



ปีการศึกษา 2531

เครื่องประดับคุณภาพสีและขาวดำในไลน์โทรทัศน์

โดย

นายเด่นชัย คีตวงษา

นายพินิจ วัฒนพิทักษ์

นายสัคคิด ขอตลัดดา

อาจารย์ที่ปรึกษา

พศ.ดร. กนก เจริญราพงศ์เวช

อาจารย์ กฤษดากร กล่อมการ



รฟ.

๓๙๓

๒๐๓๑

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

023159 - 9.ต.ค. 2532

ปริญญาโท ปีการศึกษา 2531

ภาควิชา เทคโนโลยีสารสนเทศ

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องปรับสัญญาณภาพสีและขาวดำในไลน์โทรทัศน์

ผู้จัดทำ

1. นายเด่นดนัย ติดวงษา
2. นายพินิจ วัฒนพิทักษ์
3. นายสุคิด ยอดลัดดา

.....อาจารย์ที่ปรึกษา

(ผศ.ดร. กนก เจริญพงศ์เวช)

.....อาจารย์ที่ปรึกษา

(อาจารย์ กฤษดากร กล่อมการ)

## สารบัญ

เนื้อหา	หน้า
บทที่ 1    บทนำ	1
บทที่ 2    ทฤษฎี	2
2.1    Multiburst Signal	2
2.2    Staircase Signal	3
2.3    Vertical Interval Signal	4
2.4 $\text{Sin}^2$ Pulse	6
2.5    คณิตศาสตร์ $\text{Sin}^2$ Pulse	6
2.6    การคำนวณ Frequency Spectrum ของ Modulated $\text{Cos}^2$ Pulse แบบ 2OT	8
2.7    ข้อดีของ $\text{Cos}^2$ Pulse	12
บทที่ 3    การวัดความผิดเพี้ยนของขนาดและเฟสของสัญญาณสี่โดยใช้พัลส์มีอดคูลู เลท โคไซน์กำลังสอง	13
3.1    การผิดเพี้ยนเนื่องจากความแตกต่างของขนาด	13
3.2    การผิดเพี้ยนเนื่องจากความแตกต่างของการตีเลย์เวลา	14
3.3    การผิดเพี้ยนเนื่องจากความแตกต่างของขนาดและการตีเลย์เวลา พร้อมกัน	15
3.4    เทคนิคการสร้าง NOMOGRAPH	19
บทที่ 4    การออกแบบสร้างวงจร T.V. LINE EQUALIZER	25
4.1    Blockdiagram ของ T.V. Line Equalizer	28
4.2    การออกแบบ Pre-Amplifier	28
4.3    การออกแบบวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน	29
4.4    การออกแบบวงจรรองย่านความถี่ผ่าน	32
4.5    การออกแบบวงจรหน่วงสัญญาณ	33
4.6    Attenuator and Adder	37
4.7    การออกแบบวงจรขยายสัญญาณ	37
4.8    วงจร T.V. Line Equalizer	38
บทที่ 5    วิจัยารณ์และสรุปผลการทดลอง	42

ภาคผนวก    DATA SHEET ของอุปกรณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เครื่องปรับสัญญาณภาพสีและขาวดำในไลน์โทรทัศน์

นายเด่นดนัย ติดวงษา

นายพินิจ วัฒนพิทักษ์

นายสุคิด ยอดลัดดา

ผศ.ดร. กนก เจนจิราพงศ์เวช

อาจารย์ กฤษดากร กล่อมการ

ปีการศึกษา 2531

### บทคัดย่อ

โครงการ เครื่องปรับสัญญาณภาพสีและขาวดำในไลน์โทรทัศน์เป็นโครงการที่ทำการทดลองค้นคว้าและออกแบบวงจร เพื่อใช้ในการแก้ความผิดเพี้ยนของสัญญาณภาพรวมในกระบวนการส่งของเครื่องส่งโทรทัศน์อาจจะมีการผิดเพี้ยนได้ทั้งในด้านของเฟส และขนาดของสัญญาณภาพสีเมื่อเทียบกับสัญญาณภาพขาวดำ การออกแบบวงจรมีหลายวิธีสำหรับโครงการนี้จะใช้วงจรกรองความถี่แบบแอดคทีฟ เพื่อแยกสัญญาณ และระยะที่หน่วงเวลาของสัญญาณภาพสีให้เท่ากับสัญญาณภาพขาวดำ หลังจากนั้นนำมารวมกัน จะได้สัญญาณภาพรวมที่ไม่มีการผิดเพี้ยน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## T.V. LINE EQUALIZER

Mr. Dendanaï Tidwongsa

Mr. Pinit Wattanapitak

Mr. Sukid Yodladda

Prof.Ass.Dr. Kanok Jenjirapongvet

Mr. Kidsadakorn Klomkern

1988

### Abstract

The Project of T.V. Line Equalizer is the experiment, research and circuits design for distortion of Composite Video Signal. The processing transmitter of Television is distortion about phase and amplitude of Chrominance depended on Luminance. There are many circuits design. This project has Active Filter for seperating of Chrominance and Luminance. It is tuned the amplitude of signal and time delay of Chrominance and Luminance. After it is good Composite Video Signal.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทนำ 1

### บทนำ

ในระบบงานด้านการส่งโทรทัศน์สีนั้น สัญญาณภาพรวมจะถูกส่งผ่านวงจรต่าง ๆ มากมาย รวมทั้งสายส่งก่อนที่จะถูกส่งออกอากาศ ทำให้สัญญาณโทรทัศน์มีอัตราขยายทางขนาดของสัญญาณส่องสว่างไม่เท่ากับอัตราขยายทางขนาดของสัญญาณสี (Luminance Chrominance Gain Inequality) ขณะเดียวกันนี้ก็จะทำให้สัญญาณส่องสว่างถูกหน่วงเวลาต่างกับสัญญาณสี (Luminance Chrominance Delay Inequality) ในการที่จะทดสอบคุณสมบัติของอุปกรณ์ต่าง ๆ ทำได้หลายวิธีเช่น ใช้สัญญาณ Multiburst เพื่อทดสอบการตอบสนองความถี่ตลอดย่านความถี่ของสัญญาณภาพรวม (ประมาณ 0-5MHz) ใช้สัญญาณ Sine Squared Bar เพื่อทดสอบการตอบสนองความถี่สูง ซึ่งไม่สามารถวัดการต่างขนาดของการหน่วงเวลาจะใช้สัญญาณภาพรวม (Composite Video Signal) ที่ประกอบด้วยพัลส์โคไซน์กำลังสองที่รวมกับสัญญาณความถี่คลื่นพาหะของสี (Color Subcarriers) เรียกว่า Sine Squared Bar ในการวัดจะดูที่ฐานของพัลส์ (Baseline) กรณีที่ Baseline เป็นเส้นตรงจะไม่มี การเพี้ยนในการเพี้ยนสามารถสังเกตรอบของฐานของพัลส์ (Baseline) จะเกิดเป็นลักษณะของไซน์ (Sine) หรือโคไซน์ (Cosine) วัดค่าสูงสุดและต่ำสุดของฐานพัลส์แล้วนำมาคำนวณหาอัตราขยาย (Gain) และค่าหน่วงเวลา (Delay) ได้สัญญาณ Sine Squared Pulse นี้ปกติจะส่งมากับสัญญาณภาพโดยจะสอดใส่ใน Line ของสัญญาณในช่วงเกิดการสับกลับทางเวอร์ติคัล (Vertical) ซึ่งช่วงนี้จอภาพจะมีคิงไม่มี Test Signal ปรากฏบนจอแต่จะเห็นได้โดยการใช้ Oscilloscope จับที่สัญญาณภาพรวม

## บทที่ 2

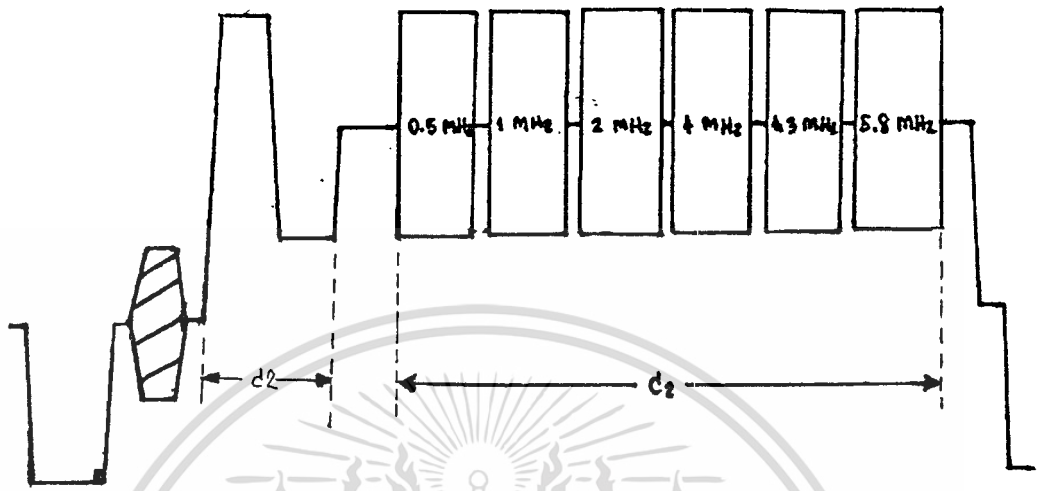
### ทฤษฎี

ในการส่งสัญญาณโทรทัศน์ ออกอากาศนั้นเป็นการส่งแบบต่อเนื่อง และนอกจากสถานีส่งแม่ข่ายแล้ว ก็อาจจะมีสถานีถ่ายทอดอีกหลายแห่ง โดยที่ขนาดหรือกำลังส่งของแต่ละสถานีมีขนาดต่าง ๆ กัน ขึ้นอยู่กับความเหมาะสมหลายประการสถานีถ่ายทอดขนาดเล็ก อาจจะต้องอยู่บนภูเขาและไม่มีคนประจำเพื่อดูแลและควบคุม จะมีการตรวจสอบต่อเนื่องเมื่อมีการขึ้นถึงการบกพร่องขึ้น ถ้าเป็นเวลาออกอากาศอยู่การผิดปกติเกิดขึ้นเล็กน้อย ก็ทำให้การส่งสัญญาณหยุดชะงักลง แต่สามารถทราบล่วงหน้าว่ามีอาการมากขึ้น ในช่วงเวลาที่ไม่มีการส่งสัญญาณ การที่จะทำให้เราทราบล่วงหน้าได้ก็โดยการใช้วิธีส่งสัญญาณพิเศษนี้จะไม่ไปรบกวนสัญญาณโทรทัศน์โดยที่สัญญาณพิเศษนี้จะไม่ไปรบกวนสัญญาณที่ปรากฏบนจอโทรทัศน์ และไม่มีผลต่ออุปกรณ์รวมในระบบ รวมทั้งไม่ผิวนต่อกฎของการส่งคลื่นวิทยุโทรทัศน์อีกด้วย เพราะไม่ได้ใช้คลื่นพาห้มาเป็นตัวนำสัญญาณถึงไม่จำเป็นต้องขออนุญาต สำหรับการส่งสัญญาณพิเศษนี้จากลักษณะรูปคลื่นของสัญญาณภาพพบว่า ช่วงเวลาระหว่างซิงค์พัลส์ทางแนวนอนในช่วงปลายเวลาของแบล็กคิงทางแนวดังนั้น ยังว่างอยู่ไม่ได้ใช้ให้เป็นประโยชน์ สามารถใส่สัญญาณพิเศษสำหรับการวัดตรวจสอบได้ และเนื่องจากสัญญาณนี้จะใส่เฉพาะในช่วงเวลาที่ภาพบนจอโทรทัศน์ถูกบังคับให้มืด สัญญาณพิเศษนี้จึงไม่ปรากฏให้เห็นหรือรบกวนภาพบนจอโทรทัศน์ แต่ที่เครื่องรับนั้นสัญญาณโทรทัศน์สามารถวัดดูได้โดยใช้ออสซิลโลสโคปสามารถเลือกดูเฉพาะส่วนที่เป็นสัญญาณพิเศษ ดังนั้นในขณะที่สถานีส่งสัญญาณออกอากาศอยู่เราก็สามารถจะตรวจสอบสภาพของอุปกรณ์ในระบบการส่งว่า เริ่มมีอาการผิดปกติหรือยัง โดยดูลักษณะของรูปคลื่นสัญญาณพิเศษนี้

ซึ่งสัญญาณพิเศษสำหรับการวัดและตรวจสอบอุปกรณ์ ในทางโทรทัศน์นั้นก็หลายชนิดด้วยกันแต่ละชนิดก็เหมาะสมเฉพาะอย่าง สำหรับการวัดคุณสมบัติของอุปกรณ์ต่าง ๆ แต่ที่เหมาะด้วยสำหรับการวัดอย่างหยาบ ๆ และรวดเร็วขึ้นได้แก่

2.1 สัญญาณ Multiburst ใช้สำหรับวัดคุณสมบัติทางด้านความถี่ของอุปกรณ์โทรทัศน์ สัญญาณจะส่งเป็นความถี่ตั้งแต่ 0.5-5.8 MHz ด้วยขนาดเท่า ๆ กัน เป็นช่วง ๆ ดังรูปที่ 2.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และหรืออ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

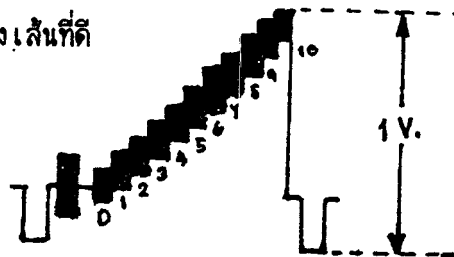


รูปที่ 2.1 แสดงสัญญาณ Multiburst

เมื่อผ่านสัญญาณนี้เข้าไปในอุปกรณ์ที่จะวัดแล้วสังเกตรูปคลื่นที่ทางออกเพียงแต่ตรวจสอบด้วยสายตาก็พอพอทราบว่าคุณสมบัติทางด้านความถี่ช่วงไหนเป็นอย่างไร

### 2.2 สัญญาณรูปขั้นบันได (Staircase Signal)

เป็นสัญญาณที่มีระดับของสัญญาณเปลี่ยนไปทีละขั้น รูปที่ 2.2 เหมาะสำหรับใช้วัดความเป็นเชิงเส้น (Linearity) ของภาคขยายหรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่าการหา Differential Gain (D.G.) นั่นคืออัตราขยายเมื่อระดับของสัญญาณทางเข้ามีขนาดต่าง ๆ กันภาคขยายที่ดีคือเป็นเชิงเส้นนั้นไม่ว่าขยายสัญญาณที่มีระดับสูงหรือต่ำ อัตราขยายจะเท่ากันตลอด หรือสัญญาณทางออกจะมีระดับเป็นสัดส่วนโดยตรงกับสัญญาณทางเข้า สัญญาณภาพนั้นระดับความสว่างจากดำไปขาวนั้นจะต่างกันมากภาคขยายสัญญาณภาพสัญญาณภาพจึงจำเป็นต้องมีความเป็นเชิงเส้นที่ดี



รูปที่ 2.2 สัญญาณรูปขั้นบันได

### 2.3 สัญญาณ Sine Squared Wave และสัญญาณซาว

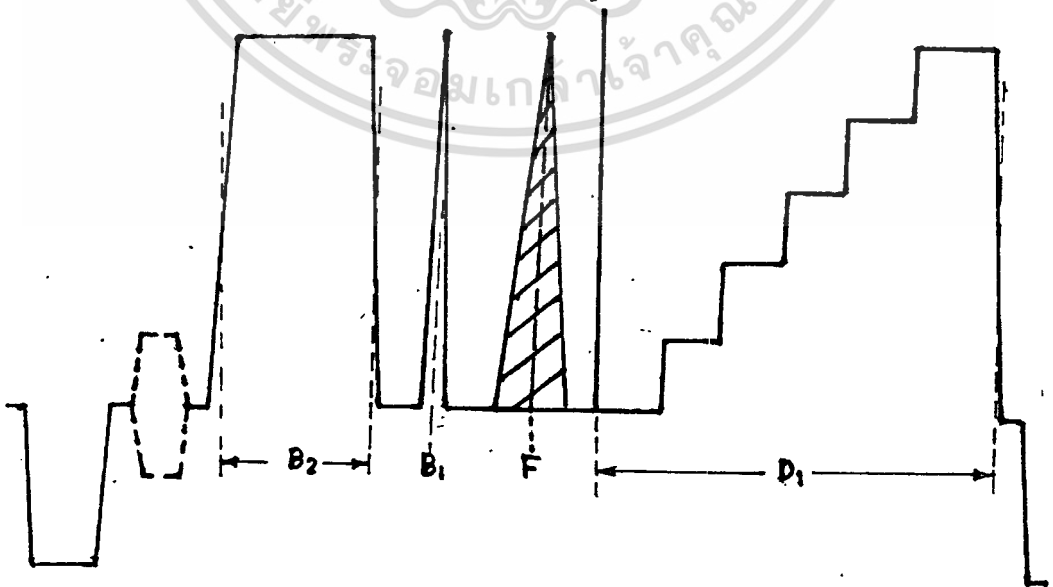
ดูรูปที่ 2.3 ส่วนที่เป็น Sine Squared Pulse ช่วยเกี่ยวกับการตรวจสอบคุณสมบัติทางด้านย่านความถี่สูงและส่วนที่เป็น Sine Squared Pulse หรือสัญญาณซาวนั้น สำหรับช่วยตรวจสอบย่านความถี่ต่ำและปานกลาง เช่น ใช้ตรวจสอบ VDA และ VTR หรืออุปกรณ์ที่มีช่วงความถี่ถึง 8 MHz ปกติรูปคลื่นนี้จะใช้ร่วมกับ ออสซิลโลสโคป ซึ่งหน้าจามีแผ่นภาพพิเศษติดอยู่สำหรับเปรียบเทียบรูปคลื่นที่วัดได้แล้ว จะชี้ให้เห็นถึงคุณสมบัติของอุปกรณ์ที่สัญญาณดังกล่าวนี้ผ่านมา



รูปที่ 2.3 แสดงรูปคลื่น Sine Squared

### 2.4 สัญญาณอ้างอิง (Vertical Interval Reference Signal)

ในอุปกรณ์ซึ่งการตรวจสอบการเปลี่ยนแปลงทางระดับ และเฟสของสัญญาณสี เป็นไปอย่างอัตโนมัติจะใช้วิธีส่งสัญญาณอ้างอิงดังรูปที่ 2.4 ออกไป



รูปที่ 2.4 สัญญาณอ้างอิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 2.4 สัญญาณพิเศษที่ใส่ลงในเส้นที่ 17 ประกอบด้วย

- แถบลูมิแนนซ์ (ระดับขาวอ้างอิง) คือส่วน  $B_2$
- 2T Sine - squared Pulse ส่วน  $B_2$
- Composite 20T Pulse ส่วน  $F_1$
- สัญญาณลูมิแนนซ์ขั้นบันได 5 ชั้น ส่วน  $D_1$

ส่วนที่เส้นที่ 18 ประกอบด้วย (รูปที่ 2.1)

- Luminance Pedestal เป็นขนาดของความสูงวัดจากระดับแบล็กกิ้ง
- สัญญาณ Reference Bar ส่วน  $C_1$
- คลื่นรูปไซน์ซ้อนอยู่บน Pedestal หรือสัญญาณ Multiburst ส่วน  $C_2$

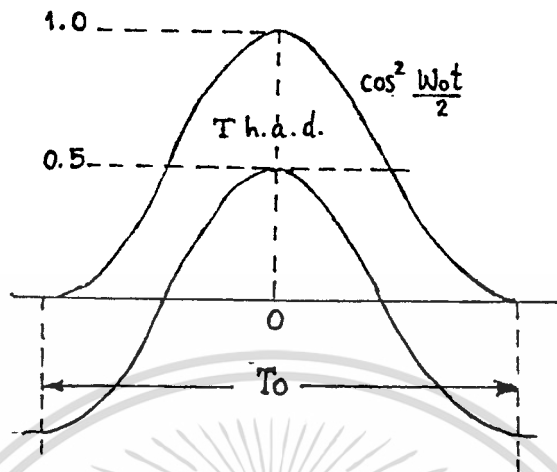
และในปัจจุบันพัลส์โคไซน์กำลังสอง เป็นที่นิยมในการใช้ตรวจสอบข้อบกพร่อง ซึ่งอาจจะเกิดขึ้นในระบบโทรทัศน์ พัลส์ดังกล่าวนี้อาจเป็นแบบ T และ 2T สำหรับตรวจสอบโทรทัศน์ขาว-ดำ และแบบมอดดูเลข 20T ไซน์กำลังสองใช้ในการตรวจสอบโทรทัศน์สี วิธีการตรวจสอบโทรทัศน์สีวิธีการตรวจสอบระบบใด ๆ ทำได้โดยการป้อน โคไซน์กำลังสองพัลส์ให้กับระบบนั้น แล้วสังเกตการตอบสนองต่าง ๆ ของระบบดังกล่าว คือการตอบสนองของขนาด (Amplitude response) การตอบสนองของเฟส (Phase Response) และ เอ็นวีโวลต์เลเยร์ (envelope Delay)

การใช้พัลส์กำลังสองจำเป็นต้องเข้าใจถึง คุณลักษณะพิเศษของความถี่ใกล้จุดคัท-ออฟ และพัลส์รูปสี่เหลี่ยมของไซน์กำลังสอง ซึ่งเป็นตัวกำหนดย่านความถี่ช่วงต่ำและตรงกลาง

ในทางปฏิบัติใช้พัลส์ 2T พัลส์ T และพัลส์ 1/2 T เมื่อต้องการตรวจสอบความถี่ 4 MHz ของอุปกรณ์โทรทัศน์ เช่น เครื่องบันทึกภาพ (VTR) อุปกรณ์โทรทัศน์ขนาด 8 MHz และอุปกรณ์โทรทัศน์ที่มีความถี่สูงกว่า ตามลำดับ

ส่วนสัญญาณสี่เหลี่ยมแบบไซน์กำลังสองได้ออกแบบ เพื่อให้ตรวจดูได้โดยใช้มอริเตอร์ เมื่อความถี่ช่วงตรงกลางมีการขยายไม่ดีจะเกิดภาพมัว หรือเป็นริ้วยาว ๆ ดังนั้นสัญญาณสี่เหลี่ยมไซน์กำลังสองจึงมีประโยชน์มากในการกำหนดคุณลักษณะพิเศษของย่านความถี่ช่วงตรงกลาง

## 2.5 คณิตศาสตร์ของโคไซน์กำลังสองพัลส์



รูปที่ 2.5 แสดงลักษณะของโคไซน์กำลังสองพัลส์

สมการของโคไซน์กำลังสองพัลส์ ดังแสดงในรูปที่ 2.5 เขียนได้คือ

$$f(t) = \begin{cases} \cos^2(w_0 t / 2) \\ 1/2 [1 + \cos.w_0 t] \end{cases} \quad (2-1)$$

