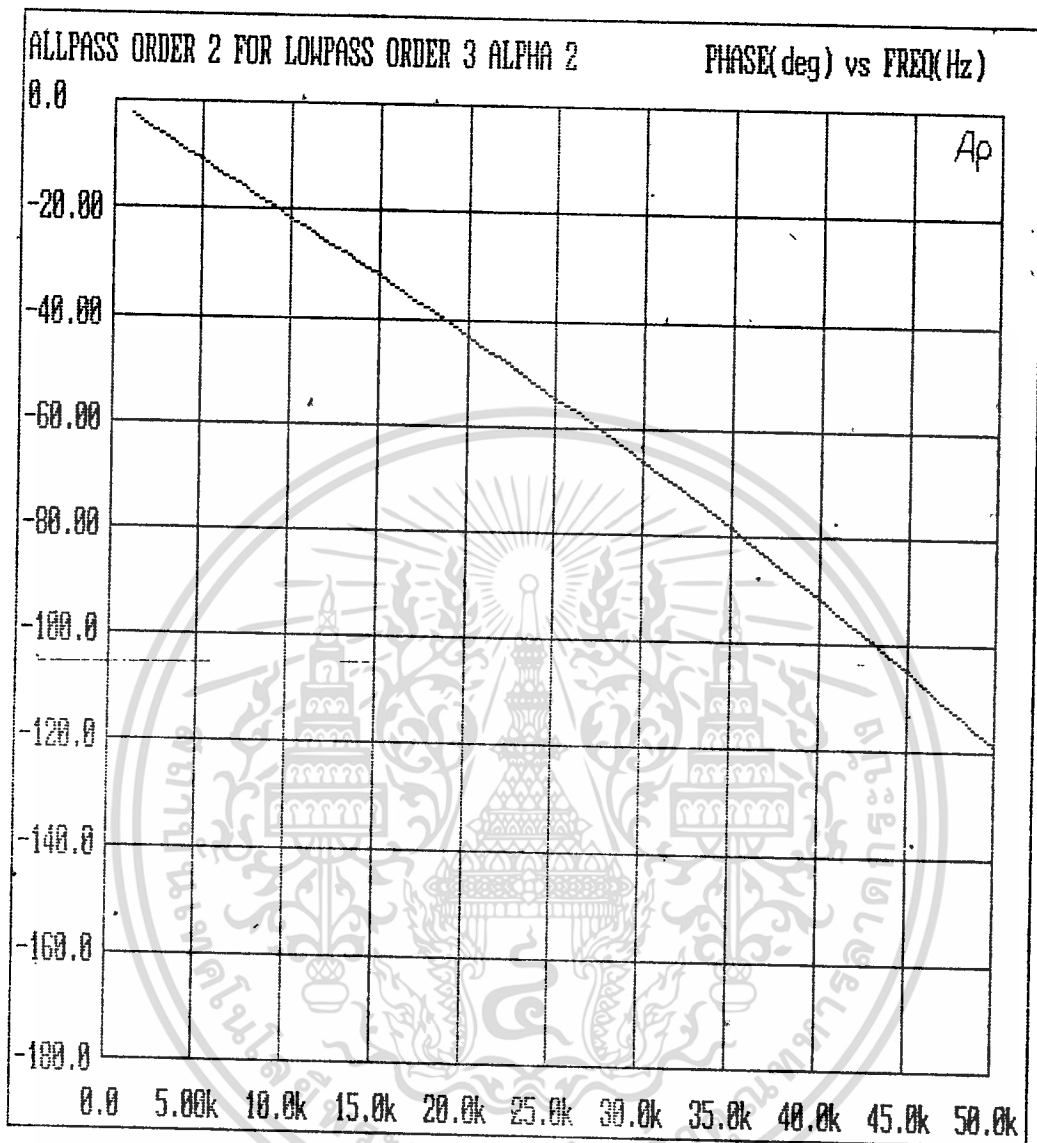
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ก-22

ผลการวิเคราะห์ AMPLITUDE RESPONSE ของ ALLPASS FILTER ORDER 2 สำหรับ LOWPASS FILTER ORDER 3 ALPHA 2 จากเครื่อง AUDIO PRECISION SYSTEM ONE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ก-23

ผลการวิเคราะห์ PHASE RESPONSE ของ ALLPASS FILTER ORDER 2 สำหรับ LOWPASS FILTER ORDER 3 ALPHA 2 จากเครื่อง AUDIO PRECISION SYSTEM ONE

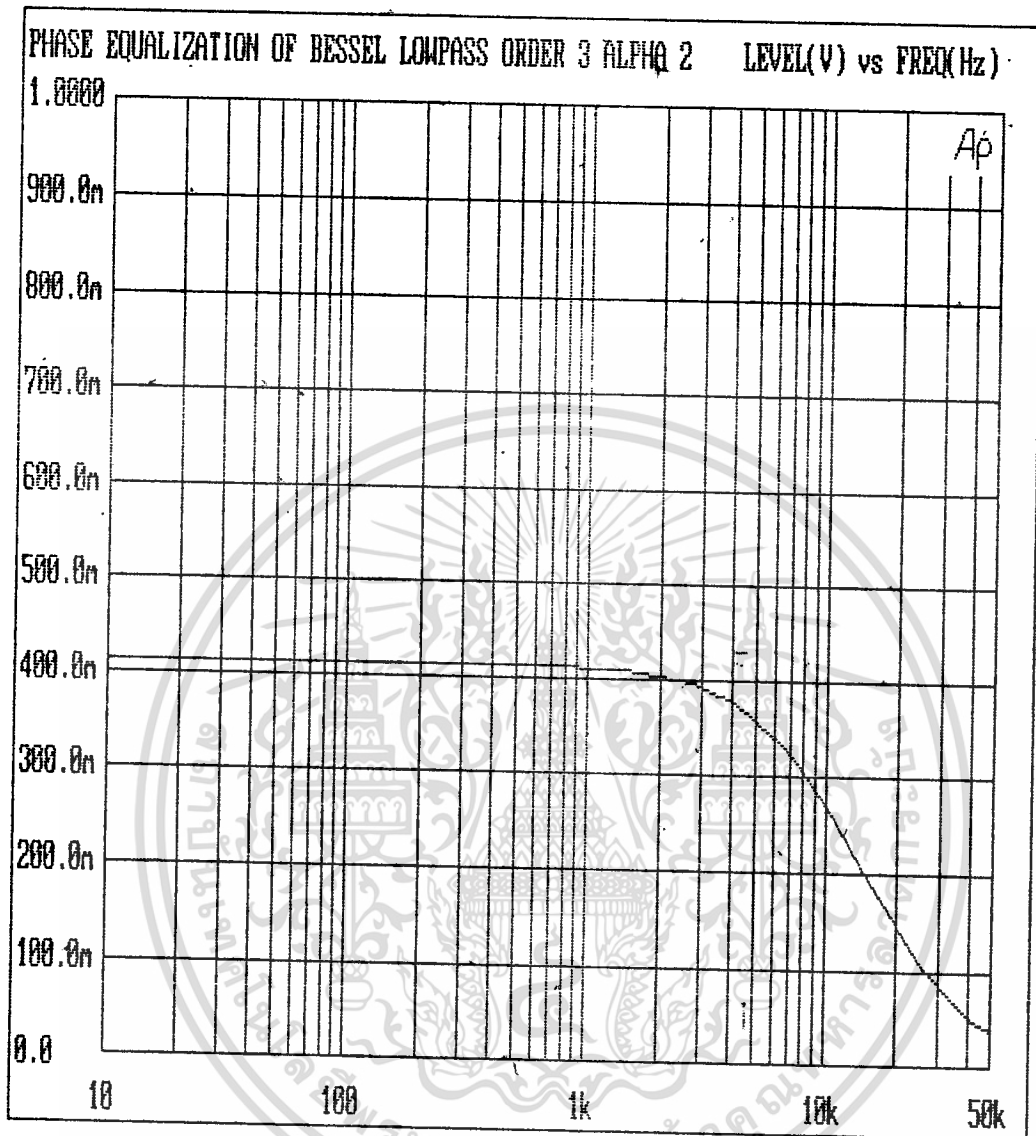
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการวิเคราะห์จากเครื่อง AUDIO PRECISION SYSTEM ONE

วงจร PHASE EQUALIZATION OF BESSEL LOWPASS FILTER



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

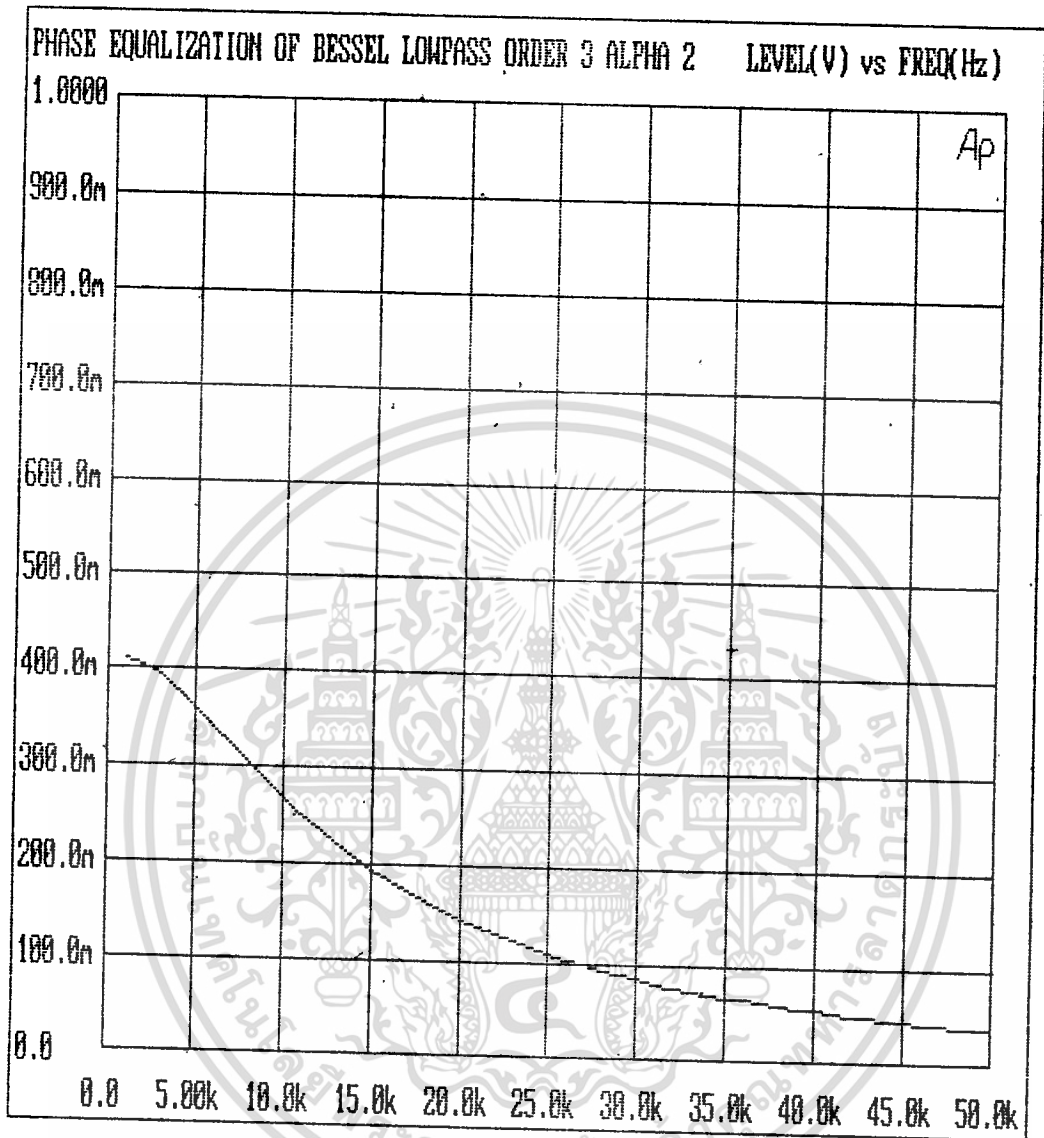


รูปที่ ก-24

ผลการวิเคราะห์ AMPLITUDE RESPONSE ของ PHASE EQUALIZATION OF BESSEL LOWPASS FILTER ORDER 3 ALPHA 2 จากเครื่อง AUDIO PRECISION SYSTEM ONE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

