

# สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

วงจรรีควอลไลเซอร์แบบปรับขนาดสัญญาณโครมิแนนซ์โดยใช้ยูนิฟอร์มดิสทริบิวท์เอชไอไลน์  
Adjustable Amplitude Chrominance Equalizer by using Uniformly Distributed RC line



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาเทคโนโลยีโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2542

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน... 37154  
วัน, เดือน, ปี... 4 ก.ย. 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์ วงจรอิกวอไลเซอร์แบบปรับขนาดสัญญาณ โครมิแนนซ์

โดยใช้ยูนิฟอร์มดิสทริบิวท์อาซีไลน์

Adjustable Amplitude Chrominance Equalizer by using Uniformly Distributed RC line

โดย นายณรงค์ศักดิ์ ปีกาเวสา 40013365

นายวงศ์เวช พลาคิสัยสวัสดิ์ 40013378

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร.กนก เจนจิระพงศ์เวช

ภาควิชา เทคนิคอุตสาหกรรม

ปีการศึกษา 2542

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังอนุมัติให้  
ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาลัทธิอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบปริญญานิพนธ์

.....ประธานกรรมการ

( )

.....กรรมการ

( )

.....กรรมการ

( )

.....กรรมการ

( )

.....กรรมการ

( )

ลิขสิทธิ์ของคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์	วงจรรีควอลไลเซอร์แบบปรับขนาดสัญญาณ โครมิแนนซ์โดยใช้ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์อาซีไลน์  Adjustable Amplitude Chrominance Equalizer by using Uniformly Distributed RC Line
นักศึกษา	นายณรงค์ศักดิ์ ปีกกาเวสา นายวงศ์เวช พลาดิษฐ์สวัสดิ์
อาจารย์ที่ปรึกษา	รศ. ดร. กนก เจนจิระพงษ์เวช
ระดับการศึกษา	อุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาเทคโนโลยีโทรคมนาคม
ปีการศึกษา	2542

### บทคัดย่อ

ในระบบการส่งสัญญาณโทรทัศน์สี สัญญาณจะถูกส่งผ่านวงจรต่าง ๆ รวมทั้งสายนำสัญญาณ ซึ่งมีปัญหาเกี่ยวกับผลตอบสนองทางขนาดของสัญญาณภาพที่มีความถี่สูง

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้เสนอหลักการออกแบบวงจรรีควอลไลเซอร์แบบปรับขนาดซึ่งสามารถลดระดับหรือยกระดับขนาดที่  $\pm 3dB$  ของสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อสัญญาณลูมิแนนซ์ที่มีความผิดเพี้ยน โดยใช้วงจรแอคทีฟดิสทริบิวท์อาซี (Active Distributed RC Circuit) พร้อมทั้งพิจารณาถึงเสถียรภาพ (Stability) ผลตอบสนองของ Group Delay และทำการเปรียบเทียบค่าความไว (Sensitivity) ของอุปกรณ์ซึ่งต่ำกว่าวงจรแบบอซีเน็ตเวิร์ก

ในการออกแบบวงจรรีควอลไลเซอร์ดังกล่าวข้างต้นได้นำเอาสัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลซ์มาช่วยในการออกแบบ เพื่อแก้ความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณสีในระบบการส่งสัญญาณภาพโทรทัศน์ โดยมีผลต่อความผิดเพี้ยนทางกรุปดีเลย์ของสัญญาณสีเพียงเล็กน้อยจากการทดลองวงจรดังกล่าวนี้ให้ผลใกล้เคียงกับทฤษฎีและการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

## Adjustable Amplitude Chrominance Equalizer by using Uniformly Distributed RC line

BY Mr. NARONGSAK PAKKAWESA 40013365  
Mr. WONGWEJ PLADISAIWAT 40013383

ADVISOR Associate.Prof.Dr.Kanok Janchitrapongvej

LEVEL OF STUDY Bachelor Degree of Industrial Technology in Telecommunication

ACADEMIC YEAR 1999

### ABSTRACT

In color television signal transmission system, video signal which transmitt through any network and coaxial cable are normally deteriorate the magnitude response at high frequency

This project imply the method of realization of adjustable amplitude chrominance equalizer by using uniformly RC circuit (herein after called URC) magnitude response of proposed equalizer can be increased or decreased by  $\pm 3dB$  at 4.43 MHz of color subcarrier with respect to Luminance signal

Herein, the stability and sensitivty due to the variation of elements are investigated. It is shown that the sensitivities of the proposed circuit are smaller than the lumped RC network

By the used of the modulated 20T sine-squared test signal it is shown that the proposed Equalizer can be used to correct the relative gain distortion of chrominance signal without much relative delay distortion

The experimental results and computer simulation of the circuit shown good agreement with theoretical

## กิตติกรรมประกาศ

ขอกราบของพระคุณ บิดา มารดา และบุคคลใกล้ชิดเป็นอย่างสูงที่ให้การสนับสนุนการศึกษาและให้กำลังใจเป็นอย่างดีตลอดมา

ขอกราบขอบพระคุณรองศาสตราจารย์ ดร. กนก เจนจิระพงศ์เวช เป็นอย่างสูงที่ได้ให้การประสิทธิ์ประสาทวิชาการ ตลอดไปจนถึงการให้ข้อคิดและคำแนะนำต่าง ๆ อันเป็นประโยชน์อย่างมากต่อปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้ ขอกราบขอบพระคุณผู้ช่วยศาสตราจารย์ อรลภ แสงอรุณที่ช่วยเหลือในด้านเครื่องมือที่ใช้ในการทดลองเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณท่านอาจารย์และเจ้าหน้าที่ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม ตลอดจนเพื่อน ๆ ทุกคนที่มีส่วนช่วยเหลือให้ปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี

นายณรงค์ศักดิ์ ปักกาเวสา  
นายวงศ์เวช พลาดิษฐ์สวัสดิ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	ก
Abstract	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
สารบัญ	ง
สารบัญรูป	ฉ
สารบัญตาราง	ณ
บทที่ 1 บทนำ	
1.1 วัตถุประสงค์ของปริญญานิพนธ์	1
1.2 เนื้อหาของปริญญานิพนธ์	1
1.3 ประโยชน์ที่ได้รับจากปริญญานิพนธ์	2
บทที่ 2 ดิสทริบิวท์อาชี	3
2.1 สายส่ง	3
2.2 โครงสร้างของลัมด์พารามิเตอร์	9
2.3 โครงสร้างและพารามิเตอร์ของดิสทริบิวท์อาชี	14
บทที่ 3 ทฤษฎีทั่วไป	22
3.1 ทฤษฎีไซน์กำลังสองพัลส์	22
3.2 การวัดความผิดเพี้ยนของอัตราขยายและดีเลย์โดยใช้ มอดูเลตไซน์กำลังสองพัลส์	32
3.2.1 การผิดเพี้ยน โดยความแตกต่างของอัตราขยายอย่างเดียว	37
3.2.2 การผิดเพี้ยน โดยความแตกต่างของดีเลย์อย่างเดียว	38
3.2.3 การผิดเพี้ยนทางอัตราขยายและดีเลย์พร้อมกัน	39
3.3 ผลตอบสนองของสัญญาณมอดูเลตไซน์กำลังสองพัลส์ ต่อวงจรที่ออกแบบ	41
3.4 การวิเคราะห์เสถียรภาพ	43
3.5 การวิเคราะห์ความไวของอุปกรณ์(Sensitivity)	45
3.6 การสเกลลิง(Scaling)	46

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4 การออกแบบวงจรอิควอไลเซอร์แบบปรับค่าขนาดของสัญญาณโครมิแนนซ์	47
บทที่ 5 การทดลองและการทดสอบการทำงานของวงจร	63
5.1 การทดสอบการยกระดับสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อสัญญาณลูมิแนนซ์ (กรณีสวิตช์ที่ 2)	64
5.2 การทดสอบการลดระดับสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อสัญญาณลูมิแนนซ์ (กรณีสวิตช์ที่ 1)	67
บทที่ 6 บทสรุปและวิจารณ์ผล	71
เอกสารอ้างอิง	
ภาคผนวก	

รายละเอียดของแผ่นวงจรพิมพ์ของวงจรที่ทำการออกแบบ  
 รายละเอียดข้อมูลของไอซี (AD 843)  
 รายละเอียดของโปรแกรมMATLAB

## สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 2.1 สายส่งสัญญาณ	3
รูปที่ 2.2 ส่วนขยายของ $\Delta x$ ในสายส่ง	4
รูปที่ 2.3 แสดงอินพุตและเอาต์พุตพอร์ตของสายส่ง	7
รูปที่ 2.4 แสดงการคาดคะเนของโครงข่ายในรูปที่ 2.3	8
รูปที่ 2.5 รูปแบบของโครงข่าย 2 พอร์ต	9
รูปที่ 2.6 แสดงโครงสร้างของ T-Network	10
รูปที่ 2.7 แสดงโครงสร้างของ 2 พอร์ตแบบ Distributed RC	15
รูปที่ 2.8 แสดงโครงสร้างและสัญลักษณ์ของ Uniform Distributed RC	15
รูปที่ 2.9 แสดงโครงสร้างและวงจรโครงข่ายของส่วนย่อย $\Delta x$ ของ Distributed RC	16
รูปที่ 2.10 แสดงสัญลักษณ์ของ Distributed RC	17
รูปที่ 2.11 โครงสร้างของดิสทริบิวท์อาชี เมื่อค่าความนำ $g$ มีค่าน้อยมากๆ	19
รูปที่ 2.12 วงจรเสมือน URC แบบ 2 พอร์ต	20
รูปที่ 2.13 วงจรเสมือนของ URC กรณีต่อลอย	21
รูปที่ 3.1 รูปลักษณะของสัญญาณไซน์กำลังสองพัลซ์และบาร์ในระบบ 625 เส้น	22
รูปที่ 3.2 รูปลักษณะสัญญาณไซน์กำลังสองพัลซ์และบาร์ในระบบ 525 เส้น	22
รูปที่ 3.3 รูปลักษณะสัญญาณมอดูเลตไซน์กำลังสองพัลซ์และบาร์ในระบบ 625 เส้น	23
รูปที่ 3.4 รูปลักษณะสัญญาณมอดูเลตไซน์กำลังสองพัลซ์และบาร์ในระบบ 525 เส้น	23
รูปที่ 3.5 แสดงลักษณะของไซน์กำลังสองพัลซ์	24
รูปที่ 3.6 แสดงไซน์กำลังสองพัลซ์แบบ T พัลซ์	26
รูปที่ 3.7 สเปกตรัมความถี่ตามอุดมคติของ T พัลซ์ และ 2T พัลซ์	28
รูปที่ 3.8 แสดงสเปกตรัมความถี่ของมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลซ์	30
รูปที่ 3.9 ขบวนการพัลซ์รายคาบของ T พัลซ์ และสเปกตรัม	31
รูปที่ 3.10 บล็อกไดอะแกรมของวงจรผลิตสัญญาณรวมมอดูเลต 20 T	32
รูปที่ 3.11 ลักษณะของการผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นทางขนาดและดีเลย์	34
รูปที่ 3.12 แสดงความแตกต่างของความผิดเพี้ยนของอัตราขยายอย่างเดียว	38
รูปที่ 3.13 แสดงการผิดเพี้ยนทางดีเลย์เพียงอย่างเดียว	39
รูปที่ 3.14 แสดงการผิดเพี้ยนทั้งทางขนาดและดีเลย์	40
รูปที่ 3.15 แสดงผลตอบสนองที่ใช้ในการยกระดับสัญญาณมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลซ์	43

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
รูปที่ 3.16 แสดงผลตอบสนองที่ได้จากคำนวณของมอดูเลต 20T ไซน์กำลังสองพัลส์	44
รูปที่ 4.1 แสดงวงจรรีควอลไจเซอร์พื้นฐานแบบอิมพีแดนซ์เดียว	47
รูปที่ 4.2 แสดงวงจรรีควอลไจเซอร์ที่ได้ทำการออกแบบโดยใช้ URC	48
รูปที่ 4.3 แสดงผลตอบสนองทางขนาดของวงจรที่ออกแบบก่อนสเกลลิงด้วย MATLAB	50
รูปที่ 4.4 แสดงผลตอบสนองทางขนาดของวงจรที่ออกแบบก่อนสเกลลิงด้วย Pspice	51
รูปที่ 4.5 แสดงผลตอบสนองทางขนาดของวงจรที่ออกแบบหลังสเกลลิงด้วย MATLAB เมื่อกำหนดค่า $\alpha=10$	52
รูปที่ 4.6 แสดงผลตอบสนองทางขนาดของวงจรที่ออกแบบหลังสเกลลิงด้วย Pspice เมื่อกำหนดค่า $\alpha=10$	52
รูปที่ 4.7 แสดงผลตอบสนองทางกรู๊ปดีเลย์ของวงจรที่ออกแบบก่อนสเกลลิงด้วย MATLAB เมื่อกำหนดค่า $\alpha=10$	54
รูปที่ 4.8 แสดงผลตอบสนองทางกรู๊ปดีเลย์ของวงจรที่ออกแบบก่อนสเกลลิงด้วย Pspice เมื่อกำหนดค่า $\alpha=10$	54
รูปที่ 4.9 แสดงผลตอบสนองทางกรู๊ปดีเลย์ของวงจรที่ออกแบบหลังสเกลลิงด้วย MATLAB เมื่อกำหนดค่า $\alpha=10$	55
รูปที่ 4.10 แสดงผลตอบสนองทางกรู๊ปดีเลย์ของวงจรที่ออกแบบหลังสเกลลิงด้วย Pspice เมื่อกำหนดค่า $\alpha=10$	55
รูปที่ 4.11 (ก) แสดงเสถียรภาพของระบบเมื่อบังคับการยกระดับสัญญาณ (ข) แสดงเสถียรภาพของระบบเมื่อบังคับการลดระดับสัญญาณ	56 56
รูปที่ 4.12 แสดงค่าความไวของแอกทีฟโวลติเมนต์ K เมื่อบังคับการยกระดับสัญญาณ โดย เปรียบเทียบระหว่างวงจรที่สร้างด้วย RC กับ URC	57
รูปที่ 4.13 แสดงค่าความไวของแอกทีฟโวลติเมนต์ K เมื่อบังคับการลดระดับสัญญาณ โดย เปรียบเทียบระหว่างวงจรที่สร้างด้วย RC กับ URC	57
รูปที่ 4.14 แสดงค่าความไวของพาสซีฟโวลติเมนต์ R เมื่อบังคับการยกระดับสัญญาณ โดย เปรียบเทียบระหว่างวงจรที่สร้างด้วย RC กับ URC	58
รูปที่ 4.15 แสดงค่าความไวของพาสซีฟโวลติเมนต์ R เมื่อบังคับการลดระดับสัญญาณ โดย เปรียบเทียบระหว่างวงจรที่สร้างด้วย RC กับ URC	58
รูปที่ 4.16 แสดงค่าความไวของพาสซีฟโวลติเมนต์ C เมื่อบังคับการยกระดับสัญญาณ โดย เปรียบเทียบระหว่างวงจรที่สร้างด้วย RC กับ URC	59

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
รูปที่ 4.17 แสดงค่าความไวของพาสซีฟอีลิเมนต์ C เมื่อวงจรระดับสัญญาณ โดย เปรียบเทียบระหว่างวงจรที่สร้างด้วย RC กับ URC	59
รูปที่ 4.18 แสดงค่าความไวของพาสซีฟอีลิเมนต์ $R_o$ เมื่อวงจรระดับสัญญาณ โดย เปรียบเทียบระหว่างวงจรที่สร้างด้วย RC กับ URC	60
รูปที่ 4.19 แสดงค่าความไวของพาสซีฟอีลิเมนต์ $R_o$ เมื่อวงจรระดับสัญญาณ โดย เปรียบเทียบระหว่างวงจรที่สร้างด้วย RC กับ URC	60
รูปที่ 4.20 แสดงค่าความไวของพาสซีฟอีลิเมนต์ $R_v$ เมื่อวงจรระดับสัญญาณ โดย เปรียบเทียบระหว่างวงจรที่สร้างด้วย RC กับ URC	61
รูปที่ 4.21 แสดงค่าความไวของพาสซีฟอีลิเมนต์ $R_v$ เมื่อวงจรระดับสัญญาณ โดย เปรียบเทียบระหว่างวงจรที่สร้างด้วย RC กับ URC	61
รูปที่ 5.1 แสดงวงจรภายในอิกควอไลเซอร์	63
รูปที่ 5.2 แสดงสัญญาณมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์	64
รูปที่ 5.3 แสดงการยกระดับสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อสัญญาณลูมิแนนซ์ประมาณ 1 dB	65
รูปที่ 5.4 แสดงการยกระดับสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อสัญญาณลูมิแนนซ์ประมาณ 2 dB	66
รูปที่ 5.5 แสดงการยกระดับสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อสัญญาณลูมิแนนซ์ประมาณ 3 dB	67
รูปที่ 5.6 แสดงการลดระดับสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อสัญญาณลูมิแนนซ์ประมาณ 1 dB	68
รูปที่ 5.7 แสดงการลดระดับสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อสัญญาณลูมิแนนซ์ประมาณ 2 dB	69
รูปที่ 5.8 แสดงการลดระดับสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อสัญญาณลูมิแนนซ์ประมาณ 3 dB	70

## สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 3.1 ฟังก์ชันของไชน์กำลังสองพัลส์แบบ T,2T,มอดูเลต 1.25T และมอดูเลต 20T	26



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 1

## บทนำ

สัญญาณภาพ(Video)นั้นประกอบไปด้วยสัญญาณหลายๆสัญญาณเข้าด้วยกันส่วนประกอบที่สำคัญและนามากกล่าวถึงในที่นี้ได้แก่ สัญญาณขาวดำหรือสัญญาณส่องสว่าง(Luminance) และสัญญาณสี(Chrominance) ในระบบการส่งโทรทัศน์สีสัญญาณภาพ จะถูกส่งผ่านวงจรต่างๆรวมทั้งสายนำสัญญาณ ซึ่งจะมีปัญหามากกับผลตอบสนองทางขนาดของสัญญาณภาพที่มีความถี่สูงคือทำให้สัญญาณโทรทัศน์ มีอัตราขยายทางขนาดของสัญญาณ โครมิแนนซ์ไม่เท่ากับสัญญาณลูมิแนนซ์ ซึ่งทำให้เกิดความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณสีขึ้น

ปริญญาณิพนธ์ฉบับนี้ จึงได้เสนอหลักการออกแบบและสร้างวงจรอิกวอไลเซอร์แบบปรับขนาดที่สามารถลดหรือยกระดับขนาดของสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อสัญญาณลูมิแนนซ์ที่มีความผิดเพี้ยน ซึ่งอาศัยวงจรแอกทีฟดิสทริบิวท์อาซี(Active Distributed RC Circuit) โดยวงจรดังกล่าวมีความไว(Sensitivity) ของอุปกรณ์ต่ำ สำหรับค่า Parasitic Capacitorsระหว่างตัวดิสทริบิวท์อาซีกับSubstrateของไอซีจะไม่มีผลกระทบต่อคุณลักษณะของวงจร ฉะนั้นจึงสามารถนำไปใช้ได้ในช่วงความถี่สูงในขณะเดียวกันก็ต้องกำจัดความผิดเพี้ยนทางด้านไทม์ดีเลย์ไม่ให้เกิดขึ้น

### 1.1 วัตถุประสงค์ของปริญญาณิพนธ์

1. เพื่อศึกษาวิธีการทางคณิตศาสตร์และนำมาประยุกต์ใช้งานของยูนิฟอร์มดิสทริบิวท์อาซี
2. เพื่อศึกษาแนวทางการออกแบบวงจรอิกวอไลเซอร์แบบปรับขนาดสัญญาณ โครมิแนนซ์โดยใช้ยูนิฟอร์มดิสทริบิวท์อาซี
3. เพื่อศึกษาการใช้มอดูเลต ไซน์กำลังสองพัลส์แบบ 20T มาใช้ทดสอบความผิดเพี้ยนของระบบการส่งสัญญาณ โทรทัศน์
4. เพื่อศึกษาการจำลองการทำงาน(Simulate) ของวงจรด้วยซอฟต์แวร์โดยการใช้โปรแกรม MATLAB และ Pspice
5. เพื่อออกแบบวงจรอิกวอไลเซอร์แบบปรับขนาดสัญญาณ โครมิแนนซ์ที่ใช้URCเป็นวงจรที่สามารถลดหรือยกระดับขนาดของสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อสัญญาณลูมิแนนซ์ที่มีความผิดเพี้ยนได้

### 1.2 เนื้อหาของปริญญาณิพนธ์

สำหรับปริญญาณิพนธ์นี้ เป็นการนำเอาตัวยูนิฟอร์มดิสทริบิวท์อาซีมาประยุกต์ใช้เป็นส่วนประกอบของวงจรอิกวอไลเซอร์แบบปรับขนาด ที่สามารถลดหรือยกระดับขนาดของเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อสัญญาณลูมิแนนซ์ที่มีความผิดเพี้ยนที่ความถี่พาหะของสัญญาณคือ 4.43MHz ในระบบการส่งโทรทัศน์สีโดยอาศัยสัญญาณทดสอบมอดูเลต 20 T ไซน์กำลังสองพัลซ์

ในบทที่ 2 กล่าวถึงโครงสร้างของคิสรวิวิทอาซี การวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ของคิสรวิวิทอาซีซึ่งใช้หลักการเดียวกันกับของสายส่งเปรียบเทียบโครงสร้างและพารามิเตอร์ระหว่างโครงข่ายแบบลัมด์และแบบคิสรวิวิท

ในบทที่ 3 กล่าวถึงทฤษฎีไซน์กำลังสองพัลซ์ในการตรวจสอบข้อบกพร่องของระบบการส่งโทรทัศน์ การวัดความผิดเพี้ยนของอัตราขยายและดีเลย์โดยใช้มอดูเลต 20T ไซน์กำลังสองพัลซ์ รวมถึงผลตอบสนองของสัญญาณมอดูเลต 20T ไซน์กำลังสองพัลซ์ต่อวงจรที่ออกแบบ