โดยที่  $w_0 = 2\pi f_0 = 2\pi (1/T_0)$

ส่วนสำคัญสำหรับสัญญาณทดสอบโคไซน์กำลังสองคือ ช่วงเวลาที่ครึ่งหนึ่งของแอมปริจูด  $T$  ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $1/2$  ของช่วงเวลาของพัลส์ ดังนั้น

$$w_0 = 2\pi/T_0 = 2\pi/2T = \pi/T \quad (2-2)$$

โดยที่  $f_0 = 1/2T$

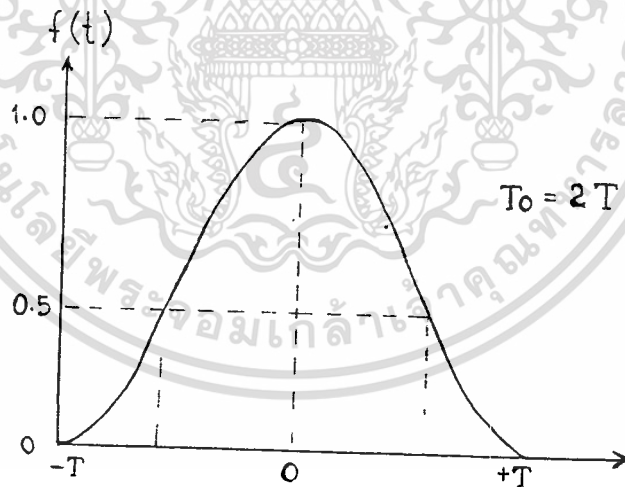
และสเปกตรัม พริเคอร์รี่ จะอยู่ในช่วง

$$f_{\max} = 1/T .$$

ตัวอย่างเช่นในระบบย่านกว้าง 4 MHz, T จะมีค่า 0.125 us. ซึ่งจะทำให้เกิดสเปกตรัมเป็น 0 เมื่อความถี่เกินกว่า 8 MHz แทนค่า  $\omega_0$  จาก (2-2) ลงใน (2-1) จะได้

$$f(t) = \begin{cases} \cos^2 (\pi t/2T) & |t| < T \\ 1/2 [1 + \cos (\pi t/T)] & T \leq |t| < 2T \end{cases} \quad (2-3)$$

จากสมการ (2-3) สามารถเขียนเป็นโคไซน์กำลังสองพัลส์ ได้ดังรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 แสดงพัลส์โคไซน์กำลังสอง

ฟังก์ชันของโคไซน์กำลังสองพัลส์ แบบ  $T, 2T$  มีอดตุเลข  $12.5 T$  และมีอดตุเลข  $20T$  หาได้ดังแสดงในตารางที่ 2.1

โคไซน์ กำลังสองพัลส์	คอมโพสิต โคไซน์ กำลังสองพัลส์
<p><b>แบบ T</b></p> $f_1(t) = \begin{cases} \cos^2 \frac{\pi t}{2T} & -T < t < T \\ 0 &  t  > T \end{cases}$	<p><b>แบบ 12.5T</b></p> $f_{12}(t) = f_1(t) + f_2(t)$ $f_1(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} \cos^2 \frac{\pi t}{25T} & -12.5T < t < 12.5T \\ 0 &  t  > 12.5T \end{cases}$ $f_2(t) = f_1(t) \cos w_c t$


<p><b>แบบ 2T</b></p> $f_2(t) = \begin{cases} \cos^2 \frac{\pi t}{4T} & -2T < t < 2T \\ 0 &  t  > 2T \end{cases}$	<p><b>แบบ 20T</b></p> $f_{12}(t) = f_1(t) + f_2(t)$ $f_1(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} \cos^2 \frac{\pi t}{40T} & -20T < t < 20T \\ 0 &  t  > 20T \end{cases}$ $f_2(t) = f_1(t) \cos w_c t$
--	--

2.6 การคำนวณ FREQUENCY SPECTRUM ของ MODULATED  $\cos^2$  PULSE แบบ 20T

สเปกตรัมของมีอดคูลเลทโคไซน์ กำลังสองพัลส์แบบ 20T มีสมการดังนี้

$$V_c(t) = \begin{cases} \frac{A}{2} \cos^2 \frac{\pi t}{40T} \cos w_c t & |t| \leq 20T \\ 0 & |t| > 20T \end{cases}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$$V_{\omega}(w) = \frac{A}{2} \left[ \frac{\int_0^{20T} \cos w_{\omega} t \cos wt dt}{20T} \right]$$

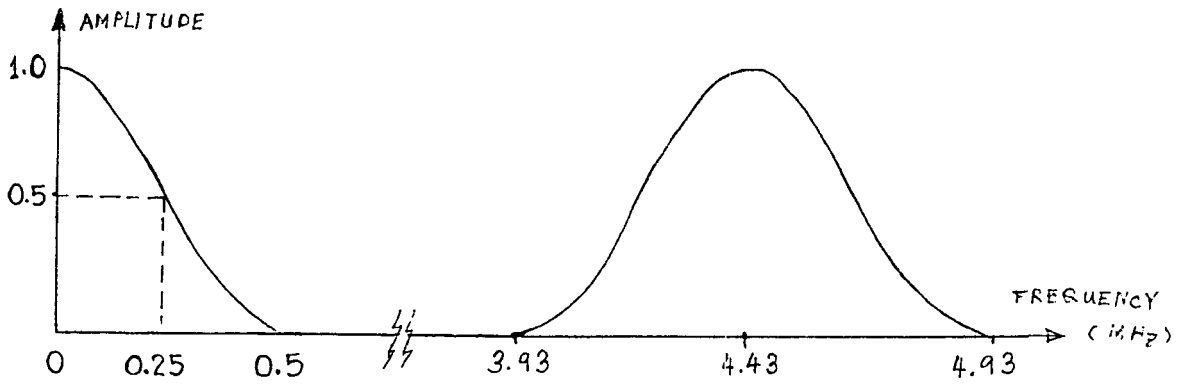
$$= \frac{A}{2} \left[ \frac{20T \sin(w-w_{\omega})20T}{1 - \left\{ \frac{20T(w-w_{\omega})}{\pi} \right\}^2} \frac{1}{(w-w_{\omega})20T} + \frac{20T \sin(w+w_{\omega})20T}{1 - \left\{ \frac{20T(w+w_{\omega})}{\pi} \right\}^2} \frac{1}{(w+w_{\omega})20T} \right]$$

สมการของฟรีควีนซี สเปกตรัมอาจเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$V_{\omega}(f)_{20T} = \frac{A}{2} \left[ \frac{20T \sin(f-f_c)40\pi T}{1 - [40T(f-f_c)]^2} \frac{1}{(f-f_c)40\pi T} + \frac{20T \sin(f+f_c)40\pi T}{1 - [40T(f+f_c)]^2} \frac{1}{(f+f_c)40\pi T} \right] \quad (2-4)$$

ในทำนองเดียวกันฟรีควีนซีสเปกตรัมของมีอดคูลเลขแบบ 12.5T กำหนดได้โดย

$$V_{\omega}(f)_{12.5T} = \frac{A}{2} \left[ \frac{12.5T \sin(f-f_c)25\pi T}{1 - [25T(f-f_c)]^2} \frac{1}{(f-f_c)25\pi T} + \frac{12.5T \sin(f+f_c)25\pi T}{1 - [25T(f+f_c)]^2} \frac{1}{(f+f_c)25\pi T} \right] \quad (2-5)$$



รูปที่ 2.7 แสดงฟรีแคว้นซี สเปคตรัมของ 20T มีอดุลเลข

ต่อไปจะกล่าวถึงฟรีแคว้นซี สเปคตรัมของไซน์กำลังสองพัลส์แบบต่าง ๆ ในกรณีที่เกิดเป็น เดซิเบล

ในกรณีของฟรีแคว้นซี สเปคตรัมแบบ T พัลส์ periodic sequence ของ โคไซน์กำลังสองพัลส์ คือ

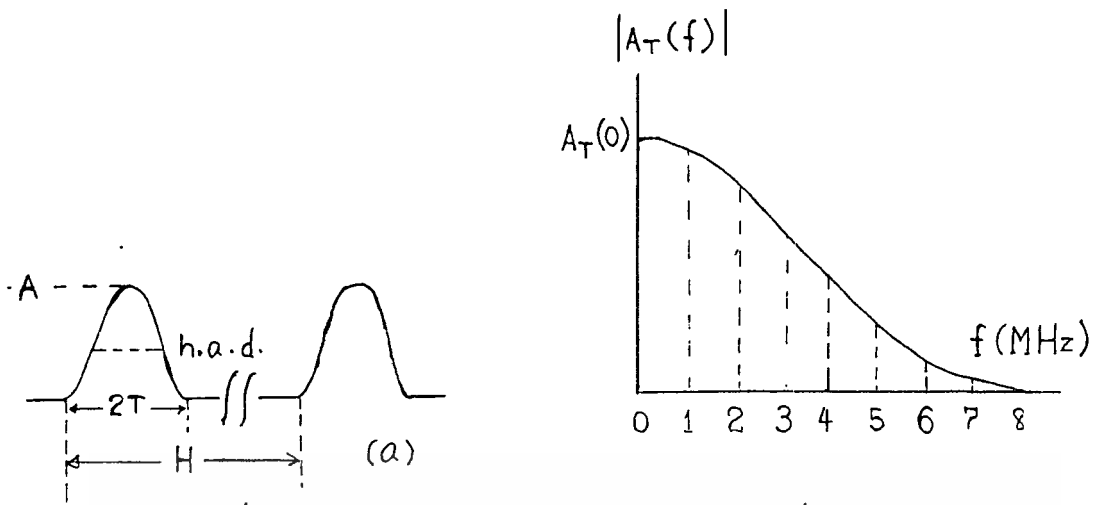
$$A_T(t) = \begin{cases} A \cos^2 \frac{\pi t}{2T} & 0 < t < T \\ 0 & T < t < H \end{cases} \quad (2.6)$$

โดยที่ A = ขนาดของ T พัลส์

H = ช่วงเวลาของพัลส์ ตามแนวนอนมีช่วงเวลาเป็น 63 us

$$\text{ซึ่ง } |A_T(f)| = \frac{A \cdot 2T}{H} \cdot \frac{1}{1 - (2Tf)^2} \cdot \frac{\sin 2\pi T f}{2\pi T f} \quad (2.7)$$

$$\text{และ } |A_T(0)| = \frac{A \cdot 2T}{H} \lim_{f \rightarrow 0} \left[ \frac{1}{1 - (2Tf)^2} \cdot \frac{\sin 2\pi T f}{2\pi T f} \right] \quad (2.8)$$



รูปที่ 2.8 periode pulse train ของ T พัลส์ และสเปคตรัม

ให้  $A_T(0) = 1$  เพื่อความสะดวกแทนค่า  $T = 0.125 \text{ us}, H = 635 \text{ us}$

$$\text{จะได้ } |A_T(0)| = A \cdot \frac{2 \times 0.125}{63.5} = 0.0039 A$$

อัตราขยาย (dB) จะได้

$$\frac{20 \log A_T(0)}{A} = \frac{20 \log 0.0039}{A} = -48 \text{ dB}$$

ดังนั้น เฟรเควนซี สเปคตรัมของ T พัลส์ได้จากการหาค่า  $A_T(f)$  กับความถี่ (f) MHz โดยใช้จำนวนเดซิเบลที่อ้างอิงกับขนาดของ A ดังนี้

$$\text{ขนาดของ T พัลส์ } |A_T(f)| = 0.0039 A \cdot \frac{1}{1-(2Tf)^2} \cdot \frac{\sin 2\pi Tf}{2\pi Tf}$$

$$\frac{|A_T(f)|}{A} = 0.0039 \cdot \frac{1}{1-(2Tf)^2} \cdot \frac{\sin 2\pi Tf}{2\pi Tf}$$

ในทำนองเดียวกันเอ็นวีโบลของพีเควีเอสเปคตรัมของ 2T ฟิลส์เป็น dB หาได้คือ

$$\left| A_{2T}(f) \right| = 0.00784 \cdot \frac{1}{1-(4Tf)^2} \cdot \frac{\sin \frac{4\pi Tf}{4\pi Tf}}{4\pi Tf}$$

$$\lim_{f \rightarrow 0} \left| \frac{A_{2T}(f)}{A} \right| = -42 \text{ dB}$$

### 2.7 ข้อดีของโคไซน์กำลังสองฟิลส์

การนำเอาโคไซน์กำลังสองฟิลส์มาทำการทดสอบ จะทำให้ได้ผลดีกว่าการใช้สัญญาณอื่น ๆ เนื่องจากมันถูกกำหนดให้ทำหน้าที่ให้เหมาะสมกับความต้องการเฉพาะอย่าง และผลจากการทดลองก็จะทำให้ค่าที่ถูกต้องแม่นยำกว่า เมื่อทดสอบด้วยสัญญาณอื่น ๆ

ในการส่งสัญญาณภาพซึ่งมีความถี่ย่านกว้าง 5 MHz ฟิลส์ทดสอบที่เหมาะสม ต้องมีความถี่ 5 MHz จากการทดลองทั่ว ๆ ไปกำหนดฟิลส์ในเทอมของ ฮาฟ แอมปริจูด ดูเลชั่น (T) (half amplitude duration) ความสัมพันธ์ระหว่างย่านความถี่ ความถี่ และ T กำหนดได้คือ  $f = 1/2T$  ฟิลส์สี่เหลี่ยมที่นำมาทดสอบจะมีส่วนเกินกว่าย่านที่ต้องการ ซึ่งเป็นเหตุหนึ่งของการเกิด overshoot, ringing และ phase shift ซึ่งธรรมดาจะไม่เกิดขึ้นในการสื่อสารด้วยภาพ

ไม่เพียงแต่ฟิลส์โคไซน์กำลังที่นำมาทดสอบจะอยู่ในช่วงความถี่ที่เหมาะสม แต่มันจะทำงานได้ดีกว่า ดังเช่นในการทดสอบด้วยระบบเดียวกัน เมื่อใช้ฟิลส์สี่เหลี่ยมทดสอบ จะเกิด overshoot 8.9% และเมื่อใช้โคไซน์กำลังสองฟิลส์จะเกิด overshoot 13% ซึ่งแสดงให้เห็นว่าฟิลส์โคไซน์กำลังสองมีความไวต่อการทดสอบมากกว่าฟิลส์รูปสี่เหลี่ยม

ข้อดีของโคไซน์กำลังสองฟิลส์อีกอย่างหนึ่งคือ สามารถสร้างได้ง่ายซึ่งจะเกิดการผิดพลาดไปน้อยกว่า 1% เมื่อเทียบกับค่าที่ได้จากการคำนวณ

### บทที่ 3

## การวัดความผิดเพี้ยนของอัตราขยายและดีเลย์โดยโพลีออคเคชั่นโคไซน์กำลังสอง

การหาความผิดเพี้ยนของสัญญาณสี่ (Chirpance Signal) ที่อัตราขยาย (Gain) ซึ่งใช้สัญลักษณ์  $A$  และไทม์ดีเลย์ ( $\tau$ ) โดยผลจากการคำนวณหาความผิดเพี้ยนทั้ง  $A$  และ  $\tau$  จะสัมพันธ์กับค่ายอดทั้งสองจากผลลัพธ์ ซึ่งเราสามารถใส่สูตรสำเร็จคำนวณหาความผิดเพี้ยนทั้ง  $A$  และ  $\tau$  ได้ดังนี้

$$A = \frac{1 - (y_1 + y_2 + y_1 y_2)}{1 + (y_1 + y_2 - y_1 y_2)} \quad (3.1)$$

$$\tau = T_o \cos^{-1} \left[ \frac{1 + y_1 y_2}{(1 - (y_1 + y_2 + y_1 y_2) + (y_1 + y_2 - y_1 y_2))} \right] \quad (3.2)$$

โดยกำหนดให้  $y_1 = \frac{Y_1}{Y_{max}}$  และ  $y_2 = \frac{Y_2}{Y_{max}}$

A : อัตราการขยายของโคไซน์กำลังสองผลลัพธ์

B : ดีเลย์อินอีควอลิตี้ (Delay Inequality) ส่วนที่ถูกรวมเข้าไปหรือนำหน้าสัญญาณที่ยังไม่มีการมอด

จากสมการ (3.1) และ (3.2) เราสามารถนำมาวิเคราะห์ความผิดเพี้ยนของสัญญาณสี่ได้ดังนี้

#### 3.1 การผิดเพี้ยนโดยความแตกต่างของอัตราขยายอย่างเดียว

ในกรณีนี้  $\tau = T_o \cos^{-1} (1) = 0$  จากสมการ (3.1) ซึ่งแสดงว่าค่ายอด  $y_1$  และ  $y_2$  ค่าใดค่าหนึ่งมีค่าเป็น 0 ดังนั้น

$$A = \frac{1-(y_1, 2)}{1+(y_1, 2)} = \frac{1-Y/Y_{max}}{1+Y/Y_{max}} \quad (3.3)$$

ซึ่ง  $(y_1, 1)$  หรือ  $Y$  อาจมีค่าเป็นบวกหรือลบ เนื่องจากขนาดของความผิดเพี้ยนที่สัมพันธ์กัน ดังรูป 3.1



(ก) อัตราการขยายต่ำ  $A = \frac{1-y}{1+y}$       (ข) อัตราการขยายสูง  $A = \frac{1+y}{1-y}$

รูปที่ 3.1 แสดงความแตกต่างของความผิดเพี้ยนของอัตราการขยายอย่างเดียว

ความผิดเพี้ยนของอัตราการขยาย พิจารณาได้จากสมการ 3.3 ดังนี้

$$= 1 - A = \frac{2Y/Y_{max}}{1+Y/Y_{max}} \quad (3.4)$$

ถ้า  $Y \gg Y/Y_{max}$  ดังนั้น  $= 2Y/Y_{max}$

ซึ่ง  $2Y/Y_{max}$  จะถูกเรียกเป็น Relative Chrominance Level (RCL)

และบางครั้งจะถูกเรียกว่า Relative Amplitude of the Color Sub-Carrier

### 3.2 การผิดเพี้ยนโดยความแตกต่างของดีเลย์อย่างเดียว

ในกรณี  $Y_1 = -Y_2$  ซึ่งฐานของพัลส์มีรูปร่างเป็นคลื่นไซน์ที่มีค่ายอดเท่ากันแต่อยู่ตรงข้าม แสดงว่าไม่มีความผิดเพี้ยนของอัตราการขยาย ความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นมีแต่ความผิดเพี้ยนทางด้านดีเลย์เพียงอย่างเดียว ดังได้แสดงต่อไปนี้

จากสมการ (3.1) แทนค่า  $Y_1 = -Y_2$  จะได้ดังนี้

$$A = \frac{1 + (Y/Y_{max})^2}{1 + (Y/Y_{max})^2} = 1 = 0 \text{ dB}$$

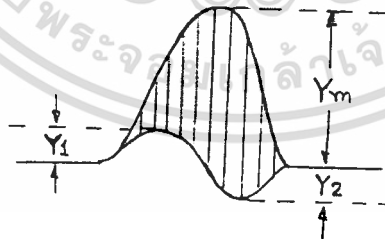
จากสมการ 3.5 จะกลายเป็น

$$= \frac{T_o}{\pi} \cos^{-1} \left[ \frac{8(Y/Y_{max})^2}{(1+(Y/Y_{max})^2)} \right] \quad (3.5)$$

โดยอาศัยสูตรทางตรีโกณมิติ สมการ (3.5) กลายเป็น

$$= \frac{4T_o \tan^{-1} (Y/Y_{max})}{\pi} \quad (3.6)$$

จะเห็นได้ว่าเมื่อ  $Y_1 = -Y_2$  จะได้  $A = 0 \text{ dB}$  ส่วนการผิดเฟสทางด้านดีเลย์ดัง  
แสดงในรูป (3.2)



รูปที่ 3.2 แสดงการผิดเฟสของดีเลย์เพียงอย่างเดียว (กรณี  $Y_1 = -Y_2$ )

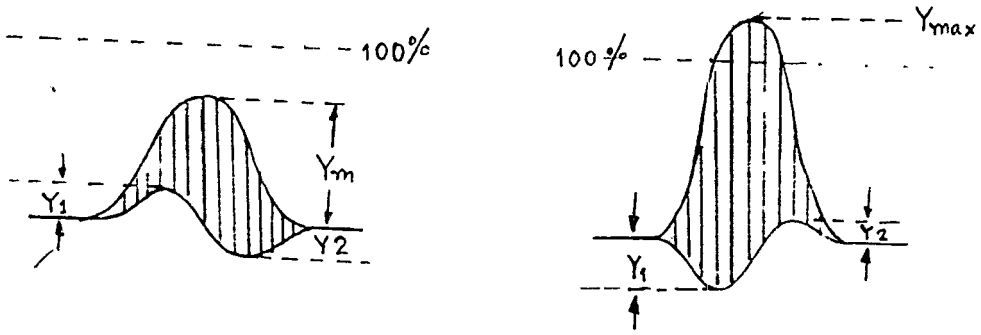
### 3.3 การผิดเฟสทางอัตราขยายและดีเลย์พร้อมกัน

ในกรณีเกิดการผิดเฟสทั้งสองแบบ ค่ายอดทั้งบวกและลบ มีค่าแตกต่างกันดัง

แสดงในรูปที่ 3.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และตัว-15-อิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 แสดงความผิดเฟสทางอัตราขยายและดีเลย์ พร้อมกัน

เมื่อความผิดเฟสมีค่าน้อย ดังนั้นผลคูณของ  $Y_1, Y_2$  สามารถตัดทิ้งได้สมการ

(3.1) และ (3.2) อาจเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$A = \frac{1 - (y_1 + y_2)}{1 + (y_1 + y_2)} \quad (3.7)$$

$$= \frac{T_o}{\mathcal{H}} \cos^{-1} \left[ \frac{1 + 8y_1 y_2}{1 - (y_1 + y_2)^2} \right]$$

และถ้า  $(y_1 + y_2)^2 \ll 1$  ความผิดเฟสทางด้านดีเลย์อาจเขียนได้ใหม่ คือ

$$= \frac{4T_o}{\mathcal{H}} \sqrt{-y_1 y_2} \quad (3.8)$$

ความผิดเฟสทางอัตราขยายคำนวณด้านสมการ (3.1) และ (3.7) จะได้ค่าที่ใกล้เคียงกันมากและความผิดเฟสทางด้านดีเลย์ เมื่อคำนวณด้วยสมการ (3.2) และ (3.8) ค่าที่ได้แตกต่างกันเพียงเล็กน้อยเมื่อผลคูณ  $y_1 y_2$  มีค่าน้อย

**ตัวอย่าง** ในกรณี  $y_1 = 0.04$  หรือ 4% ,  $y_2 = -0.01$  หรือ 1% เปรียบเทียบการ

คำนวณความผิดเฟสของอัตราขยายและดีเลย์ ดังสมการ (3.1) กับ (3.7) และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารทสวงนโสภาหรับการเชงงานเพอการศกษาแทนน ไมอนูญาติเหเนาไปเชงประเชชนทานการคา

ไมวากรณีใดๆทั้งสิ้น อกัทั้งห้ามมิใหัดดแปลงเนื่อหา และอังกองถึงเจาของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช

(3.2) กับ (3.8) ตามลำดับ จาก (3.1) แทนค่า  $y_1$  และ  $y_2$  ลงไปจะได้

$$A = \frac{1 - (0.04 - 0.01 - (0.04 \times 0.01))}{1 + (0.04 - 0.01 - (0.04 \times 0.01))} = \frac{0.9704}{1.0304} = 0.9418$$

$$= -0.5211 \text{ dB}$$

จากสมการ (3.7) แทนค่า  $y_1$  และ  $y_2$  จะได้

$$A = \frac{1 - (0.04 - 0.01)}{1 + (0.04 - 0.01)} = \frac{0.91}{1.03} = -0.52 \text{ dB}$$