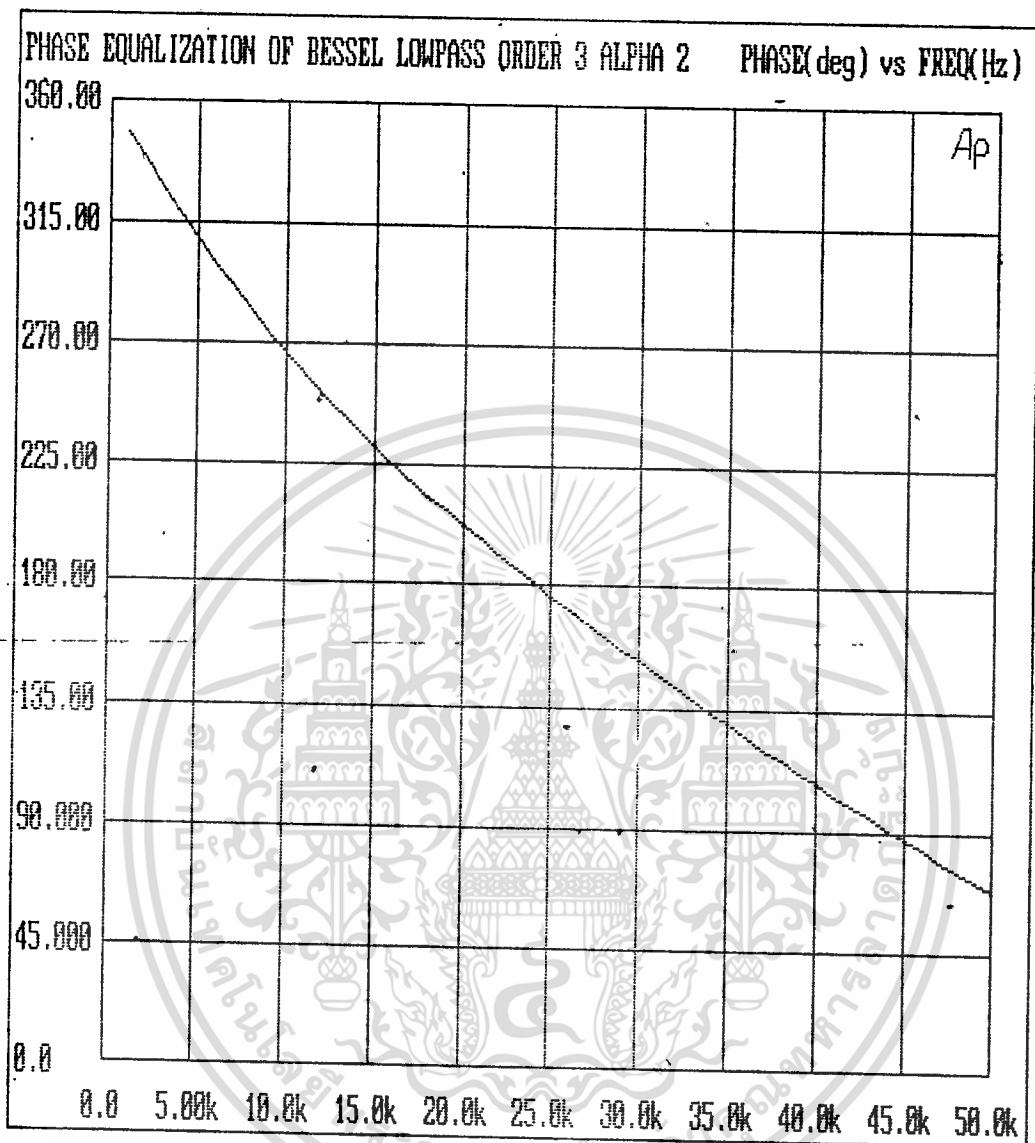
• ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ก-25

ผลการวิเคราะห์ AMPLITUDE RESPONSE ของ PHASE EQUILIZATION OF BESSEL LOWPASS FILTER ORDER 3 ALPHA 2 จากเครื่อง AUDIO PRECISION SYSTEM ONE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ก-26

ผลการวิเคราะห์ PHASE RESPONSE ของ PHASE EQUALIZATION OF BESSEL LOWPASS FILTER ORDER 3 ALPHA 2 จากเครื่อง AUDIO PRECISION SYSTEM ONE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการวิเคราะห์จากการคำนวณโดยโปรแกรม  
(SOLUTION BY SOFTWARE)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการวิเคราะห์ MAGNITUDE RESPONSE ของ LOWPASS FILTER ORDER 3 ALPHA 2  
รูปที่ ๓-๒๗  
จากการใช้ SOFTWARE COMPUTER



Fig. Magnitude response

ผลการวิเคราะห์ PHASE RESPONSE ของ LOWPASS FILTER ORDER 3 ALPHA 2  
จากการใช้ SOFTWARE COMPUTER

รูปที่ ๓-28

Phase (degree)

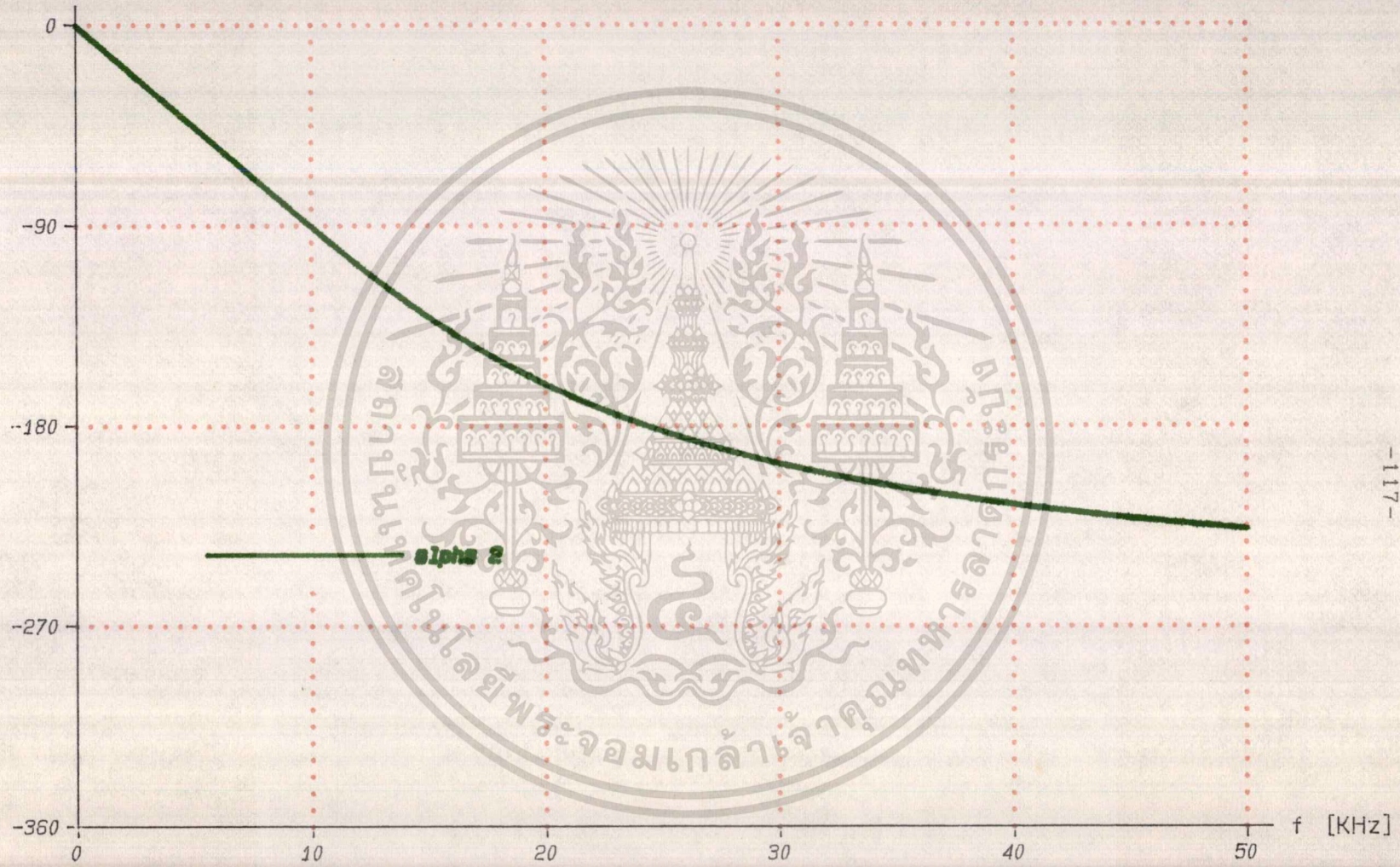


Fig. Phase response

ผลการวิเคราะห์ GROUP DELAY ของ LOWPASS FILTER ORDER 3 ALPHA 2  
จากการใช้ SOFTWARE

รูปที่ ๓-๒๙

Group Delay [mSec]