ในบทที่ 4 เป็นการออกแบบวงจรอิกวอไลเซอร์แบบปรับขนาดที่ใช้URC เป็นวงจรที่ลดหรือยกระดับขนาดของสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อสัญญาณลูมิแนนซ์ที่มีความผิดเพี้ยน โดยแสดงผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่(Frequency Response)ผลตอบสนองของกรุปดีเลย์(Group Delay) เสถียรภาพ(Stability)พร้อมทั้งเปรียบเทียบค่าความไวของอุปกรณ์ ระหว่างวงจรของ FRANC BRELIGZ กับวงจรที่ออกแบบไว้

ในบทที่ 5 แสดงผลการทดสอบวงจรอิกวอไลเซอร์แบบปรับขนาดที่ได้จากบทที่ 4 โดยใช้สัญญาณมอดูเลต 20T ไซน์กำลังสองพัลซ์เป็นสัญญาณทดสอบ

ในบทที่ 6 ซึ่งเป็นบทสุดท้ายจะสรุปและวิจารณ์ผลเพื่อเป็นแนวทางในการพัฒนาต่อไป ภาคผนวก เป็นรายละเอียดของแผ่นวงจรพิมพ์ของวงจรที่ทำการออกแบบรายละเอียดข้อมูลของไอซี(AD 843) และส่วนของโปรแกรมMATLAB

### 1.3 ประโยชน์ที่ได้รับจากปริญญานิพนธ์

- 1.สามารถนำทฤษฎีนิพจน์คิสรวิวิทอาซีมาประยุกต์เพื่อใช้เป็นส่วนประกอบของวงจรอิกวอไลเซอร์แบบปรับขนาดสัญญาณ โครมิแนนซ์
- 2.สามารถนำความรู้จากทฤษฎีมาใช้ในการทดสอบความผิดเพี้ยนของสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อสัญญาณลูมิแนนซ์ได้
- 3.สามารถใช้โปรแกรม MATLAB และ Pspice ได้
- 4.สามารถออกแบบวงจรอิกวอไลเซอร์แบบปรับขนาดที่ใช้ URC เป็นวงจรที่ลดหรือยกระดับขนาดของสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อสัญญาณลูมิแนนซ์ที่มีความผิดเพี้ยนได้
- 5.สามารถนำวิธีและขั้นตอนในการออกแบบมาประยุกต์ใช้งาน เพื่อเป็นแนวทางในการแก้ไขความผิดเพี้ยนของสัญญาณรูปแบบอื่นได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

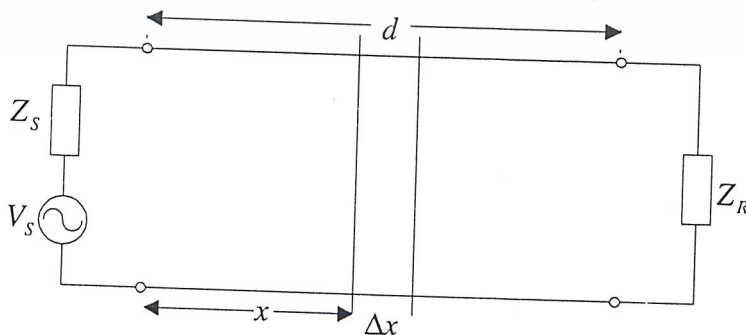
## บทที่ 2

### คิสรทริบิวทอาร์ซี

ในการออกแบบวงจรโดยใช้ลัษณ์ค้อลิเม้นท์(Lumped Element) แบบพาสซีฟ(Passive) หรือแบบแอคทีฟ(Active) ยังมีข้อด้อยบางประการ เราจึงมีการนำเอาวงจรที่มีส่วนประกอบเป็นคิสรทริบิวทอาร์ซี(Distributed RC) มาทำการออกแบบโดยสามารถใช้เทคโนโลยีฟิล์มบาง(Thin-Film) หรือ ฟิล์มหนา(Thick-Film) ในการผลิตไอซี(Integrated Circuit) โครงข่ายแบบคิสรทริบิวทอาร์ซียังมีคุณลักษณะต่างๆ ไปด้วยที่ดีกว่าและมีขนาดเล็กกว่าโครงข่ายแบบลัษณ์ค้อลิเม้นท์ โครงข่ายแบบคิสรทริบิวทอาร์ซี อาจจะเป็นโครงสร้างฟิล์มบางแบบหลายชั้น(Multi-Layer) ที่มีชั้นของตัวนำ(Conductor) ชั้นของความต้านทาน(Resistive) และชั้นของฉนวน(Dielectrics) ประกอบติดเข้าด้วยกัน สำหรับการวิเคราะห์พารามิเตอร์ของคิสรทริบิวทอาร์ซี ใช้หลักการเดียวกันกับการวิเคราะห์สายส่ง (Transmission Line) พร้อมทั้งเปรียบเทียบโครงสร้างและพารามิเตอร์ระหว่างโครงข่ายแบบลัษณ์ค้อลิเม้นท์และแบบคิสรทริบิวทอาร์ซี

#### 2.1 สายส่ง(TRANSMISSION LINE)

การส่งผ่านพลังงานไฟฟ้าหรือส่งสัญญาณข่าวสารต่างๆ จะใช้สายเคเบิล(Cable)หรือสายส่ง(Transmission Line) เมื่อมีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านก็จะทำงานเหมือนกับว่า มีค่าความเหนี่ยวนำ(inductance :  $L$ ) , ค่าความจุไฟฟ้า (capacitance:  $C$ ) , ค่าความต้านทาน (resistive:  $r$ ) และค่าความนำ(conductance:  $g$ ) กระจายอยู่ตลอดภายในสายส่ง ถ้าเกิดว่าพารามิเตอร์  $L, C, r, g$  มีความสัมพันธ์ที่ไม่ขึ้นกับระยะทางเราเรียกว่าสายส่งแบบสม่ำเสมอ(Uniform Transmission Line) ถ้าส่งสัญญาณจากด้านส่งไปยังด้านรับ ณ ที่ที่ห่างจากด้านส่งเป็นระยะ  $x$  มีขนาดย่อยๆ เป็น  $\Delta x$  ดังรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 สายส่งสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

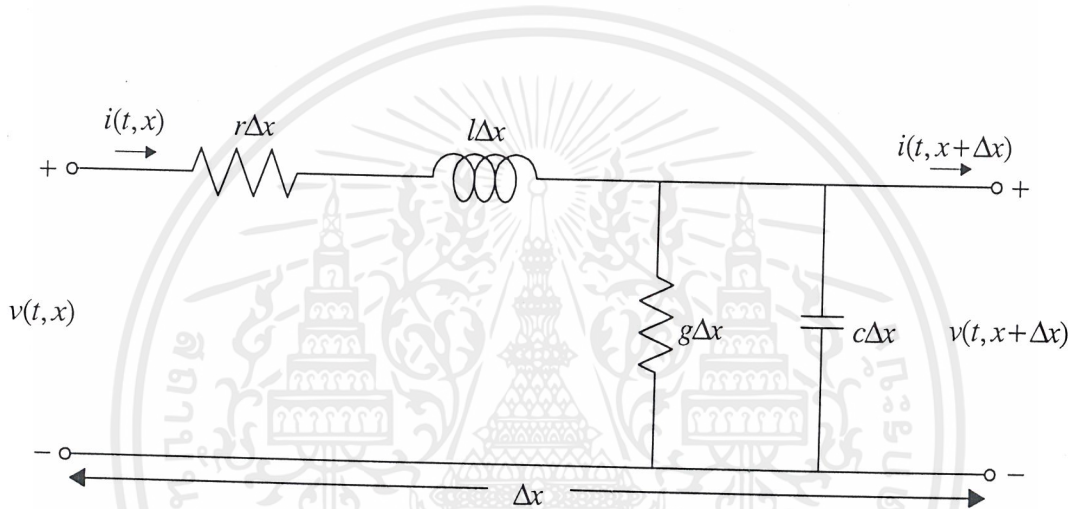
เมื่อขยาย  $\Delta x$  ออกไปจะได้วงจรเสมือน ตามรูปที่ 2.2 ซึ่ง  $v(t, x), i(t, x)$  จะเป็นศักย์ไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่จุด  $x$  ตามลำดับ โดยมีค่า Distributed Parameter ต่าง ๆ ดังนี้

$r$  : ค่าความต้านทาน(Resistance ohm/meter)

$l$  : ค่าความเหนี่ยวนำ(Inductance henry/meter)

$g$  : ค่าความนำ(Conductance mho/meter)

$c$  : ค่าความจุไฟฟ้า(Capacitance farad/meter)



รูปที่ 2.2 ส่วนขยายของ  $\Delta x$  ในสายส่ง

จากรูปที่ 2.2 โดยใช้กฎแรงดันและกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ (Kirchhoff's Law) สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$v(t, x + \Delta x) - v(t, x) \approx -\Delta x \left( l \frac{\partial i(t, x)}{\partial t} + ri(t, x) \right) \quad (2.1)$$

$$i(t, x + \Delta x) - i(t, x) \approx -\Delta x \left( c \frac{\partial v(t, x, \Delta x)}{\partial t} + gi(t, x, \Delta x) \right) \quad (2.2)$$

จากสมการ (2.1), (2.2) เมื่อกำหนดให้ลิมิตของ  $\Delta x$  เข้าใกล้ศูนย์ จะได้สมการเชิงอนุพันธ์ย่อยคือ

$$\frac{\partial v(t, x)}{\partial x} = -l \frac{\partial i(t, x)}{\partial t} - ri(t, x) \quad (2.3)$$

$$\frac{\partial i(t, x)}{\partial x} = -c \frac{\partial v(t, x)}{\partial t} - gv(t, x) \quad (2.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จาก  $v(t, x)$  และ  $i(t, x)$  ทำการแปลงสภาพลาปลาซจะได้

$$V(s, x) = L[v(t, x)] = \int_0^{\infty} v(t, x) e^{-st} dt \quad (2.5a)$$

$$I(s, x) = L[i(t, x)] = \int_0^{\infty} i(t, x) e^{-st} dt \quad (2.5b)$$

เมื่อหาอนุพันธ์สมการ (2.5a,b) เทียบกับ  $x$  จะได้

$$\begin{aligned} L\left[\frac{\partial v(t, x)}{\partial x}\right] &= \int_0^{\infty} \frac{\partial v(t, x)}{\partial x} e^{-st} dt = \frac{\partial}{\partial x} \int_0^{\infty} v(t, x) e^{-st} dt = \frac{\partial V(s, x)}{\partial x} \\ L\left[\frac{\partial i(t, x)}{\partial x}\right] &= \int_0^{\infty} \frac{\partial i(t, x)}{\partial x} e^{-st} dt = \frac{\partial}{\partial x} \int_0^{\infty} i(t, x) e^{-st} dt = \frac{\partial I(s, x)}{\partial x} \end{aligned} \quad (2.6)$$

โดยการแปลงสภาพลาปลาซในสมการ (2.3) และ (2.4) จะได้

$$\frac{\partial V(s, x)}{\partial x} = -(ls + r)I(s, x) \quad (2.7)$$

$$\frac{\partial I(s, x)}{\partial x} = -(cs + g)V(s, x) \quad (2.8)$$

เนื่องจากตัวแปรในสมการ (2.7) และ (2.8) มีเพียงตัวแปรเดียวคือ  $x$  จึงเขียน  $dx$  แทน  $\partial x$  แล้วจะได้

$$\frac{dV(s, x)}{dx} = -(ls + r)I(s, x) \quad (2.9)$$

$$\frac{dI(s, x)}{dx} = -(cs + g)V(s, x) \quad (2.10)$$

ถ้าหาอนุพันธ์สมการ (2.9) และ (2.10) เทียบกับ  $x$  เมื่อ  $r, l, c, g$  เป็นค่าคงที่ที่จะได้

$$\frac{d^2 V(s, x)}{dx^2} = -(ls + r) \frac{d}{dx} I(s, x) \quad (2.11)$$

$$\frac{d^2 I(s, x)}{dx^2} = -(cs + g) \frac{d}{dx} V(s, x) \quad (2.12)$$

โดยการแทนค่าสมการ (2.10) ลงในสมการ (2.11) และแทนค่าสมการ (2.9) ลงในสมการ (2.12) จะได้สมการของสายส่งแบบสม่ำเสมอ คือ

$$\frac{d^2}{dx^2} V - (ls + r)(cs + g)V = 0 \quad (2.13)$$

$$\frac{d^2}{dx^2} I - (ls + r)(cs + g)I = 0 \quad (2.14)$$

สมการ (2.13) และ (2.14) เป็นสมการอนุพันธ์อันดับ 2 ซึ่งสามารถเขียนได้ใหม่คือ

$$V(s, x) = A_1 \cosh \Gamma x + A_2 \sinh \Gamma x \quad (2.15)$$

$$I(s, x) = B_1 \cosh \Gamma x + B_2 \sinh \Gamma x \quad (2.16)$$

เมื่อ  $\Gamma$  เป็นสภาวะการแพร่กระจายของคลื่น (Propagation Function) โดยมีค่าดังนี้

$$\Gamma = \sqrt{(ls + r)(cs + g)} \quad (2.17)$$

สำหรับเทอม  $A_1, A_2, B_1, B_2$  เป็นค่าคงที่ และสามารถกำหนดได้ดังนี้คือ สำหรับสายส่ง (Transmission Line) ที่มีความยาวเท่ากับ  $d$  ซึ่งจะเป็นโครงข่ายแบบ 2 พอร์ต โดยทางอินพุตจะเป็น  $V(s, 0), I(s, 0)$  และทางเอาต์พุตเป็น  $V(s, d), I(s, d)$  จากสมการ (2.15), (2.16) ที่  $x = 0$  จะได้

$$A_1 = V(s, 0) \quad (2.18)$$

$$B_1 = I(s, 0) \quad (2.19)$$

ถ้าหาอนุพันธ์สมการ (2.15) และ (2.16) เทียบกับ  $x$  และแทนค่าลงในสมการ (2.9) และ (2.10) ตามลำดับ กำหนดให้  $x = 0$  จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

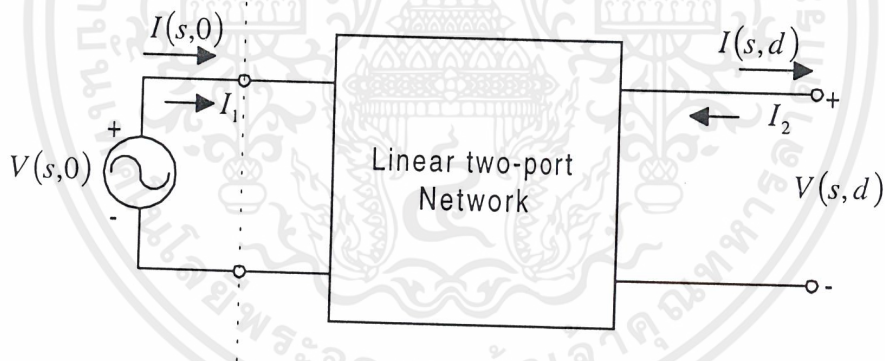
$$A_2 = -\sqrt{\frac{ls+r}{cs+g}} I(s,0) = -Z_0 I(s,0) \quad (2.20)$$

$$B_2 = -\sqrt{\frac{ls+r}{cs+g}} V(s,0) = -\frac{V(s,0)}{Z_0} \quad (2.21)$$

เมื่อ  $Z_0$  เป็นคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ (Characteristic Impedance) ของสายส่งแบบสม่ำเสมอ

$$Z_0 = \sqrt{\frac{ls+r}{cs+g}} \quad (2.22)$$

ฉะนั้นอินพุตและเอาต์พุตพอร์ตของสายส่งที่ได้จากสมการ (2.15) ถึงสมการ (2.22) สามารถแสดงได้ในรูปที่ 2.3

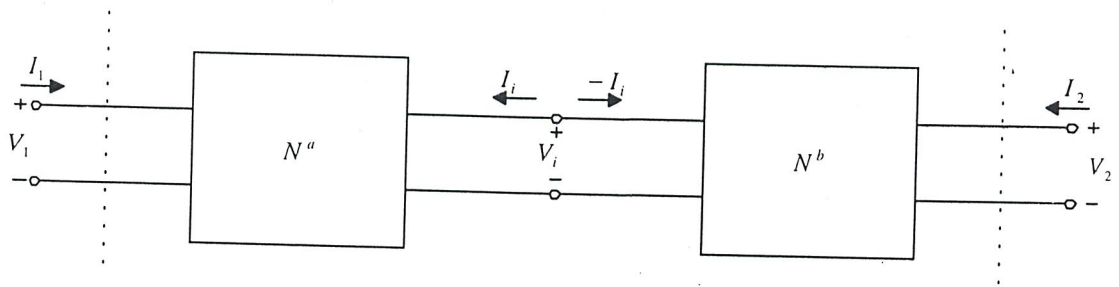


รูปที่ 2.3 แสดงอินพุตและเอาต์พุตพอร์ตของสายส่ง

สำหรับโครงข่ายในรูปที่ 2.3 สามารถเขียนเป็นพารามิเตอร์ ABCD ในรูปของเมตริกซ์ได้ดังในสมการ (2.23) โดยที่  $V(s,0), I(s,0)$  เป็นแรงดันและกระแสของพอร์ตที่ 1 ตามลำดับ เขียนเป็น  $V_1, I_1$  และ  $V(s,d), I(s,d)$  เป็นแรงดันและกระแสของพอร์ตที่ 2 ตามลำดับ เขียนเป็น  $V_2, -I_2$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ -I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 แสดงการต่อเรียงกันของโครงข่ายในรูปที่ 2.3

ถ้านำโครงข่ายในรูปที่ 2.3 สองชุดมาต่อเรียงกันดังรูปที่ 2.4 ผลรวมทั้งหมด จะได้เป็น สมการ ABCD เมตริกซ์ คือ

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A^a & B^a \\ C^a & D^a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A^b & B^b \\ C^b & D^b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

เมื่อ

$$\begin{aligned} A &= A^a A^b + B^a C^b & B &= A^a B^b + B^a D^b \\ C &= C^a A^b + D^a C^b & D &= C^a B^b + D^a D^b \end{aligned}$$

ถ้าแทนสมการ (2.18) ถึง (2.21) ลงในสมการ (2.15), (2.16) และแปลงค่าพารามิเตอร์ของ เมตริกซ์ซึ่งเป็น Inverse Transmission Matrix จะได้สมการของสายส่งแบบสม่ำเสมอ คือ

$$\begin{bmatrix} V(s, d) \\ -I(s, d) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh \Gamma d & Z_0 \sinh \Gamma d \\ \frac{\sinh \Gamma d}{Z_0} & \cosh \Gamma d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V(s, 0) \\ -I(s, 0) \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

ในทำนองเดียวกัน โดยการแปลงค่าพารามิเตอร์ของเมตริกซ์ไปเป็นพารามิเตอร์ของ อิมพีแดนซ์วงจรเปิด (Open-Circuit Impedance) หรือ Z-Parameter และพารามิเตอร์ของแอดมิตแตนซ์ วงจรลัด (Short-Circuit Admittance) หรือ Y-Parameter จะได้

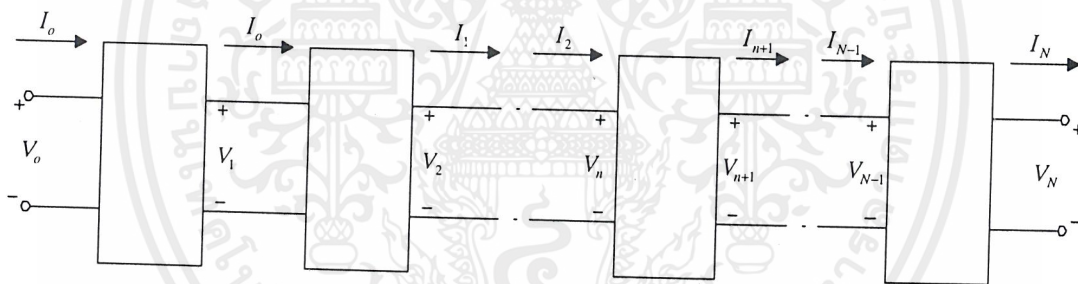
$$[Z] = Z_0 \begin{bmatrix} \coth \Gamma d & \operatorname{cosech} \Gamma d \\ \operatorname{cosech} \Gamma d & \coth \Gamma d \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$[Y] = \frac{1}{Z_0} \begin{bmatrix} \coth \Gamma d & -\operatorname{cosech} \Gamma d \\ -\operatorname{cosech} \Gamma d & \coth \Gamma d \end{bmatrix} \tag{2.27}$$

### 2.2 โครงสร้างของลัมด์พารามิเตอร์

การประมาณโครงสร้างแบบลัมด์(Lumped) เมื่อนำมาเปรียบเทียบกับโครงสร้างแบบดิสทริบิวท์ (Distributed) จะต้องใช้โครงข่ายแบบ 2 พอร์ตที่เหมือนกันจำนวนหลายชุด ประกอบเข้าด้วยกันดังรูปที่ 2.4 โดยที่แต่ละชุดต้องมีขนาดเล็กและมีจำนวนมากเมื่อเทียบกับหนึ่งหน่วยความยาว จำนวนชุดของกลุ่มก้อนที่เพียงพอที่จะแสดงคุณสมบัติของโครงข่ายดิสทริบิวท์ ขึ้นอยู่กับความถี่ที่เราต้องการ และช่วงความถี่ที่ใช้ในเทอมเวลาคงที่ (Time constant) ของสาย ถ้าเป็นไปได้เราจะต้องใช้จำนวนชุดของกลุ่มก้อนให้มีจำนวนเข้าใกล้ค่าอนันต์(Infinity) จึงจะได้โครงสร้างแบบดิสทริบิวท์