ในการทำงานเดียวกันถ้าเราใช้พัลส์แบบ 2OT จะได้ค่า  $T_0 = 2$  คำนวณหาความผิดเพี้ยนทางดีเลย์ดังนี้จาก (3.2) แทนค่า  $y_1, y_2$  และ  $T_0$  จะได้

$$\tau = \frac{2 \times 10^{-6}}{3.14} \cos \left[ \frac{1 + 8(0.04)(-0.01)}{0.9704 \times 1.0304} \right]$$

$$= 50.097 \text{ ns.}$$

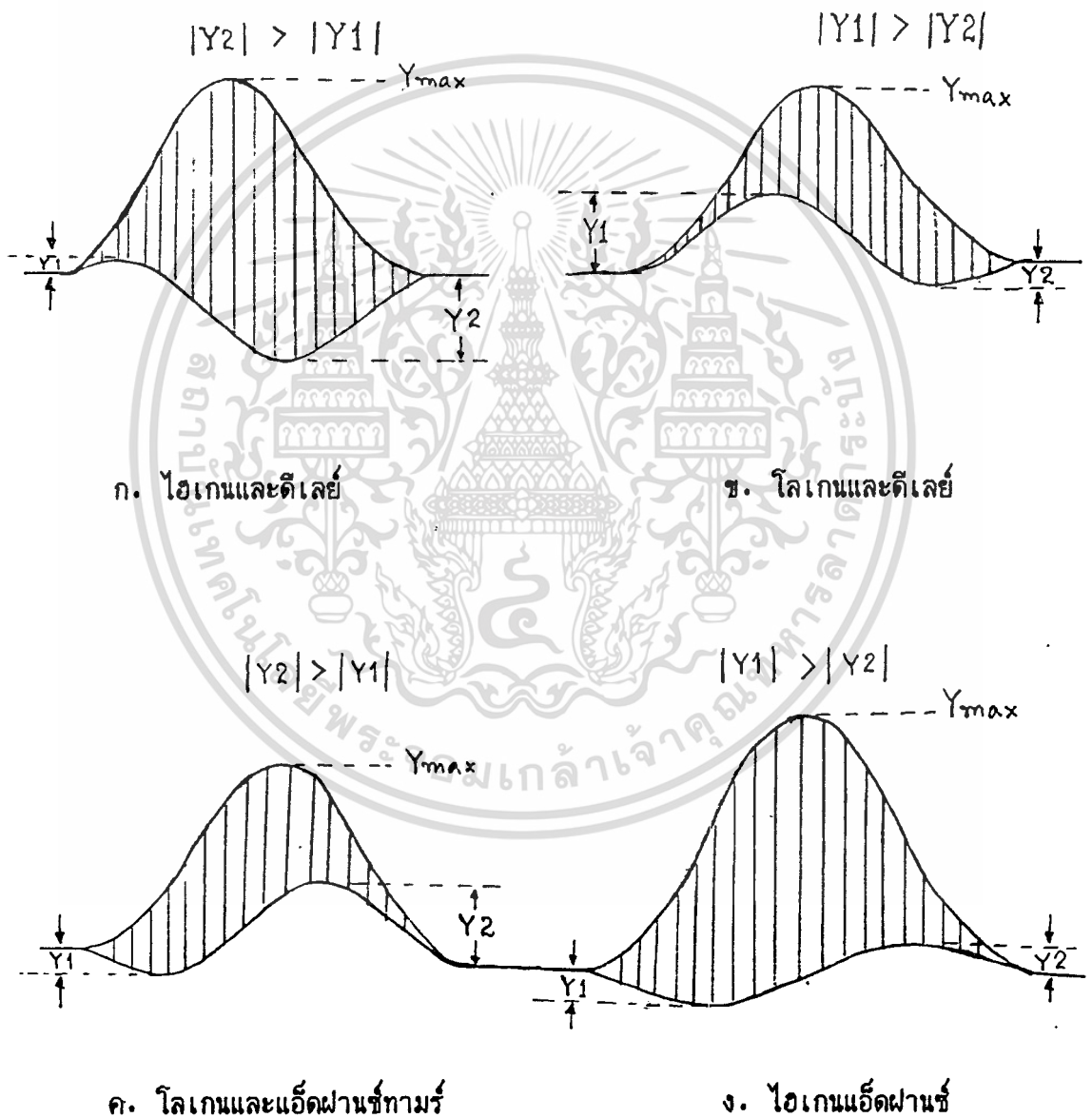
จาก (3.8) แทนค่าได้  $y_1, y_2$  และ  $T_0$  จะได้

$$\tau = \frac{4 \times 2 \times 10^{-6}}{3.14} \sqrt{0.04 \times 0.01}$$

$$= 50.95 \text{ ns.}$$

จากการคำนวณดังตัวอย่างข้างบนนี้จะเห็นได้ว่าที่ได้ใกล้เคียงกันมาก อาจใช้สมการ (3.7) แทน (3.1) และ (3.8) แทน (3.2) ในกรณีที่  $y_1$  และ  $y_2$  มีค่าไม่เกิน 10%

แบบของความผิดเพี้ยนของอัตราการขยายและตีเลย มีลักษณะแตกต่างกัน ดังแสดงได้ในรูปที่ 3.4



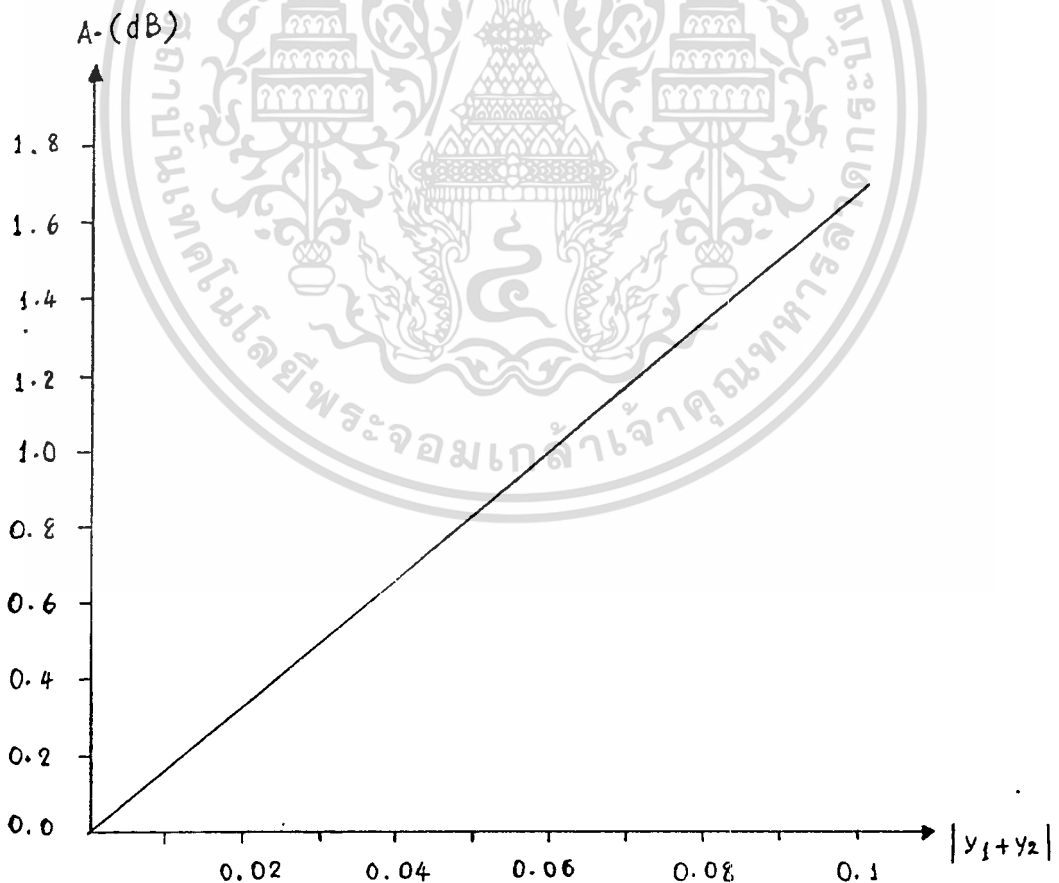
รูปที่ 3.4 แบบของความผิดเพี้ยนของอัตราการขยายตีเลย (กรณีไม่เท่ากันทั้งสองค่า)

### 3.4 เทคนิคในการสร้างโนโมแกรม

วิธีการคำนวณความผิดพลาดของความถี่ของอัตราขยายและดีเลย์จากสูตรสำเร็จที่ได้ จะทำให้สามารถวัดความผิดพลาดทั้งสองแบบได้ตามต้องการ แต่เพื่อความสะดวกจะนำค่าที่คำนวณได้จากสูตรสำเร็จทั้งสองแบบมาสร้างเป็นโนโมแกรม ซึ่งจะทำให้การวัดความผิดพลาดของความถี่ของอัตราขยายและดีเลย์ รวดเร็วยิ่งขึ้น นัลส์ที่ใช้เป็นแบบมีอคติเลข 20T นัลส์

โนโมแกรมของความผิดพลาดของความถี่ของอัตราขยายและดีเลย์ ดังแสดงในรูปที่ 3.5 และ 3.7 โดยพิจารณาจากสมการ (3.7) และ (3.8) ตามลำดับ โดยความผิดพลาดจะผิดพลาดน้อยที่สุด ถ้าฐานของนัลส์  $y_1$  และ  $y_2$  มีค่าไม่เกิน 10%

โนโมแกรมของความผิดพลาดของความถี่ของอัตราขยาย และดีเลย์ที่เกิดขึ้นพร้อมกัน แสดงได้ดังรูปที่ 3.7 ซึ่งเราสามารถหาความผิดพลาดทั้งสองแบบได้จากกราฟ ดังแสดงต่อไปนี้

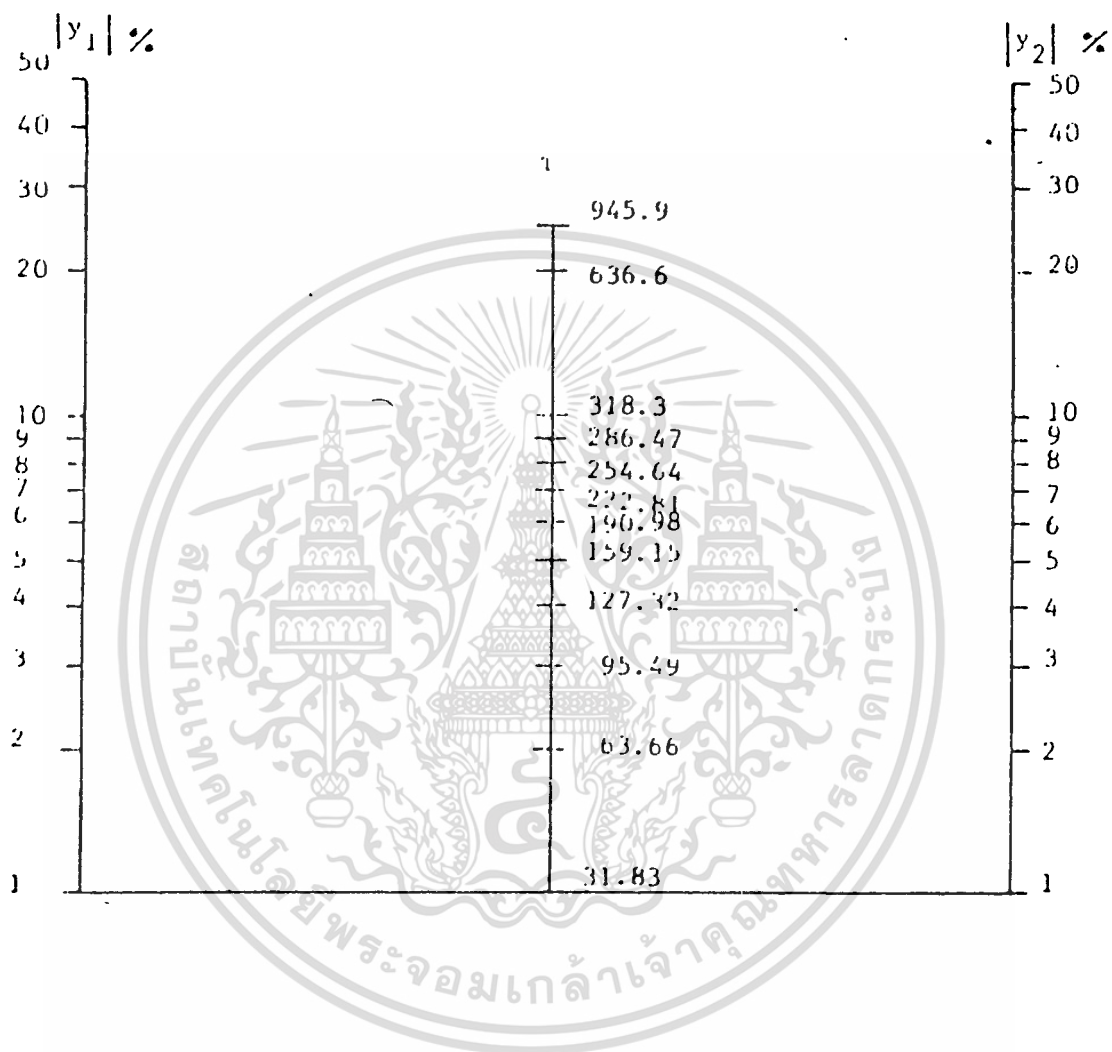


รูปที่ 3.5 โนโมแกรมแสดงความผิดพลาดของความถี่ของอัตราขยายอย่างเดี่ยว

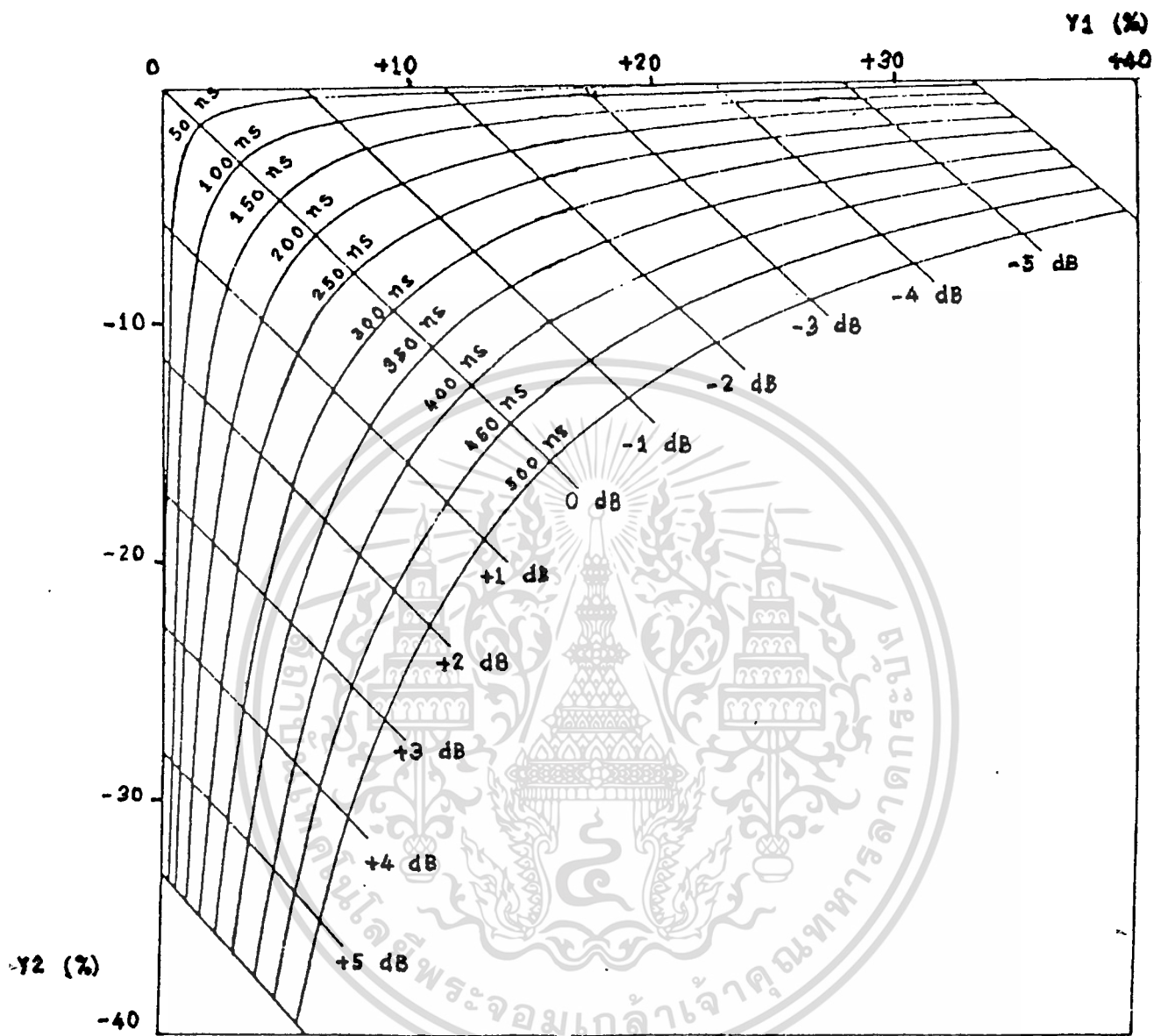
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และส่งไปยังผู้อื่นโดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

20T PULSE

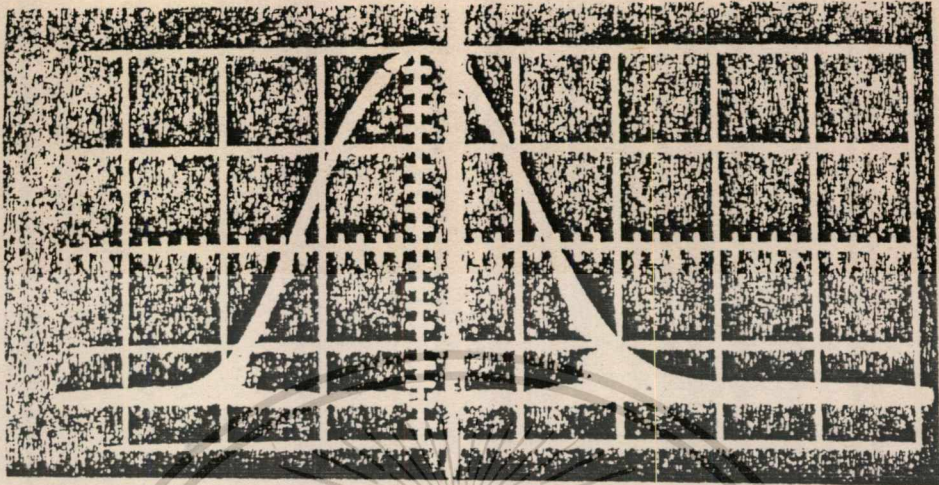


รูปที่ 3.6 โนโมแกรมแสดงความผิดเพี้ยนของดีเลย์เพียงอย่างเดียว

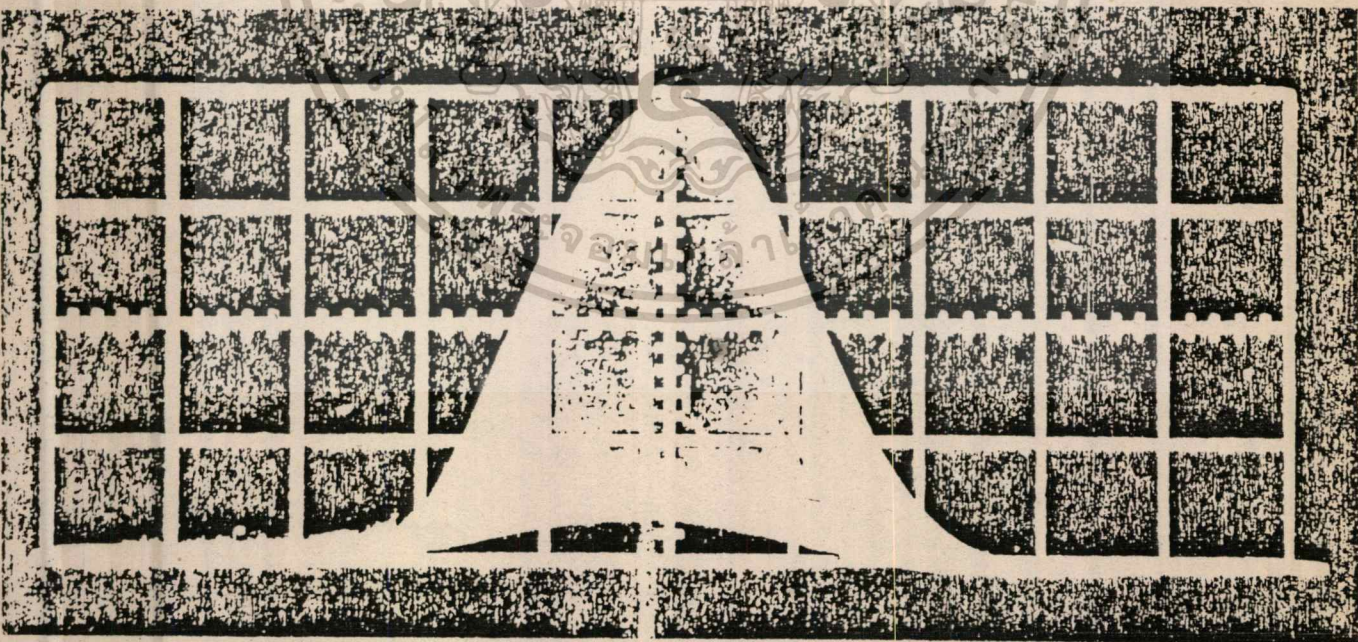


รูปที่ 3.7 โนโมกราฟแสดงความผิดเพี้ยนทั้งอัตราขยายและดีเลย์สำหรับฟิลส์แบบ 20T

มี h.a.d 2 us ในระบบ 625/50

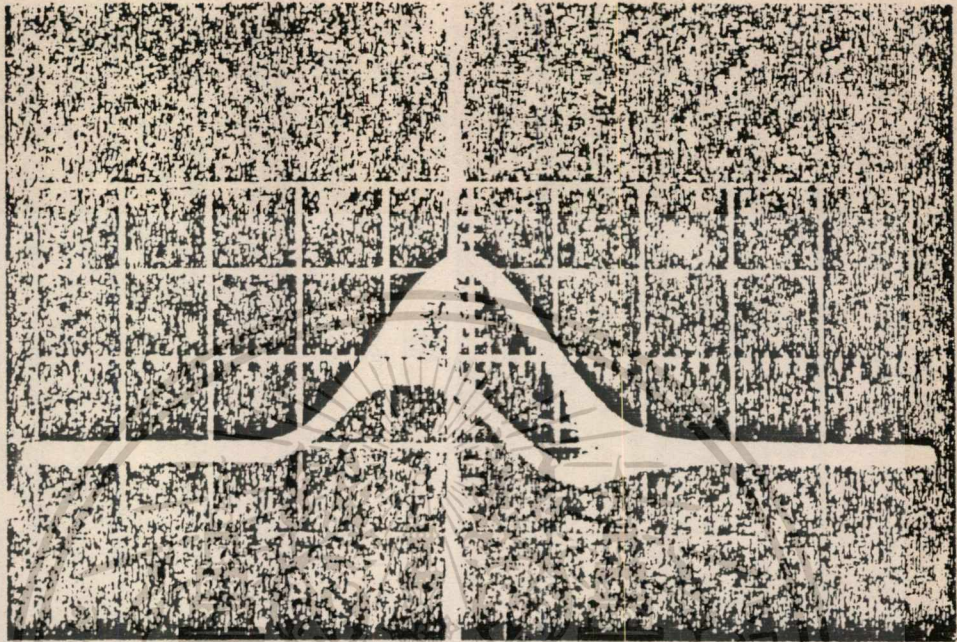


รูปที่ 3.8 ลักษณะของมอดดูเลข 20T พัลส์กรณีนี่ไม่มีความผิดเพี้ยนเกิดขึ้น

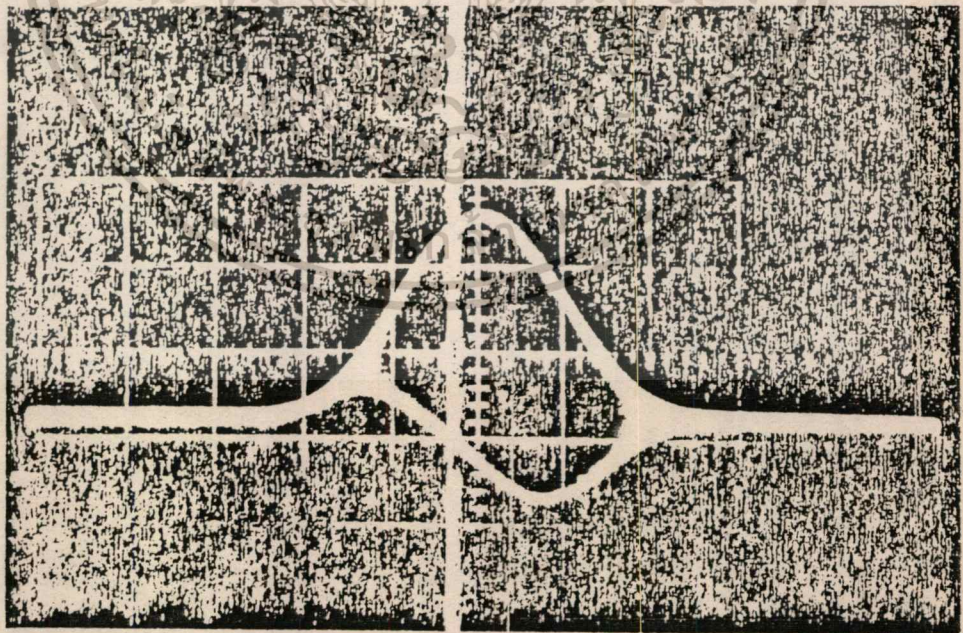


รูปที่ 3.9 ลักษณะของมอดดูเลข 20T พัลส์ กรณีนี่มีความผิดเพี้ยนของอัตราขยายอย่าง เดียวซึ่งเป็นโลเกน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และ-22-อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