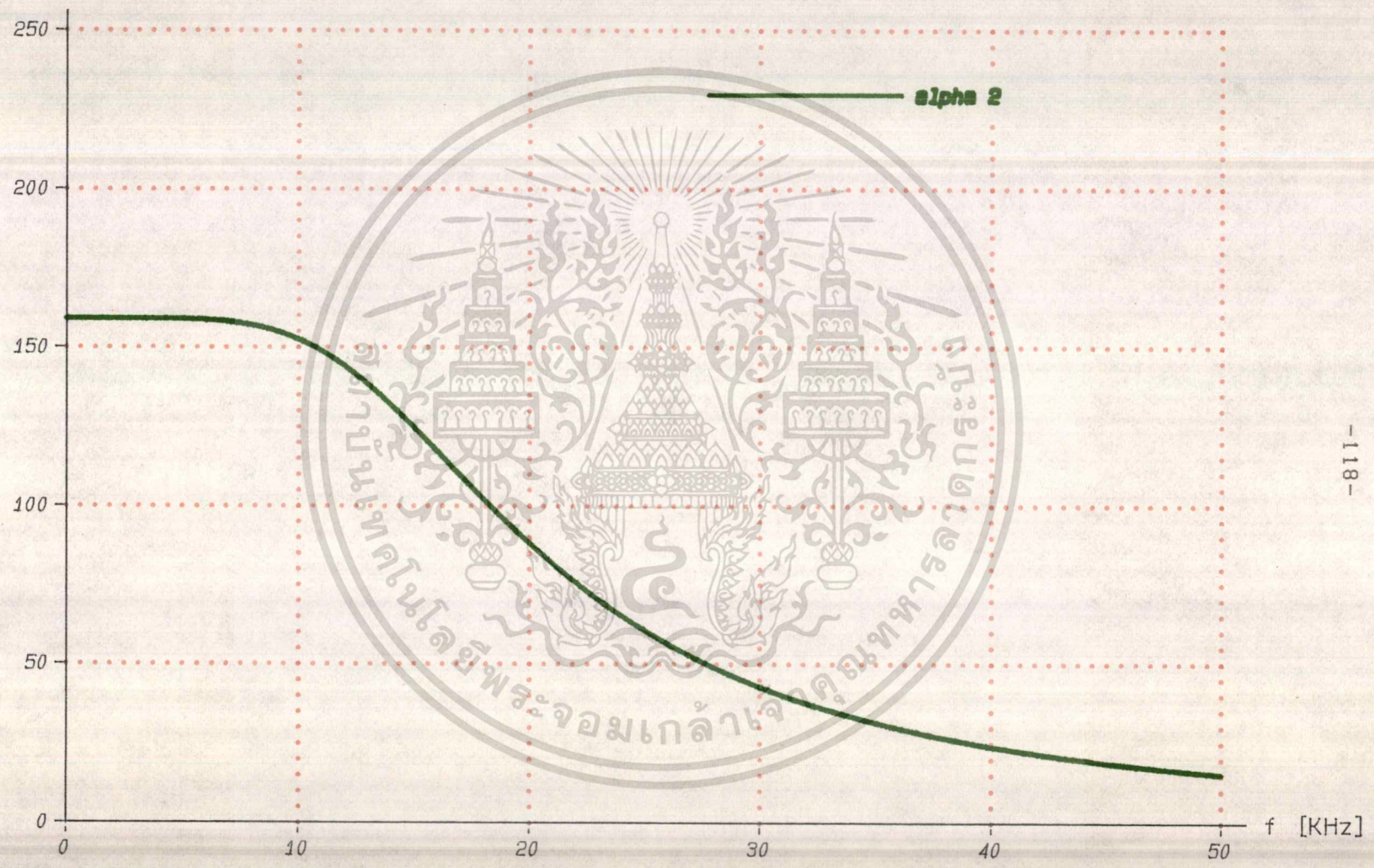


Fig. Group Delay

ผลการวิเคราะห์ PHASE DELAY ของ LOWPASS FILTER ORDER 3 ALPHA 2  
รูปที่ ๓-30  
จากการใช้ SOFTWARE

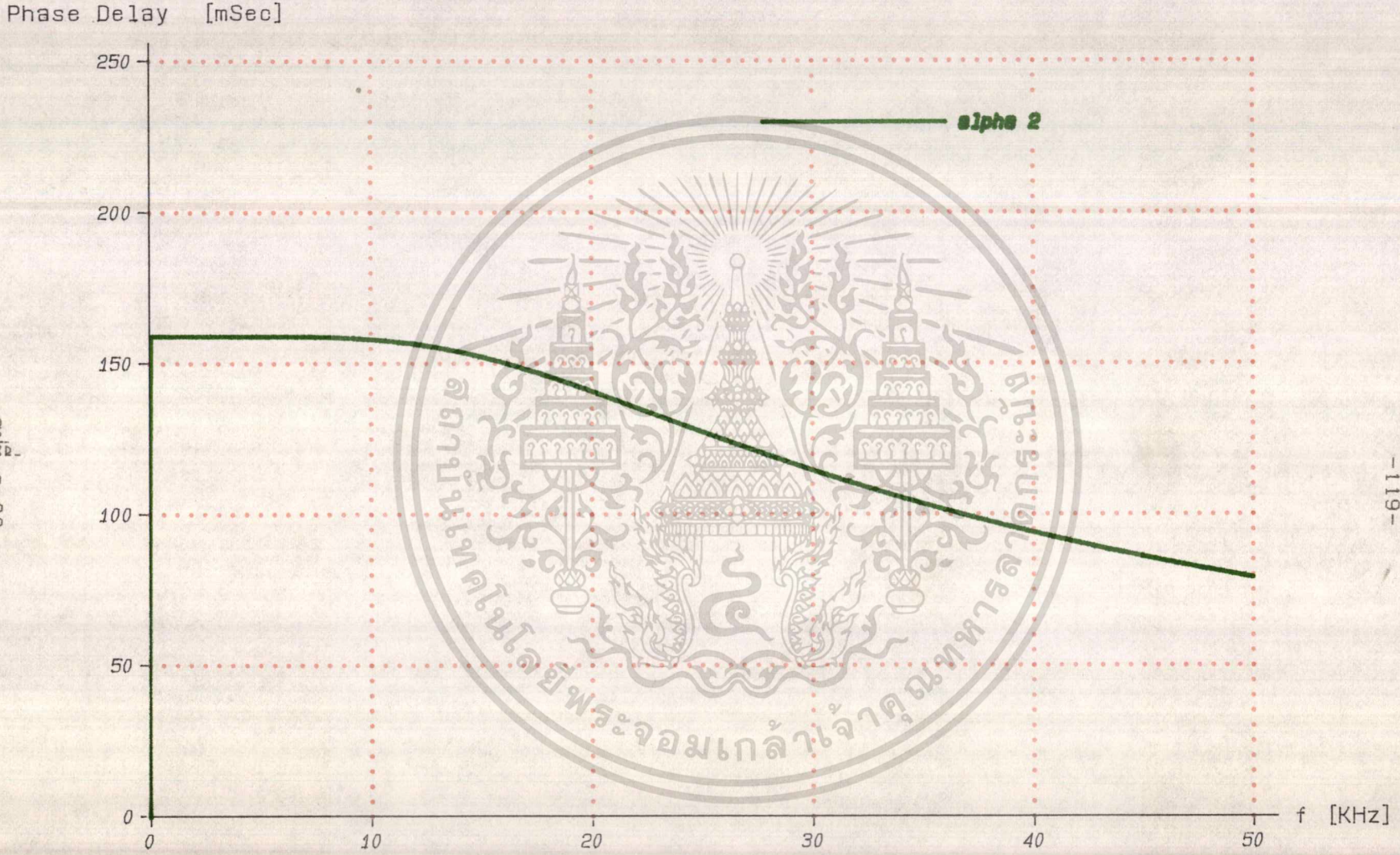
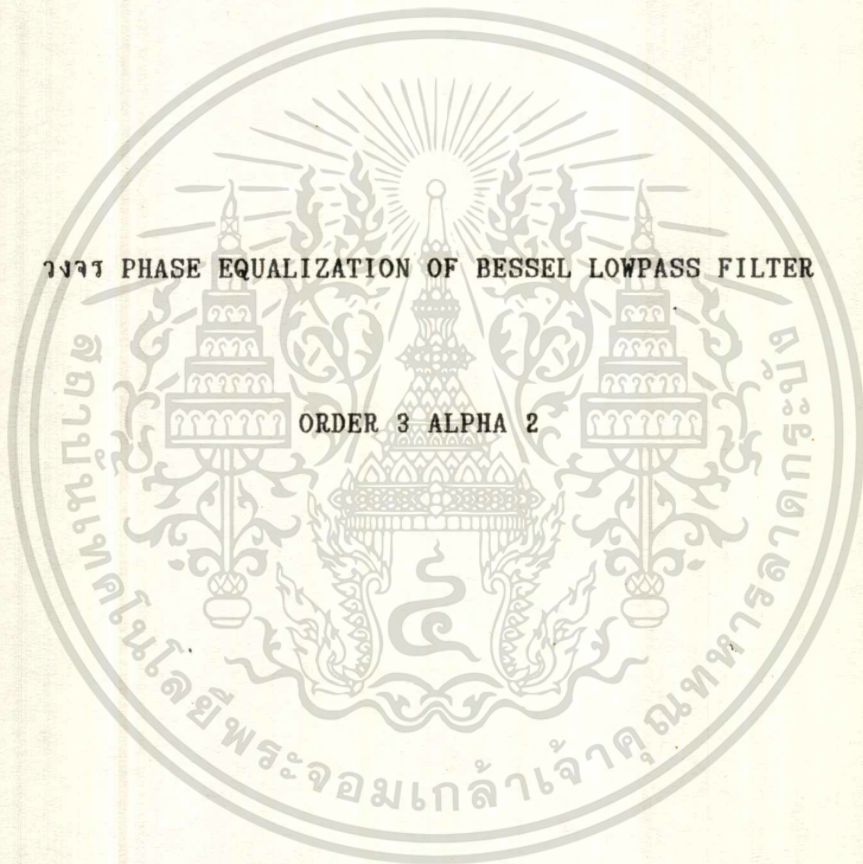


Fig. Phase Delay

ผลการวิเคราะห์จากการคำนวณโดยโปรแกรม  
(SOLUTION BY SOFTWARE)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LOWPASS FILTER ORDER 3 ALPHA 2 ซอฟต์แวร์ SOFTWARE  
MAGNITUDE RESPONSE ของ PHASE EQUALIZATION OF BESSEL