รูปที่ 2.5 รูปแบบของโครงข่าย 2 พอร์ต

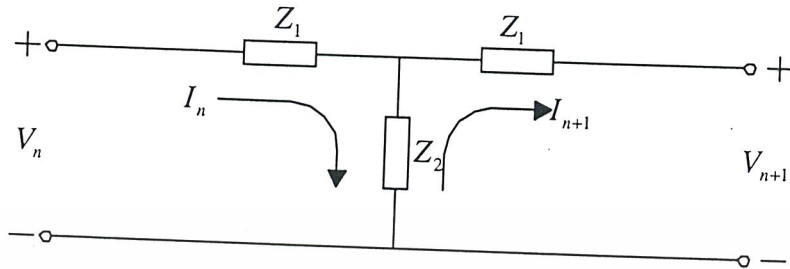
สำหรับสายส่งแบบสม่ำเสมอที่มีความยาวจำกัด สามารถประมาณโดยใช้โครงสร้างของลัมด์แบบ 2 พอร์ตจำนวนหลาย ๆ ชุดดังในรูปที่ 2.5 ในส่วนหนึ่งของสายโดยให้มีโครงสร้างแบบ T ซึ่งสามารถเขียนได้ดังในรูปที่ 2.6 สมมติสถานะเริ่มต้นให้เท่ากับศูนย์ จากวงจรโดยการหาสมการเมชเคอร์เรนทซ์จะได้

$$(Z_1 + Z_2)I_n - Z_2 I_{n+1} = V_n \tag{2.28}$$

$$Z_2 I_n - (Z_1 + Z_2)I_{n+1} = V_{n+1} \tag{2.29}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $n=0, 1, \dots, N+1$



รูปที่ 2.6 แสดงโครงสร้างของ T-Network

จากสมการ (2.28) , (2.29) สามารถเขียนได้ใหม่ในรูป Recurrence Form คือ

$$\begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + \frac{Z_1}{Z_2} & -\left(\frac{Z_1^2}{Z_2} + 2Z_1\right) \\ -\frac{1}{Z_2} & 1 + \frac{Z_1}{Z_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

สมการ (2.30) สามารถเขียนในรูปแบบเมตริกซ์ได้คือ

$$[X_{n+1}] = [M][X_n] \quad (2.31)$$

เมื่อ

$$[M] = \begin{bmatrix} 1 + \frac{Z_1}{Z_2} & -\left(\frac{Z_1^2}{Z_2} + 2Z_1\right) \\ -\frac{1}{Z_2} & 1 + \frac{Z_1}{Z_2} \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

$$[X_{n+1}] = \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} \quad \text{และ} \quad [X_n] = \begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

จากสมการ (2.31) สามารถเขียนได้ใหม่คือ

$$[X_n] = [M]^n [X_0] \quad (2.34)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อกำหนดให้  $[M]^n$  หาได้จาก Eigenvalues ของ  $[M]$  ค่า Eigenvalues เป็นรากของสมการ  
คุณลักษณะนั่นคือ

$$\det [[M] - \lambda[I]] = \lambda^2 - 2\lambda \left( \frac{Z_1}{Z_2} + 1 \right) + 1 = 0 \quad (2.35)$$

เมื่อ  $[I]$  คือ Identity หรือ Unit Matrix

ค่า Eigenvalues ทั้ง 2 ค่า จากสมการ (2.35) สัมพันธ์กันดังนี้

$$\lambda_1 \lambda_2 = 1 \quad (2.36)$$

$$\lambda_1 + \lambda_2 = 2 \left( \frac{Z_1}{Z_2} + 1 \right) \quad (2.37)$$

จากสมการ (2.36) , (2.37) กำหนดให้  $\lambda_1 = e^\zeta, \lambda_2 = e^{-\zeta}$  จะได้  $\cosh \zeta = (Z_1/Z_2) + 1$   
แล้วหา  $[M]^n$  โดยใช้ทฤษฎีของ Cayley-Hamilton โดยให้

$$[M]^n = C_0 [I] + C_1 [M] \quad (2.38)$$

จะได้

$$(e^\zeta)^n = C_0 + C_1 (e^\zeta) \quad (2.39)$$

$$(e^{-\zeta})^n = C_0 + C_1 (e^{-\zeta}) \quad (2.40)$$

จากสมการ (2.39) , (2.40) จะได้

$$C_0 = -\frac{\sinh(n-1)\zeta}{\sinh \zeta}, \quad C_1 = \frac{\sinh n\zeta}{\sinh \zeta}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$[M]^n = \begin{bmatrix} -\frac{\sinh(n-1)\zeta}{\sinh \zeta} + \frac{\sinh n\zeta \cosh \zeta}{\sinh \zeta} & -\left(\frac{Z_1^2}{Z_2} + 2Z_1\right) \frac{\sinh n\zeta}{\sinh \zeta} \\ -\frac{1}{Z_2} \frac{\sinh n\zeta}{\sinh \zeta} & -\frac{\sinh(n-1)\zeta}{\sinh \zeta} + \frac{\sinh n\zeta \cosh \zeta}{\sinh \zeta} \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

สมการ (2.41) สามารถเขียนได้เป็น

$$-\sinh(n-1)\zeta = -\sinh n\zeta \cosh \zeta + \cosh n\zeta \sinh \zeta \quad (2.42)$$

และ

$$-\left(\frac{Z_1^2}{Z_2} + 2Z_1\right) = Z_2 - Z_2 \left(\frac{Z_1 + Z_2}{Z_2}\right)^2 = Z_2(1 - \cosh^2 \zeta) = -Z_2 \sinh^2 \zeta \quad (2.43)$$

ฉะนั้นจากสมการ (2.32) สามารถเขียนได้ใหม่

$$[M] = \begin{bmatrix} \cosh \zeta & -Z_2 \sinh^2 \zeta \\ -\frac{1}{Z_2} & \cosh \zeta \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

และ  $[M]^n$  สามารถเขียนได้ดังนี้

$$[M]^n = \begin{bmatrix} \cosh \zeta & -Z_2 \sinh \zeta \sinh n\zeta \\ -\frac{\sinh n\zeta}{Z_2 \sinh \zeta} & \cosh \zeta \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

ดังนั้นสมการ (2.34) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh \zeta & -Z_2 \sinh \zeta \sinh n\zeta \\ -\frac{\sinh n\zeta}{Z_2 \sinh \zeta} & \cosh \zeta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_o \\ I_o \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

แรงดันและกระแสในชุดที่  $n$  สำหรับกรณีจุดต่อถูกเปิดวงจรและลัดวงจร สามารถหาได้ดังนี้

สำหรับกรณีเอาท์พุทลัดวงจรได้  $V_N = 0$  จากสมการ (2.46) โดยแทน  $n$  ด้วย  $N$  จะได้

$$I_o = \frac{\cosh N\zeta}{Z_2 \sinh \zeta \sinh N\zeta} V_o \quad (2.47)$$

จากสมการ (2.36) และ (2.47) ค่ากระแสและแรงดันในชุดที่  $n$  จะได้

$$I_n = \frac{\cosh(N-n)\zeta}{Z_2 \sinh \zeta \sinh N\zeta} V_o \quad (2.48)$$

$$V_n = \frac{\cosh(N-n)\zeta}{\sinh N\zeta} V_o \quad (2.49)$$

สำหรับกรณีเอาท์พุทวงจรเปิดได้  $I_N = 0$  จากสมการ (2.36) โดยการแทน  $n$  ด้วย  $N$  จะได้

$$I_o = \frac{\sinh N\zeta}{Z_2 \sinh \zeta \cosh N\zeta} V_o \quad (2.50)$$

จากสมการ (2.46) และ (2.50) ค่ากระแสและแรงดันชุดที่  $n$  จะได้

$$I_n = \frac{\cosh(N-n)\zeta}{Z_2 \sinh \zeta \cosh N\zeta} V_o \quad (2.51)$$

$$V_o = \frac{\cosh(N-n)\zeta}{\cosh N\zeta} V_o \quad (2.52)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการ (2.46) เป็น Inverse Transmission Matrix ของโครงข่ายแบบ 2 พอร์ต ผลรวมทั้งหมดสำหรับเมตริกซ์ของโครงข่ายแบบ 2 พอร์ต ซึ่งแสดงในรูปที่ 2.6 ที่จุดที่ N โดยการแทน n ด้วย N และเปลี่ยนเครื่องหมาย เพื่อให้เหมือนกับเครื่องหมายทั้งสองในรูปที่ 2.3 จะได้

$$\begin{bmatrix} V_N \\ -I_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh N\zeta & Z_2 \sinh \zeta \sinh N\zeta \\ \frac{\sinh N\zeta}{Z_2 \sinh \zeta} & \cosh N\zeta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_o \\ -I_o \end{bmatrix} \quad (2.53)$$

จากสมการ (2.53) ถ้าแปลงเมตริกซ์เป็นพารามิเตอร์ของแอดมิตแดนซ์วงจรลัด ซึ่งจะได้ว่า

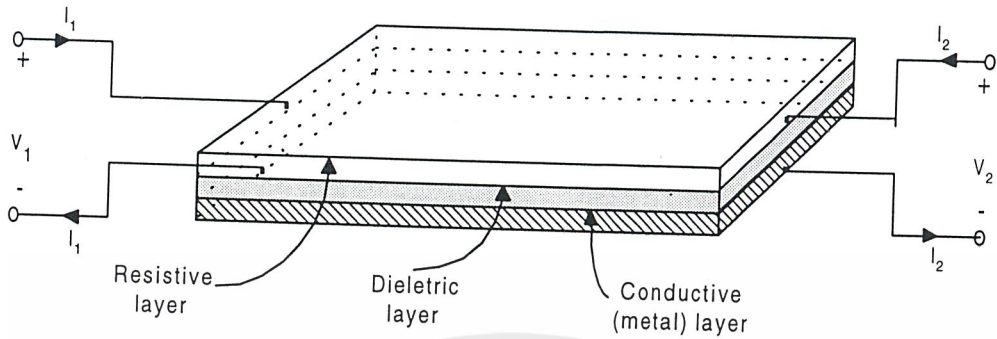
$$[Y] = \frac{1}{Z_2 \sinh \zeta} \begin{bmatrix} \coth N\zeta & -\operatorname{cosech} N\zeta \\ -\operatorname{cosech} N\zeta & \coth N\zeta \end{bmatrix} \quad (2.54)$$

จากสมการ (2.54) ที่ได้จะเห็นว่าเหมือนกับสมการ (2.37) ของโครงข่ายในแบบ Distributed โดยที่  $Z_2 \sinh \zeta$  เป็นคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ (Characteristic Impedance) ของสาย

### 2.3 โครงสร้างและพารามิเตอร์ของคิสทรีบิวท์อาซี

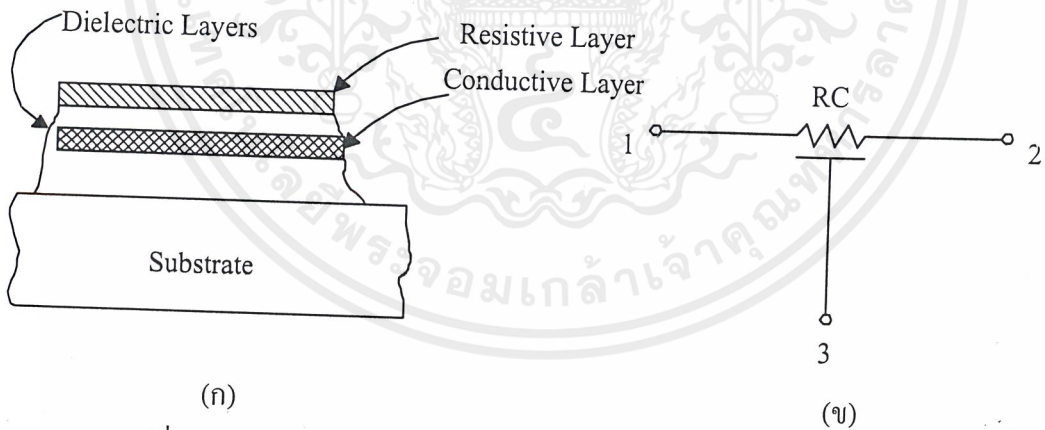
โครงข่ายแบบคิสทรีบิวท์อาซี สามารถทำให้อยู่ภายในไอซี (Passive Integrated Circuit) โดยมี 2 พอร์ต และมีโครงสร้างดังในรูปที่ 2.7 ซึ่งประกอบกันขึ้นจากส่วนต่าง ๆ ดังนี้ คือส่วนบนสุดจะเป็นชั้นของความต้านทาน (Resistive Layer) รองลงมาเป็นชั้นของฉนวน (Dielectric Layer) และชั้นของตัวนำ (Conductive Layer) ความหนาของแต่ละชั้นประมาณ  $10^{-5}$  นิ้ว จึงทำให้วงจรมีขนาดเล็กมาก (Microcircuits) โดยมีโครงสร้าง 2 อย่างคือ โครงสร้าง Thin-Film และโครงสร้าง Monolithic โครงสร้างฟิล์มบาง (Thin-Film) ประกอบด้วยชั้นของวัสดุหลายอย่าง ซึ่งวางอยู่บนตัวกลางที่เหมาะสม (Substrate) ตัวอย่างเช่น แผ่นบาง ๆ ของสาร Dielectric อาจจะถูก Titanate ด้วยแผ่นบาง Nichrome Resistive Film ซึ่งวางอยู่ไว้ด้านบนและแผ่น Conductive Copper-Film ที่วางไว้ด้านล่าง หุ้มห่อด้วยสาร Dielectric และอยู่บน Passive Substrate ด้วยวิธี Vaporization หรือ Electrochemical Technique โครงสร้าง Monolithic ประกอบด้วยชั้นของสารกึ่งตัวนำ ถูกทำเป็นรูปสี่เหลี่ยมเล็ก ๆ เช่น Distributed Resistance ได้มาจาก Lightly Doped สารกึ่งตัวนำ และ Distribute Capacitance ได้มาจากการป้อนไบแอสกลับข้างของรอยต่อภายใน P-N วงจรขนาดจิ๋วจะถูกนำมาใช้สำหรับ Distribute RC Active Network

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 แสดงโครงสร้างของ 2 พอร์ตแบบDistributed RC

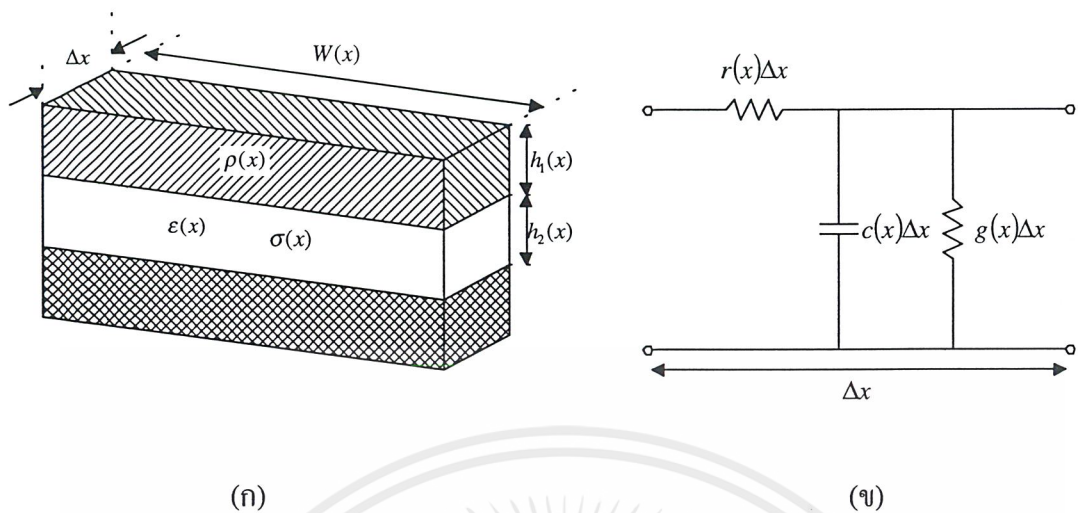
การทำงานทางไฟฟ้าจากโครงสร้างขึ้นอยู่กับลักษณะของวัสดุและรูปทรงทางเรขาคณิต วิธีการที่จะใช้ในการผลิตขึ้นอยู่กับข้อกำหนดขนาดของโครงสร้าง และคุณลักษณะการทำงาน ตัวอย่างโครงสร้างของวงจร Uniform Distributed RC ซึ่งอยู่ในไอซีแสดงดังรูปที่ 2.8(ก) และมีสัญลักษณ์ของวงจрдังรูปที่ 2.8(ข)



รูปที่ 2.8 แสดงโครงสร้างและสัญลักษณ์ของ Uniform Distributed RC

สำหรับ โครงข่ายแบบดิสทริบิวท์อาซีตามในรูปที่ 2.7 มี 2 พอร์ตภายใต้เงื่อนไขของ One Dimension Current Flow โครงข่ายสามารถถูกแบ่งเป็นส่วนย่อย ๆ จำนวนเพิ่มที่ละส่วนของ ความยาวเป็น  $\Delta x$  ดังแสดงในรูปที่ 2.9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.9 แสดงโครงสร้างและวงจรโครงข่ายของส่วนย่อย  $\Delta x$  ของ Distributed RC

ความต้านทานของแต่ละอิลิเมนต์ที่อนุกรมกันแต่ละส่วนจะเป็นฟังก์ชันตามแผ่นความต้านทานของแต่ละอิลิเมนต์ ค่าความต้านทานในแต่ละอิลิเมนต์  $r(x)\Delta x$  ถูกกำหนดให้คือ

$$r(x)\Delta x = \frac{\rho\Delta x}{Wh_1} \quad (2.55)$$

เมื่อ  $\rho$  และ  $h_1$  คือความต้านทานจำเพาะและความหนาแน่นแผ่นความต้านทานที่  $x$  และ  $W$  คือความกว้างของอิลิเมนต์ที่  $x$

ส่วน Shunt Admittance ของอิลิเมนต์สามารถหาได้ในลักษณะเดียวกัน มันประกอบด้วยค่าประจุและค่าความนำของแผ่น Dielectric ของอิลิเมนต์นั้นคือ

$$c(x)\Delta x = \frac{\epsilon W\Delta x}{h_2} \quad (2.56)$$

$$g(x)\Delta x = \frac{\sigma W\Delta x}{h_2} \quad (2.57)$$

เมื่อ  $\epsilon$  และ  $\sigma$  คือ Permittivity และ Conductivity ของแผ่น Dielectric และ  $h_2$  คือความหนาแน่นของแผ่น Dielectric ที่  $x$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

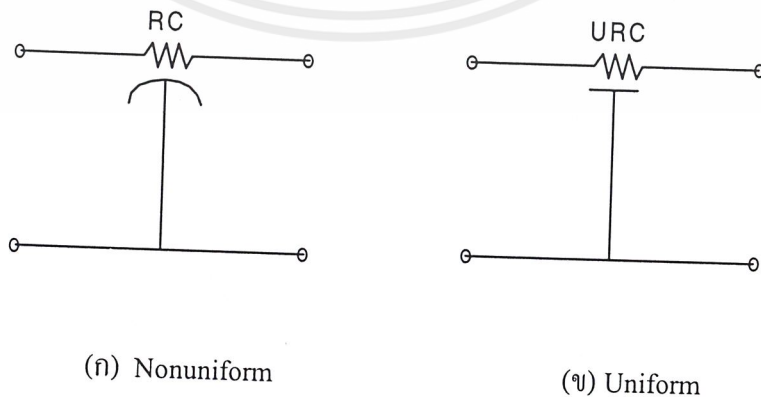
ถ้าให้ลิมิตของ  $\Delta x$  เข้าใกล้ศูนย์ ค่าความต้านทาน ค่าความจุและความนำต่อหน่วยความยาว จะได้

$$r(x) = \frac{\rho}{wh_1} \tag{2.58}$$

$$c(x) = \frac{\epsilon w}{h_2} \tag{2.59}$$

$$g(x) = \frac{\sigma w}{h_2} \tag{2.60}$$

ค่าของ  $r(x)$ ,  $c(x)$  และ  $g(x)$  จะเป็นจำนวนจริง (Real) มีเครื่องหมายเป็นบวกและมีค่าจำกัด (finite) ข้อกำหนดนี้ มีความสำคัญในการพิจารณาถึงธรรมชาติของผลลัพธ์ สำหรับการเชิงอนุพันธ์ ซึ่งแสดงคุณสมบัติที่ได้จากโครงข่าย โครงข่ายแบบ 2 พอร์ต ของ Distributed RC โดยมีลักษณะเหมือนกับรูปที่ 2.9(ข) ถ้าพิจารณาพารามิเตอร์  $r$ ,  $c$  และ  $g$  จะได้ว่าในขณะที่ความสูญเสียของการรั่วไหล (leakage) ของความนำ  $g(x)$  ใน Dielectric มีค่าน้อยเป็นที่ยอมรับได้เมื่อค่า Conductance มีค่าน้อยกว่า Capacitance มาก ๆ จะสามารถตัดค่า  $g$  ทิ้งได้คือให้  $g$  มีค่าเป็นศูนย์ จึงจะได้โครงข่ายแบบคิสทรีบิวท์อาซี ถ้า  $r$  และ  $c$  ไม่แปรเปลี่ยนตาม ความยาวของ  $x$  จะเป็นแบบ Uniform Distributed RC ในกรณีเดียวกันถ้า  $r$  และ  $c$  แปรเปลี่ยนตาม ความยาวของ  $x$  จะเป็นแบบ Nonuniform Distributed RC โดยสัญลักษณ์ของโครงข่ายแบบ Nonuniform Distributed RC แสดงในรูปที่ 2.10(ก) ในขณะที่เส้นโค้งบอกถึงเป็นแบบ Nonuniform ถ้าเส้นได้ R เป็นเส้นตรงจะเป็นโครงข่ายแบบ Uniform Distributed RC ดังแสดงในรูปที่ 2.10(ข)