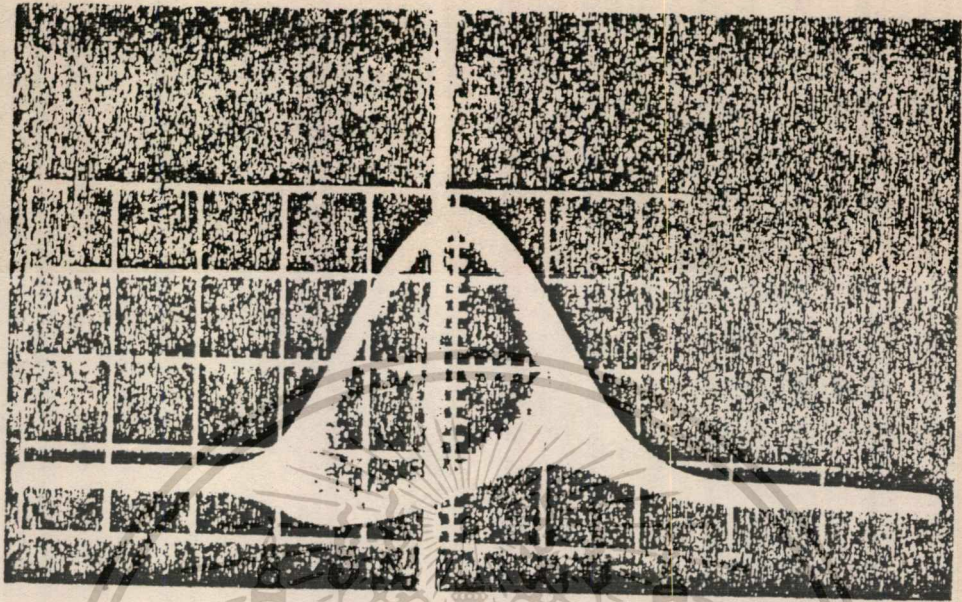
รูปที่ 3.10 ลักษณะของมอดดูเลข 20T พัลส์กรณิมีความผิดเพี้ยนของดีเลย์เพียงอย่างเดียว



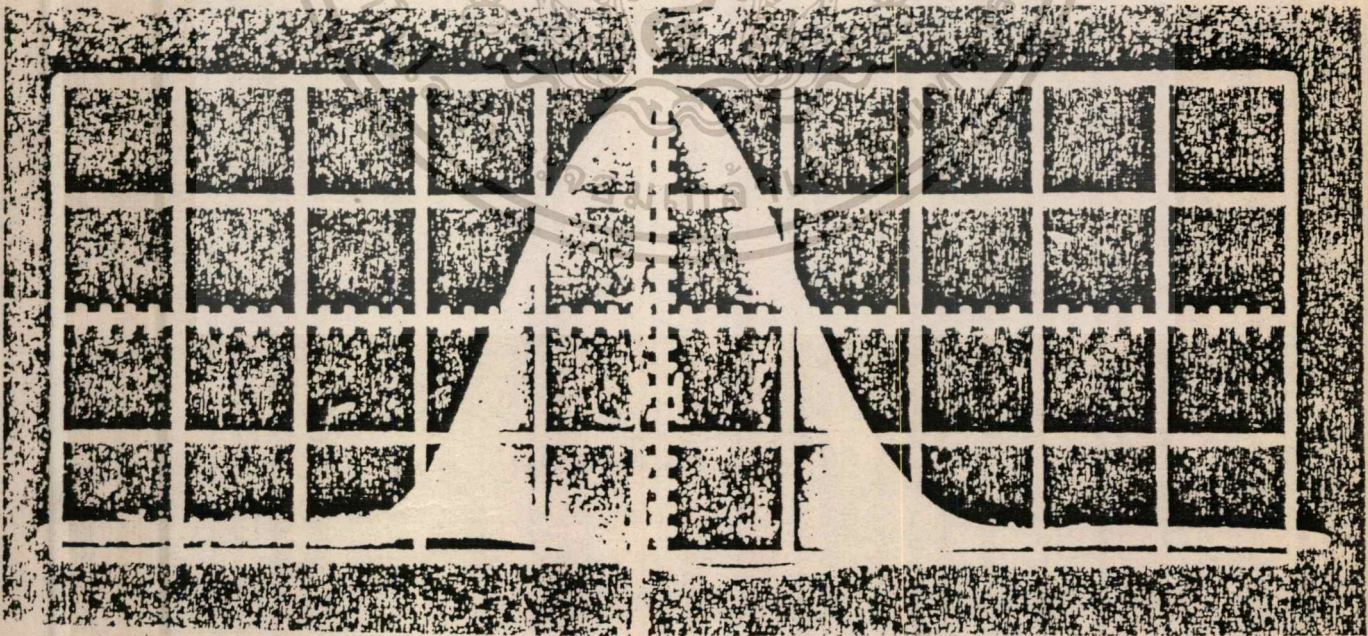
รูปที่ 3.11 ลักษณะของมอดดูเลข 20T พัลส์กรณิมีความผิดเพี้ยนทั้งสองอย่าง ซึ่งเป็นแบบ

**ไอเกนและดีเลย์**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนเวลาหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และข้อมูลอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.12 ลักษณะของความผิดเพี้ยนแบบโลเกน และดีเลย์



รูปที่ 3.13 ลักษณะของความผิดเพี้ยนแบบไอเกน และดีเลย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่งในวิชาหรือการปฏิบัติงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา แล-24-อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

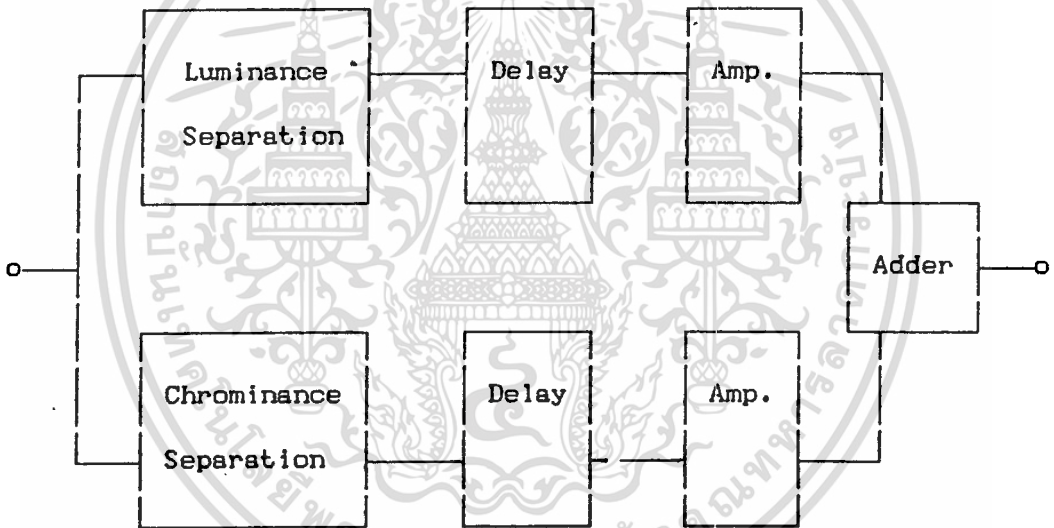
## บทที่ 4

### การออกแบบสร้างวงจร T.V. LINE EQUALIZER

บทนำ

แนวคิดของวงจร T.V. Line Equalizer ก็คือแยกสัญญาณภาพรวมออกเป็น 2 ส่วน คือ

1. สัญญาณส่องสว่าง (Luminance)
2. สัญญาณสี (Chrominance)



รูปที่ 4.1 แสดงแนวคิดในการแก้ไขสัญญาณที่ผิดเพี้ยน

จาก Block Diagram และ รูปที่ 4.1 จะนำสัญญาณที่ได้จากวงจรมแยกสัญญาณสีและสัญญาณส่องสว่างมาหน่วงเวลาในวงจรหน่วงเวลา แล้วจึงนำมาเข้าวงจรขยายเพื่อให้ได้ขนาดของสัญญาณตามที่ต้องการแล้วจึงนำมารวมกัน วงจรหน่วงเวลา (Delay Circuit) และวงจรขยายสัญญาณเป็นวงจรที่สามารถปรับค่าได้ ถ้าสัญญาณที่เข้ามาไม่มีการผิดเพี้ยนก็จะปรับขนาดของการหน่วงเวลาให้เท่ากันคือ ศูนย์ ถ้าสัญญาณที่เข้ามีเฟสนำที่สัญญาณสีก็จะปรับการหน่วงเวลาของสัญญาณสีให้เท่ากับสัญญาณส่องสว่าง ในทำนองเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และที่ยังอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เดียวกันถ้ามีการผิดเฟสทาง Amplitude ก็จะทำให้ Gain ของวงจรขยายเพื่อชดเชยการผิดเฟสทาง Amplitude

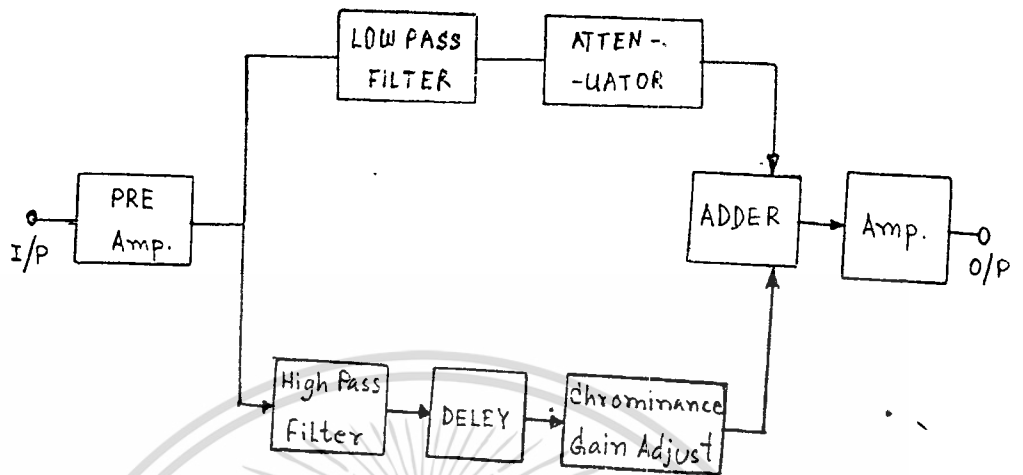
ในการออกแบบวงจรชดเชย Phase และ Amplitude ของวงจรจะต้องพิจารณาขอบข่ายของเวลา (Time Domain) และขอบข่ายของความถี่ (Frequency Domain)

ตลอดย่านความถี่ของสัญญาณภาพรวม (Composite Video Signal) ซึ่งประกอบด้วยสัญญาณส่องสว่าง (Luminance Signal) สัญญาณสี (Chrominance Signal) สัญญาณซิงค์ (Synchronizing Pulse) สัญญาณ Banking และสัญญาณ Equalizing Pulse ซึ่งสิ่งที่จะนำมาพิจารณาคือ สัญญาณส่องสว่างและสัญญาณสีในระบบ PAL จะใช้สัญญาณสีมี Band Width 670 KH<sub>z</sub> เมื่อผสมกับ Carrier แบบ Balanced Mod. จะได้ความถี่ของ Carrier  $f_c = 4.43$  MH<sub>z</sub> ที่มี Band Width 1.34 MH<sub>z</sub> ตามมาตรฐานของระบบ PAL จะให้ Band Width ของ Color Sub Carrier = 1.5 MH<sub>z</sub> ดังนั้นในการออกแบบวงจร Band Pass Filter ให้มี  $f_c = 4.43$  MH<sub>z</sub> และมี Band Width + 750 KH<sub>z</sub> ส่วนในวงจรกรองสัญญาณส่องสว่างใช้วงจรความถี่ต่ำผ่านมี Band Width 0 ถึง 3.2 MH<sub>z</sub> ซึ่งมีตัวกำหนดของเครื่องต้นแบบดังนี้

T.V. SYSTEM	625/50
Input Level	-3 to +3 dB    0 dB = 1 V <sub>p-p</sub>
Output Level	+0.5dB with Respect to Input Level
Input/Output Impedance	75            Unbalanced
Equalizing Rang	1) Amplitude : -3 to +3dB Continuously variable 2) Delay Time : -140 to + 160ns Step 20 ns. -10 to + 10ns Continuously Variable
Power Consumption	220 V , 50/60 Hz , < 30 VA
Ambient Temperature	0 to 50 °C
Dimensions and Weight	160 D , 210 W , 80 H , mm , <25 kg

ตารางที่ 4.1 แสดงคุณสมบัติของเครื่องต้นแบบ.

#### 4.1 Block Diagram และการทำงานของ T.V. Line Equalizer



รูปที่ 4.2 แสดง Block Diagram ของ T.V. Line Equalizer

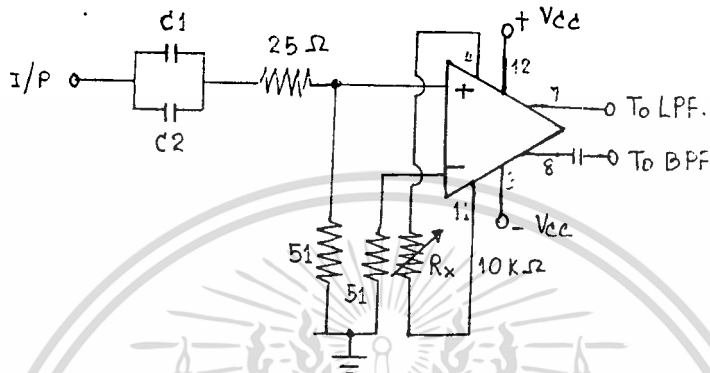
#### การทำงานของ T.V. Line Equalizer :

จาก Block Diagram จากรูปที่ 4.1 จะป้อน Test Signal ที่เข้า Input ผ่านวงจรขยายภาคแรก (Pre-Amplifier) เพื่อขยายและปรับระดับสัญญาณให้เหมาะสมเพื่อป้อนให้เข้าวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter) เพื่อเอาสัญญาณสองสว่างต่อนั้นจึงป้อนเข้าวงจรลดทอน (Attenuator) เพื่อลดขนาดของสัญญาณสองสว่างลงมา ส่วนสัญญาณอีกส่วนจาก Pre-Amp. จะป้อนเข้าสู่วงจรกรองความถี่สูงผ่านเพื่อกรองเอาสัญญาณ Chrominance แล้วจึงป้อนเข้าสู่วงจรหน่วงเวลา (Delay) เพื่อปรับแก้ไขการเพี้ยนทาง Phase ของ Chrominance Signal แล้วจึงป้อนเข้าสู่วงจร Chrominance Gain Adjust เพื่อปรับแก้ทางขนาดของสัญญาณ Chrominance แล้วจึงนำเอาสัญญาณทั้ง 2 มารวมกันที่วงจร Adder แล้วป้อนเข้าสู่วงจรขยายภาคสุดท้ายเพื่อขยายสัญญาณให้มีขนาดตามที่ต้องการ

#### 4.2 PRE-AMPLIFIER

ใช้เป็นวงจรขยายสัญญาณภาคต้นและเป็นตัวปรับ Input Impedance และเป็น Buffer ของวงจรจะใช้ IC # NE 592 ซึ่งเป็น Chip IC สำหรับ V.D.O. เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และทำซ้ำ ไปถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Amplifier ที่มี Band Width กว้างถึง 120 MHz และสามารถปรับ Gain ได้ ตั้งแต่ 0 ถึง 400 เท่า มีลักษณะวงจรดังรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 วงจร Pre-Amplifier

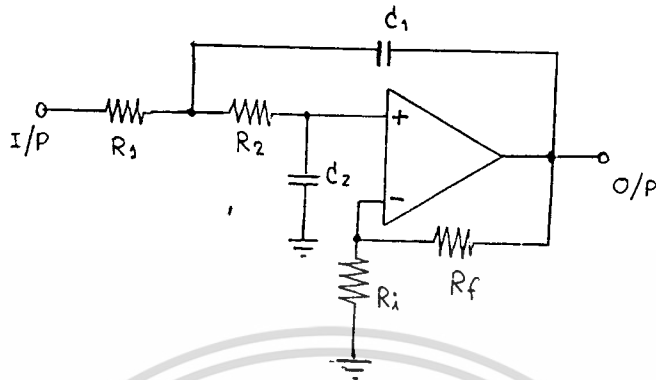
Input Level = 1 V<sub>p-p</sub>

Input Impedance = 75 Ω

$$A_v = \frac{1.4 \times 10^4}{32 + R_x}$$

#### 4.3 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (LOW PASS FILTER)

วงจร Low Pass Filter ที่ใช้เป็นแบบ OP-Amp-Active Filter มี  
วงจรตามรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 แสดงวงจร Low Pass Filter

จากรูปจะใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านถึง 3 state เพื่อที่จะให้ค่า Q รวมของวงจรมีค่าสูงการรูปแบบมาตรฐานของ Transfer Function ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านมีดังนี้

$$H(s) = \frac{W_c^2}{[s^2 + (W_c S/Q) + W_c^2]} \quad (4.1)$$

จากรูปที่ 4.2 จะหา Transfer Function ได้ดังนี้

$$H(s) = \frac{1 + (R_f/R_i) [1/(R_1 R_2 C_1 C_2)]}{s^2 + \left[ \frac{1}{R_1 C} - (R_f/R_i R_2 C_1) + 1/R_2 C \right] s + 1/(R_1 R_2 C_1 C_2)}$$

ให้  $R_1 = R_2 = R$  และ  $C_1 = C_2 = C$  และ  $1 + (R_f/R_i) = k$

$$H(s) = \frac{K \cdot [1/(R^2 C^2)]}{s^2 + [(3-K)(S/RC)] + (1/R^2 C^2)} \quad (4.2)$$

จาก (4.2) เมื่อเทียบกับ Standard Transfer Function จาก (4.1) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$W_c^2 = 1/(R^2 C^2)$$

$$F_c = 1/(2\pi RC) \tag{4.3}$$

$$Q = 1/(3-k) \tag{4.4}$$

Voltage Gain (k) < 3

ในการออกแบบวงจรเมื่อให้ค่า Q สูงจะทำให้การตอบสนองความถี่ไม่ราบเรียบที่ความถี่ใกล้ช่วง Cut Off จะถูกยก (Boost) ขึ้นมาแก้ไขโดยการกำหนดค่า Q ให้ต่ำเพื่อจะให้การตอบสนองความถี่ราบเรียบตลอดย่านของ Pass Band แล้วเพิ่มวงจรให้มีหลาย ๆ เทคเพื่อให้ Q สูงขึ้น ทำให้การตอบสนองที่ราบเรียบตลอดย่าน

**การเลือกอุปกรณ์**

ให้  $f_c = 3.2 \text{ MHz}$  ,  $C = 47 \text{ PF}$

$$R = 1/(2\pi f_c C)$$

$$= 1/(2\pi \times 3.2 \times 10^6 \times 47 \times 10^{-12})$$

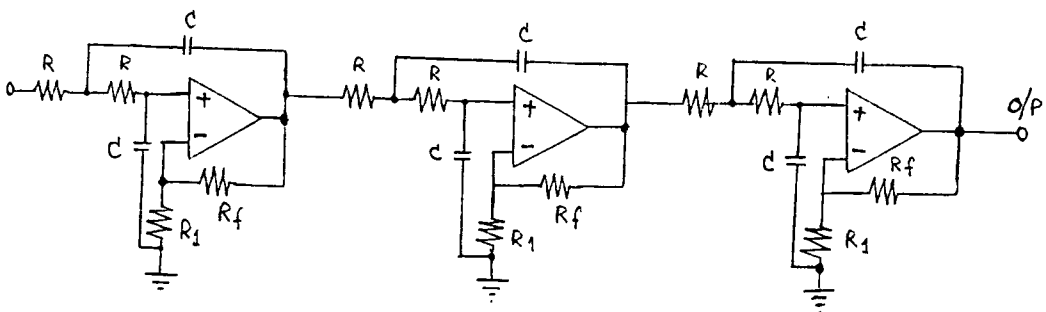
$$= 1058 \Omega \approx 1 \text{ k}$$

จาก (4.4) ให้  $Q = 1$  จะได้  $k = 2$

ให้  $R_i = 2\text{k}$  ;  $R_f = (k-1) R_i$

$$R_f = (2-1) R_i = R_i = 2\text{k}$$

เพิ่มค่า Q ขึ้น โดยต่อวงจรเพิ่มอีก 2 ภาค เลือกใช้ IC # LF 357 ซึ่งมี Band Width กว้างถึง 5 MHz มีวงจรตามรูปที่ 4.5



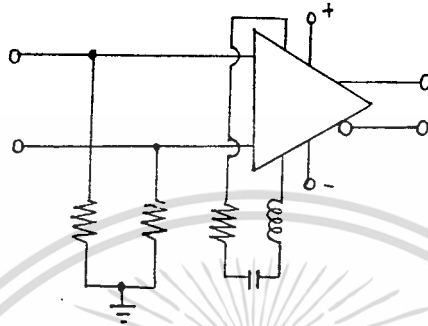
**รูปที่ 4.5 แสดงวงจร Low Pass Filter ที่ได้ปรับปรุงแล้ว**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และ -31-ข้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.4 การออกแบบวงจรกรองย่านความถี่ผ่าน (Band Pass Filter)

การออกแบบจะเลือกใช้ IC เบอร์ NE 592 ซึ่งเป็น Video Amplifier แล้วต่อ Network เพื่อให้ทำหน้าที่เป็นวงจรกรองย่านความถี่ผ่าน มีวงจรดังรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 แสดงวงจร Band Pass Filter