รูปที่ ๓-๓๑

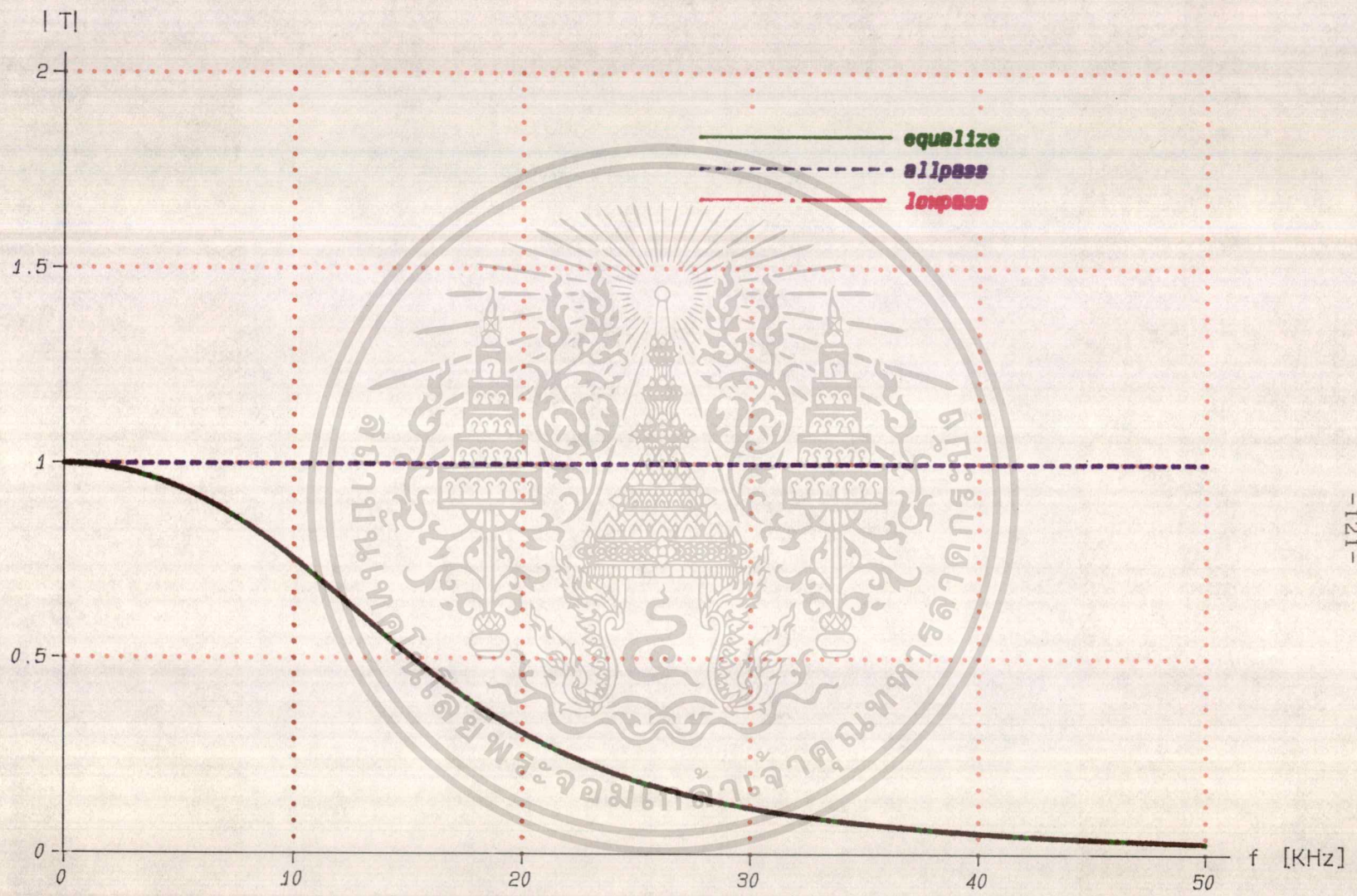


Fig. Magnitude response

ผลการวิเคราะห์ Phase Response ของ Phase Equalization of Bessel  
LOWPASS FILTER ORDER 3 ALPHA 2 จากการใช้ SOFTWARE

รูปที่ ๓-๓๒

Phase (degree)

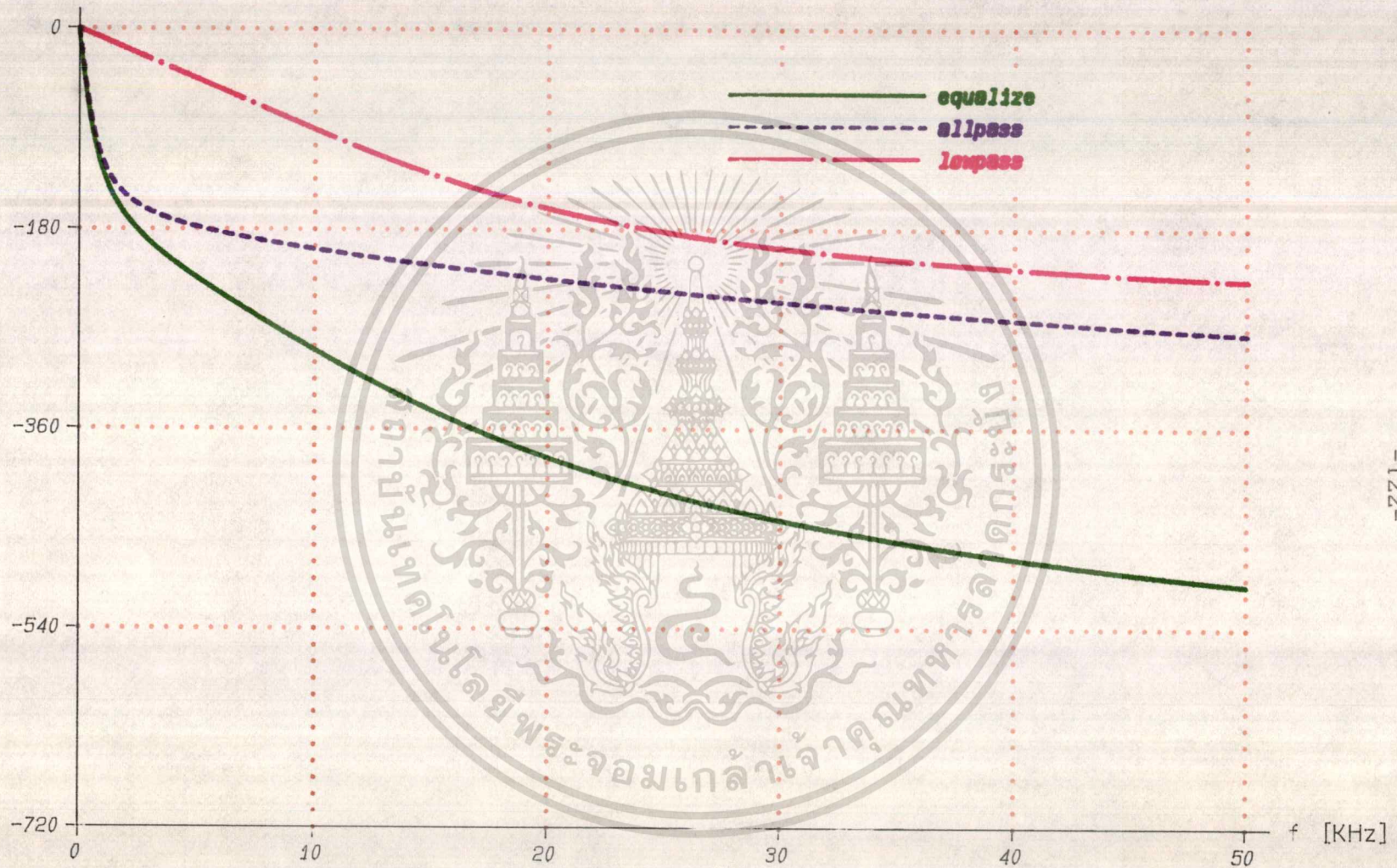


Fig. Phase response

ผลการวิเคราะห์ GROUP DELAY ของ PHASE EQUALIZATION OF BESSEL  
LOWPASS FILTER ORDER 3 ALPHA 2 จากการใช้ SOFTWARE

รูปที่ ๓-๓๓

Group Delay [mSec]



Fig. Group Delay

ผลการวิเคราะห์ PHASE DELAY ของ PHASE EQUALIZATION OF BESSEL  
 รูปที่ ๓-34  
 LOWPASS FILTER ORDER 3 ALPHA 2 จากการใช้ SOFTWARE

Phase Delay [mSec]