รูปที่ 2.10 แสดงสัญลักษณ์ของ Distributed RC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับกรณีโครงข่ายที่เป็นแบบ Nonuniform Distributed RC ซึ่งภายในเป็นฟังก์ชันตามระยะความยาวของ  $x$  ความสัมพันธ์ของเปลี่ยนแปลงแรงดันและกระแส จากสมการ (2.9) , (2.10) สามารถเขียนได้เป็น

$$\frac{d}{dx}V(s, x) = -r(x)I(s, x) \quad (2.61)$$

$$\frac{d}{dx}I(s, x) = -sc(x)V(s, x) \quad (2.62)$$

ถ้าหาอนุพันธ์สมการ (2.61) , (2.62) เทียบกับ  $x$  จะได้

$$\frac{d^2}{dx^2}V(s, x) = -r(x)\frac{d}{dx}I(s, x) - I(s, x)\frac{d}{dx}r(x) \quad (2.63)$$

$$\frac{d^2}{dx^2}I(s, x) = -sc(x)\frac{d}{dx}V(s, x) - sV(s, x)\frac{d}{dx}c(x) \quad (2.64)$$

โดยการแทนค่าสมการ (2.61) และ (2.62) ลงในสมการ (2.63) และ (2.64) แล้วจัดสมการใหม่โดย พิจารณาเทอมต่างๆ ในรูปของกระแสและแรงดันจะได้

$$V'' - \frac{r'V'}{r} - rscV = 0 \quad (2.65)$$

$$I'' - \frac{c'I'}{c} - rscI = 0 \quad (2.66)$$

เมื่อเครื่องหมาย prime แสดงถึงการหาอนุพันธ์เทียบกับ  $x$  โดยที่  $r(x)$  และ  $c(x)$  เป็นฟังก์ชันที่เปลี่ยนแปลงตามค่าของ  $x$  ดังนั้นสมการของ Nonuniform Distributed RC สามารถเขียนได้คือ

$$\frac{d}{dx}\left(\frac{1}{r(x)}\frac{d}{dx}V\right) - sc(x)V = 0 \quad (2.67)$$

$$\frac{d}{dx}\left(\frac{1}{sc(x)}\frac{d}{dx}I\right) - r(x)I = 0 \quad (2.68)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

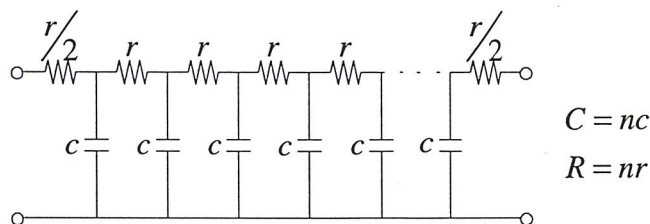
สำหรับโครงข่ายแบบ Uniform Distributed RC ซึ่งค่า R และ C ไม่แปรเปลี่ยนตามค่าของ x ความสัมพันธ์ของการเปลี่ยนแปลงแรงดันและกระแสจะเหมือนกันกับสมการ (2.25) ของ Uniform Line โดยให้ Inductive ( $l$ ) และ Conductive ( $g$ ) มีค่าเท่ากับศูนย์ สำหรับสายที่มีความยาว  $d$  จะได้ผลรวมของความต้านทานทั้งหมด  $r$  เท่ากับ  $d$  และผลรวมของค่าความจุทั้งหมด  $c$  เท่ากับ  $d$  ฉะนั้นจากสมการ (2.26) และ (2.27) ตัว Uniform Distributed RC สามารถเขียนอยู่ในรูปของพารามิเตอร์ความต้านทาน (Impedance Parameter) และพารามิเตอร์ความนำ (Admittance Parameter) ได้คือ

$$[Z] = \sqrt{\frac{R}{SC}} \begin{bmatrix} \coth \sqrt{src} & \operatorname{csc} h\sqrt{src} \\ \operatorname{csc} h\sqrt{src} & \coth \sqrt{src} \end{bmatrix} \quad (2.69)$$

และ

$$[Y] = \sqrt{\frac{SC}{R}} \begin{bmatrix} \coth \sqrt{src} & -\operatorname{csc} h\sqrt{src} \\ -\operatorname{csc} h\sqrt{src} & \coth \sqrt{src} \end{bmatrix} \quad (2.70)$$

จากที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้นว่ายูนิฟอร์มดิสทริบิวท์อาชีมีโครงสร้างที่ประกอบไปด้วย ชั้นของความต้านทาน ชั้นของฉนวน และชั้นของตัวนำ ตามที่เคยแสดงไว้ดังรูปที่ 2.9 ในทำนองเดียวกันจากรูปที่ 2.9(ข) ถ้าเราไม่คิดค่าของความนำ ซึ่งโดยปกติมีค่าน้อยมาก เราจะได้โครงข่ายแบบดิสทริบิวท์อาชี ดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 โครงสร้างของดิสทริบิวท์อาชี เมื่อค่าความนำ  $g$  มีค่าน้อยมาก ๆ

โดยรูปที่ 2.11 ค่าความต้านทานย่อย และค่าความจุย่อย(r,c)จะต้องมีจำนวนเข้าใกล้อนันต์ จึงจะได้โครงสร้างแบบคิสรวิวัตอาซีที่สมบูรณ์ ถ้าเรานำพารามิเตอร์ความนำ (Admittance Parameter) ในสมการที่ (2.70) มาจัดสมการใหม่เราจะได้

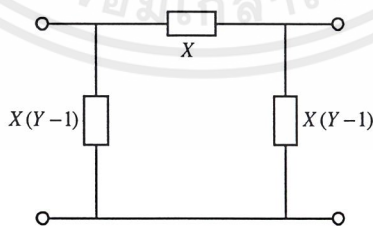
$$[Y_{ij}] = \begin{bmatrix} \frac{P \cosh P}{R \sinh P} & -\frac{P}{R \sinh P} \\ -\frac{P}{R \sinh P} & \frac{P \cosh P}{R \sinh P} \end{bmatrix} \quad (2.71)$$

เมื่อกำหนดให้  $X = \frac{P}{R \sinh P}$ ,  $Y = \cosh P$  และ  $P = \sqrt{sRC}$

โดยที่  $R$  และ  $C$  เป็นค่าความต้านทานรวมและค่าความจุรวมของคิสรวิวัตอาซี  $s$  เป็นความถี่เชิงซ้อน (Complex Frequency)

$$[Y_{ij}] = \begin{bmatrix} XY & -X \\ -X & XY \end{bmatrix} \quad (2.72)$$

ถ้าเราใช้วงจรเสมือน  $\pi$  สำหรับ 2 พอร์ตแบบเชิงเส้นต่อลงกราวด์ [4] ซึ่งโดยปกติแล้วจะเขียนอยู่ในรูปพารามิเตอร์ความนำ (Admittance Parameter) นำมาใช้ในการหาวงจรเสมือนของตัวคิสรวิวัตอาซี(ในที่นี้ของเรียกสั้น ๆ ว่า URC) ดังแสดงดังรูปที่ 2.12

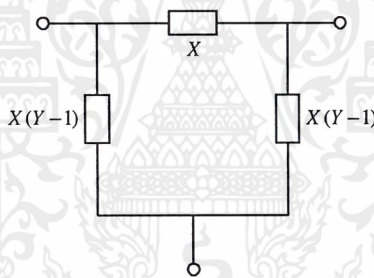


รูปที่ 2.12 วงจรเสมือน URC แบบ 2 พอร์ต

สำหรับรูปที่ 2.12 แสดงให้เห็นถึงวงจรเสมือนของ URC แบบ 2 พอร์ต ซึ่งมีพารามิเตอร์ความนำ (Admittance Parameter) ตามสมการ (2.72) ถ้าเรานำมาตัดแปลงโดยวิเคราะห์รูปที่ 2.12 การใช้กฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ จะได้พารามิเตอร์ความนำในรูปเมตริกซ์ดังสมการ 2.73

$$[Y_{ij}] = \begin{bmatrix} XY & -X & -X(Y-1) \\ -X & XY & -X(Y-1) \\ -X(Y-1) & -X(Y-1) & 2X(Y-1) \end{bmatrix} \quad (2.73)$$

สำหรับสมการที่ 2.73 สามารถนำมาเขียนเป็นวงจรเสมือนของ URC ในกรณีที่ URC ต่อลอย (Floating) คือ



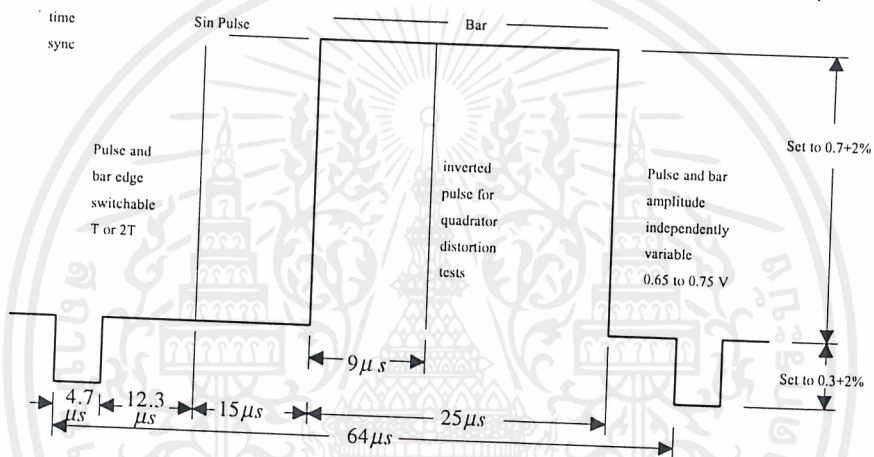
รูปที่ 2.13 วงจรเสมือนของ URC กรณีต่อลอย

จากที่ได้กล่าวมาในหัวข้อนี้ วงจรเสมือนและพารามิเตอร์ทั้งหมดที่ได้ เรานำมาใช้ในการวิเคราะห์วงจรแอกทีฟดีสทริบิวท์อาชี

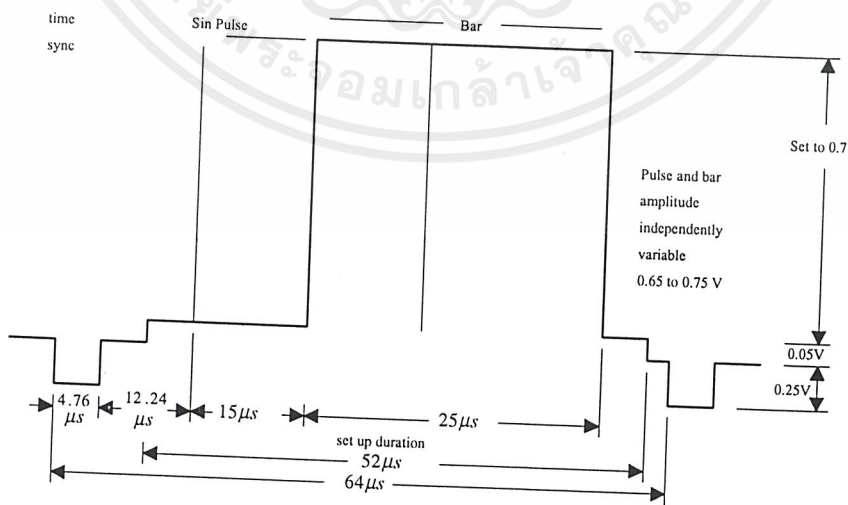
### บทที่ 3 ทฤษฎีทั่วไป

#### 3.1 ทฤษฎีไชน์กำลังสองพัลส์

ไชน์กำลังสองพัลส์เป็นสัญญาณที่นิยมใช้ในการตรวจสอบข้อบกพร่อง ซึ่งอาจจะเกิดขึ้นในระบบโทรทัศน พัลส์ดังกล่าวนี้อาจเป็นแบบ T และ 2T สำหรับตรวจสอบโทรทัศนขาวดำและแบบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองใช้ในการตรวจสอบโทรทัศนสี วิธีการตรวจสอบใดๆทำได้โดยการป้อนไชน์กำลังสองพัลส์ให้แก่ระบบนั้น แล้วสังเกตการตอบสนองต่างๆ ของระบบดังกล่าวคือ การตอบสนองของขนาด(Amplitude Response) การตอบสนองของเฟส(Phase Response)

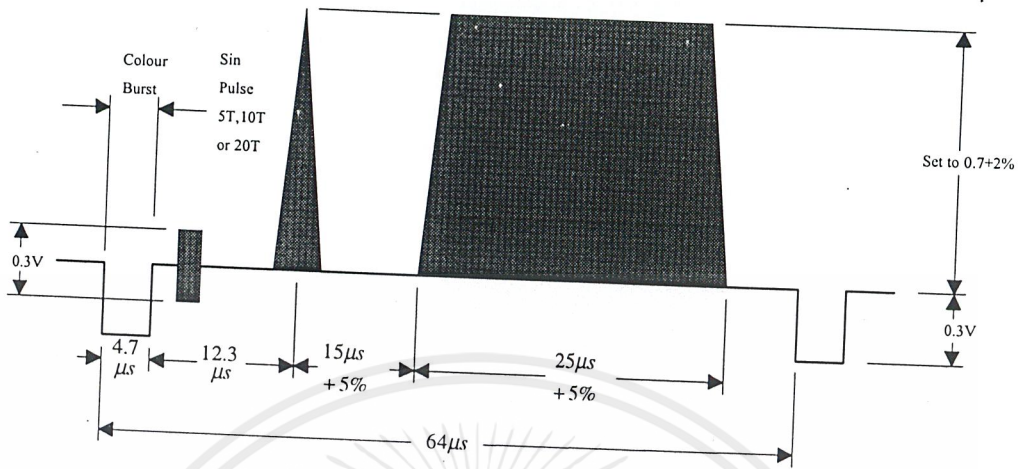


รูปที่ 3.1 รูปลักษณะของสัญญาณไชน์กำลังสองพัลส์และบาร์ในระบบ 625 เส้น

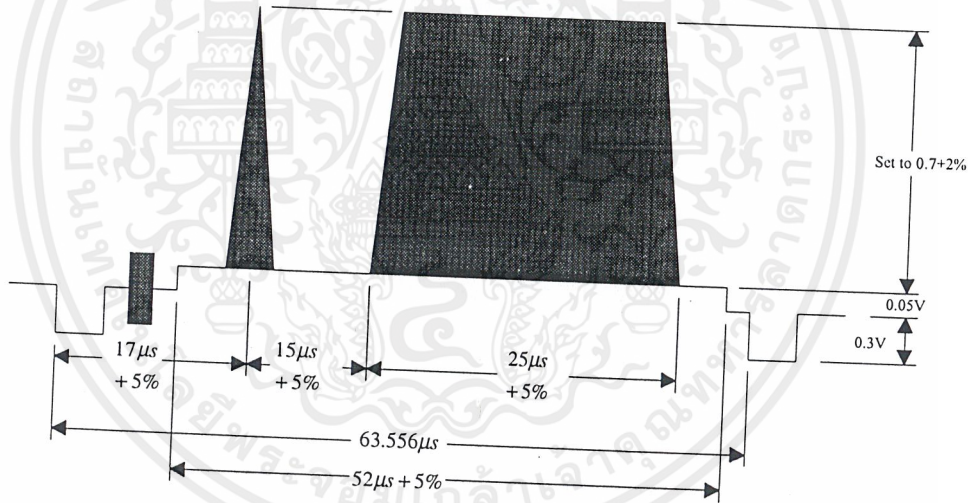


รูปที่ 3.2 รูปลักษณะสัญญาณไชน์กำลังสองพัลส์และบาร์ในระบบ 525 เส้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 รูปลักษณะสัญญาณมอดูเลตไซน์กำลังสองพัลซ์และบาร์ในระบบ 625 เส้น



รูปที่ 3.4 รูปลักษณะสัญญาณมอดูเลตไซน์กำลังสองพัลซ์และบาร์ในระบบ 525 เส้น

รูปลักษณะคลื่นไซน์กำลังสอง ช่วงกว้างของพัลซ์ที่ใช้ทดสอบมีการกำหนดขนาดของพัลซ์ในช่วงตรงกลาง เช่น ขนาดความกว้างของพัลซ์ช่วงตรงกลาง (HAD : Half Amplitude Duration) เมื่อกำหนดให้ HAD เป็นสัญญาณไซน์กำลังสองของ T ช่วงความถี่ของพัลซ์นี้คือ  $f = 1/T$  ถ้าสัญญาณไซน์กำลังสองพัลซ์มี HAD เท่ากับ T เราเรียกพัลซ์ดังกล่าวว่า T พัลซ์ ถ้าพัลซ์นี้มีความกว้างเป็นสองเท่าเราเรียกว่า 2T พัลซ์ ถ้ากว้างเป็นครึ่งหนึ่งก็เรียกว่า 1/2T พัลซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่สำหรับระบบ NTSC

2T Pulse    มี HAD = 0.25  $\mu$ S

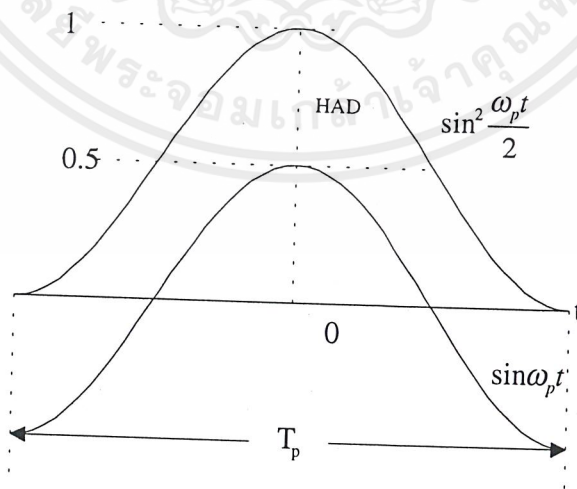
T Pulse    มี HAD = 0.125  $\mu$ S

ส่วนในระบบ PAL

2T Pulse    มี HAD = 0.2  $\mu$ S

T Pulse    มี HAD = 0.1  $\mu$ S

การใช้ไซน์กำลังสองพัลส์จำเป็นต้องเข้าใจถึงคุณลักษณะพิเศษของความถี่ใกล้จุดคัท-ออฟ และพัลส์รูปสี่เหลี่ยม (Bar) ซึ่งเป็นตัวกำหนดย่านความถี่ช่วงต่ำและตรงกลาง ในทางปฏิบัติจะใช้ 2T พัลส์, T พัลส์ และ 1/2T พัลส์ เมื่อต้องการตรวจสอบอุปกรณ์โทรทัศน์ขนาดความถี่ 4MHz เช่น เครื่องบันทึกภาพ (VTR) , อุปกรณ์โทรทัศน์ขนาด 8MHz และอุปกรณ์โทรทัศน์ที่มีความถี่สูงกว่าตามลำดับ ส่วนสัญญาณสี่เหลี่ยมได้ออกแบบเพื่อให้ตรวจสอบได้โดยใช้มอโนเตอร์ เมื่อความถี่ช่วงตรงกลางมีการขยายไม่ก็จะเกิดภาพมัวหรือเป็นริ้วยาวๆ ดังนั้นสัญญาณสี่เหลี่ยม(Bar)จึงมีประโยชน์มากในการกำหนดคุณลักษณะพิเศษของย่านความถี่ช่วงตรงกลาง



รูปที่ 3.5 แสดงลักษณะของไซน์กำลังสองพัลส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการของไซน์กำลังสองพัลซ์ดังรูปที่ 2.5 สามารถเขียนได้คือ

$$f(t) = \begin{cases} \sin^2 \frac{\omega_p t}{2} \\ \frac{1}{2}(1 - \cos \omega_p t) \end{cases} \quad (3.1)$$

โดยที่  $\omega_p = 2\pi f_p = 2\pi \frac{1}{T_p}$

เมื่อ  $T_p$  เป็นช่วงเวลาความกว้างของพัลซ์

ส่วนสำคัญสำหรับทดสอบไซน์กำลังสองพัลซ์คือ ช่วงเวลาครึ่งหนึ่งของแอมพลิจูด ( $T$ ) จะมีค่าเท่ากับ  $1/2$  ของช่วงเวลาของพัลซ์ ( $T_p$ ) ดังนั้น

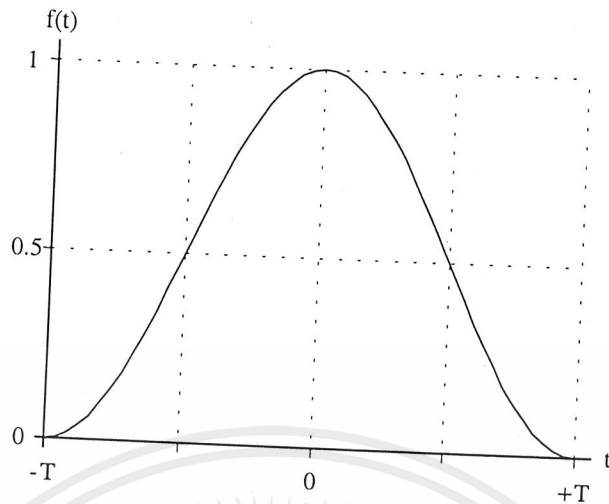
$$\omega_p = \frac{2\pi}{T_p} = \frac{2\pi}{2T} = \frac{\pi}{T} \quad (3.2)$$

โดยที่  $f_p = \frac{1}{2T}$

ตัวอย่างเช่นในระบบ NTSC สำหรับ  $T$  พัลซ์ จะมีค่า  $0.125 \mu\text{S}$  โดยมีสเปกตรัมกว้าง 8MHz และ  $2T$  พัลซ์จะมีค่า  $0.25 \mu\text{S}$  ซึ่งจะมีสเปกตรัมกว้าง 4 MHz ส่วนในระบบ PAL  $2T$  พัลซ์จะมีค่า  $0.2 \mu\text{S}$  ซึ่งคลุมย่านความถี่สเปกตรัม 5 MHz แทนค่า  $\omega_p$  จากสมการ (3.2) ลงในสมการ (3.1) จะได้

$$f(t) = \begin{cases} \sin^2 \frac{\pi t}{2T} \\ \frac{1}{2} \left( 1 - \cos \frac{\pi t}{T} \right) \end{cases} \quad |t| \leq T \quad (3.3)$$