จากวงจรตามรูปจะมี Transfer Function ดังนี้

$$H(s) = 1.4 \times 10^4 / (R) \cdot [(R/L)S / (S^2 + (R/L)S + 1/(LC))] \quad (4.5)$$

$$AV = 1.4 \times 10^4 / (R) \quad (4.6)$$

$$\omega_0^2 = 1 / (LC) \quad (4.7)$$

$$f_0 = 1 / (2\pi \sqrt{LC}) \quad (4.8)$$

$$\text{Band Width B.W.} = R/L$$

การออกแบบวงจร กำหนดให้ Gain = 28

$$\text{B.W.} = 1.5 \text{ MHz}$$

$$f_0 = 4.43 \text{ MHz}$$

$$R = 1.4 \times 10^4 / (AV)$$

$$= 1.4 \times 10^4 / (28)$$

$$= 500 \ \Omega$$

$$L = R / (\text{B.W.})$$

$$= 500 / (2\pi \times 1.5 \times 10^6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และอ้างถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= 53 \mu\text{H.}$$

$$C = 1/[(2\pi f)^2 L]$$

$$= 1/[(2\pi \times 4.43 \times 10^6)^2 \times 53 \times 10^{-6}]$$

$$= 24 \text{ P.F.}$$

#### 4.5 การออกแบบวงจรหน่วงสัญญาณ (Delay Circuit)

สิ่งที่นำมาพิจารณาในการออกแบบวงจร คือ ค่าเวลาที่ถูหน่วงเวลาเนื่องจาก ตัวเครื่อง T.V. Line Equalizer และค่าเวลาที่ผิดเพี้ยนเนื่องจากตัวสัญญาณเอง การผิดเพี้ยนทางเฟส ที่เกิดขึ้นในสัญญาณที่ป้อนเข้ามาจะอยู่ในช่วงประมาณ +100ns. ถึง -100ns. ส่วนการผิดเพี้ยนที่เกิดจากตัว T.V. Line Equalizer จะเกิดจากการเลื่อนเฟสของวงจรกรองความถี่ ซึ่งการกรองย่านความถี่ผ่าน (BPF.) จะมีเฟสเดียวกันกับความถี่ศูนย์กลาง (Center Frequency) ดังนั้น การหน่วงเวลาของสัญญาณสี (Chrominance Signal) จึงเป็นศูนย์ ส่วนในวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน จะมีการเลื่อนเฟสเนื่องจากตัววงจร ทำให้สัญญาณส่องสว่าง (Luminance Signal) ถูหน่วงเวลาออกไปเมื่อเทียบกับสัญญาณสี (Chrominance Signal) ซึ่งมีค่าประมาณ 234 ns. ซึ่งคำนวณได้จาก

$$\text{ที่ Low Pass Filter } H(s) = \frac{[k/R^2 C^2]}{s^2 + [(3-k)S/(RC)] + [1/(R^2 C^2)]}$$

$$\text{ให้ } k = 2, 1/(RC) = \omega_0, H(j\omega) = \frac{2\omega_0^2}{(\omega_0^2 - \omega^2 + j\omega\omega_0)} \quad (4.9)$$

$$\phi(j\omega) = \theta - \tan^{-1} [\omega\omega_0/(\omega_0^2 - \omega^2)] \quad (4.10)$$

$$= -\tan^{-1} [1/(\omega_0/\omega) - (\omega/\omega_0)]$$

$$\text{ที่ } \omega = \omega_0$$

$$\phi(j\omega) = -\tan^{-1}(1/0)$$

$$= -90^\circ = \pi/2 \text{ Radian}$$

$$T_d = -\phi/\omega_0 \quad (4.11)$$

ที่จุด Cut Off Frequency ของ L.P.F. = 3.2 MHz

$$T_d = (\pi/2) / (2\pi \times 3.2 \times 10^6)$$

$$= 7.8125 \times 10^{-8} \text{ Sec.}$$

จากวงจรมี 3 State  $T_{d_{total}} = 234.4 \text{ ns.}$  (4.12)

- ที่ Band Pass Filter

$$H(s) = (1.4 \times 10^4 / R) \cdot (s / [s^2 + (RS/L)s + (1/LC)])$$

$$H(jw) = (1.4 \times 10^4 / R) \cdot (jw / [(1/LC) - w^2 + jw(R/L)])$$
 (4.13)

$$\phi(jw) = 90 - \tan^{-1}[(WR/L) / ((1/LC) - w^2)]$$
 (4.14)

ให้  $w_0 = 1/\sqrt{LC}$   $\phi(jw) = 90 - \tan^{-1}[(WR/L) / (w_0^2 - w^2)]$

ที่จุด Center Frequency ของ Band Pass Filter  $w = w_0$  จะได้

$$\phi(jw) = 90 - \tan^{-1} \infty$$

$$= 0$$

$$T_d = \phi / (2\pi f)$$
 (4.15)
$$= 0$$

จากผลของค่าเวลาที่คำนวณได้จากสมการ (4.12) และสมการ (4.15) จะพิจารณาได้ว่า สัญญาณสองสว่างถูกหน่วงเวลาไปแล้ว 234 ns ในขณะที่สัญญาณสีไม่ถูกหน่วงเวลาเลย

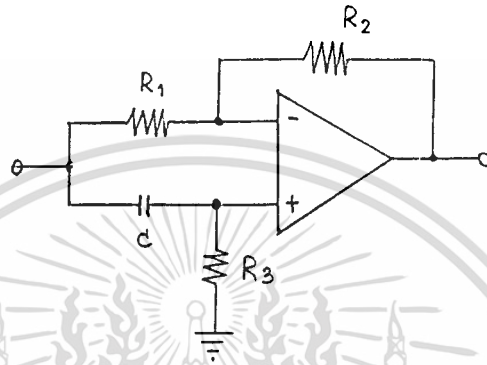
ดังนั้นการคำนวณช่วงเวลากการหน่วงเวลาจะให้มิตค่า 234 ns + 100 ns. วงจรหน่วงเวลาจะต้องหน่วงเวลาจาก 140 ns. ถึง 340 ns. ในการออกแบบวงจร จะใช้ Chip IC ที่ทำหน้าที่ Delay 2 ตัว IC 1 ตัว สามารถหน่วงเวลาได้ 200 ns. ซึ่งมี Step Output Step ละ 20 ns. ในช่วงที่อยู่ระหว่างแต่ละ Step จะมีช่วงห่าง 20 ns. สามารถใช้วงจรปรับการหน่วงเวลาแบบต่อเนื่องให้มีค่า Delay Time -10 ns. ถึง + 10 ns. โดยใช้วงจร All Pass Filter การออกแบบวงจรหน่วง

เวลาแบบต่อเนื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. ให้ Step ที่ 200 ns. เป็น Step ที่มีเฟสของ Chrominance เท่ากับเฟสของ Luminance
2. ให้ All Pass Filter มีค่า Delay 34 ns. + 10 ns. จะมีค่าตั้งแต่ 24 ถึง 44 ns.
3. คำนวณ



รูปที่ 4.7 แสดงวงจร Delay Time

$$H(s) = (sCR_3 - 1) / (sCR_3 + 1)$$

เมื่อให้  $k = R_2/R_1 = 1$  จะได้

$$|H(j\omega)| = 1$$

$$\phi(j\omega) = 180 - 2 \tan^{-1} \omega RC$$

$$= 2 \tan^{-1} \omega RC$$

(4.17)

$$T_d = \phi' / \omega$$

(4.18)

จากสมการ (4.18) จะได้  $\phi = \omega T_d$

(4.19)

จากสมการ (4.17) และ (4.19) จะได้

$$2 \tan^{-1} \omega RC = \omega T_d$$

$$R = (1/\omega C) \tan (\omega T_d / 2)$$

(4.20)

กำหนดให้

$A_v = 1$

$C = 15 \text{ PF}$

$T_d = 24 \text{ ns. ถึง } 44 \text{ ns.}$

\* ที่  $T_d = 24 \text{ ns.}$

$$R = \frac{\tan [180 \times 4.43 \times 10^6 \times 24 \times 10^{-9}]}{2 \times \pi \times 4.43 \times 10^6 \times 15 \times 10^{-12}}$$

$$= 848 \text{ k} \Omega$$

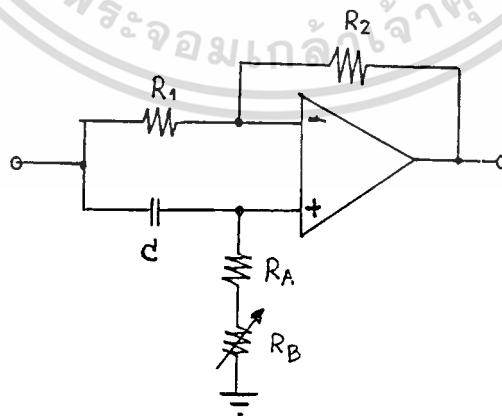
\* ที่  $T_d = 44 \text{ ns.}$

$$R = \frac{\tan [180 \times 4.43 \times 10^6 \times 44 \times 10^{-9}]}{2 \times \pi \times 4.43 \times 10^6 \times 15 \times 10^{-12}}$$

$$= 1.8 \text{ k} \Omega$$

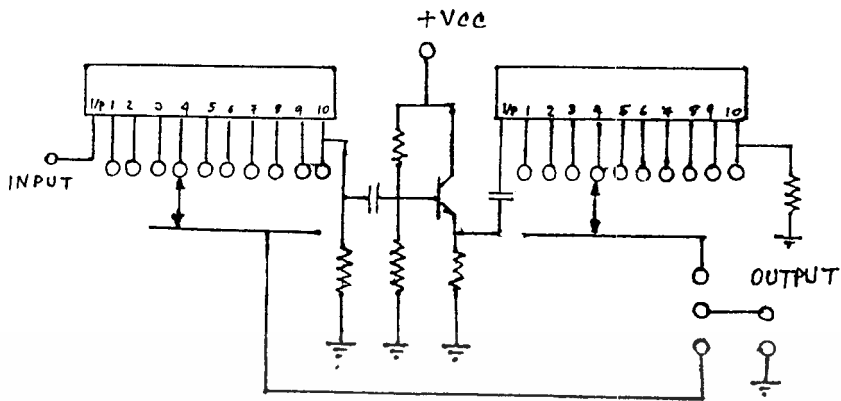
ให้  $R_A = 820 \Omega$  และ  $R_B = 1 \text{ k} \Omega$

$R_1 = R_2 = 2 \text{ k} \Omega$



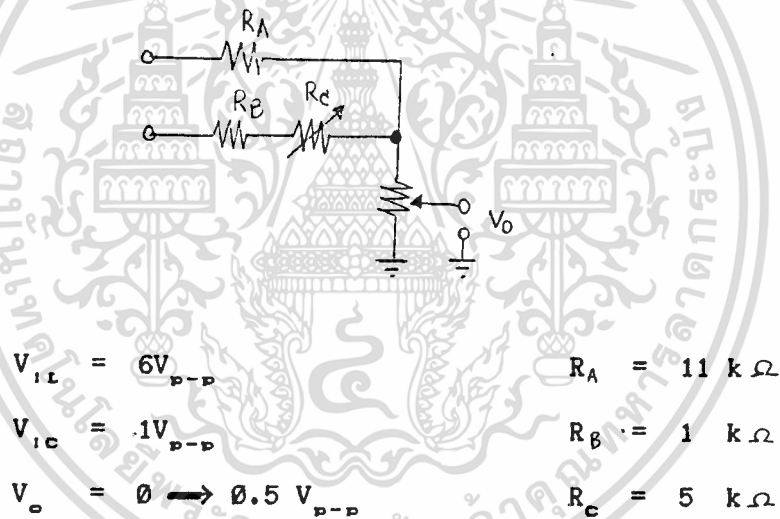
รูปที่ 4.8 แสดงวงจร DELAY TIME

การออกแบบวงจรในช่วงที่เป็น STEP ซึ่งใช้ CHIP IC. DELAY



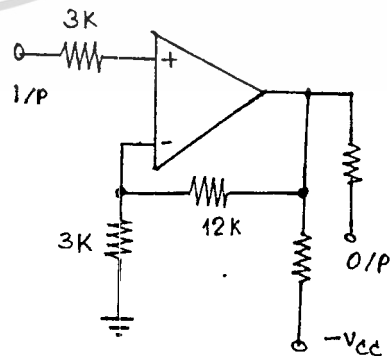
รูปที่ 4.9 แสดงวงจร DELAY TIME แบบ STEP มี STEP ละ 20 ns.

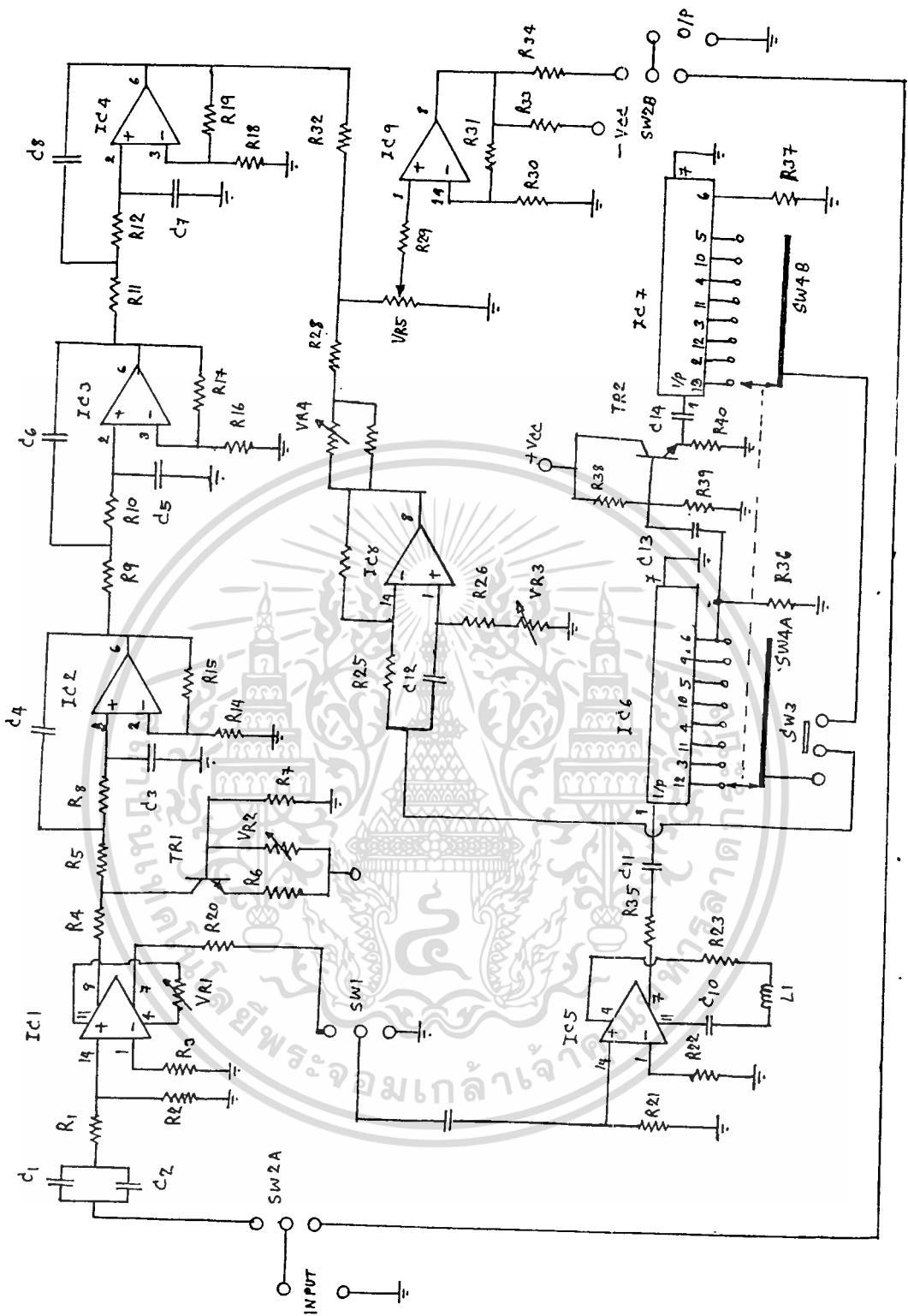
4.6 ATTENUATOR + ADDER



4.7 Amplifier :

$V_i = 0 \rightarrow 0.5 V_{p-p}$   
 $V_o = 0 \rightarrow 2 V_{p-p}$   
 $A_v = 5$





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## รายละเอียดของอุปกรณ์

R1 = 25	R2 = 50	R3 = 50
R4 = 500	R5 = 1.2K	R6 = 2.7K
R7 = 300	R8 = 1.2K	R9 = 1.2K
R10 = 1.2K	R11 = 1.2K	R12 = 1.2K
R13 = 3.9K	R14 = 3.9K	R15 = 2.2K
R16 = 3.9K	R17 = 2.2K	R18 = 3.9K
R19 = 2.2K	R20 = 300	R21 = 50
R22 = 50	R23 = 500	R24 = 100
R25 = 2.2K	R26 = 820	R27 = 2.2K
R28 = 1K	R29 = 1K	R30 = 2.2K
R31 = 8.2K	R32 = 11K	R33 = 470
R34 = 75	R35 = 75	R36 = 100
R37 = 100	R38 = 1K	R39 = 1.2K
R40 = 75		
VR1 = 10KB	VR2 = 5KB	VR3 = 1KB
VR4 = 5KB	VR5 = 1KB	
C1 = 0.1 $\mu$ F	C2 = 100 $\mu$ F	C3 = 47 pF
C4 = 47 pF	C5 = 47 pF	C6 = 47 pF
C7 = 47 pF	C8 = 47 pF	C9 = 0.1 $\mu$ F
C10 = 3.9 pF	C11 = 0.1 $\mu$ F	C12 = 15 pF
C13 = 0.01 $\mu$ F	C14 = 0.01 $\mu$ F	

⊙ ELECTROLYTE. CAPACITOR ; OTHER PART ARE CERAMIC

L1 = 33  $\mu$ H

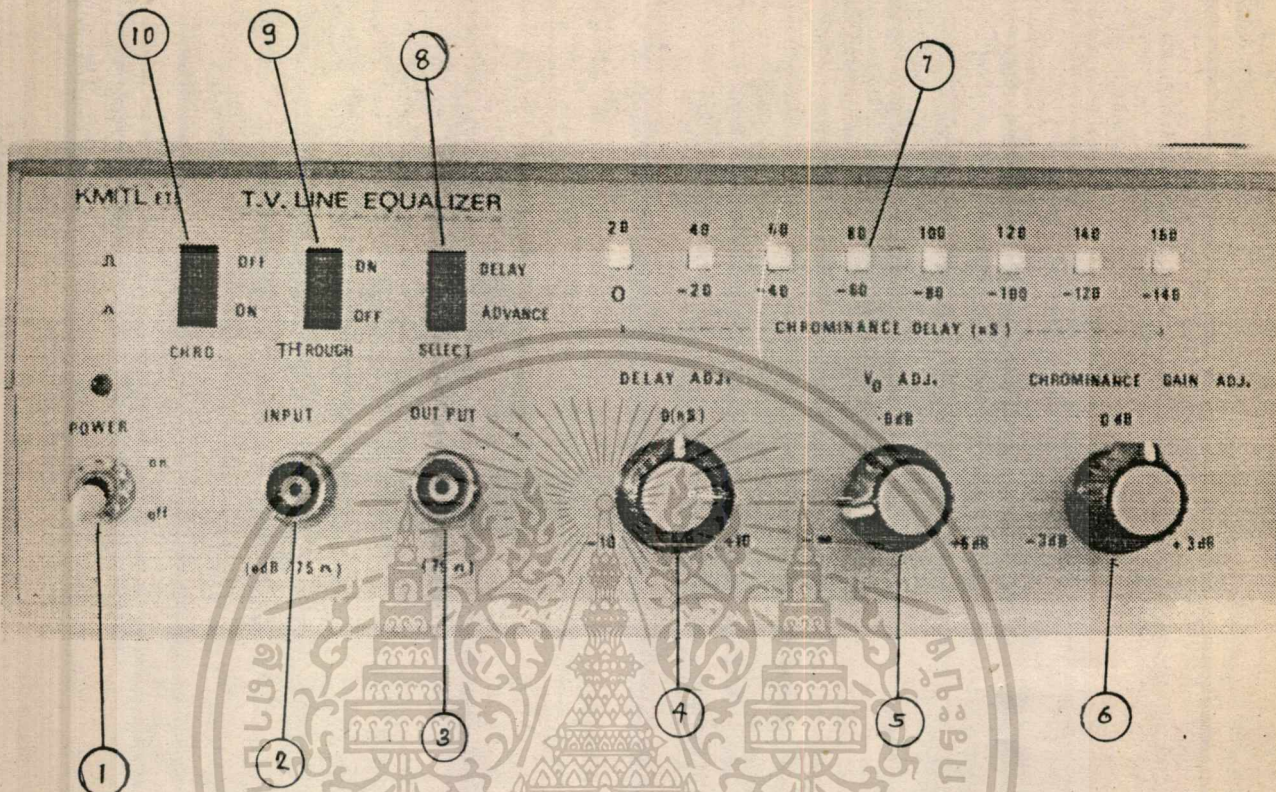
IC1 # NE592	IC2 # NE592	IC3 # LF357
IC4 # LF357	IC5 # LF357	IC6 # ZM10-200
IC7 # ZM10-200	IC8 # NE5539	IC9 # 5539

TR1 # 2SC458

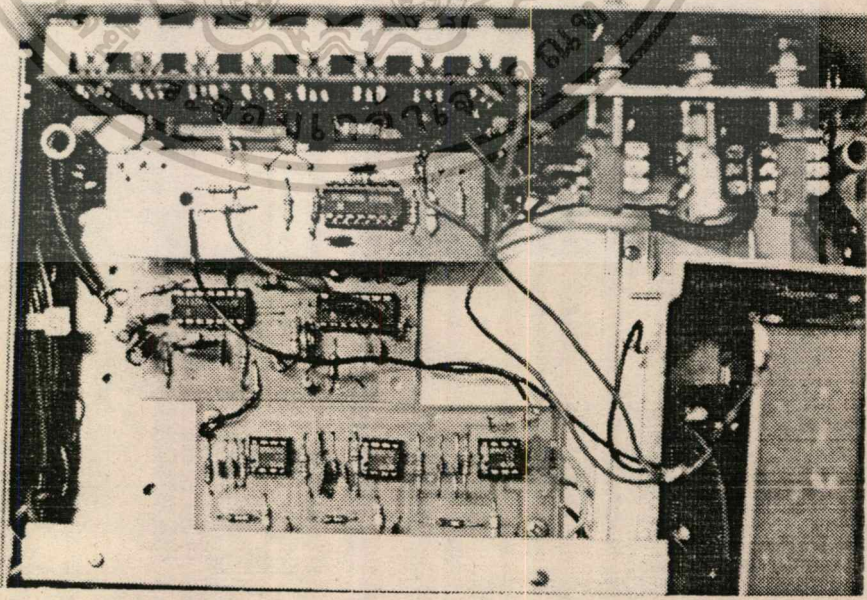
TR2 # BC337

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. เครื่องต้นแบบ และการใช้งาน



รูปที่ 4.11 แสดงหน้าปัดของเครื่องต้นแบบ



รูปที่ 4.12 แสดงการวางอุปกรณ์ภายในเครื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ... ไม่ว่าการตีพิมพ์สิ่งอื่นอีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## การใช้เครื่อง