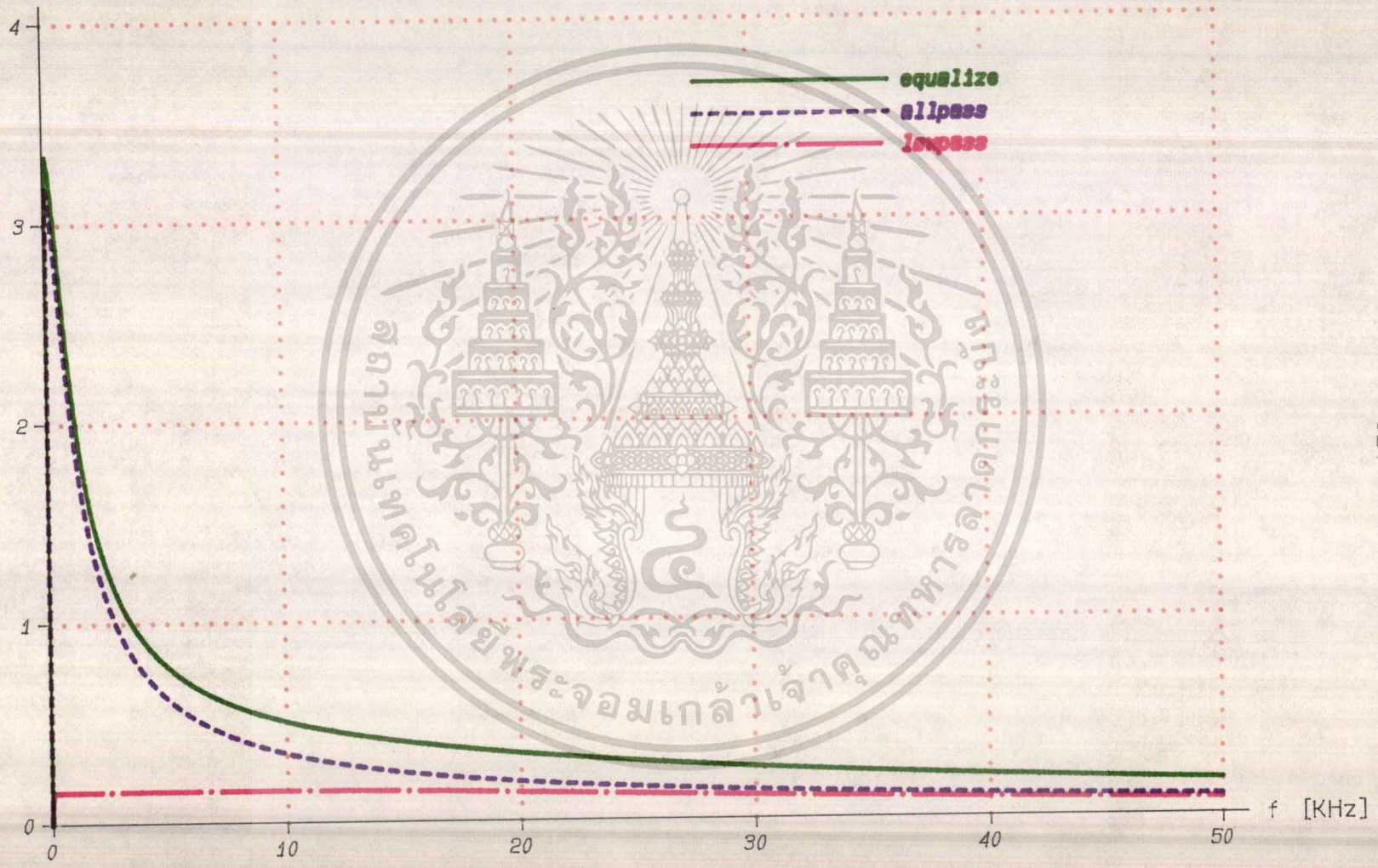
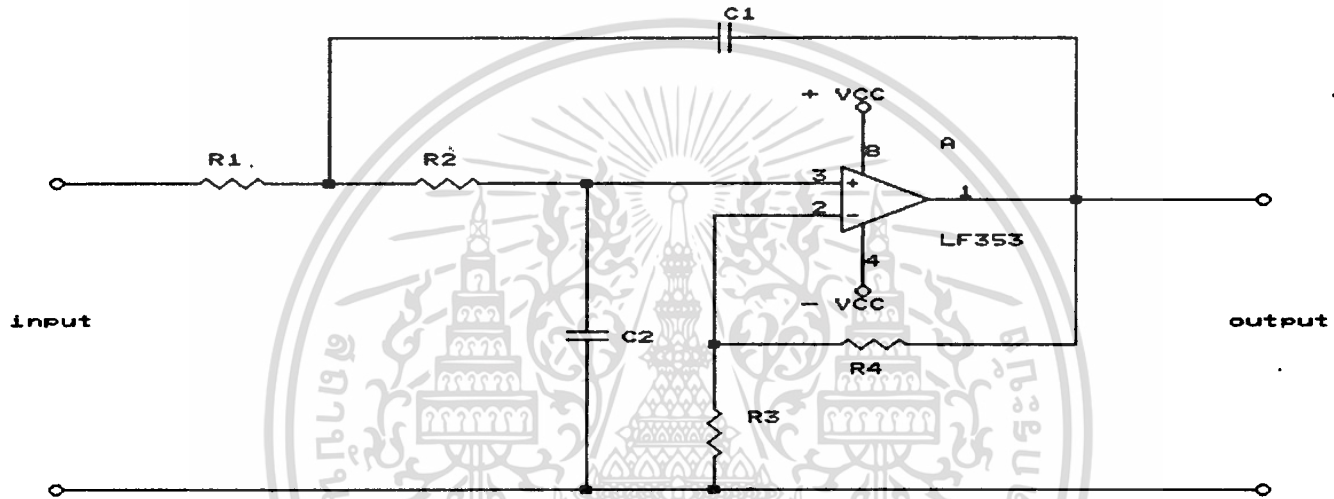


Fig. Phase Delay



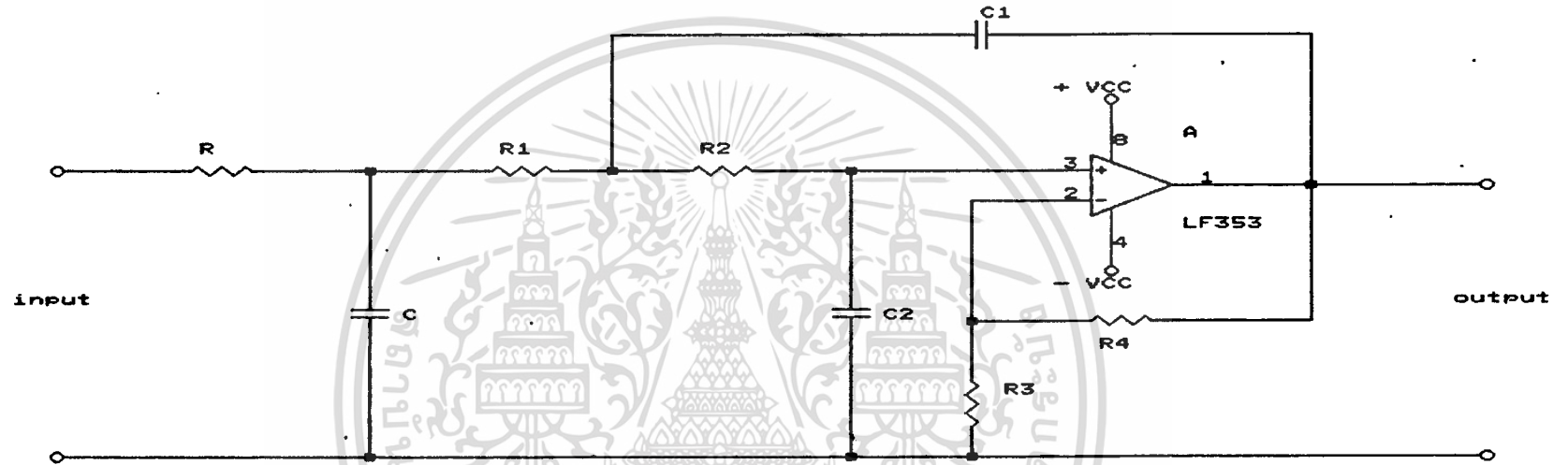
**ภาคผนวก ข.**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



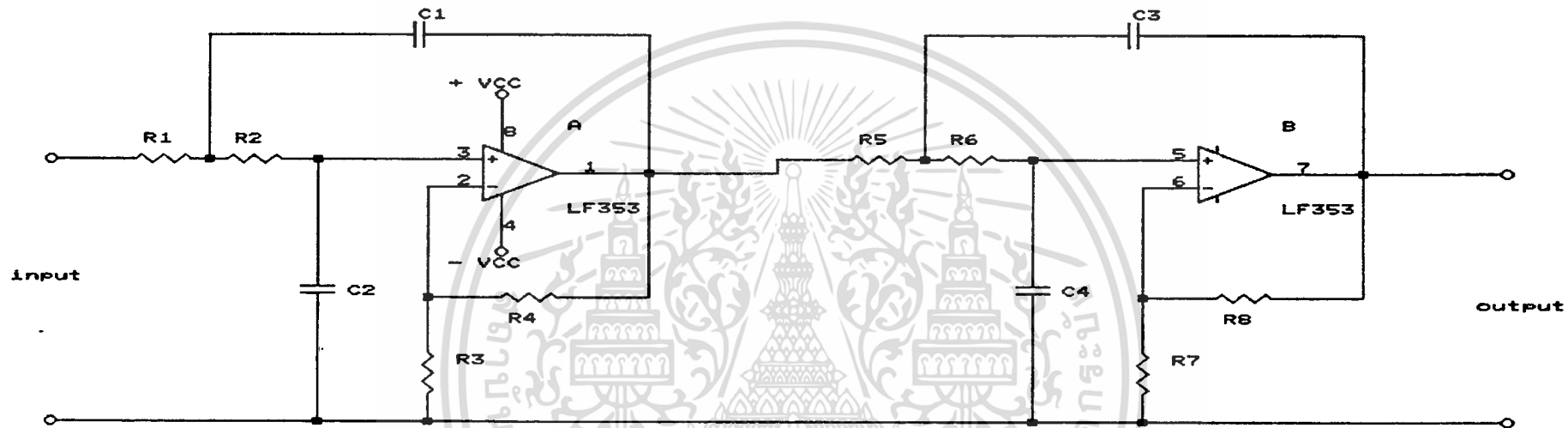
BESSEL LOWPASS FILTER ORDER 2

|                      |                               |              |
|----------------------|-------------------------------|--------------|
| Size Document Number |                               | REV          |
| A                    | BESSEL LOWPASS FILTER ORDER 2 |              |
| Date:                | April 3, 1991                 | Sheet 1 of 3 |



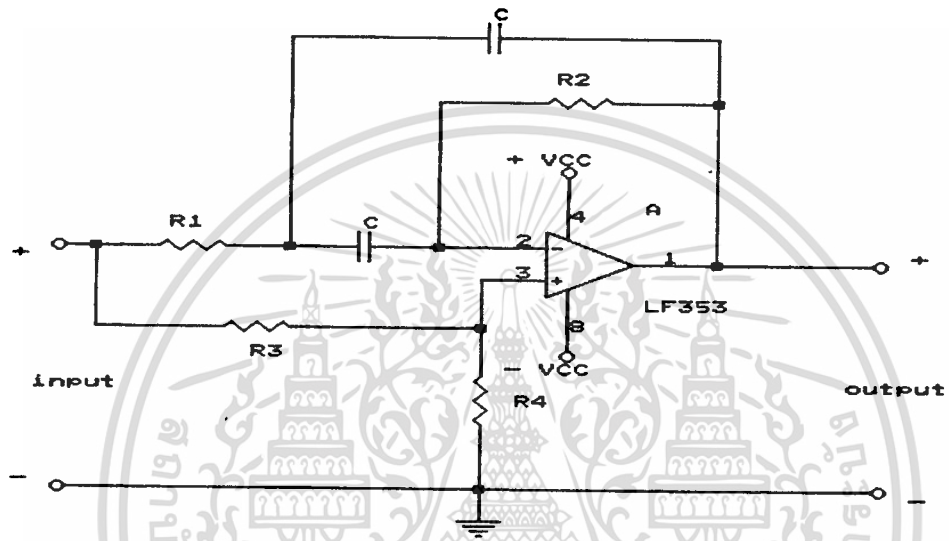
BESSEL LOWPASS FILTER ORDER 3

|       |                               |              |
|-------|-------------------------------|--------------|
| Size  | Document Number               | REV          |
| A     | BESSEL LOWPASS FILTER ORDER 3 |              |
| Date: | April 3, 1991                 | Sheet 2 of 3 |