จากสมการ (3.3) สามารถเขียนเป็นไซน์กำลังสองพัลซ์ได้ดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 แสดงไซน์กำลังสองพัลส์แบบ T พัลส์

ฟังก์ชันของไซน์กำลังสองพัลส์แบบ T, 2T, มอดูเลต 12.5T และมอดูเลต 20T หาได้ดังแสดงในตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 ฟังก์ชันของไซน์กำลังสองพัลส์แบบ T, 2T, มอดูเลต 12.5T และมอดูเลต 20T

ไซน์กำลังสองพัลส์	คอมโพสิตไซน์กำลังสองพัลส์
<p>แบบ T</p> $f_1(t) = \begin{cases} \sin^2 \frac{\pi}{2T} & -T < t < T \\ 0 &  t  > T \end{cases}$	<p>แบบ 12.5T</p> $f_{12}(t) = f_1(t) + f_2(t)$ $f_1(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} \sin^2 \frac{\pi}{4T} & -12.5T < t < 12.5T \\ 0 &  t  > 12.5T \end{cases}$ $f_2(t) = f_1(t) \cos \omega_c t$
<p>แบบ 2T</p> $f_1(t) = \begin{cases} \sin^2 \frac{\pi}{4T} & -2T < t < 2T \\ 0 &  t  > 2T \end{cases}$	<p>แบบ 20T</p> $f_{12}(t) = f_1(t) + f_2(t)$ $f_1(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} \sin^2 \frac{\pi}{40T} & -20T < t < 20T \\ 0 &  t  > 20T \end{cases}$ $f_2(t) = f_1(t) \cos \omega_c t$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณไซน์กำลังสองพัลซ์มีสมการคือ

$$A_T(t) = \begin{cases} A \sin^2 \frac{\pi t}{2T} & |t| \leq T \\ 0 & |t| > T \end{cases} \quad (3.4)$$

โดยที่ A เป็นแอมพลิจูดของพัลซ์

T เป็นช่วงเวลาครึ่งแอมพลิจูดแบบ T พัลซ์

ฟูเรียร์ทรานส์ฟอร์ม

$$A_T(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} A_T(t) e^{-j\omega t} dt$$

ไซน์กำลังสองพัลซ์เป็นจำนวนคู่ ดังนั้น

$$A_T(\omega) = 2 \int_0^T A_T(t) \cos \omega t dt \quad (3.5)$$

แทนค่าสมการ (3.4) ลงในสมการ (3.5) จะได้

$$A_T(\omega) = 2 \int_0^T A \sin^2 \frac{\pi t}{2T} \cos \omega t dt \quad (3.6)$$

ซึ่งจะได้สเปกตรัมความถี่ของแบบ T พัลซ์ดังนี้

$$A_T(f) = AT \frac{\sin 2\pi f T}{2\pi f T} \left( \frac{1}{1 - (2fT)^2} \right) \quad (3.7)$$

ในทำนองเดียวกันสเปกตรัมความถี่ของพัลซ์แบบ 2T คือ

$$A_{2T}(f) = A 2T \frac{\sin 4\pi f T}{4\pi f T} \left( \frac{1}{1 - (4fT)^2} \right) \quad (3.8)$$

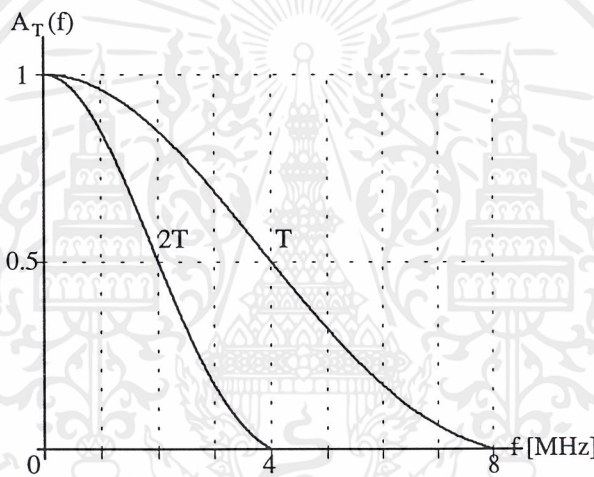
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สเปกตรัมความถี่ตามอุดมคติของแบบ T พัลส์ และ 2T พัลส์ กำหนดได้ดังนี้

$$A_T(f) = \frac{\sin 2\pi fT}{2\pi fT} \left( \frac{1}{1 - (2fT)^2} \right) \quad (3.9)$$

$$A_{2T}(f) = \frac{\sin 4\pi fT}{4\pi fT} \left( \frac{1}{1 - (4fT)^2} \right) \quad (3.10)$$

เอนVELOPE ของสเปกตรัมความถี่ของ แบบ T พัลส์ และ 2T พัลส์ แสดงดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 สเปกตรัมความถี่ตามอุดมคติของ T พัลส์ และ 2T พัลส์

สเปกตรัมความถี่ของมอดูเลต 20T พัลส์ และ 12.5 พัลส์ ดังจะได้กล่าวต่อไปนี้ มอดูเลตไซน์กำลังสองพัลส์ประกอบไปด้วย สัญญาณในย่านความถี่ต่ำ(สัญญาณที่ยังไม่ได้ทำการมอดูเลต) และสัญญาณในย่านความถี่สูง(สัญญาณที่ทำการมอดูเลตแล้ว) สัญญาณในย่านความถี่ต่ำมีสมการคือ

$$V_1(t) = \frac{A}{2} \sin^2 \frac{\pi t}{40T}$$

มีสเปกตรัมดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_1(\omega) = \frac{A}{2} \cdot \frac{20T}{1 - \left(\frac{20\omega T}{\pi}\right)^2} \cdot \frac{\sin 20\omega T}{20\omega T}$$

$$V_1(f) = \frac{A}{2} \cdot \frac{20T}{1 - (40Tf)^2} \cdot \frac{\sin 40\pi f T}{40\pi f T} \quad (3.11)$$

สัญญาณมอดูเลตไซน์กำลังสองพัลส์แบบ 20T มีสมการคือ

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

มีสเปกตรัมดังนี้

$$V_c(\omega) = \frac{A}{2} \int_0^{20T} \left( \left( 1 - \cos \frac{\pi T}{20t} \right) \cos \omega_c t \right) \cos \omega t dt$$

$$V_c(\omega) = \frac{A}{2} \left( \frac{20T}{1 - \left(\frac{20T(\omega - \omega_c)}{\pi}\right)^2} \frac{\sin(\omega - \omega_c)20T}{(\omega - \omega_c)20T} + \frac{20T}{1 - \left(\frac{20T(\omega + \omega_c)}{\pi}\right)^2} \frac{\sin(\omega + \omega_c)20T}{(\omega + \omega_c)20T} \right)$$

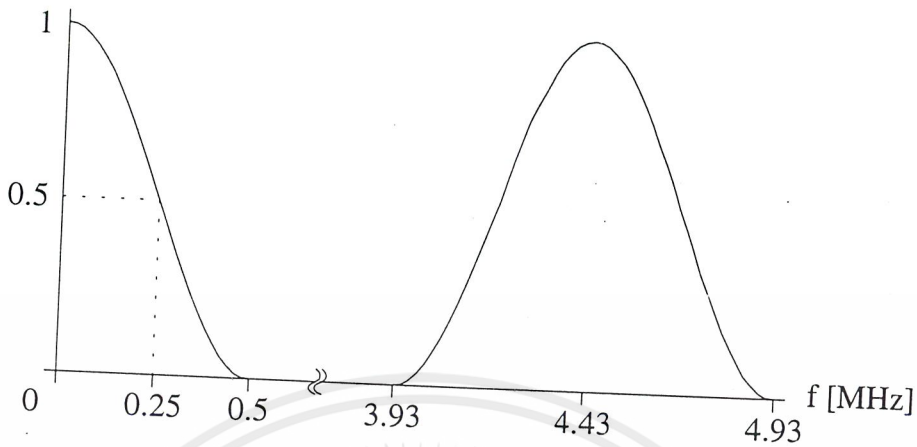
สมการของสเปกตรัมความถี่อาจเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$V_c(f)_{20T} = \frac{A}{2} \left( \frac{20T}{1 - [40T(f - f_c)]^2} \frac{\sin(f - f_c)40\pi T}{(f - f_c)40\pi T} + \frac{20T}{1 - [40T(f + f_c)]^2} \frac{\sin(f + f_c)40\pi T}{(f + f_c)40\pi T} \right) \quad \dots\dots(3.12)$$

ในทำนองเดียวกันสเปกตรัมความถี่ของมอดูเลตแบบ 12.5 T จะได้ดังนี้

$$V_c(f)_{12.5T} = \frac{A}{2} \left( \frac{12.5T}{1 - [25T(f - f_c)]^2} \frac{\sin(f - f_c)25\pi T}{(f - f_c)25\pi T} + \frac{12.5T}{1 - [25T(f + f_c)]^2} \frac{\sin(f + f_c)25\pi T}{(f + f_c)25\pi T} \right) \quad \dots\dots(3.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.8 แสดงสเปกตรัมความถี่ของมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลซ์

สเปกตรัมความถี่ของไชน์กำลังสองพัลซ์แบบต่างๆในกรณีที่ดีคือเป็นเดซิเบล  
ในกรณีของสเปกตรัมความถี่แบบ T พัลซ์ ลำดับรายการของไชน์กำลังสองพัลซ์ คือ

$$A_T(t) = \begin{cases} A \sin^2 \frac{\pi t}{2T} & 0 < t < 2T \\ 0 & 2T < t < H \end{cases} \tag{3.14}$$

โดยที่ A เป็นขนาดของ T พัลซ์

H เป็นช่วงเวลาของเส้นสแกนแนวนอนมีขนาดเท่ากับ 64  $\mu$ S

ซึ่ง  $|A_T(f)| = A \frac{2T}{H} * \frac{1}{1 - (2Tf)^2} * \frac{\sin 2\pi Tf}{2\pi Tf}$  (3.15)

และ  $|A_T(0)| = A \frac{2T}{H} \lim_{f \rightarrow 0} \left( \frac{1}{1 - (2Tf)^2} * \frac{\sin 2\pi Tf}{2\pi Tf} \right)$  (3.16)

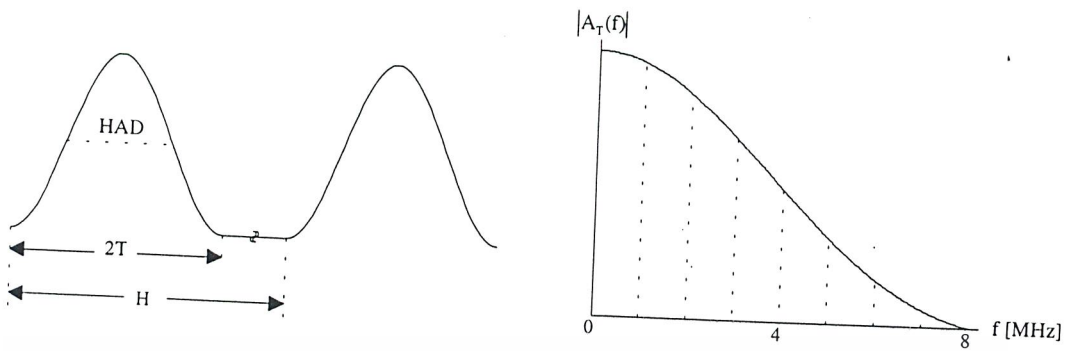
ให้  $A_T(0) = 1$  เพื่อความสะดวกแทนค่า  $T = 0.125 \mu$ S ,  $H = 64 \mu$ S

จะได้  $|A_T(0)| = A * \left( \frac{2 * 0.125}{64} \right) = 0.0039 \text{ A}$

อัตราขยาย (dB) จะได้

$$20 \log \frac{A_T(0)}{A} = 20 \log 0.039 = -48 \text{ dB}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.9 ขบวนการพัลส์ร่ายคาบของ T พัลส์ และสเปกตรัม

ดังนั้นสเปกตรัมความถี่ของ T จะได้จากการหาค่า  $A_T(f)$  กับความถี่ (f) MHz โดยใช้จำนวนเดซิเบลที่อ้างอิงกับขนาดของ A ดังนี้

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

ในทำนองเดียวกันแอมพลิจูดของสเปกตรัมความถี่ของ 2T เป็น dB หาได้ดังนี้

$$\frac{|A_{2T}(f)|}{A} = 0.00781 \cdot \frac{1}{1-(4Tf)^2} \cdot \frac{\sin 4\pi Tf}{4\pi Tf}$$

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

ในการส่งสัญญาณภาพซึ่งมีความถี่ย่านกว้าง 5MHz พัลส์ทดสอบที่เหมาะสมต้องมีความถี่ 5MHz จากการทดลองทั่วไป กำหนดพัลส์ในเทอมของระยะเวลาครึ่งแอมพลิจูด ความสัมพันธ์ระหว่างย่านความถี่ ความถี่ และ T กำหนดได้คือ  $f = 1/(2T)$  พัลส์สี่เหลี่ยมที่นำมาทดสอบจะมีส่วนเกินกว่าย่านที่ต้องการ ซึ่งเป็นเหตุหนึ่งของการเกิด Overshoot, Ringing และ Phase Shift ซึ่งธรรมชาติจะไม่เกิดขึ้นในการสื่อสารด้วยภาพ ไม่เพียงแต่ไซน์กำลังสองพัลส์ที่นำมาทดสอบจะอยู่ในช่วงความถี่ที่เหมาะสม แต่มันจะทำงานได้ดีกว่าดัง เช่น ในการทดสอบด้วยระบบเดียวกัน เมื่อใช้

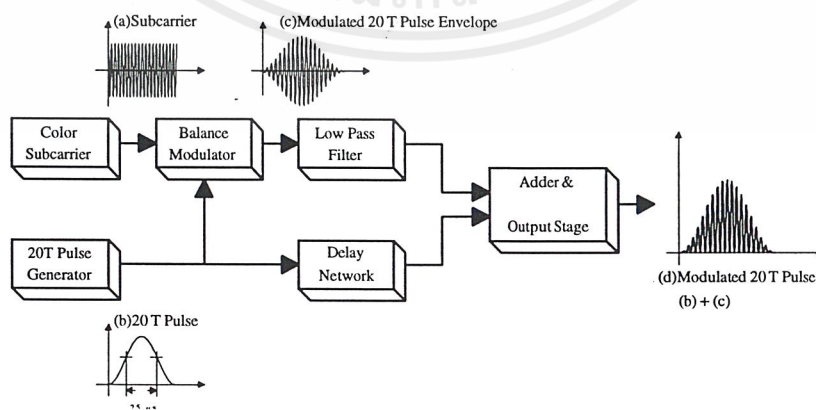
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พัลส์ที่เหลื่อมทดสอบจะเกิด Overshoot 8.9% และเมื่อใช้ไซน์กำลังสองพัลส์จะเกิด Overshoot 13% ซึ่งแสดงให้เห็นว่าพัลส์ไซน์กำลังสองมีความไวต่อการทดสอบมากกว่าพัลส์ที่เหลื่อม

### 3.2 การวัดความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายและดีเลย์โดยใช้มอดูเลตไซน์กำลังสองพัลส์

ในการวัดคุณสมบัติของสายส่งสำหรับงานด้านโทรทัศน์ การทดสอบลูมิแนนซ์ โครมิแนนซ์อัตราขยายและดีเลย์อินอิกวอลิตี (Luminance-Chrominance Gain and Delay Inequality) โดยการใช้สัญญาณรวม (Composite Signal) ซึ่งประกอบไปด้วยไซน์กำลังสองพัลส์ หรือโคไซน์กำลังสองอย่างใดอย่างหนึ่ง ร่วมกับพัลส์มอดูเลตที่มีความถี่คลื่นพาหะของสี (Color Subcarrier) ในกรณีที่ไม่มี ความผิดเพี้ยนเกิดขึ้นกับสัญญาณรวม จะมีเอนVELOPE (Envelope) โดยเฉพาะที่ฐานของพัลส์ (Baseline) เป็นเส้นตรงและในกรณีที่เกิดความผิดเพี้ยนขึ้นในระบบการส่ง จากการสังเกต เอนVELOPE ของฐานของพัลส์ ซึ่งอาจจะเกิดเป็นลักษณะของไซน์ หรือโคไซน์นั้นเราสามารถพิจารณาได้จากออสซิลโลสโคป โดยการวัดค่ายอดสูงสุดและต่ำสุดของฐานของพัลส์ เราก็จะสามารถคำนวณหาอัตราขยายและดีเลย์ได้

สัญญาณรวมมอดูเลต 20T พัลส์สามารถสร้างขึ้นได้ดังแสดงดังรูปที่ 3.10 โดยการป้อนสัญญาณ 20T พัลส์จากเครื่องกำเนิดรูป (b) โดยสัญญาณดังกล่าวมี HAD เท่ากับ 2 ไมโครวินาทีในระบบ PAL และ 2.5 ไมโครวินาทีในระบบ NTSC แล้วมอดูเลตกับความถี่คลื่นพาหะของสีในรูป (a) จะได้สัญญาณดังเช่นรูป (c) โดยสัญญาณที่มอดูเลตแล้วจะผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแถบความถี่กว้างเพื่อกรองเอาฮาร์โมนิกที่ไม่ต้องการออก ส่วนสัญญาณจากรูป (b) ส่วนหนึ่งจะผ่านไปยังวงจรดีเลย์ (Delay Network) เพื่อปรับให้สัญญาณ (b) และ (c) ให้มีเวลาที่เท่ากัน แล้วจึงผ่านวงจรรวมสัญญาณ (Adder) ก็จะได้สัญญาณรวมมอดูเลต 20T พัลส์ในรูป (d)



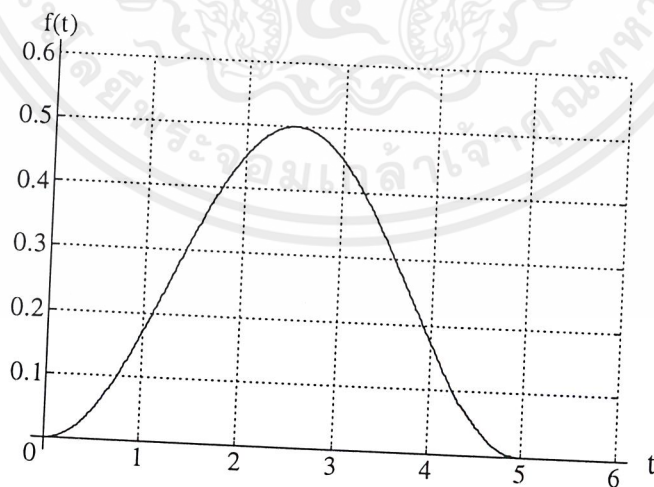
รูปที่ 3.10 บล็อกไดอะแกรมของวงจรผลิตสัญญาณรวมมอดูเลต 20 T

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การหาความผิดเพี้ยนของสัญญาณที่ ทั้งอัตราขยายซึ่งใช้สัญลักษณ์  $A$  และไทม์ดีเลย์ ( $T$ ) โดยผลจากการคำนวณหาความผิดเพี้ยนทั้ง  $A$  และ ( $T$ ) จะสัมพันธ์กับค่ายอดทั้งสองพัลส์ ซึ่งในทางปฏิบัติถ้าทราบค่ายอดจากฐานของพัลส์ ก็สามารถที่จะหาความผิดเพี้ยนของพัลส์ ว่าในระบบทดสอบจะมีผลต่อสัญญาณทางด้านไหน เช่นระบบทดสอบอาจมีผลทางด้านความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายอย่างเดียวหรือความผิดเพี้ยนทางด้านไทม์ดีเลย์ (Time Delay Distorsion) เพียงอย่างเดียว หรือมีผลของความผิดเพี้ยนของทั้งอัตราขยายและไทม์ดีเลย์ ซึ่งในบทนี้จะแสดงผลการคำนวณค่าความผิดเพี้ยนทั้งอัตราขยายและไทม์ดีเลย์ และการแสดงค่าโดยประมาณด้วยค่าที่กำหนดให้ของค่ายอดทั้งสองที่ฐานของพัลส์ และอัตราขยายที่ไม่เท่ากัน และไทม์ดีเลย์ที่สัมพันธ์กัน

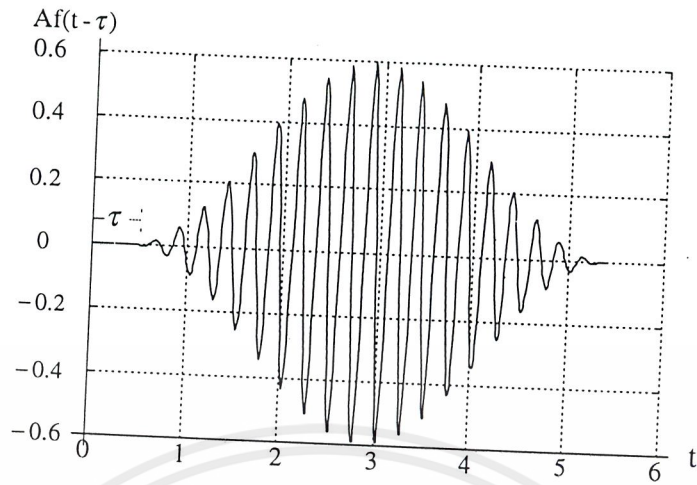
การคำนวณของอัตราขยายและดีเลย์ กำหนดสัญลักษณ์การคำนวณดังต่อไปนี้