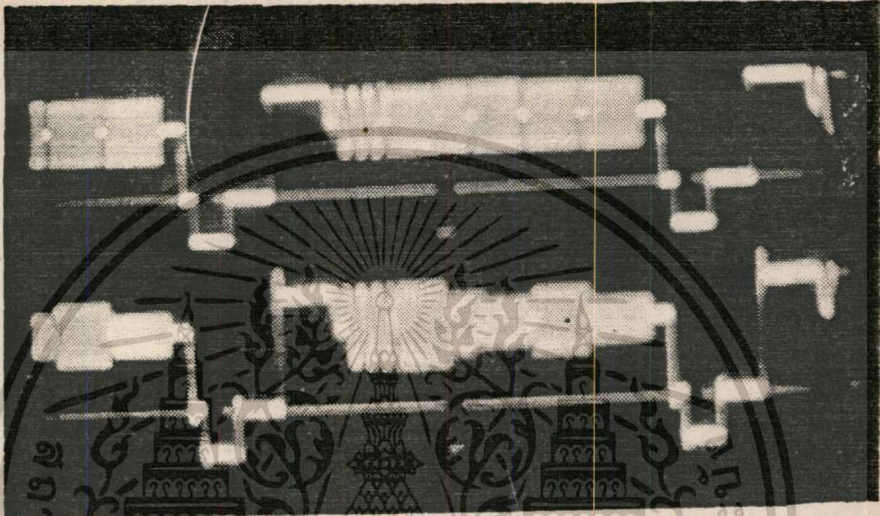
- ปุ่มที่ 1 POWER เป็นสวิทช์เปิด / ปิดไฟ
- ปุ่มที่ 2 INPUT ( 0 dB / 75  $\Omega$  ) เป็นจุดที่รับสัญญาณ
- ปุ่มที่ 3 OUTPUT จุดที่ส่งสัญญาณออก
- ปุ่มที่ 4 DELAY Adj. (-10ns to +10ns) ใช้ปรับค่าของการหน่วงเวลาของสัญญาณพาหะสี (CHROMINANCE) ใช้ในการปรับความละเอียดที่ต่ำกว่า 20 ns
- ปุ่มที่ 5 Vo Adj. ใช้ปรับแรงดันเอาต์พุต ที่ 0 dB Vo จะเท่ากับ Vi
- ปุ่มที่ 6 CHROMINANCE GAIN Adj. (-3 dB to +3 dB) ใช้ในการปรับขนาดของ CHROMINANCE
- ปุ่มที่ 7 CHROMINANCE DELAY ใช้ในการปรับช่วงของการหน่วงเวลาของสัญญาณพาหะสี ใช้ในการปรับเป็นขั้น ๆ ละ 20 ns จาก -140 ns to +160 ns.
- ปุ่มที่ 8 SELECT ใช้ในการเลือกปุ่ม 7 ว่าจะให้ปุ่ม 7 ทำงานที่การหน่วงเวลาแบบ (+) หรือ (-)
- ปุ่มที่ 9 THROUGH เป็นปุ่มที่จะทำให้สัญญาณจาก INPUT (2) ตรงไปยัง OUTPUT (3) ได้โดยตรง
- ปุ่มที่ 10 CHRO. เป็นปุ่มที่ใช้ตัดสัญญาณพาหะสี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

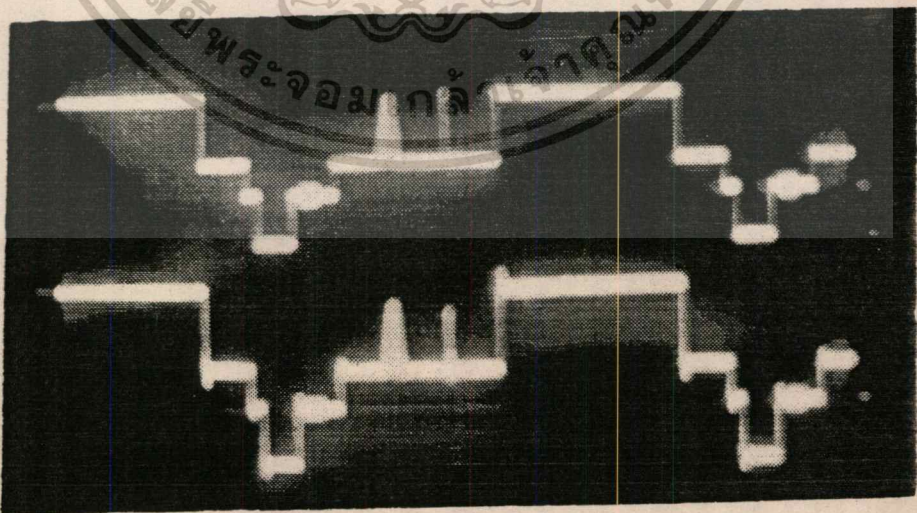
สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

5.1 ผลการทดลอง



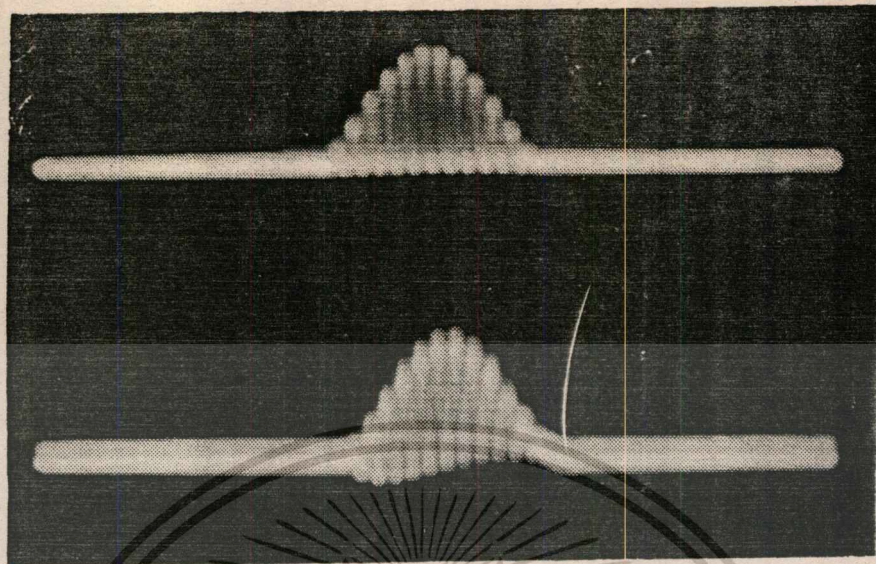
รูปที่ 5.1 แสดงผลการตอบสนองความถี่ของเครื่องเมื่อป้อน

MULTIBURST SIGNAL สามารถสังเกตได้จากขนาดของ MULTIBURST SIGNAL แต่ละลูก

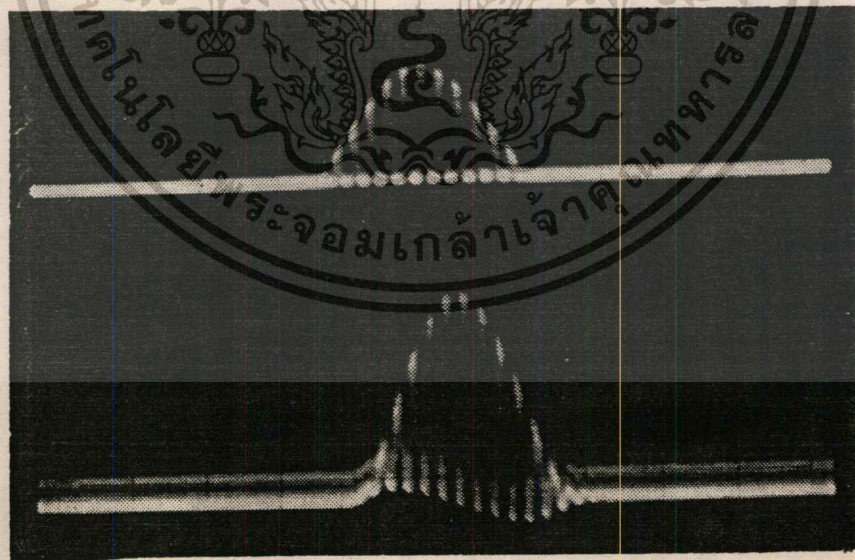


รูปที่ 5.2 แสดงการป้อนสัญญาณตรวจสอบ (20T. MOD. COSINE

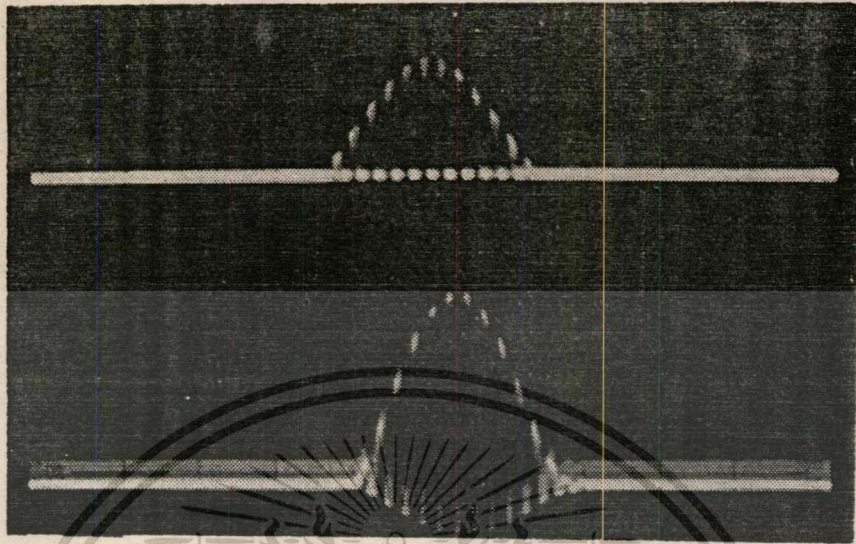
เอกส่า SQUARE PULSE) ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



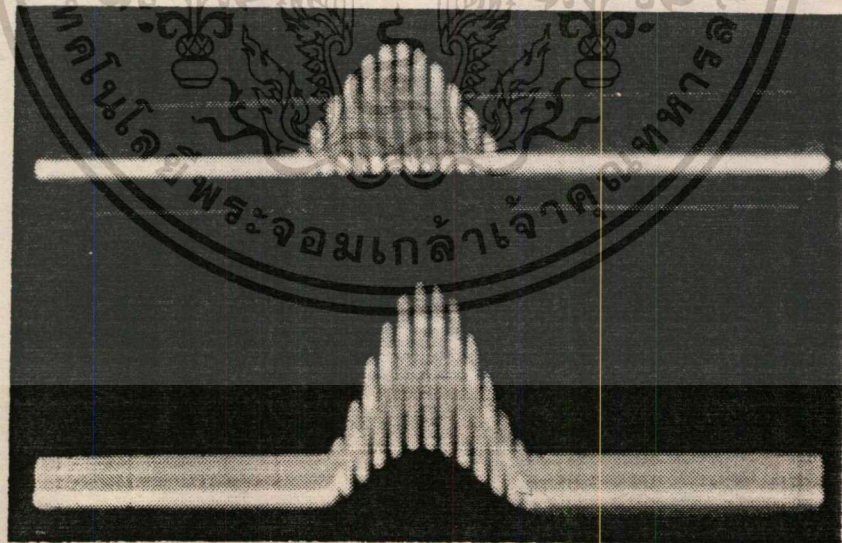
รูปที่ 5.3 แสดงการปรับเอาท์พุทให้ CHROMINANCE หน้าหน้า (ADVANCE) LUMINANCE โดยปรับ CHROMINANCE DELAY - 200ns และปรับ GAIN ให้เท่ากัน



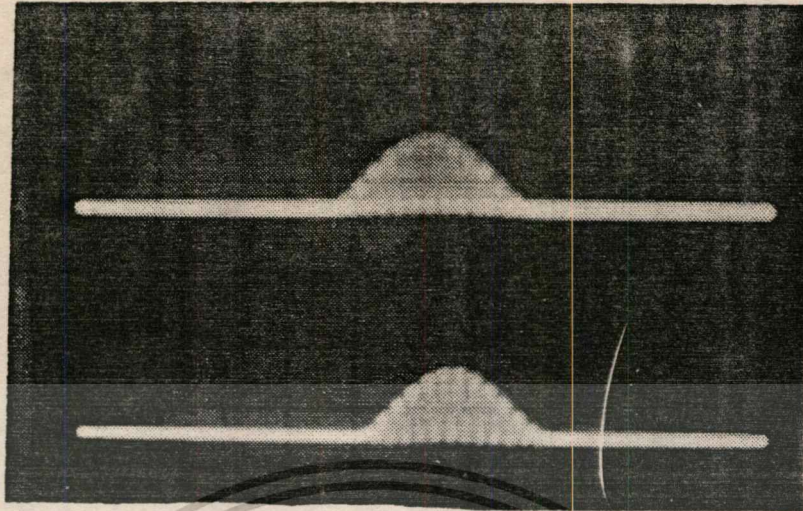
รูปที่ 5.4 แสดงการปรับให้ CHROMINANCE ล้าหลัง (DELAY) LUMINANCE โดยการปรับ CHROMINANCE DELAY + 200 ns และปรับ GAIN ให้เท่ากัน



รูปที่ 5.5 แสดงการปรับเอาท์พุทให้ CHROMINANCE GAIN มากกว่า LUMINANCE โดยการปรับเฟสให้เท่ากันแต่ปรับ GAIN + 3dB



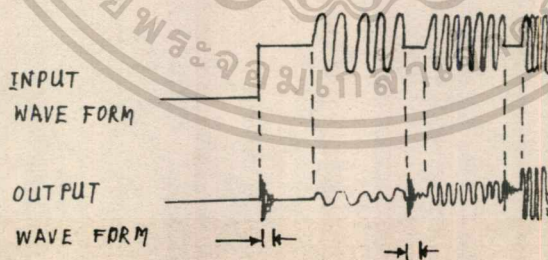
รูปที่ 5.6 แสดงการปรับเอาท์พุทให้ CHROMINANCE GAIN น้อยกว่า LUMINANCE โดยการปรับเฟสให้เท่ากันแต่ปรับ GAIN -3dB



รูปที่ 5.7 แสดงการปรับเอาท์พุทให้สมบูรณ์ (GAIN และ DELAY เท่ากัน)

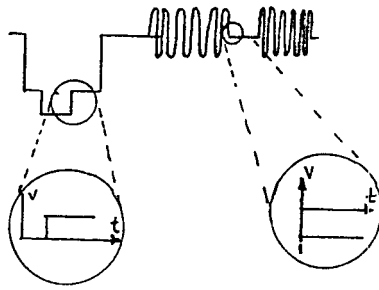
## 5.2 การผิดเพี้ยนของวงจรกรองย่านความถี่ผ่าน (BPF)

การเกิดการผิดเพี้ยนจะเกิดจากการมีแดมป์ลิ่ง เมื่อป้อนสัญญาณไฟฟ้าเข้าที่อินพุทของวงจรกรองความถี่แบบ BPF เมื่อสัญญาณอินพุทหมดไปจะมีปรากฏการณ์ที่เอาท์พุทคือมี DAMPLING ที่มีขนาดของสัญญาณสูงแล้วลดลงเรื่อยๆ จนเป็นศูนย์ จากการทดลองจะมี ขนาดมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับค่า Q ของวงจร BPF ซึ่งเหตุการณ์นี้จะเกิดขึ้นทั้งวงจรฟิลเตอร์แบบ ACTIVE FILTER และ PASSIVE FILTER รูปแบบของการผิดเพี้ยนจะมีลักษณะดังรูปที่ 5.8



รูปที่ 5.8 การ DAMPLING ของ OUTPUT.

สาเหตุของการผิดเพี้ยนสามารถแสดงให้เห็นด้วยการ INVERSE LAPLACE TRANSFORM ของ TRANSFER FUNCTION ของ BAND PASS FILTER CIRCUIT ในกรณีนี้จะพิจารณาให้สัญญาณอินพุทให้เป็น UNIT STEP FUNCTION เพราะในการเกิดแดมป์ลิ่งจะเกิดในบริเวณสัญญาณที่เป็น STEP และช่วงหลังของสัญญาณ BURST ของแต่ละลูก ซึ่งสามารถมองเป็น STEP WAVEFORM ดังรูปที่ 5.9



รูปที่ 5.9 แสดงบริเวณที่พิจารณาเป็น STEP WAVEFORM ของ สัญญาณ VIDEO

TRANSFER FUNCTION ของ NE 592 BAND PASS FILTER มีรูปเป็น

$$H(s) = (1.4 \times 10^4 / R) \cdot \left[ \frac{(RS/L)}{s^2 + (W_0s/Q) + W_0^2} \right] \quad (5.1)$$

$$H(s) = (1.4 \times 10^4 / R) \cdot \left[ \frac{(W_0s/Q)}{s^2 + (W_0s/Q) + W_0^2} \right] \quad (5.2)$$

$$H(s) = V_o(s) / V_i(s) \quad ; \quad V_o(s) = H(s)V_i(s)$$

เมื่อพิจารณาสัญญาณอินพุทเป็น Unit Step จะได้  $V_i(s) = 1/s$

$$V_o(s) = (1.4 \times 10^4 / R) \left[ \frac{(W_0/Q)}{(s + (W_0/Q) + jW_0\alpha)(s + (W_0/Q) - jW_0\alpha)} \right]$$

$$V_o(s) = \left[ \frac{1.4 \times 10^4}{R} \right] \frac{1}{2jQ(s + (W_0/Q) - jW_0\alpha)} - \frac{1}{2jQ(s + (W_0/Q) + jW_0\alpha)} \quad (5.3)$$

จากสมการ (5.3) ทำการ Inverse Laplace Transform จะได้

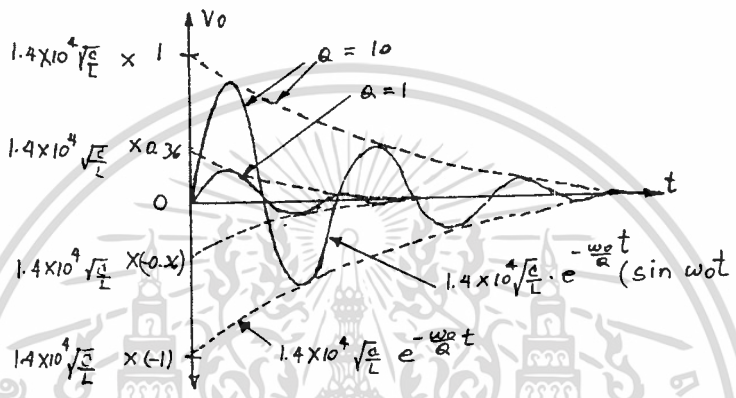
$$V_o(t) = (1.4 \times 10^4 / RQ) e^{-W_0 \cdot t / Q} \sin W_0 \cdot t \quad (5.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้าง -46- เป็นเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จาก  $Q = (1/R) (L/C)^{1/2}$

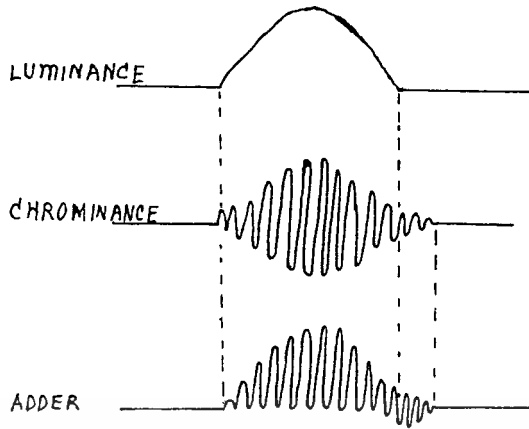
$$V_o(t) = 1.4 \times 10^4 (L/C)^{1/2} e^{-\omega_0 t / Q} \sin \omega_0 t \quad (5.5)$$

จากสมการที่ 5.5 เมื่อนำมา Plot Graph จะได้ดังรูปที่ 5.10 ซึ่งจะพิจารณาจากรูปเมื่อค่า Q สูงจะมีผลต่อสัญญาณเอ้าท์พุทมากกว่าค่า Q สูง



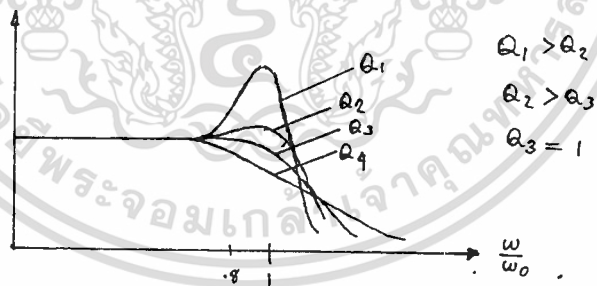
รูปที่ 5.10 แสดงผลของ Q ที่มีต่อ V\_o เมื่อ V\_i เป็น Unit Step

การแก้ไขโดยการลดค่า Q ของวงจรจะทำให้สามารถลดการผิดเพี้ยนที่เนื่องมาจากแอมป์ลิงได้มากแต่จะมีผลทำให้ BAND WIDTH ของวงจรเพิ่มขึ้น วงจร BAND PASS FILTER ที่ใช้กับวงจร T.V. LINE EQUALIZER ต้องการวงจรที่มีค่า Q ไม่สูงมากดังนั้นแอมป์ลิงจึงไม่มีผลต่อวงจรมากนักปัญหาที่เกิดจากแอมป์ลิงนั้นสังเกตได้จาก BASE LINE ของสัญญาณ 20 T PULSE เมื่อเกิดแอมป์ลิง BASE LINE จะไม่เรียบคล้ายกับการผิดเพี้ยนของ CHROMINANCE LAG ซึ่งอาจจะทำให้เกิดการเข้าใจผิดว่ามี การผิดเพี้ยนทางเฟส ซึ่งที่จริงมีสาเหตุเนื่องมาจากแอมป์ลิงของวงจร BPF ดังรูปที่ 5.11

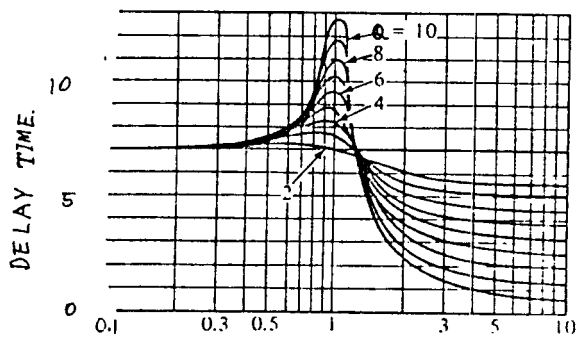


รูปที่ 5.11 แสดงผลของแอมป์ลิงใน BAND PASS FILTER ที่มีผลต่อ BASE LINE

5.3 Q ของวงจร BPF ต่อผลกระทบของการตอบสนองความถี่ของวงจรการใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ BPF จะมีผลต่อการตอบสนองความถี่และการหน่วงเวลาของสัญญาณขึ้นอยู่กับ Q ของวงจรดังนี้

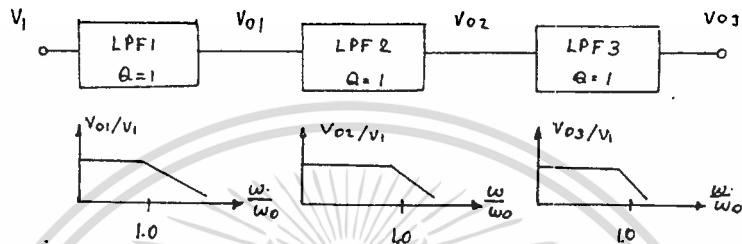


รูปที่ 5.12 แสดงผลของค่า Q ที่มีผลต่อ GAIN



เอกสารนี้เป็นเอกสารรูปที่ 5.13 หรือ แสดงผลของ Q ที่มีผลต่อ DELAY TIME ใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากคุณสมบัติดังกล่าวในการออกแบบวงจร จะต้องกำหนดให้ค่า Q ต่ำ ๆ เพื่อให้การตอบสนองความถี่ของวงจรราบเรียบเสมอตลอดย่านความถี่ เมื่อต้องการความคมของบริเวณ CUT OFF จะแก้ไขโดยการเพิ่มวงจรรองความถี่หลาย ๆ ภาค แล้วนำมาต่อแบบ CASCADE เพื่อเพิ่มความชันของบริเวณที่ทำการคัทออฟ ดังรูปที่ 5.14



รูปที่ 5.14 แสดง BLOCK DIAGRAM ของวงจร BAND PASS FILTER ที่ได้ปรับปรุง

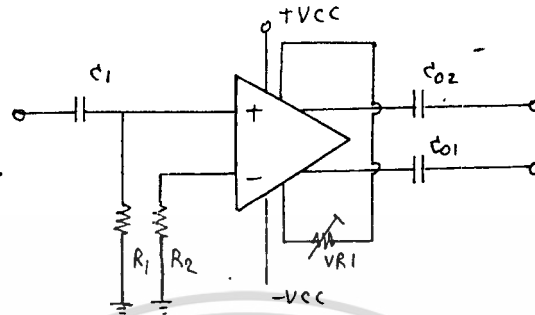
#### 5.4 การใช้ NE 592 ที่งานที่ความถี่สูง ปัญหาที่เกิดขึ้น