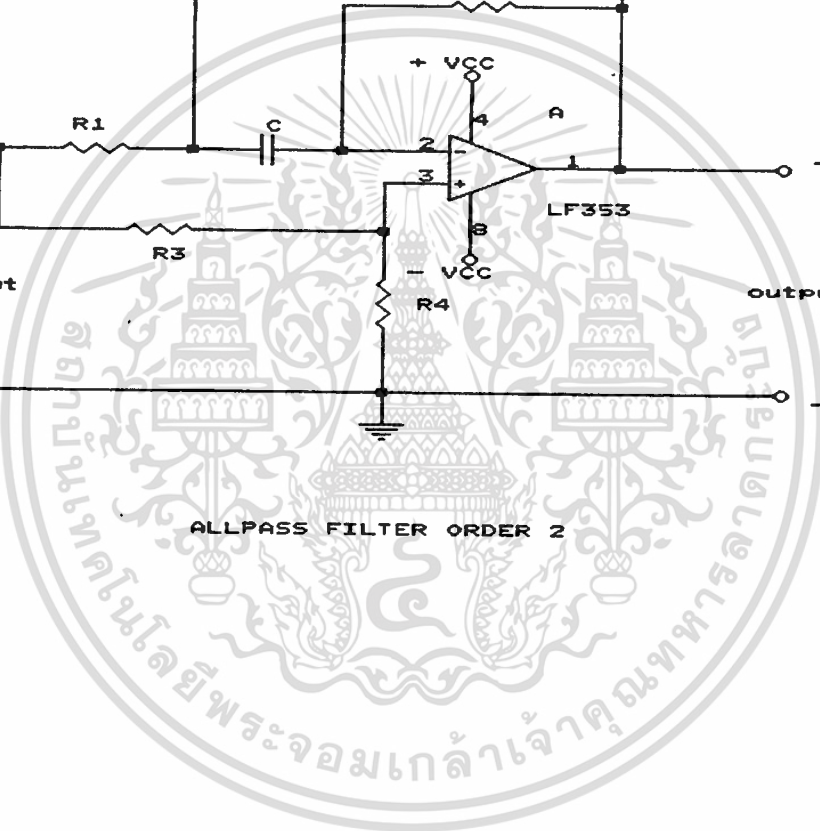


BESSEL LOWPASS FILTER ORDER 4

|       |                               |              |
|-------|-------------------------------|--------------|
| Size  | Document Number               | REV          |
| A     | BESSEL LOWPASS FILTER ORDER 4 |              |
| Date: | April 3, 1991                 | Sheet 3 of 3 |



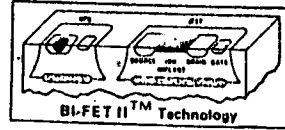
ALLPASS FILTER ORDER 2



|       |                        |              |
|-------|------------------------|--------------|
| Size  | Document Number        | REV          |
| A     | ALLPASS FILTER ORDER 2 |              |
| Date: | April 3, 1991          | Sheet 1 of 1 |



## LF353 Wide Bandwidth Dual JFET Input Operational Amplifier



LF353

### General Description

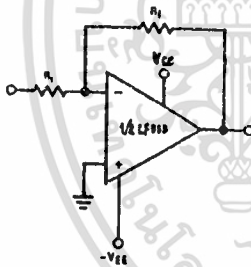
These devices are low cost, high speed, dual JFET input operational amplifiers with an internally trimmed input offset voltage (BI-FET II™ technology). They require low supply current yet maintain a large gain bandwidth product and fast low rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The LF353 is pin compatible with the standard LM1558 allowing designers to immediately upgrade the overall performance of existing LM1558 and LM358 designs.

These amplifiers may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample and hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high low rate and wide bandwidth. The devices also exhibit low noise and offset voltage drift.

### Features

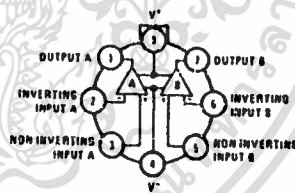
- Internally trimmed offset voltage 10 mV
- Low input bias current 50 pA
- Low input noise voltage 18 nV/√Hz
- Low input noise current 0.01 pA/√Hz
- Wide gain bandwidth 4 MHz
- High slew rate 13 V/μs
- Low supply current 3.8 mA
- High input impedance 10<sup>12</sup>Ω
- Low total harmonic distortion  $A_v = 10$ ,  $R_L = 10k$ ,  $V_O = 20V_{p-p}$ ,  $BW = 20 \text{ Hz} - 20 \text{ kHz}$  <0.02%
- Low 1/f noise corner 50 Hz
- Fast settling time to 0.01% 2 μs

### Typical Connection



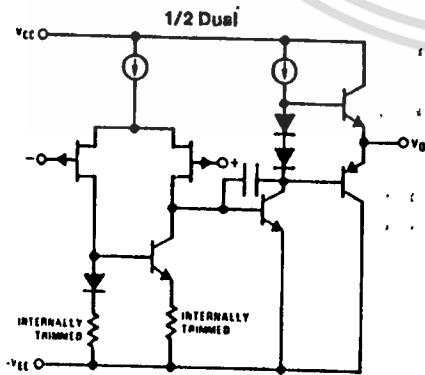
### Connection Diagrams

Metal Can Package (Top View)

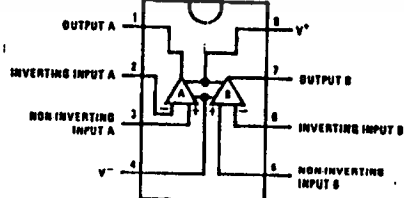


Order Number LF353H  
See NS Package Number H08C

### Simplified Schematic



Dual-In-Line Package (Top View)



Order Number LF353J, LF353M or LF353N  
See NS Package Number J08A, M08A or N08E

TL/H/5649-1

LF353

### Absolute Maximum Ratings

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

|                               |              |
|-------------------------------|--------------|
| Supply Voltage                | ± 18V        |
| Power Dissipation             | (Note 1)     |
| Operating Temperature Range   | 0°C to +70°C |
| T <sub>J</sub> (MAX)          | 150°C        |
| Differential Input Voltage    | ± 30V        |
| Input Voltage Range (Note 2)  | ± 15V        |
| Output Short Circuit Duration | Continuous   |

Storage Temperature Range -65°C to +150°C  
Lead Temp. (Soldering, 10 sec.) 260°C

Soldering Information  
Dual-In-Line Package Soldering (10 sec.) 260°C  
Small Outline Package Vapor Phase (60 sec.) 215°C  
Infrared (15 sec.) 270°C

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

### DC Electrical Characteristics (Note 4)

| Symbol               | Parameter                          | Conditions   | LF353 |              |     | Units |
|----------------------|------------------------------------|--|-------|--------------|-----|-------|
|                      |                                    |  | Min   | Typ          | Max |       |
| V <sub>OS</sub>      | Input Offset Voltage               | R <sub>S</sub> = 10kΩ, T <sub>A</sub> = 25°C<br>Over Temperature   |       | 5            | 10  | mV    |
| ΔV <sub>OS</sub> /ΔT | Average TC of Input Offset Voltage | R <sub>S</sub> = 10 kΩ   |       | 10           |     | μV/°C |
| I <sub>OS</sub>      | Input Offset Current               | T <sub>J</sub> = 25°C, (Notes 4, 5)<br>T <sub>J</sub> ≤ 70°C   |       | 25           | 100 | μA    |
| I <sub>B</sub>       | Input Bias Current                 | T <sub>J</sub> = 25°C, (Notes 4, 5)<br>T <sub>J</sub> ≤ 70°C   |       | 50           | 200 | μA    |
| R <sub>IN</sub>      | Input Resistance                   | T <sub>J</sub> = 25°C  |       | 1012         |     | Ω     |
| A <sub>VOL</sub>     | Large Signal Voltage Gain          | V <sub>S</sub> = ± 15V, T <sub>A</sub> = 25°C<br>V <sub>O</sub> = ± 10V, R <sub>L</sub> = 2 kΩ<br>Over Temperature | 25    | 100          |     | V/mV  |
| V <sub>O</sub>       | Output Voltage Swing               | V <sub>S</sub> = ± 15V, R <sub>L</sub> = 10kΩ  | ± 12  | ± 13.5       |     | V     |
| V <sub>CM</sub>      | Input Common-Mode Voltage Range    | V <sub>S</sub> = ± 15V   | ± 11  | + 15<br>- 12 |     | V     |
| CMRR                 | Common-Mode Rejection Ratio        | R <sub>S</sub> ≤ 10kΩ  | 70    | 100          |     | dB    |
| PSRR                 | Supply Voltage Rejection Ratio     | (Note 6)   | 70    | 100          |     | dB    |
| I <sub>S</sub>       | Supply Current                     |  |       | 3.6          | 6.5 | mA    |

### AC Electrical Characteristics (Note 4)

| Symbol         | Parameter                       | Conditions   | LF353 |       |     | Units  |
|----------------|---------------------------------|--|-------|-------|-----|--------|
|                |                                 |  | Min   | Typ   | Max |        |
|                | Amplifier to Amplifier Coupling | T <sub>A</sub> = 25°C, f = 1 Hz - 20 kHz<br>(Input Referred) |       | - 120 |     | dB     |
| SR             | Slew Rate                       | V <sub>S</sub> = ± 15V, T <sub>A</sub> = 25°C                | 8.0   | 13    |     | V/μs   |
| GBW            | Gain Bandwidth Product          | V <sub>S</sub> = ± 15V, T <sub>A</sub> = 25°C                | 2.7   | 4     |     | MHz    |
| e <sub>n</sub> | Equivalent Input Noise Voltage  | T <sub>A</sub> = 25°C, R <sub>S</sub> = 100Ω,<br>f = 1000 Hz |       | 25    |     | nV/√Hz |
| i <sub>n</sub> | Equivalent Input Noise Current  | T <sub>J</sub> = 25°C, f = 1000 Hz                           |       | 0.01  |     | pA/√Hz |

Note 1: For operating at elevated temperatures, the device must be derated based on a thermal resistance of 115°C/W typ junction to ambient for the N package and 158°C/W typ junction to ambient for the H package.

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

Note 3: The power dissipation limit, however, cannot be exceeded.