- $f(t)$  เป็นเบสแบนด์ฟังก์ชันของไซน์กำลังสองพัลส์
- $U(t)$  เป็นแอมพลิจูดด้านบนของไซน์กำลังสองพัลส์
- $L(t)$  เป็นแอมพลิจูดด้านล่างของไซน์กำลังสองพัลส์
- $Y_1$  และ  $Y_2$  เป็นขนาดของเส้นฐานด้านล่างของไซน์กำลังสองพัลส์
- $A$  เป็นอัตราขยายของมอดูเลตไซน์กำลังสองพัลส์ที่สัมพันธ์ระหว่างระดับของสัญญาณโครมมิตีแอนด์ต่อระดับของสัญญาณลูมินีแอนด์
- $T$  เป็นความผิดเพี้ยนของไทม์ดีเลย์ คือ ส่วนของสัญญาณโครมมิตีแอนด์ถูกหน่วงเข้าไป หรือนำหน้าสัญญาณลูมินีแอนด์

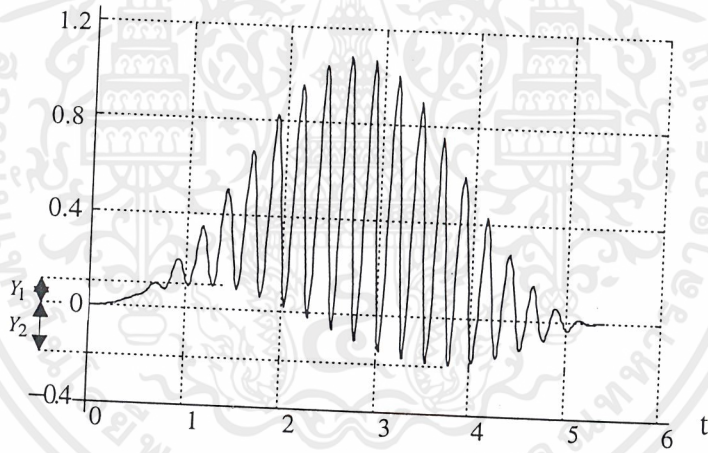


(ก) ไซน์กำลังสองพัลส์ที่ยังไม่ได้มอดูเลต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข) การตีเลขของไซน์กำลังสองพัลส์ที่มอดูเลตแล้ว



(ค) ผลที่ได้จากการรวมสัญญาณในรูป (ก) และ (ข)

รูปที่ 3.11 ลักษณะของการผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นทางขนาดและตีเลข

วิธีการคำนวณให้พิจารณาจากรูปที่ 3.11 จะได้เอนVELOปด้านบนและด้านล่างดังนี้

$$U(t) = f(t) + Af(t - \tau) \tag{3.17}$$

$$L(t) = f(t) - Af(t - \tau) \tag{3.18}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าเบสแบนด์ของไซน์กำลังสองพัลส์ คือ

$$f(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} \sin^2 \frac{\pi t}{2T_0} & |t| \leq T_0 \\ 0 & |t| > T_0 \end{cases} \quad (3.19)$$

เมื่อ  $T_0$  เป็นขนาดความกว้างของคลื่นช่วงตรงกลางของพัลส์ ในระบบ PAL กรณีของ 20 T คือ  $2 \mu S$  และ 12.5 Pulse คือ  $1.25 \mu S$  ส่วนในระบบ NTSC 20 Pulse คือ  $2.5 \mu S$

การหาค่าเอนVELOปด้านบนและด้านล่างด้วยการแทนค่าสมการ (3.19) ลงในสมการ (3.17) และ (3.18) ตามลำดับ จากเอนVELOปด้านล่างจะทำให้เรทราปค่า  $Y_1$  และ  $Y_2$  ส่วนเอนVELOปด้านบนจะทำให้เรทราปค่า  $Y_{\max}$  แต่จากการวัดค่าที่แน่นอนค่ายอดจากฐานของพัลส์  $Y_1$  และ  $Y_2$  ควรจะวัดเทียบกับขนาดของพัลส์ที่สูงสุด  $Y_{\max}$  ซึ่งเอนVELOปด้านล่างสามารถเขียนใหม่ได้ คือ

$$L(t) = \frac{1}{4} + \frac{1}{4} \cos \frac{\pi t}{T_0} - \frac{A}{4} \cos \frac{\pi(t-\tau)}{T_0} - \frac{A}{4} \quad (3.20)$$

ขนาดความสูงของเส้นฐานหาได้จากการหาอนุพันธ์ของสมการ (3.20) เทียบกับ  $t$  และให้เท่ากับศูนย์ซึ่งจะได้

$$\sin \frac{\pi t}{T_0} - A \sin \frac{\pi(t-\tau)}{T_0} = 0 \quad (3.21)$$

จากสมการ (3.20) กำหนดให้

$$\cos \frac{\pi t}{T_0} - A \cos \frac{\pi(t-\tau)}{T_0} = Y_a \quad (3.22)$$

ค่าของ  $Y_a$  เป็นฟังก์ชันของ  $A$  และ  $\tau$  หาได้จากการยกกำลังสมการ (3.21) บวกด้วยยกกำลังสมการ (3.22) จะได้

$$Y_a = \pm \sqrt{1 + A^2 - 2A \cos \frac{\pi \tau}{T_0}} \quad (3.23)$$

ขนาดของเส้นฐานด้านล่างของมอดูเลตไซน์กำลังสองพัลส์จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 Y_1 &= \frac{1}{4}(1 - A + \sqrt{1 + A^2 - 2A \cos \frac{\pi\tau}{T_0}}) \\
 Y_2 &= \frac{1}{4}(1 - A - \sqrt{1 + A^2 - 2A \cos \frac{\pi\tau}{T_0}})
 \end{aligned} \tag{3.24}$$

ในทำนองเดียวกันขนาดความสูงของเอนเวโลปด้านบนสามารถหาค่าได้คือ

$$Y_{\max} = \frac{1}{4}(1 + A + \sqrt{1 + A^2 + 2A \cos \frac{\pi\tau}{T_0}}) \tag{3.25}$$

จากสมการ (3.24) และ (3.25) อัตราการขยายของมอดูเลตไซน์กำลังสองพัลซ์คือ

$$A = \frac{1 - (Y_1 + Y_2 + Y_1 Y_2)}{1 + (Y_1 + Y_2 - Y_1 Y_2)} \tag{3.26}$$

โดยที่  $Y_1 = \frac{Y_1}{Y_{\max}}$ ,  $Y_2 = \frac{Y_2}{Y_{\max}}$

จากเอนเวโลปด้านล่างที่ฐานของพัลซ์เราสามารถหาค่าดีเลย์อินอีควอลิตี้ (Delay Inequality) จากค่ายอดทั้งค่าบวกและค่าลบของ  $Y_1$  และ  $Y_2$  ตามลำดับ โดยให้

$$[1 - (Y_1 + Y_2 + Y_1 Y_2)][1 + (Y_1 + Y_2 - Y_1 Y_2)] = \frac{16A}{1 + A\gamma_a}$$

โดยที่ จะได้

$$\gamma_a = \sqrt{1 + A^2 + 2A \cos \frac{\pi\tau}{T_0}}$$

$$\tau = \frac{T_0}{\pi} \cos^{-1} \left( 1 + \frac{8Y_1 Y_2}{[1 - (Y_1 + Y_2 + Y_1 Y_2)][1 + (Y_1 + Y_2 - Y_1 Y_2)]} \right) \tag{3.27}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือ

$$\tau = \frac{2T_0}{\pi} \tan^{-1} \left( \frac{4Y_1 Y_2}{1 - (Y_1 + Y_2)^2} \right) \quad (3.28)$$

ค่ายอดทั้งสองที่เกิดจากการบิดเบี้ยวของเอนเวโลปด้านล่างของพัลส์  $Y_1$  และ  $Y_2$  ทำการนอร์มอลไลซ์ (normalized) ด้วยค่าสูงสุดของเอนเวโลปด้านบน  $Y_1 = Y_1/Y_{\max}$  และ  $Y_2 = Y_2/Y_{\max}$  โดยที่ค่า  $Y_1$  และ  $Y_2$  จะเป็นพิกษคณิตที่มีเครื่องหมายตรงข้ามกัน ซึ่ง  $Y_1$  จะเป็นค่ายอดอันแรก และ  $Y_2$  จะเป็นค่ายอดอันต่อมาในเส้นฐาน

### 3.2.1 การบิดเบี้ยวโดยความแตกต่างของอัตราขยายอย่างเดียว

ในกรณีนี้แสดงว่าค่ายอด  $Y_1$  และ  $Y_2$  ค่าใดค่าหนึ่งมีค่าเป็นศูนย์ดังนั้นจะไม่มีคามบิดเบี้ยวทางดีเลย์เกิดขึ้นก็คือ  $\tau = 0$  เพราะฉะนั้นความบิดเบี้ยวที่เกิดขึ้นจึงมีแต่ความบิดเบี้ยวทางอัตราขยายอย่างเดียว ซึ่งสามารถแสดงให้เห็นจริงได้ดังนี้

เมื่อ  $Y_1$  หรือ  $Y_2$  มีค่าเป็นศูนย์สมการ (3.27) จะกลายเป็น

$$\tau = \frac{T_0}{\pi} \cos^{-1}(1) = 0$$

และสมการ (3.26) จะกลายเป็น

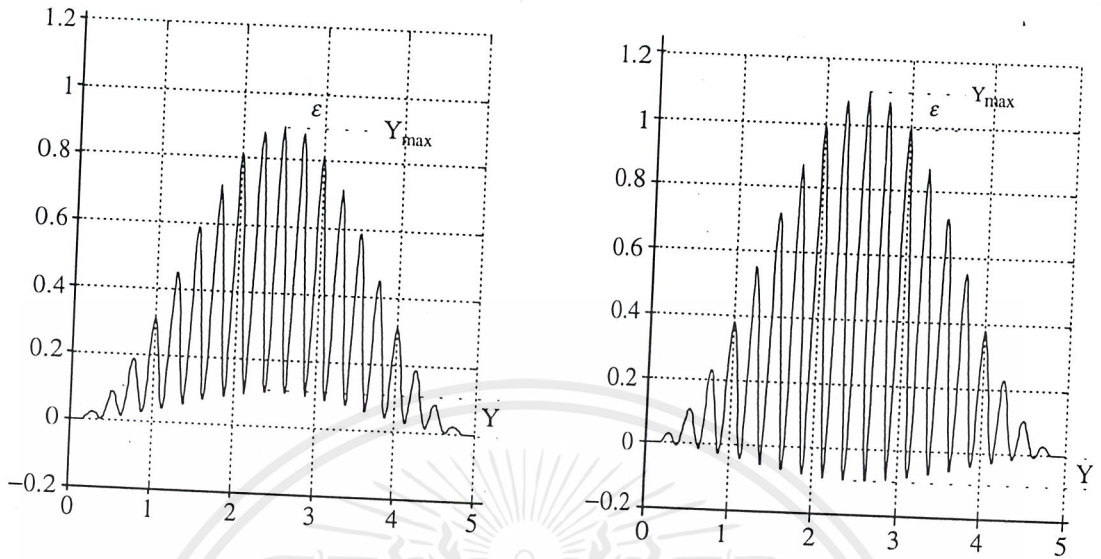
$$A = \frac{1 - (Y_{1,2})}{1 + (Y_{1,2})} = \frac{1 - (Y/Y_{\max})}{1 + (Y/Y_{\max})} \quad (3.29)$$

ซึ่ง  $(Y_{1,2})$  หรือ  $Y$  อาจมีค่าเป็นบวกหรือลบ เนื่องจากขนาดของความบิดเบี้ยวที่สัมพันธ์กัน ดังรูปที่ 3.12 สำหรับความบิดเบี้ยวของอัตราขยาย ( $\varepsilon$ ) พิจารณาจากสมการ(3.29) ดังนี้

$$\varepsilon = 1 - A = \frac{2Y/Y_{\max}}{1 + Y/Y_{\max}} \quad (3.30)$$

ถ้า  $1 \gg Y/Y_{\max}$  จะได้  $\varepsilon \cong 2Y/Y_{\max}$  ซึ่ง  $2Y/Y_{\max}$  จะถูกเรียกเป็น Relative Chrominance Level (RCL) และบางครั้งถูกเรียกว่า Relative Amplitude of the Color Sub-carrier

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) อัตราการขยายต่ำ  $A \cong \frac{1-y}{1+y}$

(ข) อัตราการขยายสูง  $A \cong \frac{1+y}{1-y}$

รูปที่ 3.12 แสดงความแตกต่างของความผิดเพี้ยนของอัตราการขยายอย่างเดียว

3.2.2 การผิดเพี้ยนโดยความแตกต่างของดีเลย์อย่างเดียว

ในกรณี  $Y_1 = -Y_2$  ซึ่งฐานของพัลซมีรูปร่างเป็นคลื่นไซน์ที่มีค่ายอดเท่ากัน แต่อยู่ตรงข้าม แสดงว่าไม่มีความผิดเพี้ยนทางอัตราขยาย ความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นมีแต่ความผิดเพี้ยนทางดีเลย์อย่างเดียว

จากสมการ(3.26) แทนค่า  $Y_1 = -Y_2$  จะได้ดังนี้

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

จากสมการ(3.27) จะได้เป็น

$$\tau = \frac{T_0}{\pi} \cos^{-1} \left( 1 - \frac{8(Y/Y_{max})^2}{[1 + (Y/Y_{max})^2]^2} \right) \tag{3.31}$$

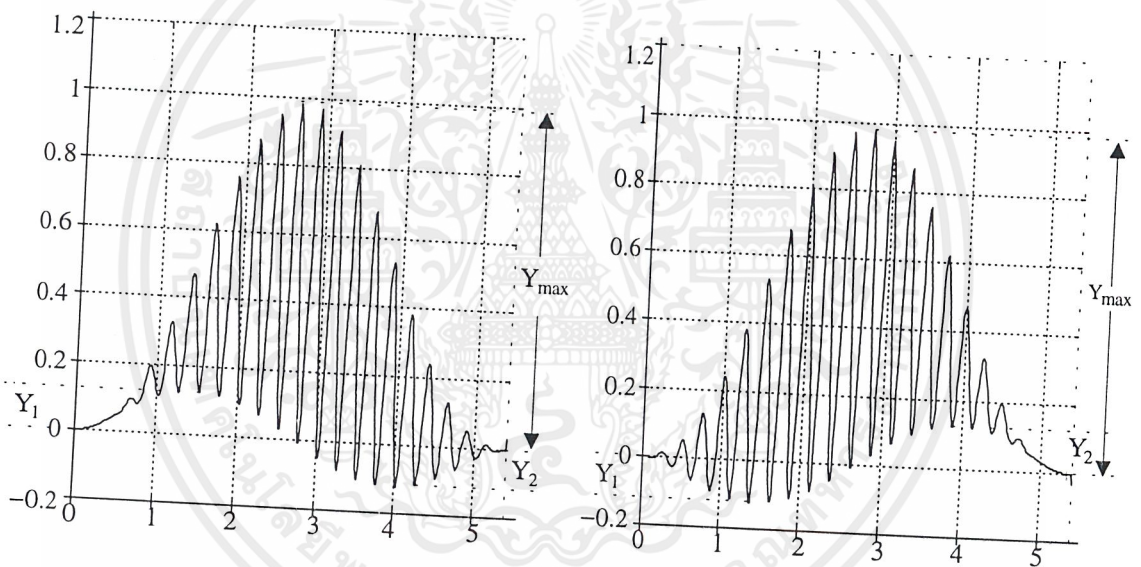
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยอาศัยสูตรทางตรีโกณมิติ สมการ (3.31) จะได้เป็น

$$\tau = \frac{2T_0}{\pi} \tan^{-1} \frac{2Y/Y_{\max}}{\left(1 - (Y/Y_{\max})^2\right)^2}$$

$$\tau = \frac{4T_0}{\pi} \tan^{-1} \frac{Y}{Y_{\max}} \quad (3.32)$$

ในกรณีที่เกิดความผิดเพี้ยนทางดีเลย์ สามารถสังเกตฐานของพัลส์จะเกิดเป็นลักษณะของไซน์หรือโคไซน์ ดังแสดงในรูปที่ 3.13

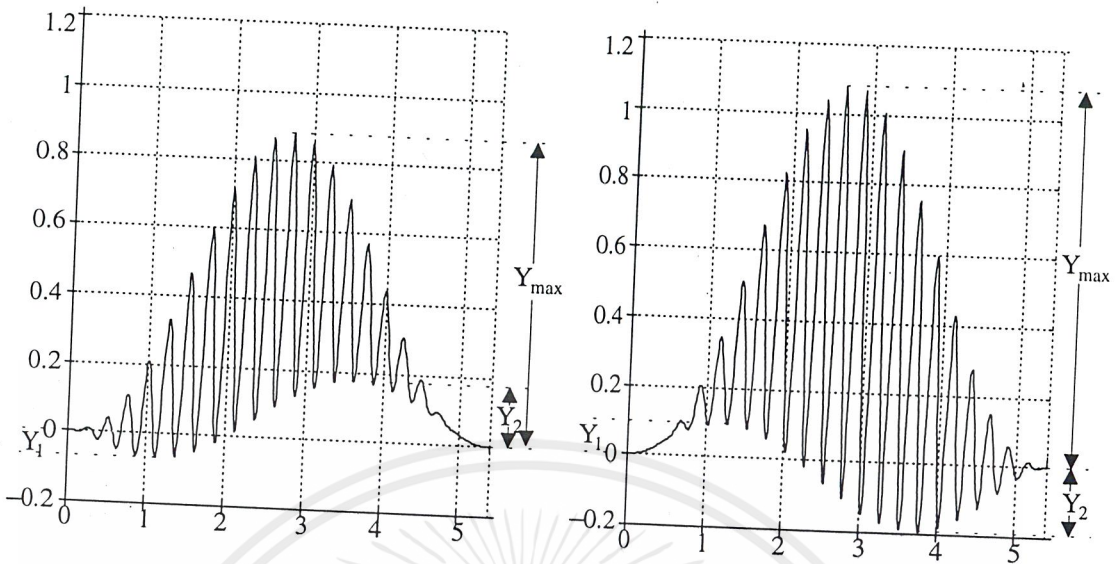


รูปที่ 3.13 แสดงการผิดเพี้ยนทางดีเลย์เพียงอย่างเดียว

### 3.2.3 กรณีที่เกิดความผิดเพี้ยนทางอัตราการขยายและดีเลย์พร้อมกัน

ในกรณีเกิดความผิดเพี้ยนทั้งสองแบบ ค่ายอดทั้งบวกและลบมีค่าแตกต่างกันดังแสดงในรูปที่ 3.14

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.14 แสดงความผิดเพี้ยนทั้งทางขนาดและดีเลย์  
 เมื่อความผิดเพี้ยนมีค่าน้อย ดังนั้นผลคูณของ  $Y_1 Y_2$  สามารถตัดทิ้งได้สมการ (3.26) และ (3.27) อาจเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$A = \frac{1 - (Y_1 + Y_2)}{1 + (Y_1 + Y_2)} \tag{3.33}$$

$$\tau \cong \frac{T_0}{\pi} \cos^{-1} \left( 1 + \frac{8Y_1 Y_2}{1 - (Y_1 + Y_2)^2} \right) \tag{3.34}$$

และถ้า  $(Y_1 + Y_2)^2 \ll 1$  ความผิดเพี้ยนทางดีเลย์อาจเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$\tau \cong \frac{T_0}{\pi} \cos^{-1}(1 + 8Y_1 Y_2) \cong \frac{2T_0}{\pi} \sin^{-1} \sqrt{-4Y_1 Y_2}$$

$$\tau = \frac{4T_0}{\pi} \sqrt{-Y_1 Y_2} \tag{3.35}$$

ความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายคำนวณด้วยสมการ (3.26) และ (3.33) จะได้ค่าที่ใกล้เคียงกันมาก และความผิดเพี้ยนทางดีเลย์เมื่อคำนวณด้วยสมการ (3.28) และ (3.35) ค่าที่ได้แตกต่างกันเพียงเล็กน้อยเมื่อผลคูณ  $Y_1 Y_2$  มีค่าน้อย ในกรณีที่  $Y_1$  และ  $Y_2$  มีค่าไม่เกิน 10%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.3 ผลตอบสนองของสัญญาณมอดูเลต 20 T ไชน์กำลังสองพัลซ์ต่อวงจรที่ออกแบบ

ต่อไปนี้จะได้นำทฤษฎีของมอดูเลต 20 T ไชน์กำลังสองพัลซ์ มาทดสอบกับกราฟที่มีคุณลักษณะที่เป็นแบบเชิงเส้น เพื่อดูผลการยกระดับและการลดระดับของสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อสัญญาณลูมิแนนซ์

สัญญาณรวมมอดูเลต 20 T พัลซ์สามารถแสดงได้ดังสมการ (3.36)

$$f_i(t) = 0.5[g(t) + g(t)\sin\omega_c t] \quad (3.36)$$

โดยที่  $\omega_c = 2\pi/T_c$  เป็นความถี่ของคลื่นพาหะของสัญญาณสี

$$g(t) = \sin^2 \frac{\pi t}{T_p} \quad |t| < \frac{T_p}{2} \quad (3.37)$$

เมื่อ  $T_p$  มีค่าเป็นสองเท่าของช่วงเวลาครึ่งแอมพลิจูด (HAD)

ในกรณีเป็นสัญญาณ 20T ไชน์กำลังสองพัลซ์จะมีค่า  $T_p$  เท่ากับ  $40T$  ซึ่งในระบบ PAL จะมีค่าเท่ากับ  $4 \mu S$  และจากสมการ (3.37) เราสามารถเขียนสมการ (3.36) ได้ใหม่ดังนี้

$$f_i(t) = 0.25[(1 - \cos at) + (1 - \cos at)\sin\omega_c t] \quad (3.38)$$

เมื่อกำหนดให้  $a = 2\pi/T_p, c = 2\pi/T_c$

ต่อไปสมมติว่าเรามีผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ เป็นฟังก์ชันใด ๆ เป็น  $F_k$  เราสามารถเขียนเป็นอนุกรมฟูเรียร์ได้ดังนี้

$$f_o(t) = \frac{a_0 f_0}{2} + \sum_{k=1}^N F_k (a_k \cos k\omega t + b_k \sin k\omega t) \quad (3.39)$$