##### และการแก้ไข

วงจรขยายสัญญาณวิดีโอ จะมีข้อแตกต่างไปจาก OP-AMP คือมี BAND WIDTH กว้างมากกว่า แต่มี VOLTAGE GAIN ต่ำกว่าคือ VIDEO AMPLIFIER จะมี VOLTAGE GAIN สูงสุดเท่ากับ 40 dB แต่ OP-AMP จะสูงถึง 100 dB และการใช้ในช่วงความถี่สูง วงจรขยายสัญญาณวิดีโอมีการจำกัดขนาดของการแกว่ง ของแรงดันเอาท์พุทให้มีค่าน้อยลง เช่น จากบริษัทผู้ผลิตที่ได้กำหนดไว้ดังตัวอย่าง

อุปกรณ์	คุณสมบัติ
-uA733	-3 dB AT 90 MHz
-NE 592	-3 dB AT 90 MHz
-MC 1445	-3 dB AT 50 MHz

ในการนำมาใช้งานจริงเมื่อต่อวงจรตามรูป 5.15



รูปที่ 5.15 การใช้ NE 592 เป็น VIDEO AMPLIFIER

ข้อกำหนด - โฟลเลี้ยง ~ 6 V

- บ่อนความถี่แปรค่าตามตาราง 5.1

ผลการทำงานของวงจรแสดงได้ดังตารางข้างล่างนี้

FREQUENCY (MHZ)	OUTPUT SWING <sub>(max)</sub> V <sub>p-p</sub>	Wave FORM. (DISTORT)*
0.5	5	
1	5	
4.43	2.3	
6	2	

\* WHEN  $V_o > \text{OUTPUT SWING (max)}$

ตาราง 5.1

- จากตาราง OUTPUT SWING (max) เป็นแรงดันเอาต์พุตสูงสุดที่ไม่มีการบิดเบี้ยวเมื่อเพิ่มแรงดันให้สูงกว่านี้จะเกิดการบิดเบี้ยวดังตารางในช่องที่ 3

- การเพิ่มแรงดันจากวงจรรูปที่ 5.15 ทำได้โดยการปรับ  $V_{in}$  และปรับ  $VR1$  ซึ่งปรับที่จุดใด ๆ ในสองจุดนี้จะให้ผลของเอาต์พุตต่อความถี่เหมือนกันทั้ง

สองจุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ข้อควรระวังในการใช้ VIDEO AMP

1 การออกแบบตัวเครื่อง เป็นสิ่งจำเป็นมาก จะต้องทำสายไฟทั้งหมดให้สั้นที่สุดเท่าที่จะทำได้ การออกแบบลายวงจร จะต้องทำลายวงจรให้มีขนาดใหญ่และสั้นที่สุดเท่าที่จะทำได้เช่นกัน เพื่อที่จะลดค่าความต้านทานและค่าความเหนี่ยวนำให้มีค่าน้อยที่สุด รวมทั้งต้องป้องกันการรบกวนระหว่างสัญญาณ เอ้าพุทที่ป้อนกลับมายังอินพุทให้มีค่าน้อยที่สุด

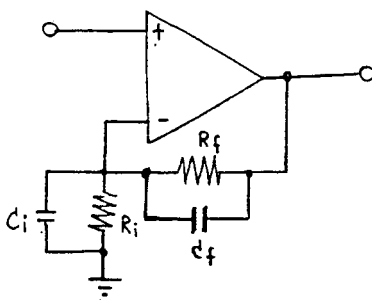
2 การเดินสายกราวด์ มีความสำคัญมาก ต้องระวังในการเดินจะต้องออกแบบลายปริ้นท์ให้ทั่วรอบปริ้นท์ และบริเวณที่ว่างไม่มีการวางอุปกรณ์หรือบริเวณที่หลีกเลี่ยงการเดินลายปริ้นท์จะให้ส่วนนั้นเป็นกราวด์

3 ขาที่ต่อกับแหล่งจ่ายไฟ จะต้องต่อตัวเก็บประจุลงกราวด์ให้ใกล้กับขาอุปกรณ์เท่าที่จะเป็นไปได้ ควรใช้ค่าประมาณ 0.1 ไมโครฟาราดก็เพียงพอ แต่ในกรณีที่ใช้กับความถี่สูงมาก และต้องการ GAIN สูงจะต้องใช้ตัวเก็บประจุแบบแทนทาลัม 1  $\mu\text{F}$  ต่อขนานกับตัวประจุแบบ CERAMIC 470 pF ต่อกับขาไฟเข้าของตัวไอซีกับกราวด์

4 ต่อตัวต้านทาน ค่าประมาณ 50 ถึง 100 ต่อเข้ากับขาอินพุทกับกราวด์ ซึ่งค่านี้จะทำมีสมรรถนะเพิ่ม และเป็นการลดผลกระทบจากค่าตัวเก็บประจุภายในอินพุท (C<sub>i</sub>) ซึ่งจะมีผลต่อการตอบสนองความถี่ของไอซี นอกจากนี้ยังช่วยลดสัญญาณรบกวน (INPUT NOISE CURRENT)

### 5.5 เทคนิคการแก้ OSCILLATE ของ HIGH FREQUENCY OP-AMP

#### 5.5.1 วงจร NON-INVERTING AMPLIFIER



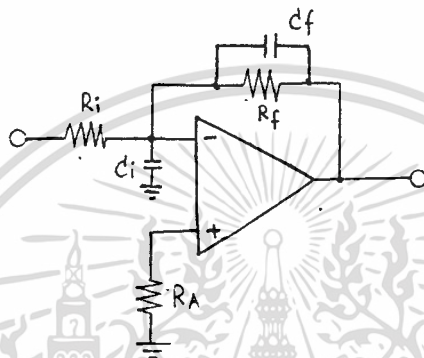
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การแก้ไขโดยการใช้ CAPACITOR ต่อคร่อม Rf และ Ri โดยให้

$$C_1 = 1 / (2 \pi f_{max} R_i)$$

$$C_f = C_1 \cdot R_1 / R_f$$

### 5.5.2 วงจร INVERTING AMPLIFIER



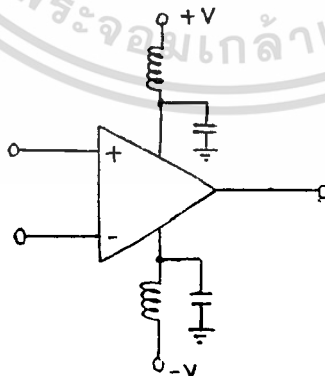
$$R = R_i // R_f$$

$$C_1 = 1 / (2 \pi f R_i)$$

f = Maximum Frequency

$$C_2 = C_1 \cdot R_1 / R_f$$

### 5.5.3 การต่อ LC FILTER ที่ขาไฟเข้าโดยให้ C ใกล้เคียงกับค่า IC มากที่สุด



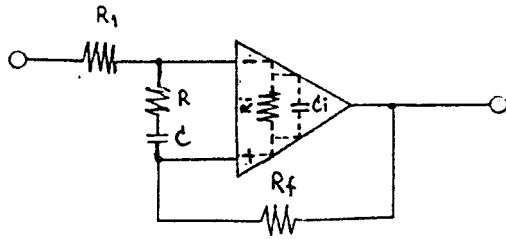
### 5.5.4 NON INVERTING FOLLOWER

Ri เป็น R ที่มองเข้าไปใน Input ของ Op-Amp

Ci เป็น C ที่อยู่ในตัว Op-Amp เสมือนกับคร่อมขา Input ทั้ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

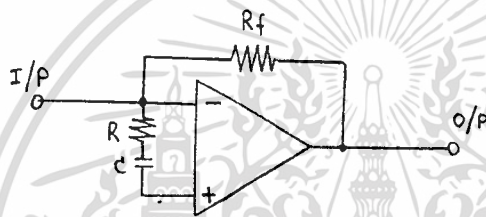
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



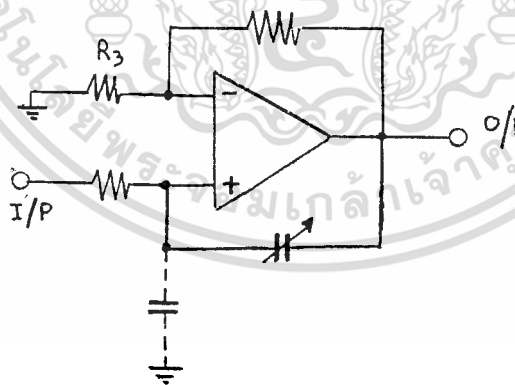
$$R \ll R_i$$

$$C \gg C_i$$

### 5.5.5 INVERTING FOLLOWER AMPLIFIER



### 5.5.6 การชดเชย $C_i$ ตัวเก็บประจุเสมือนที่เกิดขึ้นภายในระหว่างขั้ว Input ทั้งสองขา



**signetics**

# NE/SE5539 Ultra-High Frequency Operational Amplifier

Product Specification

**Linear Products -**

**DESCRIPTION**

The NE/SE5539 is a very wide bandwidth, high slew rate, monolithic operational amplifier for use in video amplifiers, RF amplifiers, and extremely high slew rate amplifiers.

Emitter-follower inputs provide a true differential high input impedance device. Proper external compensation will allow design operation over a wide range of closed-loop gains, both inverting and non-inverting, to meet specific design requirements.

**FEATURES**

- Gain bandwidth product: 1.2GHz at 17dB
  - Slew rate: 600V/ $\mu$ s
  - Full power response: 48MHz
  - Avol: 52dB typical
  - 350MHz unity gain
- APPLICATIONS**
- Fast pulse amplifiers
  - RF decimators
  - Fast sample and hold
  - High gain video amplifiers (BW > 20MHz)

**ORDERING INFORMATION**

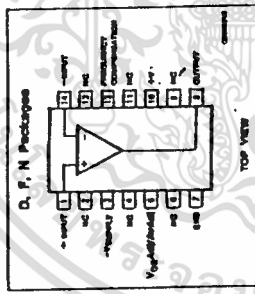
DESCRIPTION	TEMPERATURE RANGE	ORDER CODE
14-Pin Plastic DIP	0 to +70°C	NE5539N
14-Pin Plastic SO	0 to +70°C	NE5539D
14-Pin Cerds	0 to +70°C	NE5539F
14-Pin Plastic DIP	-55°C to +125°C	SE5539N
14-Pin Cerds	-55°C to +125°C	SE5539F

**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS<sup>1</sup>**

SYMBOL	PARAMETER	RATING	UNIT
V <sub>CC</sub>	Supply voltage	$\pm 12$	V
P <sub>D</sub>	Internal power dissipation	550	mW
T <sub>STG</sub>	Storage temperature range	-65 to +150	°C
T <sub>J</sub>	Max junction temperature	150	°C
T <sub>A</sub>	Operating temperature range	0 to 70 -55 to +125	°C
T <sub>SOLED</sub>	Lead temperature (10sec max)	300	°C

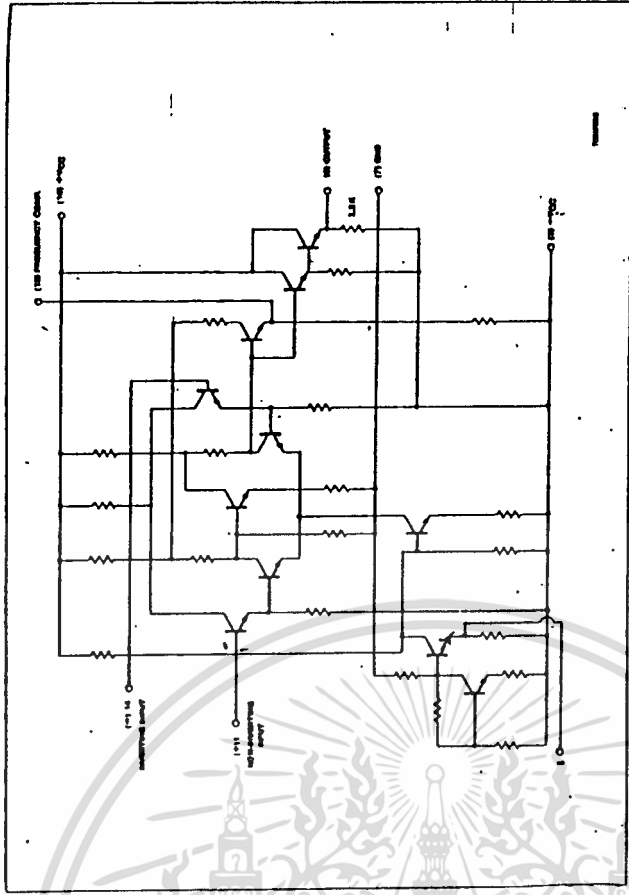
**NOTE:**  
1. Differential heat voltage should not exceed 0.25V to prevent excessive input bias current and common-mode voltage 2.5V. These voltage limits may be exceeded if current is limited to less than 10mA.

**PIN CONFIGURATION**



4

**EQUIVALENT CIRCUIT**



**DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS** V<sub>CC</sub> = ±8V, T<sub>A</sub> = 25°C, unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS		NE5539		SE5539		UNIT
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
V <sub>OS</sub>	Input offset voltage	V <sub>O</sub> = 0V, R <sub>S</sub> = 100 $\Omega$		2	5	2	5	mV
		Over temp		2	5	2	5	
		T <sub>A</sub> = 25°C		2	5	2	5	
I <sub>OS</sub>	Input offset current	Over temp		5	5	5	5	$\mu$ A
		T <sub>A</sub> = 25°C		0.1	3	0.1	3	
I <sub>B</sub>	Input bias current	Over temp		6	25	6	25	$\mu$ A
		T <sub>A</sub> = 25°C		5	13	5	20	
CMRR	Common-mode rejection ratio	F = 1kHz, R <sub>S</sub> = 100 $\Omega$ , V <sub>OS</sub> $\pm$ 1.7V		10	10	10	10	dB
		Over temp		70	80	70	80	
		T <sub>A</sub> = 25°C		70	80	70	80	
R <sub>IN</sub>	Input impedance			100	100	100	100	k $\Omega$
R <sub>OUT</sub>	Output impedance			10	10	10	10	$\Omega$

Ultra-High Frequency Operational Amplifier

NE/SE5539

Ultra-High Frequency Operational Amplifier

NE/SE5539

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Continued)  $V_{CC} = \pm 6V$ ,  $T_A = 25^\circ C$ , unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	SE5539			NE5539			UNIT
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
$V_{out}$	Output voltage swing	$R_L = 150\Omega$ to GND and 470 $\Omega$ to $-V_{CC}$	+Swing -Swing	+2.3 -1.7	+2.7 -2.2			V	
$V_{out}$	Output voltage swing	Over temp $R_L = 2k\Omega$ to GND $T_A = 25^\circ C$	+Swing -Swing	+2.2 -1.5	+3.0 -2.1			V	
$I_{CC+}$	Positive supply current	$V_O = 0$ , $R_L = \infty$ $T_A = 25^\circ C$	Over temp	14	18			mA	
$I_{CC-}$	Negative supply current	$V_O = 0$ , $R_L = \infty$ $T_A = 25^\circ C$	Over temp	14	17			mA	
PSRR	Power supply rejection ratio	$\Delta V_{CC} = \pm 1V$ Over temp $T_A = 25^\circ C$		11	15			dB	
$A_{VOL}$	Large signal voltage gain	$V_O = +2.5V$ , $-1.7V$ $R_L = 150\Omega$ to GND, 470 $\Omega$ to $-V_{CC}$	Over temp	300	1000			$\mu V/V$	
$A_{VOL}$	Large signal voltage gain	$V_O = +2.5V$ , $-1.7V$ $R_L = 2k\Omega$ to GND	Over temp	46	60			dB	
$A_{VOL}$	Large signal voltage gain	$V_O = +2.5V$ , $-2.0V$ $R_L = 2k\Omega$ to GND	Over temp	48	58			dB	

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS  $V_{CC} = \pm 6V$ ,  $T_A = 25^\circ C$ , unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	SE5539			UNIT
			Min	Typ	Max	
$V_{OS}$	Input offset voltage	Over temp $T_A = 25^\circ C$		2	5	mV
$I_{OS}$	Input offset current	Over temp $T_A = 25^\circ C$		0.1	3	$\mu A$
$I_B$	Input bias current	Over temp $T_A = 25^\circ C$		5	20	$\mu A$
CMRR	Common-mode rejection ratio	$V_{CM} = \pm 1.3V$ , $R_S = 100\Omega$		70	85	dB
$I_{CC+}$	Positive supply current	Over temp $T_A = 25^\circ C$		11	14	mA
$I_{CC-}$	Negative supply current	Over temp $T_A = 25^\circ C$		8	11	mA
PSRR	Power supply rejection ratio	$\Delta V_{CC} = \pm 1V$ Over temp $T_A = 25^\circ C$		8	10	dB
$V_{out}$	Output voltage swing	Over temp $R_L = 150\Omega$ to GND and 390 $\Omega$ to $-V_{CC}$ $T_A = 25^\circ C$	+Swing -Swing	+1.4 -1.1	+2.0 -1.7	V

AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS  $V_{CC} = \pm 6V$ ,  $R_L = 150\Omega$  to GND & 470 $\Omega$  to  $-V_{CC}$ , unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	SE5539			NE5539			UNIT
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
BW	Gain bandwidth product	$A_{CL} = 7$ , $V_O = 0.1 V_{RIP}$		1200			1200		MHz
$f_s$	Small-signal bandwidth	$A_{CL} = 2$ , $R_L = 150\Omega$ <sup>1</sup>		110			110		MHz
$f_s$	Settling time	$A_{CL} = 2$ , $R_L = 150\Omega$ <sup>1</sup>		15			15		ns
SR	Slew rate	$A_{CL} = 2$ , $R_L = 150\Omega$ <sup>1</sup>		600			600		V/ $\mu s$
$t_{prop}$	Propagation delay	$A_{CL} = 2$ , $R_L = 150\Omega$ <sup>1</sup>		7			7		ns
$t_{full}$	Full power response	$A_{CL} = 2$ , $R_L = 150\Omega$ <sup>1</sup>		48			48		MHz
$t_{full}$	Full power response	$A_{CL} = 2$ , $R_L = 150\Omega$ <sup>1</sup>		20			20		MHz
$t_{full}$	Input noise voltage	$R_S = 50\Omega$		4			4		nV/ $\sqrt{Hz}$

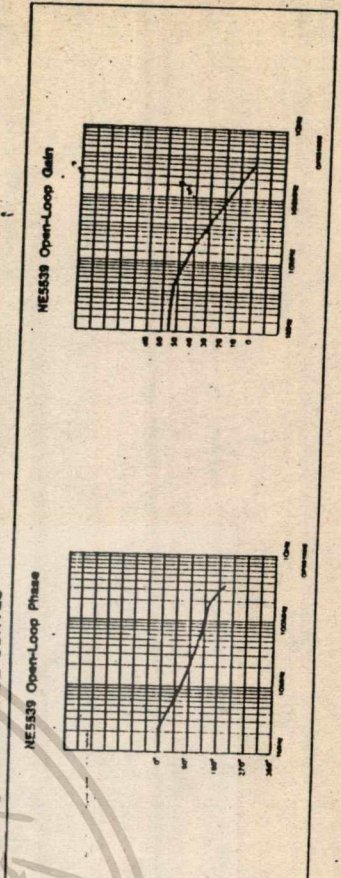
NOTE:  
1. External compensation.

AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS  $V_{CC} = \pm 6V$ ,  $R_L = 150\Omega$  to GND and 390 $\Omega$  to  $-V_{CC}$ , unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	SE5539			UNIT
			Min	Typ	Max	
BW	Gain bandwidth product	$A_{CL} = 7$		700		MHz
$f_s$	Small-signal bandwidth	$A_{CL} = 2$ <sup>1</sup>		120		MHz
SR	Slew rate	$A_{CL} = 2$ <sup>1</sup>		23		ns
$t_{prop}$	Propagation delay	$A_{CL} = 2$ <sup>1</sup>		330		V/ $\mu s$
$t_{full}$	Full power response	$A_{CL} = 2$ <sup>1</sup>		4.5		ns
$t_{full}$	Full power response	$A_{CL} = 2$ <sup>1</sup>		20		MHz

NOTE:  
1. External compensation.

TYPICAL PERFORMANCE CURVES





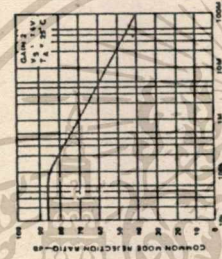
**DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS**  $T_A = +25^\circ\text{C}$ ,  $V_S = \pm 5\text{V}$ ,  $V_{\text{CM}} = 0$  unless otherwise specified  
 Recommend operating supply voltages  $V_S = \pm 5.0\text{V}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS		NE592		SE592		UNITS
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Differential voltage gain							V/V
Gain 11	250	400	600	300	400	500	V/V
Gain 22	80	100	120	50	100	110	V/V
Bandwidth							MHz
Gain 11		40			40		MHz
Gain 22		90			90		MHz
Rise time							ns
Gain 11		10.5			10.5		ns
Gain 22		4.5			4.5		ns
Propagation delay							ns
Gain 11		7.5			7.5		ns
Gain 22		5.0			5.0		ns
Input resistance							k $\Omega$
Gain 11		4.0			4.0		k $\Omega$
Gain 22		30			30		k $\Omega$
Input capacitance <sup>1</sup>		2.0			2.0		pF
Input offset current		0.4			0.4		$\mu\text{A}$
Input bias current		9.0			9.0		$\mu\text{A}$
Input noise voltage		12			12		$\mu\text{V}/\text{rms}$
Input voltage range		$\pm 1.0$			$\pm 1.0$		V
Common mode rejection ratio							dB
Gain 1		86			86		dB
Gain 2		60			60		dB
Supply voltage rejection ratio							dB
Gain 1		50			50		dB
Gain 2		70			70		dB
Output offset voltage							V
Gain 33		0.35			0.35		V
Output common mode voltage		2.4			2.9		V
Circuit voltage swing		3.0			4.0		V
Output resistance		20			20		$\Omega$
Power supply current		18			18		mA
		24			24		mA

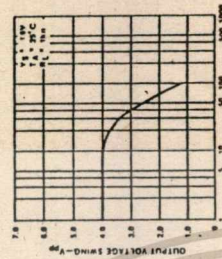
**NOTES**  
 1. Gain select pins G<sub>11</sub> and G<sub>12</sub> is connected together.  
 2. Gain select pins G<sub>21</sub> and G<sub>22</sub> connected together.  
 3. All gain select pins open.

**TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS**

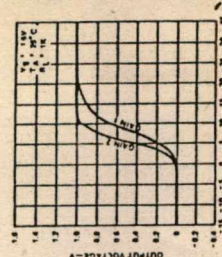
**COMMON MODE REJECTION RATIO AS A FUNCTION OF FREQUENCY**



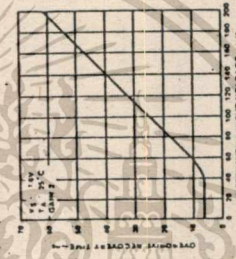
**OUTPUT VOLTAGE SWING AS A FUNCTION OF FREQUENCY**



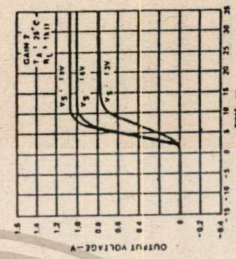
**PULSE RESPONSE**



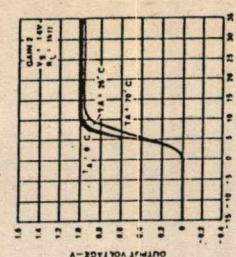
**DIFFERENTIAL OVERDRIVE RECOVERY TIME**



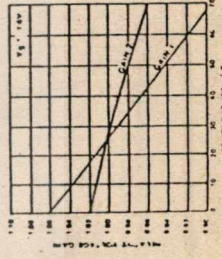
**PULSE RESPONSE AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE**



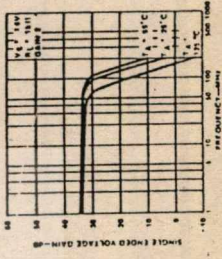
**PULSE RESPONSE AS A FUNCTION OF TEMPERATURE**



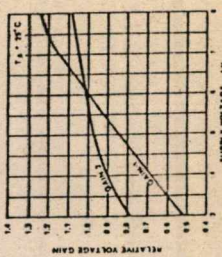
**VOLTAGE GAIN AS A FUNCTION OF TEMPERATURE**



**GAIN VS FREQUENCY AS A FUNCTION OF TEMPERATURE**

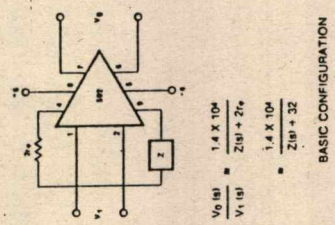


**VOLTAGE GAIN AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE**





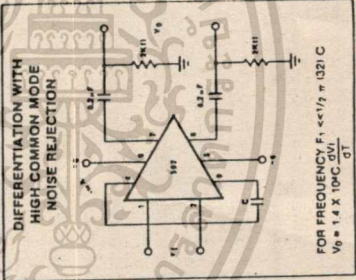
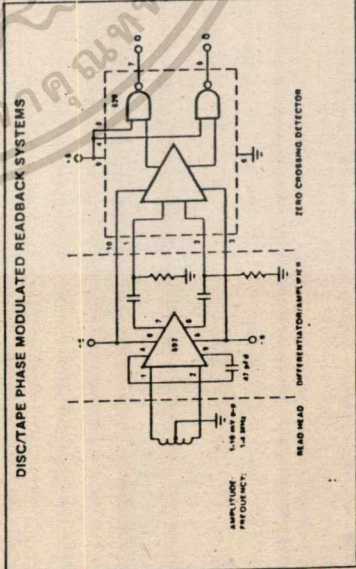
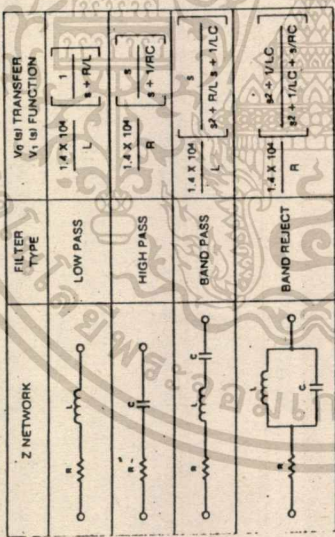
TYPICAL APPLICATIONS



BASIC CONFIGURATION

NOTE  
In the networks above, the R value used is assumed to include  $r_c$ , or approximately 30Ω.

FILTER NETWORKS



LF155/LF156/LF157 Series



Operational Amplifiers/Buffers



LF155/LF156/LF157 Series Monolithic JFET Input Operational Amplifiers

LF155, LF155A, LF255, LF355, LF355A, LF355B low supply current  
LF156, LF156A, LF256, LF356, LF356A, LF356B wide band  
LF157, LF157A, LF257, LF357, LF357A, LF357B wide band decompensated ( $A_{V_{MIN}} = 5$ )

General Description

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

Advantages

- Replace expensive hybrid and module FET op amps
- Rugged JFET allow blow-out free handling compared with MOSFET input devices
- Excellent for low noise applications using either high or low source impedance—very low 1/f corner
- Offset adjust does not degrade drift or common-mode rejection as in most monolithic amplifiers
- New output stage allows use of large capacitive loads (10,000 pF) without stability problems
- Internal compensation and large differential input voltage capability

Applications

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

- Photo cell amplifiers
- Sample and Hold circuits

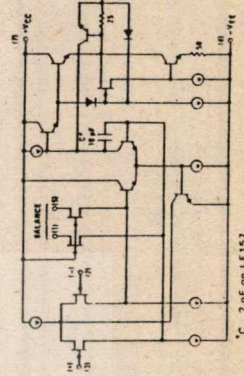
Common Features (LF155A, LF156A, LF157A)

- Low input bias current 30 pA
- Low Input Offset Current 3 pA
- High Input Impedance  $10^{12} \Omega$
- Low input offset voltage 1 mV
- Low input offset voltage temperature drift 3μV/°C
- Low input noise current 0.01 pA/√Hz
- High common-mode rejection ratio 100 dB
- Large dc voltage gain 106 dB

Uncommon Features

- | LF155A                                | LF156A | LF157A | UNITS  |
|---------------------------------------|--------|--------|--------|
| Extremely fast settling time to 0.01% | 4      | 1.5    | μs     |
| Fast slew rate                        | 5      | 50     | V/μs   |
| Wide gain bandwidth                   | 2.5    | 6      | MHz    |
| Low input noise voltage               | 20     | 12     | nV/√Hz |

Simplified Schematic



© 2000 National Semiconductor



# LF155/LF156/LF157 Series

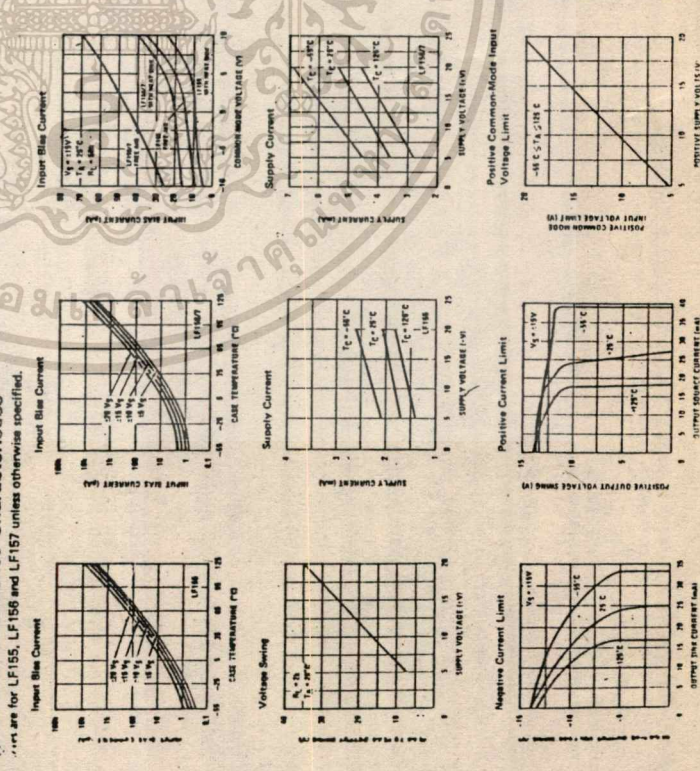
## Notes for Electrical Characteristics

- Note 1: The maximum power dissipation for these devices must be derated at elevated temperatures and is dictated by  $T_{JMAX}$ ,  $\theta_{JA}$ , and the ambient temperature,  $T_A$ . The maximum available power dissipation at any temperature is  $P_D = (T_{JMAX} - T_A)/\theta_{JA}$  or the 25°C  $P_{D(MAX)}$ , whichever is less.
- Note 2: Unless otherwise specified, the absolute maximum negative input voltage is equal to the negative power supply voltage.
- Note 3: Unless otherwise stated, these test conditions apply:

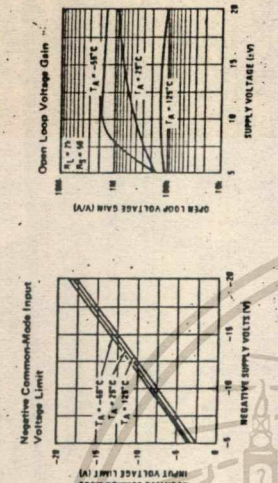
Device	LF155A/B/A7A LF156/B/7	LF355A/B/A7A LF356/B/7	LF355A/B/B7B LF356/B/7
Supply Voltage, $V_S$	115V S $V_S$ S 20V -85°C S $T_A$ S +125°C +125°C	115V S $V_S$ S 20V -25°C S $T_A$ S +70°C +70°C	115V S $V_S$ S 20V 0°C S $T_A$ S +70°C +70°C
$R_{TH}$			

- Note 4:  $V_{OS}$ ,  $I_B$  and  $I_{OS}$  are measured at  $V_{CM} = 0$ .
- Note 5: The Temperature Coefficient of the adjusted input offset voltage changes only a small amount (0.85µV/°C) multiplied for each mV of adjustment from its original unadjusted value. Common-mode rejection and open loop voltage gain are also measured for offset voltage adjustment.
- Note 6: The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every 10°C increase in the junction temperature,  $T_J$ . In limited production test time, the input bias currents measured are correlated to junction temperature. In normal operation the junction temperature above the ambient temperature as a result of internal power dissipation,  $P_D$ ,  $T_J = T_A + \theta_{JA} P_D$  where  $\theta_{JA}$  is the thermal resistance from the junction to the ambient. Use of a heat sink is recommended if input bias current is to be kept to a minimum.
- Note 7: Supply Voltage Rejection is measured for both supply magnitudes increasing or decreasing simultaneously, in accordance with common mode rejection ratio.
- Note 8: Settling time is defined here for a unity gain inverter connection using 2 kΩ resistors for the LF155/6. If at the time required for the error voltage at the inverting input on the amplifier to settle to within 0.01% of the final value, the output step input is applied. For the LF157,  $A_V = -5$ , the feedback resistor from output to inverting input is 2 kΩ and the output step input is applied (See Settling Time Test page 9).

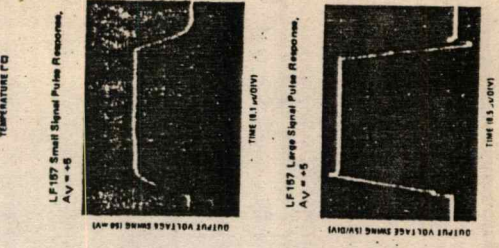
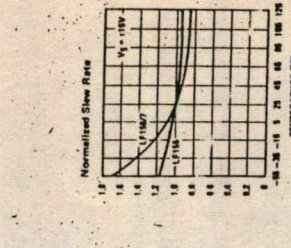
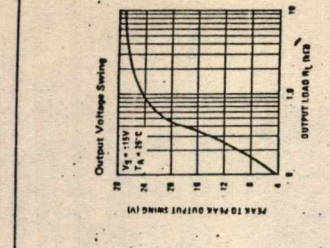
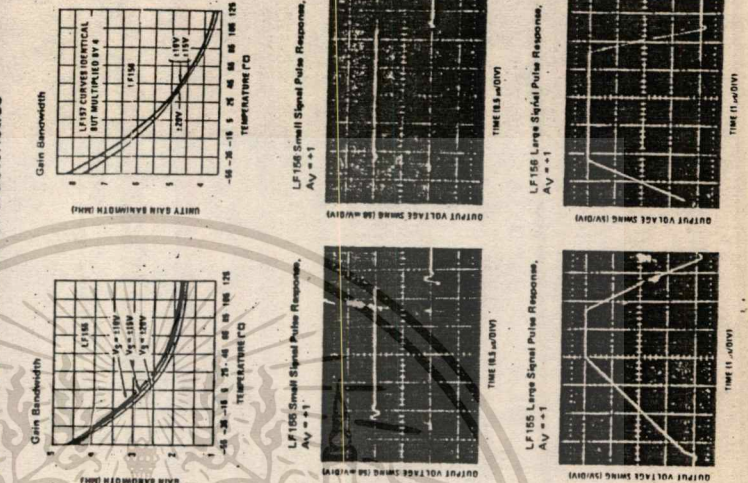
## Typical DC Performance Characteristics



## Typical DC Performance Characteristics (Continued)

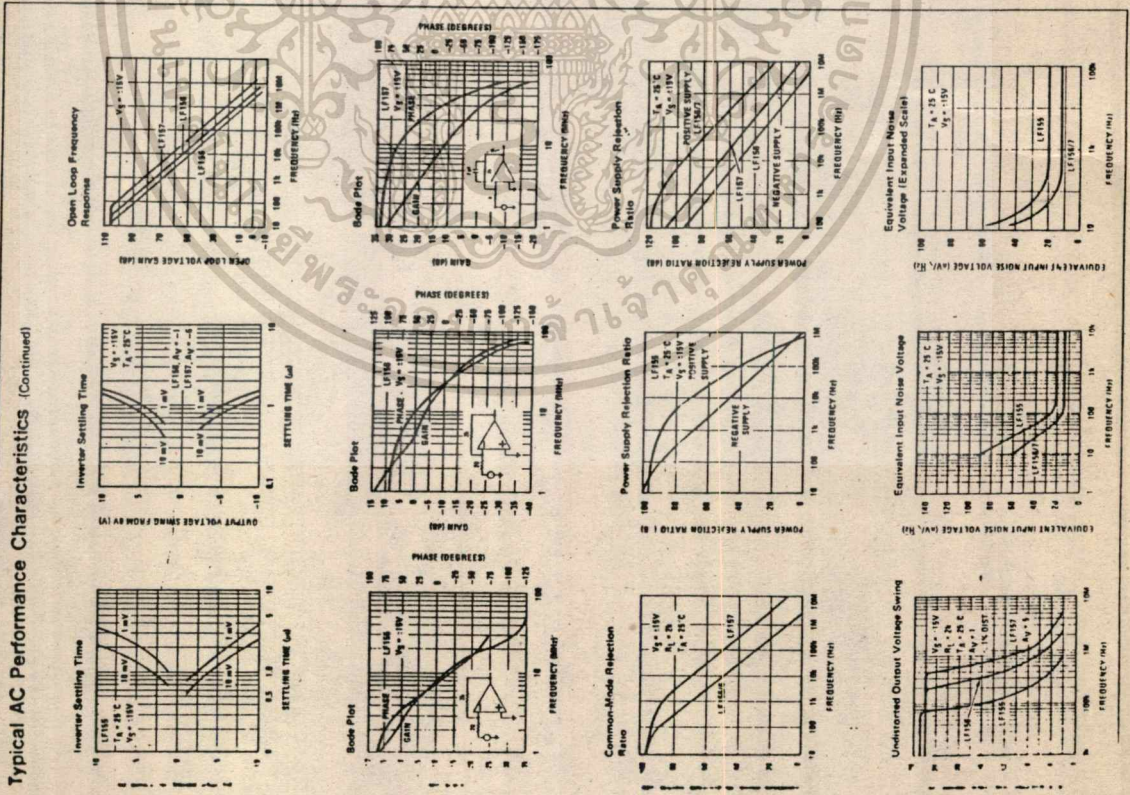


## Typical AC Performance Characteristics

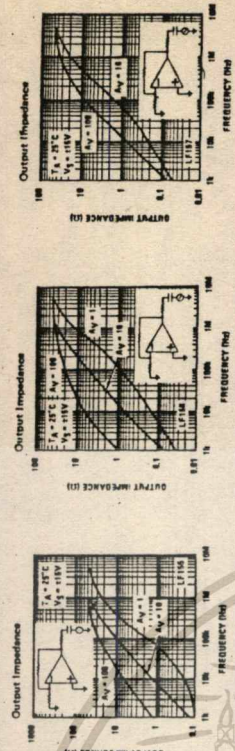


LF155/LF156/LF157 Series

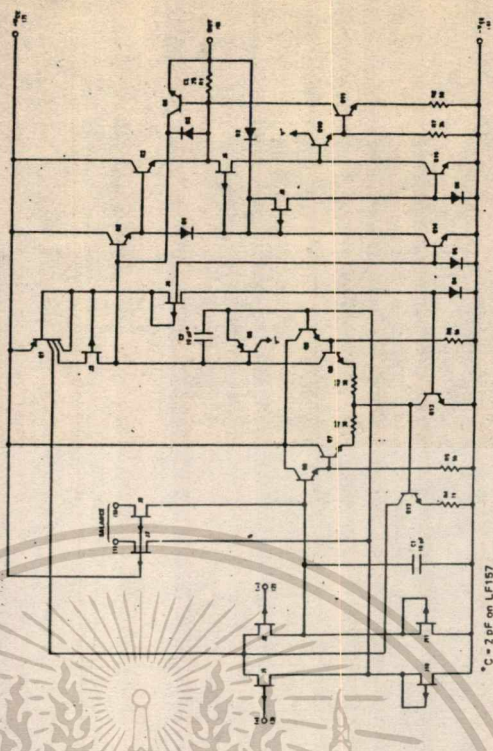
LF155/LF156/LF157 Series



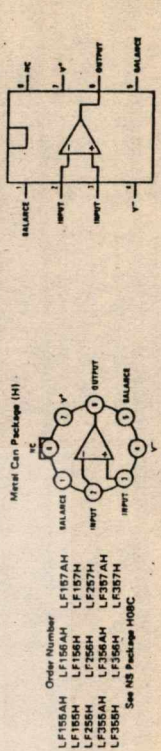
Typical AC Performance Characteristics (Continued)



Detailed Schematic



Connection Diagrams (Top Views)



Note 4: Pin 4 connected to case.

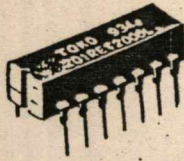
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# RET TYPE

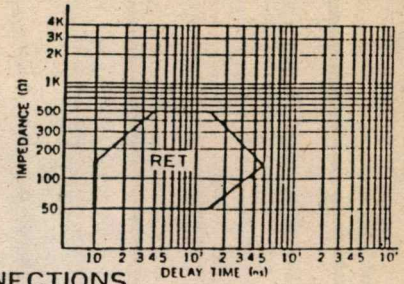
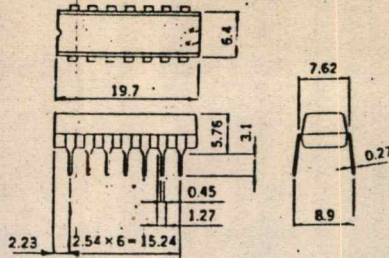
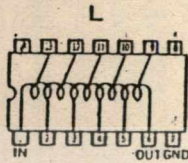
## FEATURES

A quick rise time has been realized by efficiently utilizing a high order coupling of inductances. Dependable protection from environment is ensured by a transfer mold.

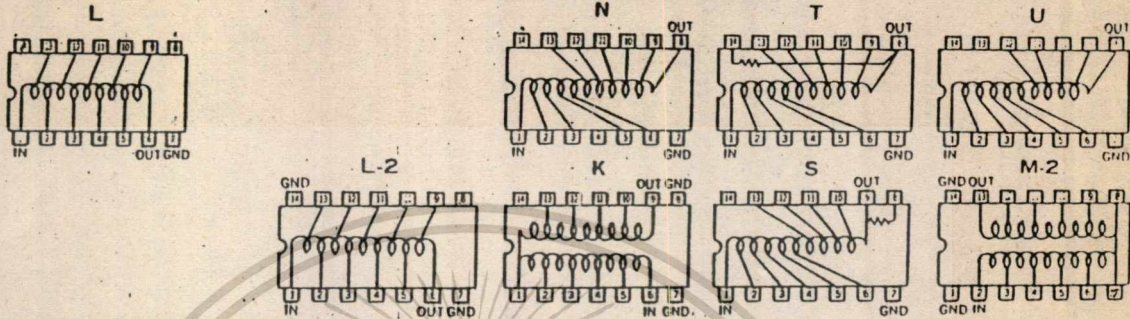
## PHYSICAL DIMENSIONS (Unit: mm) CHARACTERISTIC DIAGRAM



### CONNECTION DIAGRAM STANDARD CONNECTION



### CUSTOM CONNECTIONS



### ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Part number	Impedance (Ω) ±10%	Total delay (ns) ±5%	Tap delay (ns)	Rise time (ns) max.	DC resistance (Ω) max.	Attenuation (%) max.
750RET2007L	75	20 ± 2ns	2 ± 0.7	4.5	2.5	4
750RET3007L	75	30 ± 2ns	3 ± 1.0	6.5	3.0	4
750RET4007L	75	40	4 ± 1.2	7.5	2.0	4
750RET5007L	75	50	5 ± 1.5	9.0	2.2	5
750RET1006L	75	100	10 ± 2.0	17.5	2.8	5
750RET1506L	75	150	15 ± 2.5	26.5	3.5	6
750RET2006L	75	200	20 ± 3.0	35.0	4.0	6
101RET2007L	100	20 ± 2ns	2 ± 0.7	4.5	3.0	3
101RET3007L	100	30 ± 2ns	3 ± 1.0	6.5	2.3	3
101RET4007L	100	40	4 ± 1.2	7.0	2.4	3
101RET5007L	100	50	5 ± 1.5	9.0	2.0	3
101RET6007L	100	60	6 ± 1.6	10.5	2.6	3
101RET7007L	100	70	7 ± 1.7	12.5	2.7	3
101RET8007L	100	80	8 ± 1.8	14.0	2.8	3
101RET9007L	100	90	9 ± 1.9	16.0	2.9	3
101RET1006L	100	100	10 ± 2.0	17.5	2.5	3
101RET1256L	100	125	12.5 ± 2.5	22.0	3.5	4
101RET1506L	100	150	15 ± 2.5	26.5	3.5	4
101RET2006L	100	200	20 ± 3.0	35.0	4.0	4
101RET2506L	100	250	25 ± 3.0	44.0	5.0	5
101RET3006L	100	300	30 ± 3.5	52.5	6.0	6
201RET3007L	200	30 ± 2ns	3 ± 1.0	6.0	2.6	2
201RET4007L	200	40	4 ± 1.2	7.0	2.8	2
201RET5007L	200	50	5 ± 1.5	9.0	3.0	2
201RET1006L	200	100	10 ± 2.0	17.5	3.5	2
201RET1506L	200	150	15 ± 2.5	26.5	4.0	3
201RET2006L	200	200	20 ± 3.0	35.0	4.5	3
201RET2506L	200	250	25 ± 3.0	45.0	5.0	3
201RET3006L	200	300	30 ± 3.5	54.0	6.0	3
301RET5007L	300	50	5 ± 1.5	9.0	4.0	2
301RET1006L	300	100	10 ± 2.0	17.5	4.5	2
301RET1506L	300	150	15 ± 2.5	26.5	4.5	2
301RET2006L	300	200	20 ± 3.0	35.0	6.0	2
301RET2506L	300	250	25 ± 3.0	48.0	8.0	3

### GENERAL DATA

Operating temperature : 0 ~ +70°C  
 Storage temperature : -55 ~ +125°C  
 Waveform distortion : Within ±10 %  
 Peak pulse voltage : 50V  
 Temperature coefficient : Within ±100ppm/°C  
 Packaging : Epoxy/transfer mold  
 Insulation resistance : 100 MΩ min. at 50V DC

## กิตติกรรมประกาศ

โครงการชิ้นนี้ เป็นส่วนหนึ่งของวิชา Project 1 และ 2 ซึ่งผลงานจะสำเร็จไปไม่ได้ถ้าไม่ได้รับคำปรึกษาและข้อมูลจาก อาจารย์ที่ปรึกษา คือ ผศ.ดร. กนก เจนจิราพงศ์เวช และอาจารย์กฤษดากร กล่อมการ และอาจารย์ท่านอื่น ๆ ที่ไม่ได้กล่าวมา ณ ที่นี้ ซึ่งต้องขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง



## หนังสือและเอกสารอ้างอิง

1. DAVID F. STOUT AND MILTON KAUFMAN , " HAND BOOK OF OPERATIONAL AMPLIFIER CIRCUIT DESIGN "
2. M.E. VAN VALKENBURG , " ANÀLOG FILTER DESIGN "
3. L.E. WEAVER , " TELEVISION MEASUREMENT TECHNIQUES " , IEE MONOGRAPH , SERIES 9 , LONDON , PETER PEREGRINUS , 1976 , ch 6 ,pp. 170 - 180
4. CW.RHODES , " THE 12.5T MODULATED SINE-SQUARED PULSE FOR NTSC " , IEEE TRANS.ON BROAD CASTING VOL. BC-15 NO.1 pp.8-17 , MARCH , 1972