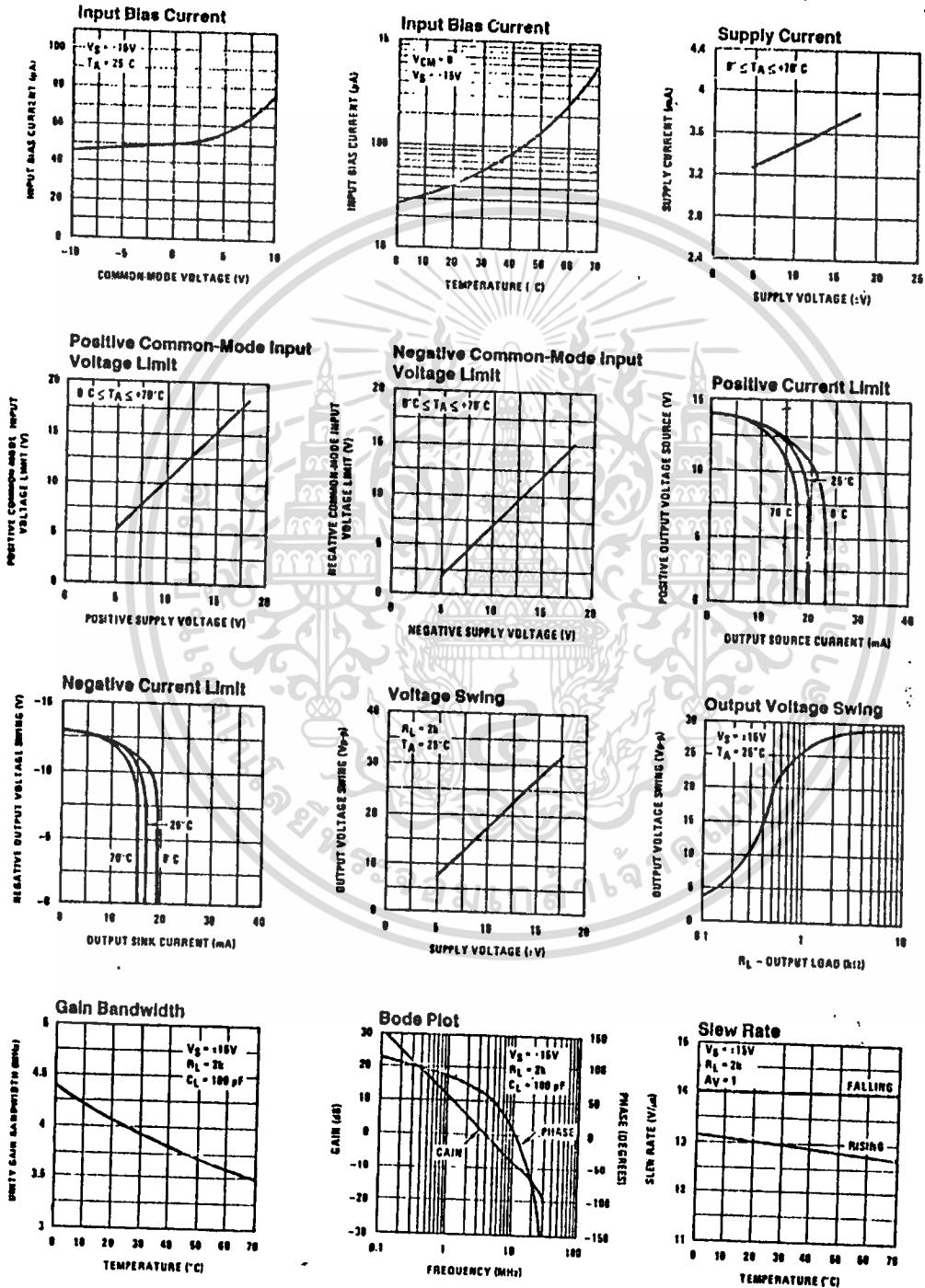
Note 4: These specifications apply for V<sub>S</sub> = ± 15V and 0°C ≤ T<sub>A</sub> ≤ +70°C. V<sub>OS</sub>, I<sub>B</sub> and I<sub>OS</sub> are measured at V<sub>CM</sub> = 0.

Note 5: The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every 10°C increase in the junction temperature, T<sub>J</sub>. Due to the long production test time, the input bias currents measured are correlated to junction temperature. In normal operation the junction temperature rises above the ambient temperature as a result of internal power dissipation, P<sub>D</sub>. T<sub>J</sub> = T<sub>A</sub> + θ<sub>JA</sub> P<sub>D</sub> where θ<sub>JA</sub> is the thermal resistance from junction to ambient. Use of a heat sink is recommended if input bias current is to be kept to a minimum.

Note 6: Supply voltage rejection ratio is measured for both supply magnitudes increasing or decreasing simultaneously in proportion with common mode

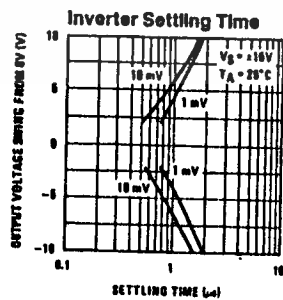
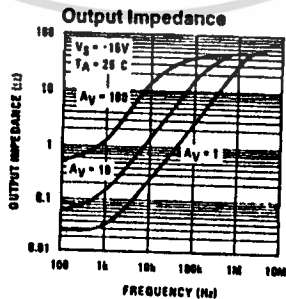
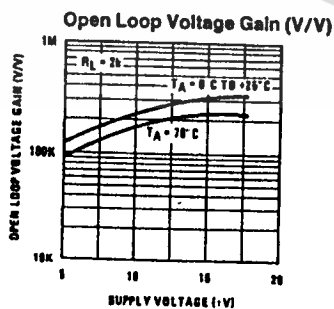
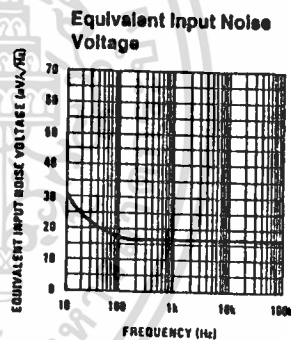
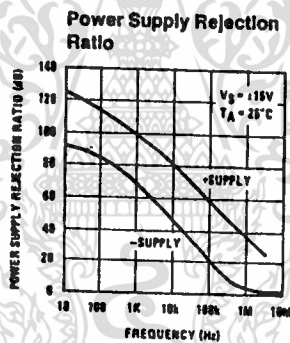
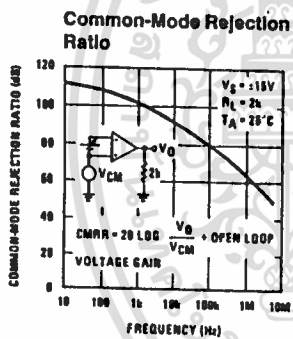
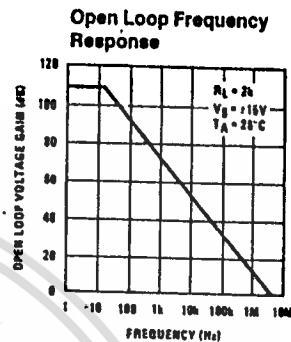
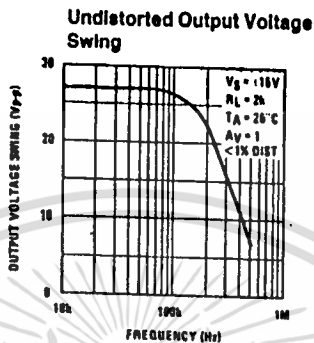
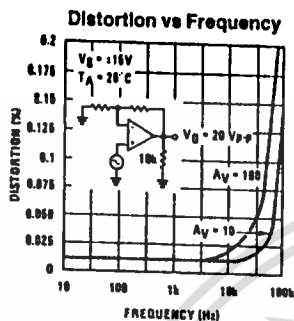
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

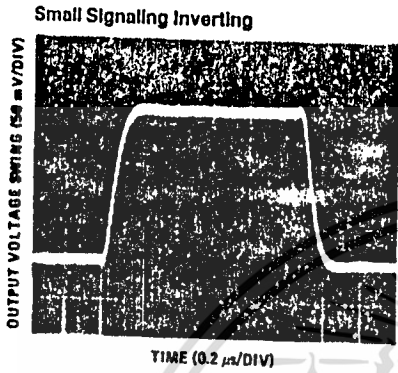
Typical Performance Characteristics (Continued)



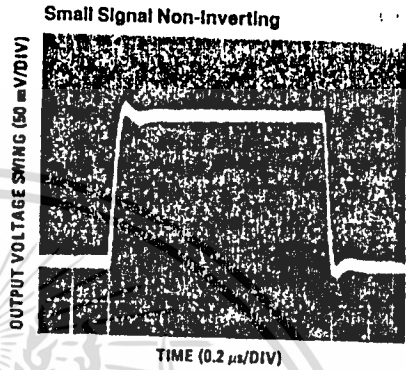
TU/H/5648-1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

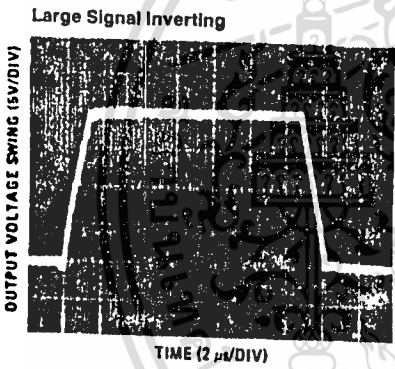
### Pulse Response



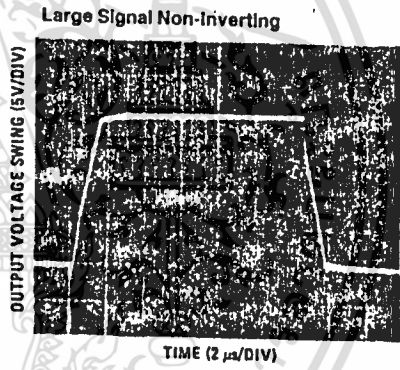
TL/H/5649-4



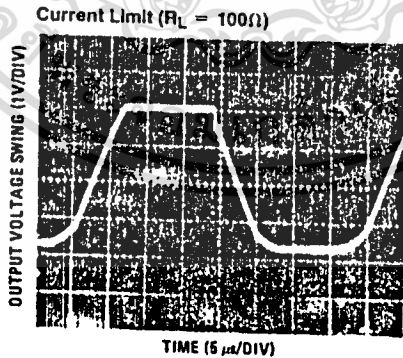
TL/H/5649-5



TL/H/5649-6



TL/H/5649-7



TL/H/5649-8

### Application Hints

These devices are op amps with an internally trimmed input offset voltage and JFET input devices (BI-FET II). These JFETs have large reverse breakdown voltages from gate to source and drain eliminating the need for clamps across the inputs. Therefore, large differential input voltages can easily be accommodated without a large increase in input current. The maximum differential input voltage is independent of the supply voltages. However, neither of the input voltages should be allowed to exceed the negative supply as this will

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### Application Hints (Continued)

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

The amplifiers will operate with a common-mode input voltage equal to the positive supply; however, the gain bandwidth and slew rate may be decreased in this condition. When the negative common-mode voltage swings to within 3V of the negative supply, an increase in input offset voltage may occur.

Each amplifier is individually biased by a zener reference which allows normal circuit operation on  $\pm 6V$  power supplies. Supply voltages less than these may result in lower gain bandwidth and slew rate.

The amplifiers will drive a 2 k $\Omega$  load resistance to  $\pm 10V$  over the full temperature range of 0°C to +70°C. If the amplifier is forced to drive heavier load currents, however, an increase in input offset voltage may occur on the negative voltage swing and finally reach an active current limit on both positive and negative swings.

Precautions should be taken to ensure that the power supply for the integrated circuit never becomes reversed in polarity or that the unit is not inadvertently installed backwards in a socket as an unlimited current surge through the result-

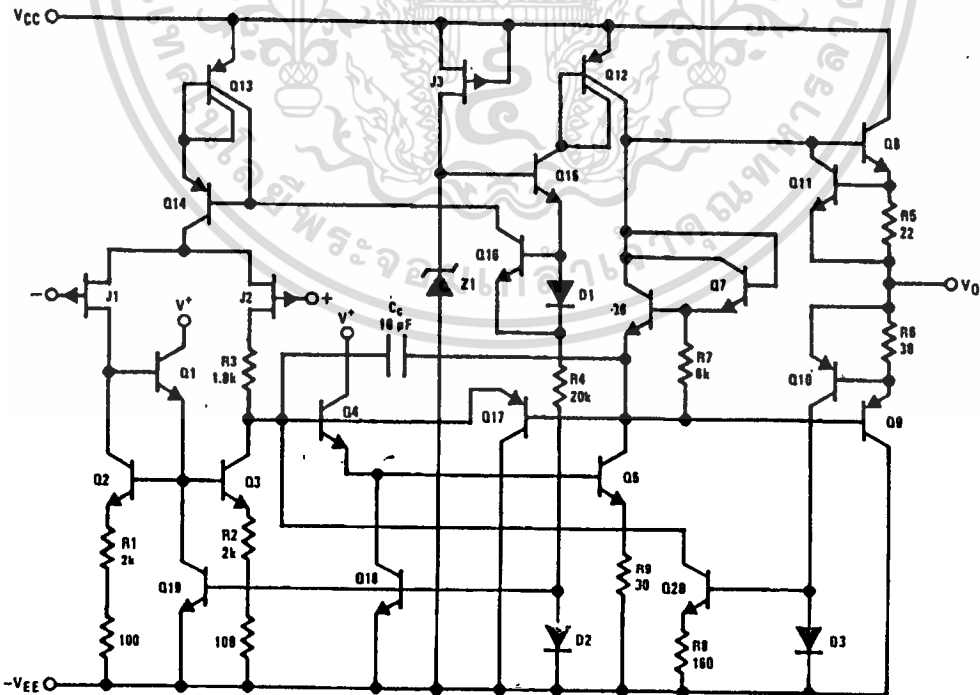
ing forward diode within the IC could cause fusing of the internal conductors and result in a destroyed unit.

Because these amplifiers are JFET rather than MOSFET input op amps they do not require special handling.

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

A feedback pole is created when the feedback around any amplifier is resistive. The parallel resistance and capacitance from the input of the device (usually the inverting input) to AC ground set the frequency of the pole. In many instances the frequency of this pole is much greater than the expected 3 dB frequency of the closed loop gain and consequently there is negligible effect on stability margin. However, if the feedback pole is less than approximately 8 times the expected 3 dB frequency a lead capacitor should be placed from the output to the input of the op amp. The value of the added capacitor should be such that the RC time constant of this capacitor and the resistance it parallels is greater than or equal to the original feedback pole time constant.

### Detailed Schematic

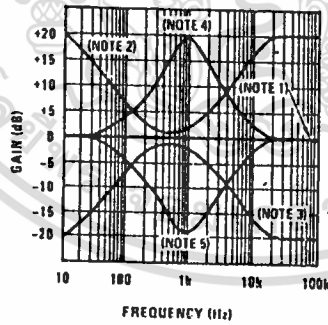
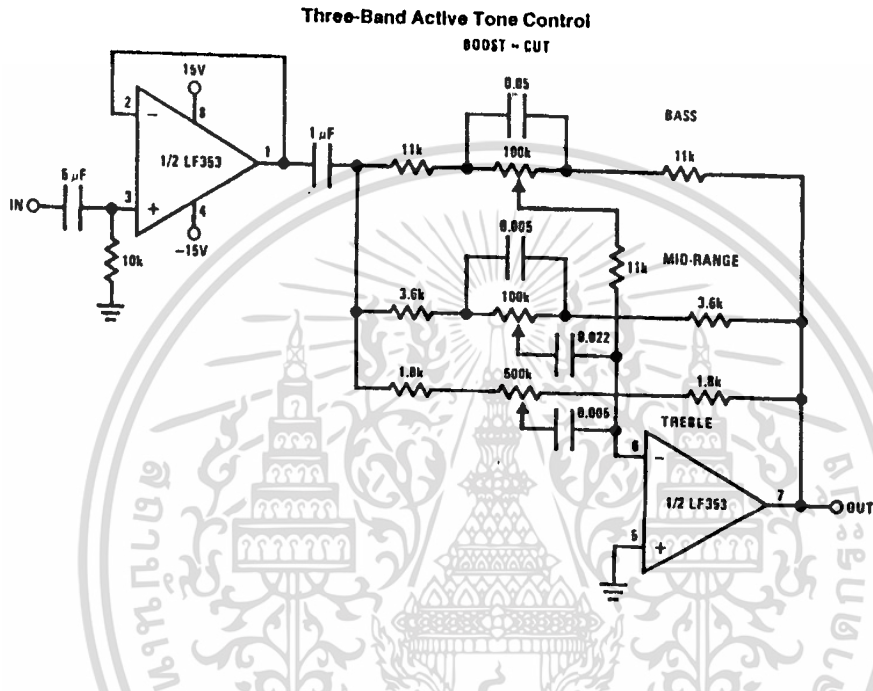


TL/H/5848-5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications

LF353



- Note 1: All controls flat.
- Note 2: Bass and treble boost, mid flat.
- Note 3: Bass and treble cut, mid flat.
- Note 4: Mid boost, bass and treble flat.
- Note 5: Mid cut, bass and treble flat.

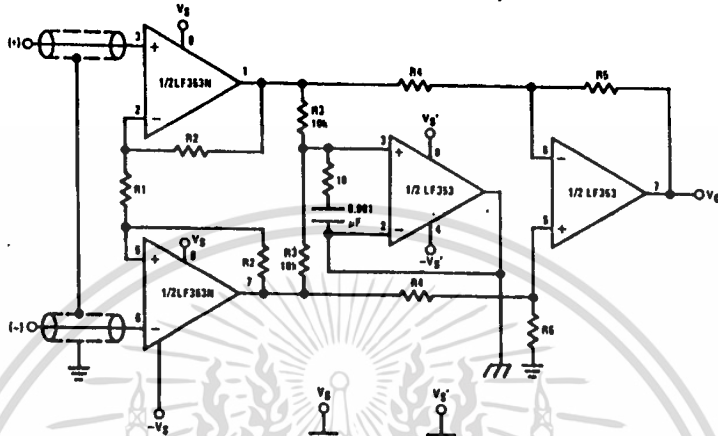
- All potentiometers are linear taper
- Use the LF347 Quad for stereo applications

TL/H/5849-10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

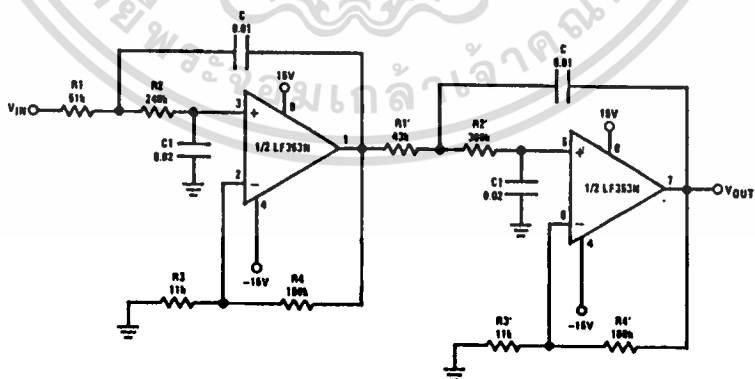
- Improved CMRR Instrumentation Amplifier



$$A_V = \left( \frac{2R_2}{R_1} + 1 \right) \frac{R_5}{R_4}$$

- $\oplus$  and  $\ominus$  are separate isolated grounds
- Matching of R2's, R4's and R6's control CMRR
- With  $A_{VT} = 1400$ , resistor matching = 0.01%: CMRR = 136 dB
- Very high input impedance
- Super high CMRR

Fourth Order Low Pass Butterworth Filter

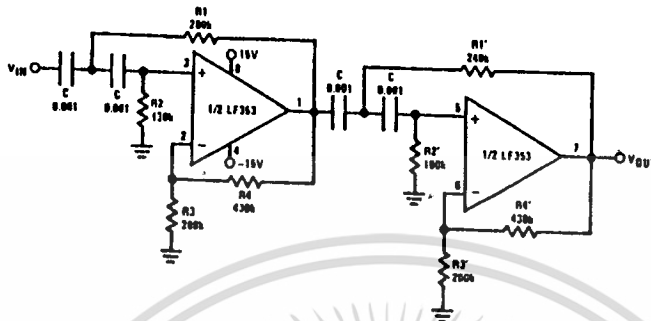


- Corner frequency ( $f_c$ ) =  $\sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C C_1}} \cdot \frac{1}{2\pi} = \sqrt{\frac{1}{R_1' R_2' C C_1}} \cdot \frac{1}{2\pi}$
- Passband gain ( $H_0$ ) =  $(1 + R_4/R_3) (1 + R_4'/R_3')$
- First stage Q = 1.31
- Second stage Q = 0.641
- Circuit shown uses nearest 5% tolerance resistor values for a filter with a corner frequency of 100 Hz and a passband gain of 100

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

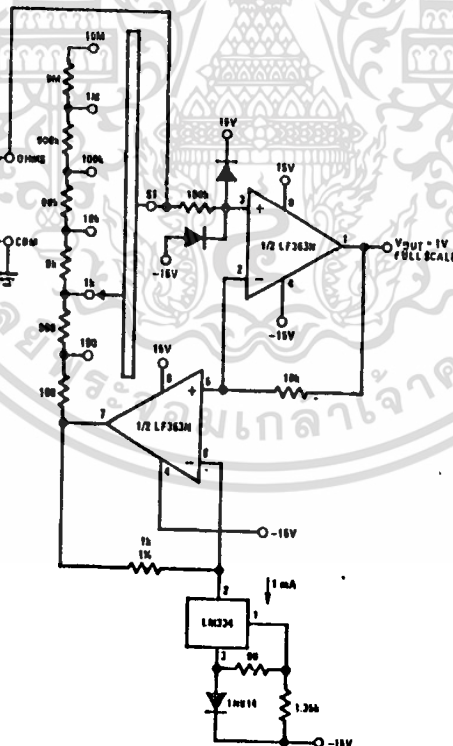
Typical Applications (Continued)

Fourth Order High Pass Butterworth Filter



- Corner frequency ( $f_c$ ) =  $\frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C^2}} \cdot \frac{1}{2\pi} = \frac{1}{\sqrt{R_1' R_2' C^2}} \cdot \frac{1}{2\pi}$
- Passband gain ( $H_0 = (1 + R_4/R_3) (1 + R_4'/R_3')$ )
- First stage Q = 1.31
- Second stage Q = 0.541
- Circuit shown uses closest 5% tolerance resistor values for a filter with a corner frequency of 1 kHz and a passband gain of 10.

Ohms to Volts Converter



$$V_O = \frac{1V}{R_{LADDER}} \times R_X$$

Where  $R_{LADDER}$  is the resistance from switch S1 pole to pin 7 of the LF353.

TU/H/6640-13

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้