สำหรับ  $a_k$  และ  $b_k$  สามารถหาได้จากสมการที่ (3.40)

$$a_k = \frac{2}{T_p} \int_0^{T_p} f_i(t) \cos k\omega_p t dt$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$b_k = \frac{2}{T_p} \int_0^{T_p} f_i(t) \sin k\omega_p t dt \quad (3.40)$$

เมื่อ  $\omega_p = 2\pi/T_p$

จากนั้นเราสามารถหาค่า  $\frac{a_o}{2}, a_k, b_k$  ได้ดังนี้

$$\frac{a_o}{2} = 0.25$$

$$a_k = \frac{1}{2T_p} \left[ \frac{\sin a_k T_p}{a_k} - \frac{\cos\{(c+a_k)T_p\}-1}{2(c+a_k)} - \frac{\cos\{(c-a_k)T_p\}-1}{2(c-a_k)} - \frac{\sin\{(1+k)aT_p\}}{2(1+k)a} \right. \\ \left. - \frac{\sin\{(k-1)aT_p\}}{2(k-1)a} + \frac{\cos\{(1+k)a+c\}T_p-1}{4\{(1+k)a+c\}} - \frac{\cos\{(1+k)a-c\}T_p-1}{4\{(1+k)a-c\}} \right. \\ \left. + \frac{\cos\{(k-1)a+c\}T_p-1}{4\{(k-1)a+c\}} - \frac{\cos\{(1-k)a+c\}T_p-1}{4\{(1-k)a+c\}} \right] \quad \dots(3.41)$$

$$b_k = \frac{1}{2T_p} \left[ \frac{1-\cos a_k T_p}{a_k} + \frac{\cos(1+k)aT_p-1}{2(1+k)a} + \frac{\cos\{(k+1)aT_p\}-1}{2(k-1)a} - \frac{\sin\{(c+ak)T_p\}}{2(c+ak)} \right. \\ \left. + \frac{\sin\{(c-ak)T_p\}}{2(c-ak)} + \frac{\sin\{(1+k)a+c\}T_p-1}{4\{(1+k)a+c\}} - \frac{\sin\{(k+1)a-c\}T_p}{4\{(k+1)a-c\}} \right. \\ \left. - \frac{\sin\{(1-k)a+c\}T_p-1}{4\{(1-k)a+c\}} + \frac{\sin\{(k-1)a+c\}T_p-1}{4\{(k-1)a+c\}} \right] \quad \dots(3.42)$$

เมื่อกำหนด  $a=1.571, c=27.83, T_p=4$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อให้เห็นผลการยกระดับสัญญาณ ได้จริงจากสัญญาณมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลซ์ เราจะสมมติให้

$$F_k = 10^{5 \times 10^{-3} k}, \quad 0 < k < 18$$

ค่าความถี่มอดูเลต 20 T พัลซ์หาได้จาก  $\frac{1}{T_p} = 0.2 \text{ MHz}$

เราสามารถหาค่า  $N_{\max}$  ได้จาก  $\frac{4.43}{0.2} \cong 18$



รูปที่ 3.15 แสดงผลตอบสนองที่ใช้ในการยกระดับสัญญาณมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลซ์

สมมติว่าเราต้องการยกระดับสัญญาณที่  $+2 \text{ dB}$  ค่าของ  $F_k$  จะมีค่าดังนี้

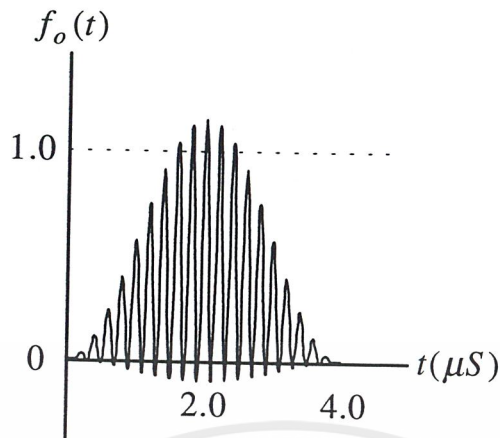
$$+2 \text{ dB} = 20 \log 10^{5 \times 10^{-3}}$$

$$k = \frac{2}{20 \times 5 \times 10^{-3}} = 20$$

แต่ที่  $k=18$  เราสามารถยกระดับของสัญญาณมอดูเลต 20 T พัลซ์ได้คือ

$$F_{k(\text{dB})} = 10^{5 \times 10^{-3} \times 18} = 1.8 \text{ dB}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.16 แสดงผลตอบสนองที่ได้จากคำนวณของมอดูเลต  $20T$  ไซน์กำลังสองพัลส์

จากรูปที่ 3.16 แสดงให้เห็นถึงการยกระดับของสัญญาณ  $20T$  ไซน์กำลังสองพัลส์ เมื่อป้อนผลตอบสนองทางขนาดจากวงจรที่ทำการออกแบบ ซึ่งค่าที่ได้จากการคำนวณสามารถยกระดับได้ประมาณ 1.92 dB โดยการคำนวณจะกระทำได้จากสมการ(3.29)

### 3.4 การวิเคราะห์เสถียรภาพ

วงจรใดๆก็ตามที่ให้สมการคุณลักษณะแบบต่าง ๆ นั้นในการออกแบบจะต้องมีการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบเสมอ เพื่อที่จะได้ทราบขอบเขตการทำงานของวงจร โดยทั่วไปแล้วเสถียรภาพของระบบขึ้นอยู่กับตำแหน่งรากของสมการคุณลักษณะ โดยการวิเคราะห์เสถียรภาพจะนำเทคนิคของ Nyquist Diagram มาใช้ ซึ่งวิธีการจะนำรากตัวส่วนของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน(Denominator) มาทำการวิเคราะห์ใน S-Plane สำหรับการวิเคราะห์หาเสถียรภาพของวงจรแอกทีฟดิสทริบิวท์อาชีเพื่อความสะดวกอาจจะแปลงให้อยู่ในรูปของ P-Planeซึ่งจะได้ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน ของระบบคือ

$$T(P) = \frac{N_o + N_1P + N_2P + \dots + N_nP}{D_o + D_1P + D_2P^2 + \dots + D_mP^m} \quad (3.43)$$

เมื่อ  $N(P)$  และ  $D(P)$  เป็น โพลิโนเมียลของตัวเศษและ โพลิโนเมียลของตัวส่วนตามลำดับ และอยู่ในรูปของ P-Plane

สำหรับวงจรที่เกิดเสถียรภาพ รากของสมการตัวส่วนจะต้องอยู่ในครึ่งซ้ายและเส้นทางเดินของไนควิสต์ต้องปิดล้อมจุดกำเนิด(Origin)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.5 การวิเคราะห์ความไวของอุปกรณ์(Sensitivity)

ค่าความไว(Sensitivity)เป็นผลของการเปลี่ยนแปลงค่าของอุปกรณ์ในวงจร เช่นการเปลี่ยนแปลงของตัวต้านทาน ค่าความจุของตัวเก็บประจุ และอัตราขยายของออปแอมป์ เป็นต้น ซึ่งเป็นเหตุให้ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรเปลี่ยนแปลงไปด้วย แนวทางที่ทำให้การเปลี่ยนแปลงดังกล่าวน้อยที่สุดหรือทำให้ลดลงจะต้องคำนึงถึงส่วนประกอบในการผลิตที่มีขนาดเล็ก อุณหภูมิที่ต่ำ อายุการใช้งานและความชื้นที่จะเกิดขึ้น แต่อย่างไรก็ตามจะทำให้ราคาของวงจรมันสูงขึ้นตามไปด้วย โดยการวัดค่าความไวนั้นจะวัดที่การเปลี่ยนแปลงของทั้งเนตเวิร์กฟังก์ชันต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ในทางปฏิบัติในวงจร

การหาความไวของอุปกรณ์สามารถหาได้จากสมการ(3.44)ดังจะได้อธิบายต่อไปนี้

$$\begin{aligned} S_{X_i}^{T(j\omega)} &= \operatorname{Re} \left( \frac{X_i}{T(s)} \cdot \frac{\partial}{\partial X_i} T(s) \right) \\ &= \operatorname{Re} \left( X_i \left( \frac{N'(s)}{N} - \frac{D'(s)}{D} \right) \right) \end{aligned} \quad (3.44)$$

เมื่อ  $T(s)$  เป็นทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน

$N(s)$  เป็นโพลีโนเมียลเศษของ  $T(s)$

$D(s)$  เป็นโพลีโนเมียลส่วนของ  $T(s)$

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

### 3.6 การสเกลลิง (Scaling)

1.การสเกลทางขนาด(Magnitude Scaling) คือการเปลี่ยนแปลงค่าอิมพีแดนซ์ของอุปกรณ์ทุกตัวด้วยตัวประกอบ  $K_m$  โดยที่อิมพีแดนซ์ของอุปกรณ์มีค่าดังนี้

$$\begin{aligned} Z_R &= R \\ |Z_C| &= \frac{1}{\omega C} \\ |Z_L| &= \omega L \end{aligned} \quad (3.45)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อสเกลทางขนาดจะได้

$$\begin{aligned} K_m Z_R &= K_m R \\ |Z_C| &= \frac{1}{\omega C K_m} \\ |Z_L| &= \omega L K_m \end{aligned} \quad (3.46)$$

2. การสเกลทางความถี่ มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงค่าของอุปกรณ์ C และ L เท่านั้นเนื่องจาก อิมพีแดนซ์มีค่าแปรตามความถี่ และเพื่อที่จะให้อิมพีแดนซ์คงที่การเปลี่ยนแปลงความถี่จะต้องถูกชดเชยด้วยค่าที่สอดคล้องกันดังนี้

$$\begin{aligned} |Z_C| &= \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{K_f \omega (1/K_f) C} = \frac{1}{K_f \omega C_{new}} \\ |Z_L| &= \omega L = K_f \omega \frac{1}{K_f} L = K_f \omega L_{new} \end{aligned} \quad (3.47)$$

เมื่อ  $K_f$  เป็นตัวแปรสเกลทางความถี่  
สรุปการสเกลได้ดังนี้

$$\begin{aligned} C_{new} &= \frac{1}{K_m K_f} C_{old} \\ L_{new} &= \frac{K_m}{K_f} L_{old} \\ R_{new} &= K_m R_{old} \end{aligned} \quad (3.48)$$

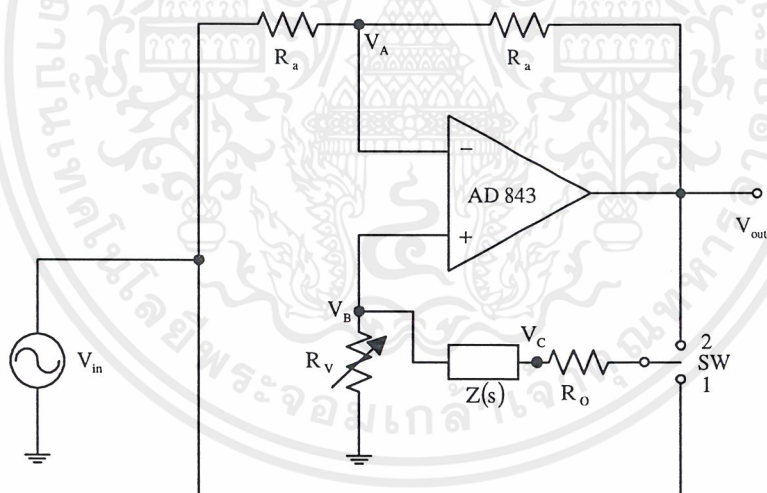
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

### การออกแบบวงจรอ็ควอไลเซอร์แบบปรับขนาดสัญญาณโครมิแนนซ์

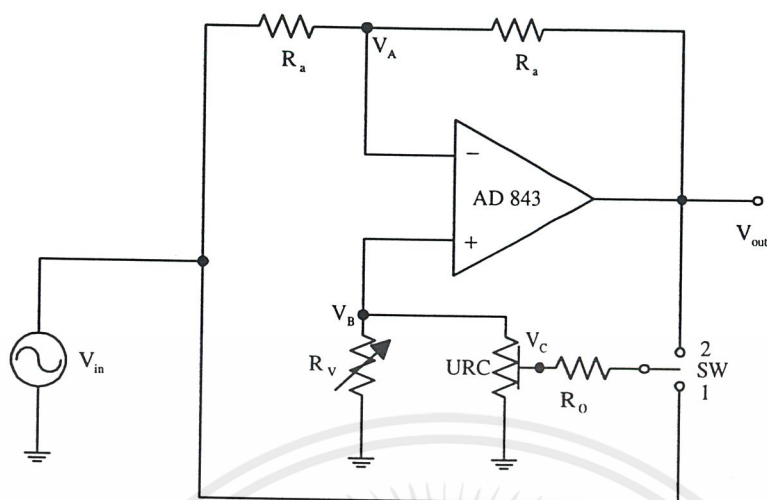
ในระบบการส่งสัญญาณทั่วไปมักต้องการให้คุณลักษณะของความถี่ของระบบราบเรียบที่สุด (Maximally Flat Amplitude Characteristic) แต่ในบางกรณีอาจต้องการยกระดับหรือลดระดับ (Equalize) ของสัญญาณบางช่วงความถี่ เช่นการแก้ไขความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณสี (Chrominance) ในระบบการส่งสัญญาณภาพ (Video)

จากรูปที่ 4.1 เป็นวงจรแอกทีฟวารีเอเบิลอ็ควอไลเซอร์พื้นฐานแบบอิมพีแดนซ์เดี่ยวของ FRANC BRGLEZ [1] ซึ่งมีคุณลักษณะของผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่เป็นไปตามที่ต้องการ ดังนั้นจึงนำวงจรดังกล่าวมาเป็นแนวทางในการวิเคราะห์และออกแบบ เพื่อสร้างวงจรอ็ควอไลเซอร์แบบปรับค่าที่ใช้สำหรับการแก้ไขความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณสีที่สร้างจากตัว URC โดยวงจรที่ทำการออกแบบแล้วสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.1 แสดงวงจรอ็ควอไลเซอร์พื้นฐานแบบอิมพีแดนซ์เดี่ยว

สำหรับในการวิเคราะห์ห้วงจรอ็ควอไลเซอร์แบบปรับขนาด ที่ใช้สำหรับการแก้ไขความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณสีโดยใช้ URC (Uniform Distributed RC) ดังแสดงในรูปที่ 4.2 เพื่อหาสมการทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันสามารถวิเคราะห์โดยใช้วิธีโนดโวลต์เตจ และใช้ความสัมพันธ์ของสมการ (2.73) ในบทที่ 2



รูปที่ 4.2 แสดงวงจรอิควอไลเซอร์ที่ได้ทำการออกแบบโดยใช้ URC

จากรูปที่ 4.2 กรณีที่เลือกสวิตช์ไปยังตำแหน่งที่ 2

Node A

$$\frac{V_i - V_A}{R_{a1}} + \frac{V_o - V_A}{R_{a2}} = 0 \quad (4.1)$$

$$V_A = \frac{KV_i + V_o}{1 + K} \quad (4.2)$$

Node B

$$\frac{V_B}{R_v} + XYV_2 - X(Y-1)V_3 = 0 \quad (4.3)$$

พิจารณาแรงดันที่โนดต่างๆ จะได้  $V_A = V_B = V_2$  แทนลงในสมการ(4.3)

$$\frac{KV_i + V_o}{R_v(1+K)} + \frac{XY(KV_i + V_o)}{1+K} - X(Y-1)V_3 = 0 \quad (4.4)$$

$$KV_i + V_o + R_v XY(KV_i + V_o) - XR_v(1+K)(Y-1)V_3 = 0 \quad (4.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_3 = \frac{(XYR_v + 1)(KV_i + V_o)}{X(Y-1)(1+K)R_v} \quad (4.6)$$

Node C

$$-X(Y-1)V_A + 2X(Y-1)V_3 - \frac{V_3 - V_i}{R_o} = 0 \quad (4.7)$$

แทน  $V_A = \frac{KV_i + V_o}{1+K}$  ลงในสมการ(4.7) จะได้

$$V_3 = \frac{\{(1+K) + X(Y-1)KR_o\}V_i + X(Y-1)R_oV_o}{(1+K)[1+2X(Y-1)R_o]} \quad (4.8)$$

นำสมการ(4.6)มาเปรียบเทียบกับสมการ(4.8)จะได้

$$\frac{(XYR_v + 1)(KV_i + V_o)}{X(Y-1)(1+K)R_v} = \frac{\{(1+K) + X(Y-1)KR_o\}V_i + X(Y-1)R_oV_o}{(1+K)[1+2X(Y-1)R_o]} \quad (4.9)$$

$$\begin{aligned} \frac{V_o}{V_i} &= \frac{K(1+XYR_v)(1+K)[1+2X(Y-1)R_o]}{[X(Y-1)]^2 R_o R_v (1-K)} \\ &= \frac{-[(1+K) + X(Y-1)KR_o][1+X(Y-1)R_v]}{[X(Y-1)]^2 R_o R_v (1-K)} \end{aligned}$$

แทนค่า  $X = \frac{P}{R \sinh P}$  ,  $Y = \cosh P$  ,  $\alpha = \frac{R}{R_o}$  ,  $\beta = \frac{R_v}{R_o}$  ,  $P = \sqrt{SRC}$

และกำหนดให้อัตราขยาย  $K=1$  ได้สมการทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน

$$T(P) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1 - \frac{\beta P^2 (\cosh p - 1)^2}{(\alpha \sinh P + \beta P \cosh P)(\alpha \sinh P + 2P(\cosh P - 1))}}{1 - \frac{(2\alpha \sinh P + P(\cosh P - 1))(\beta P (\cosh P - 1))}{(\alpha \sinh P + \beta P \cosh P)(\alpha \sinh P + 2P(\cosh P - 1))}} \quad (4.10)$$

เมื่อ  $T(P)$  เป็นทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรที่เราออกแบบ

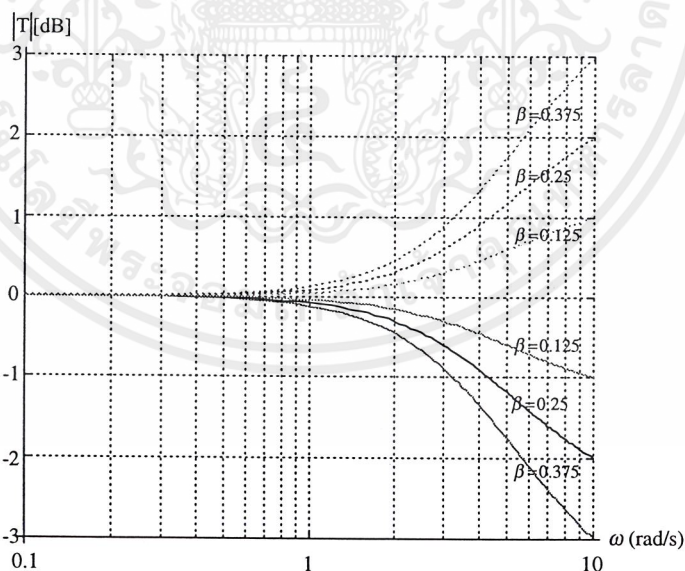
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรณีที่เลือกสวิตช์ไปยังตำแหน่งที่ 1

ในทำนองเดียวกันกับกรณีที่เลือกสวิตช์ไปยังตำแหน่งที่ 2 เราสามารถวิเคราะห์หาสมการทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันดังสมการ (4.11)

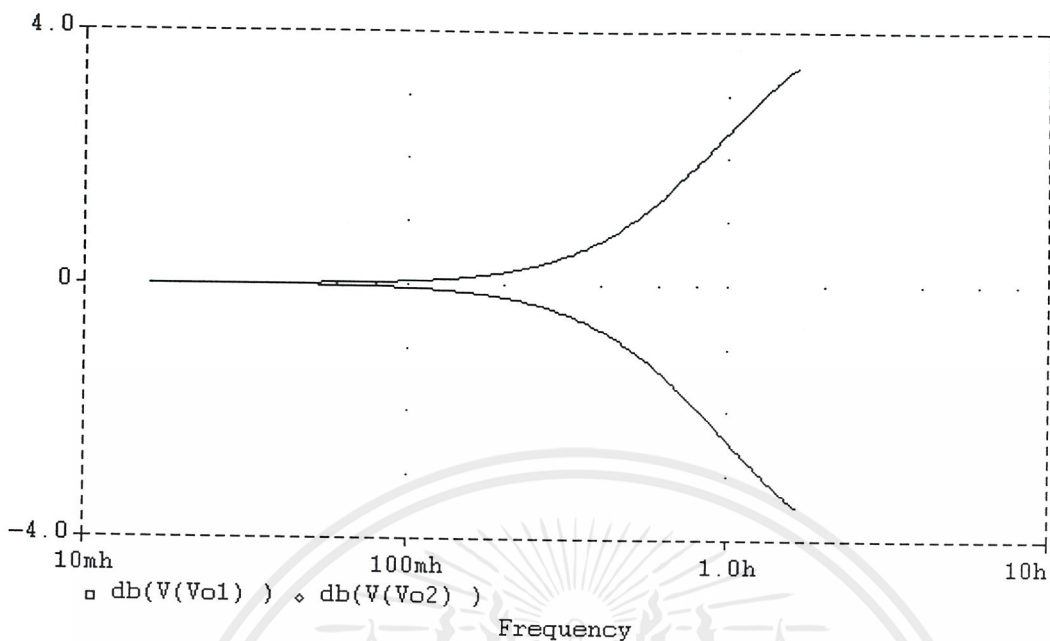
$$T(P) = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{1 - \frac{(2\alpha \sinh P + P(\cosh P - 1))(\beta P(\cosh P - 1))}{(\alpha \sinh P + \beta P \cosh P)(\alpha \sinh P + 2P(\cosh P - 1))}}{1 - \frac{\beta P^2 (\cosh P - 1)^2}{(\alpha \sinh P + \beta P \cosh P)(\alpha \sinh P + 2P(\cosh P - 1))}} \quad (4.11)$$

จากทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันในกรณีที่เลือกสวิตช์ไปยังตำแหน่งที่ 1 เป็นการลดขนาดของสัญญาณ ส่วนกรณีที่เลือกสวิตช์ไปยังตำแหน่งที่ 2 เป็นการเพิ่มขนาดของสัญญาณ โดยสามารถแสดงผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ ซึ่งจะนำสมการ (4.10) และ (4.11) มาทำการวิเคราะห์โดยใช้โปรแกรม MATLAB [1] แสดงได้ดังรูปที่ 4.3 และ 4.5 จากนั้นสามารถนำไปเปรียบเทียบผลโดยใช้โปรแกรม Pspice [2] แสดงได้ดังรูปที่ 4.4 และ 4.6 ซึ่งทั้งสองโปรแกรมจะพิจารณาทั้งก่อนการสเกลลิงและหลังการสเกลลิง



รูปที่ 4.3 แสดงผลตอบสนองทางขนาดของวงจรที่ออกแบบก่อนสเกลลิงด้วย MATLAB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 แสดงผลตอบสนองทางขนาดของวงจรที่ออกแบบก่อนสเกลลิงด้วย Pspice

จากการเปรียบเทียบแสดงให้เห็นว่าผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่มีลักษณะคล้ายกันดังนั้นสามารถนำไปสร้างวงจรจริงได้

เพื่อให้สามารถยกระดับหรือลดระดับสัญญาณ ได้ที่ความถี่จับแคเรียร์ 4.43MHz ดังนั้นจึงทำการสเกลลิงทางความถี่ไปที่ 4.43MHz

$$(RC)_{new} = \frac{\omega_{-3dB} (RC)_{old}}{2\pi(4.43 \times 10^6)} = \frac{10}{2\pi(4.43 \times 10^6)} = 3.5926 \times 10^{-7}$$

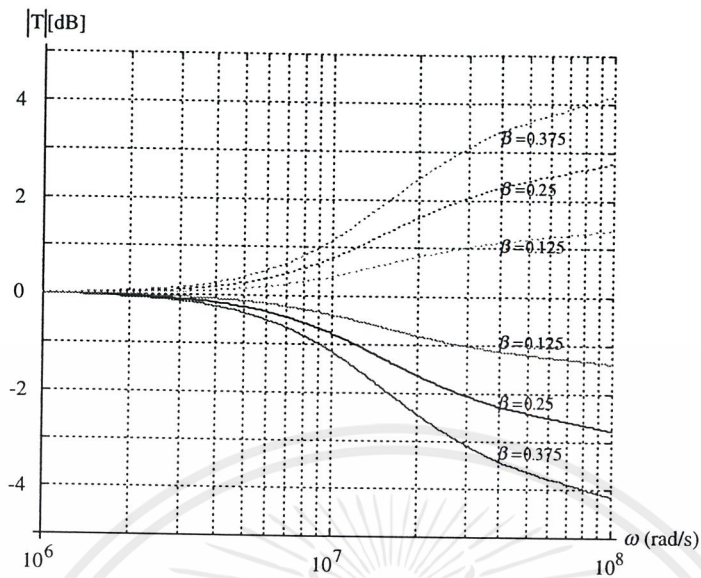
ดังนั้น  $R = 1800\Omega, C = 200PF$

สำหรับค่าความต้านทาน  $R_o, R_v$  สามารถหาค่าได้จาก  $\alpha, \beta$  ตามลำดับ

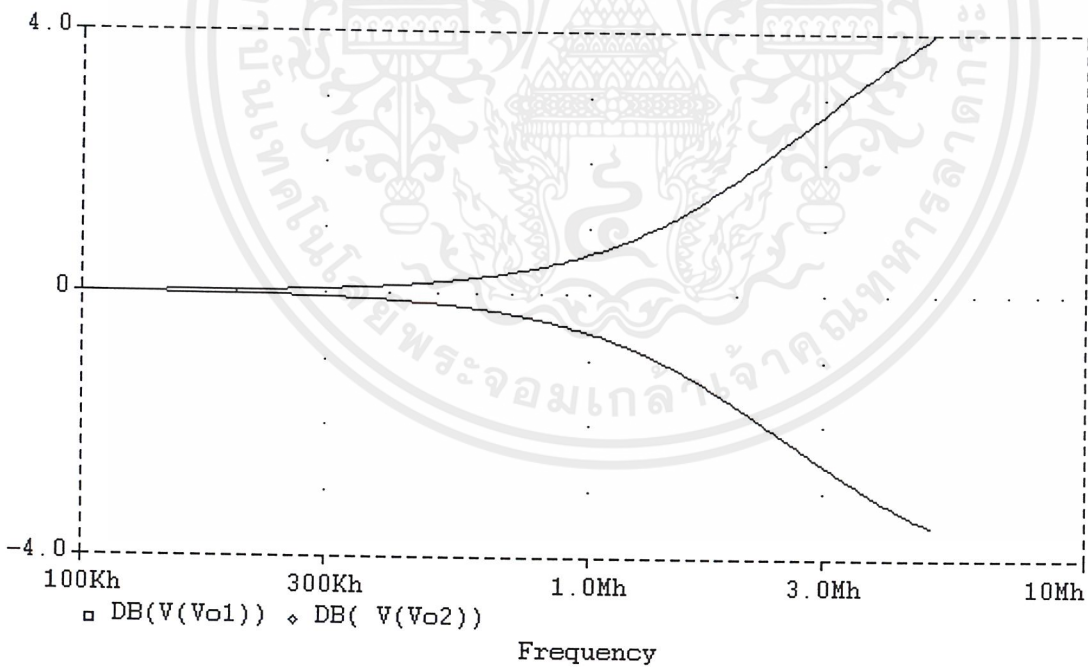
โดยที่  $\alpha = R/R_o, \beta = R_v/R_o$

จากการทดสอบหาค่า  $\alpha, \beta$  หลาย ๆ ค่า เราจะได้ค่า  $\alpha = 10$  และ  $\beta = 0.375, 0.25, 0.125$  ที่ทำให้สามารถลดระดับหรือยกระดับที่ค่า  $\pm 3dB, \pm 2dB$  และ  $\pm 1dB$  ตามลำดับซึ่งเป็นค่าที่เหมาะสมเมื่อทำการสเกลลิงแล้วผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่แสดงได้ดังรูปที่ 4.5 และ รูปที่ 4.6 ด้วยโปรแกรม MATLAB และ Pspice ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 แสดงผลตอบสนองทางขนาดของวงจรที่ออกแบบหลังสเกลลิงด้วย MATLAB  
เมื่อกำหนดค่า  $\alpha = 10$



รูปที่ 4.6 แสดงผลตอบสนองทางขนาดของวงจรที่ออกแบบหลังสเกลลิงด้วย Pspice  
เมื่อกำหนดให้ค่า  $\beta = 1, \alpha = 10$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับผลตอบสนองที่ได้จากโปรแกรม MATLAB และ Pspice อาจแตกต่างกันเล็กน้อย เพราะเนื่องจาก URC ที่นำมาวิเคราะห์ด้วย MATLAB จะเป็นค่าทางอุดมคติซึ่งได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 2 เกี่ยวกับโครงสร้างของตัว URC แต่สำหรับ Pspice แล้วเราได้จำลองการทำงานของตัว URC ด้วยโครงสร้างแบบลัมด้าซีจำนวน 10 ชุด(Section) โดยในทางอุดมคติแล้วค่าความต้านทานรวม และค่าความจุรวมของตัว URC จะต้องทำให้จำนวนชุดของอาซีมีค่าเป็นอนันต์ จึงจะทำให้ได้โครงสร้างแบบดิสทริบิวท์อาซี ดังนั้นผลตอบสนองทางขนาดที่ได้จากการจำลองการทำงานอาจจะได้ค่าผิดเพี้ยนไป

ต่อไปเราจะทำการวิเคราะห์ผลตอบสนองทางกรุปดีเลย์ โดยเรานำสมการ(4.10)และ(4.11) ซึ่งเป็นทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรรีโวลูโวลเซอร์ที่ได้ทำการออกแบบ มาทำการหาเฟสของวงจรถ (θ(ω)) จากนั้นจะทำการหาอนุพันธ์เทียบกับ ω ที่มีค่าเป็นลบ เราจะได้กรุปดีเลย์คือ

จากความสัมพันธ์ของไฮเปอร์โพลิกเชิงซ้อนที่ว่า

$$\cosh(t + jt) = \cos t \cdot \cosh t + j \sin t \cdot \sinh t \quad (4.12)$$

$$\sinh(t + jt) = \cos t \cdot \sinh t + j \sin t \cdot \cosh t \quad (4.13)$$

จะทำให้ได้เฟสดังนี้

$$\theta(\omega) = \angle T(\omega)$$

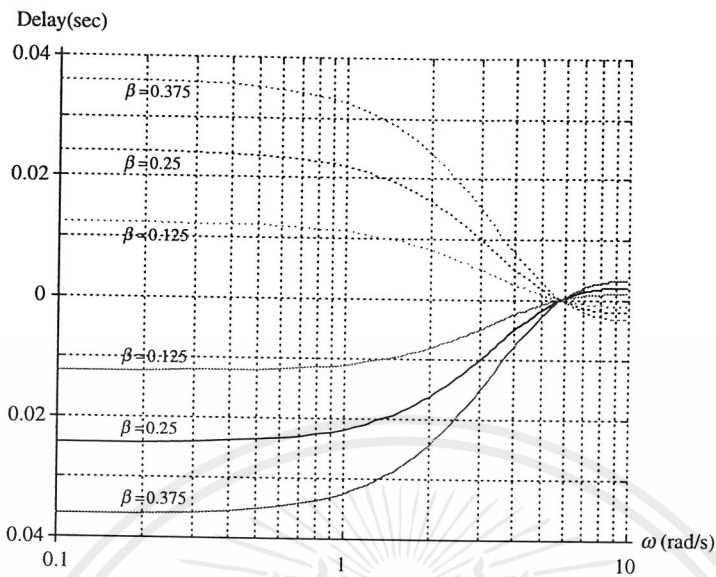
ผลตอบสนองทางกรุปดีเลย์หาได้จาก

$$\tau_{gr} = -\frac{d}{d\omega} \theta(\omega) \quad (4.14)$$

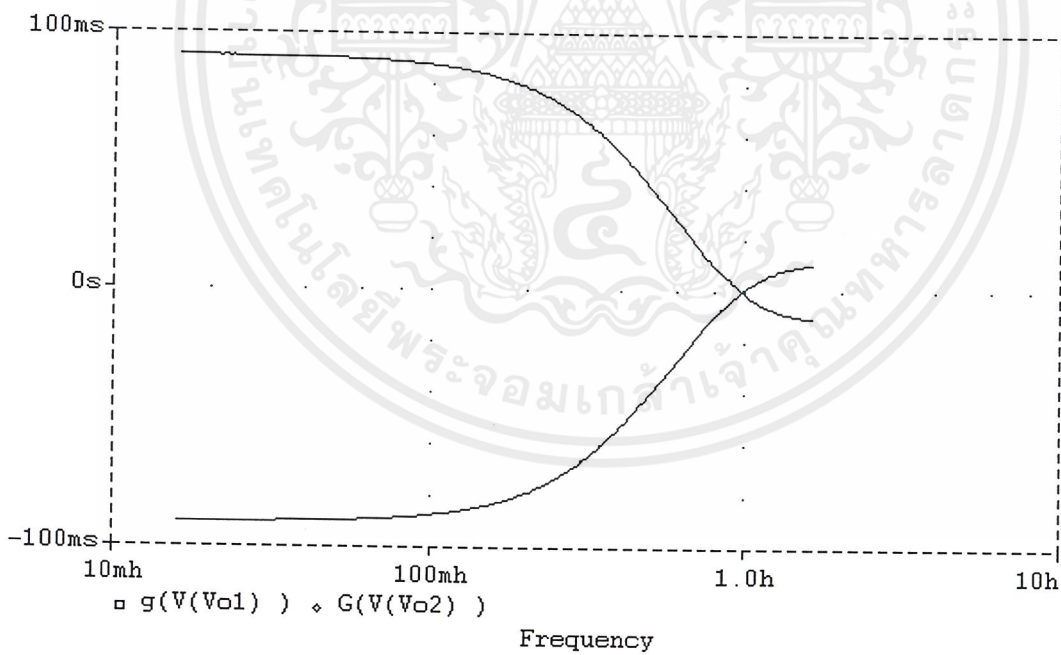
จากสมการที่ (4.14) เราจะใช้หาผลตอบสนองทางกรุปดีเลย์ ซึ่งสามารถแสดงได้รูปที่ 4.7 และรูปที่ 4.9 โดยใช้โปรแกรม MATLAB ส่วนรูปที่ 4.8 และรูปที่ 4.10 โดยใช้โปรแกรม Pspice สำหรับระบบการส่งสัญญาณ โทรทัศน์อัตราการเปลี่ยนแปลงของกรุปดีเลย์ไม่ควรจะเกิน 50ns เพราะถ้ามีค่ามากเกินไปจะทำให้สามารถเห็นเงาของภาพได้

จากรูปที่ 4.9 และ 4.10 แสดงให้เห็นว่าวงจรรีโวลูโวลเซอร์ที่ได้ออกแบบไว้ให้ผลตอบสนองทางกรุปดีเลย์เป็นไปตามที่ต้องการดังนั้นสามารถนำวงจรถที่ออกแบบไว้ไปสร้างเป็นวงจรจริงที่มีผลต่อความผิดเพี้ยนทางกรุปดีเลย์ของสัญญาณสี่เหลี่ยมเล็กน้อยเท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

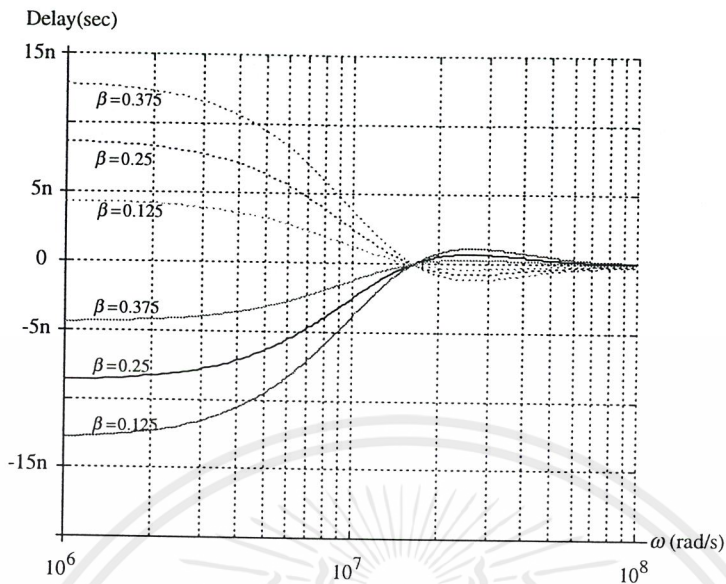


รูปที่ 4.7 แสดงผลตอบสนองทางกราฟิกละเอียดของวงจรที่ออกแบบก่อนสเกลลิงด้วย MATLAB โดยกำหนดให้ค่า  $\alpha = 10$

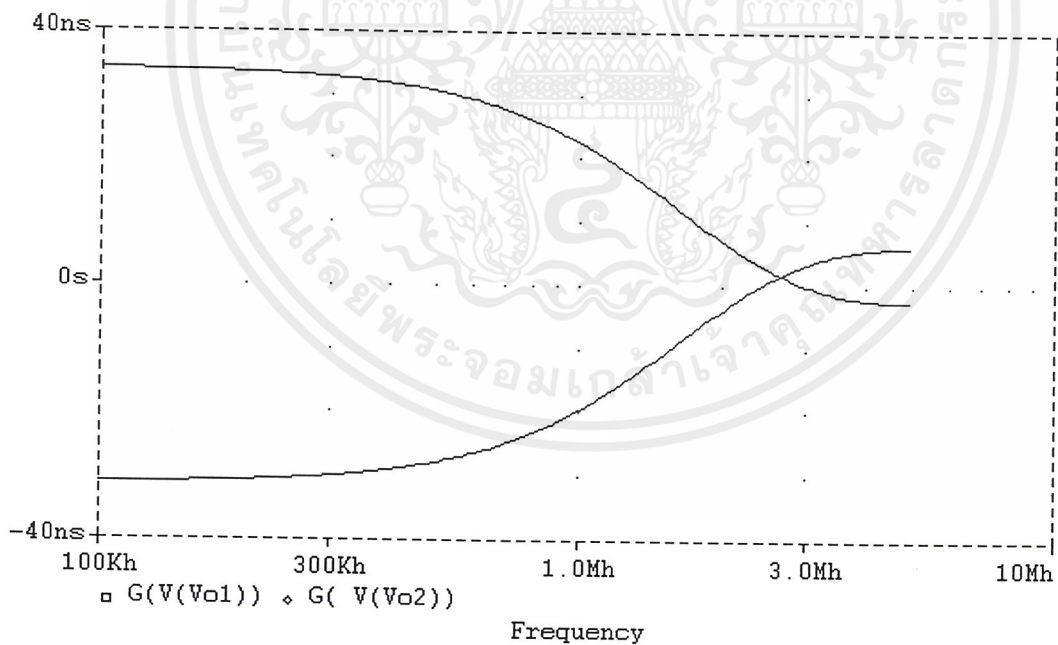


รูปที่ 4.8 แสดงผลตอบสนองทางกราฟิกละเอียดของวงจรที่ออกแบบก่อนสเกลลิงด้วย Pspice โดยกำหนดให้ค่า  $\alpha = 10$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



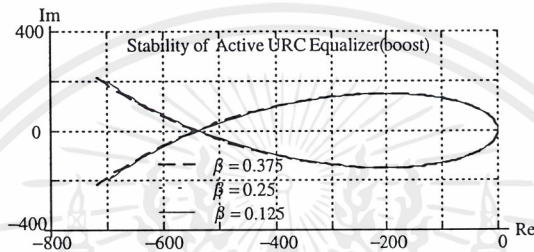
รูปที่ 4.9 แสดงผลตอบสนองทางกรุปดีเลย์ของวงจรที่ออกแบบหลังสเกลลิงด้วย MATLAB โดยกำหนดให้ค่า  $\alpha = 10$



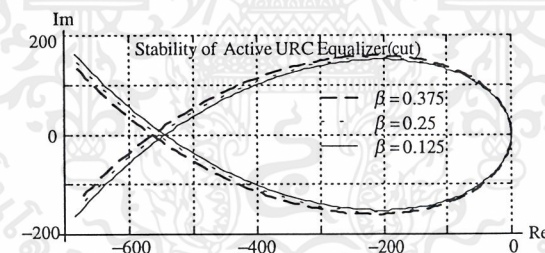
รูปที่ 4.10 แสดงผลตอบสนองทางกรุปดีเลย์ของวงจรที่ออกแบบหลังสเกลลิงด้วย Pspice โดยกำหนดให้ค่า  $\alpha = 10$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับเสถียรภาพของระบบนั้นได้กล่าวถึงวิธีการวิเคราะห์ไว้แล้วในส่วนท้ายของบทที่ 3 ซึ่งจะได้นำมาพิจารณาเสถียรภาพของวงจรถอวลไอเซอร์แบบปรับค่า โดยใช้ URC โดยสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.11 ทั้งนี้เราจะวิเคราะห์ในส่วนของผลที่ได้จากการสเกลลิงแล้วเท่านั้น เพราะจะถูกนำไปใช้ในส่วนของการทดลองในบทต่อไป โดยจากการที่พิจารณาแล้วปรากฏว่า ทั้งในกรณีที่วงจรถอวลไอเซอร์หรือลดระดับสัญญาณที่ระดับ  $\pm 3dB$ ,  $\pm 2dB$  และ  $\pm 1dB$  วงจรถอวลไอเซอร์แบบปรับค่าขนาดสัญญาณโครมิแนนซ์โดยใช้ URC ที่เราได้ทำการออกแบบจะเกิดเสถียรภาพ



(ก) แสดงเสถียรภาพของระบบเมื่อวงจรมีการยกระดับสัญญาณ

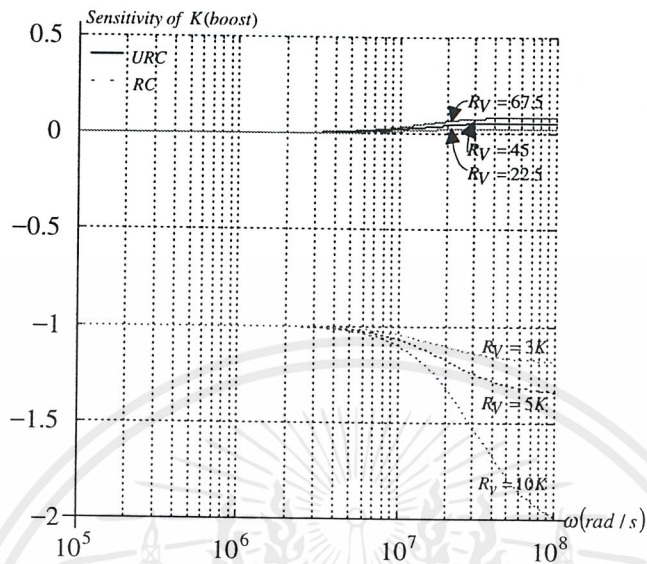


(ข) แสดงเสถียรภาพของระบบเมื่อวงจรมีการลดระดับสัญญาณ

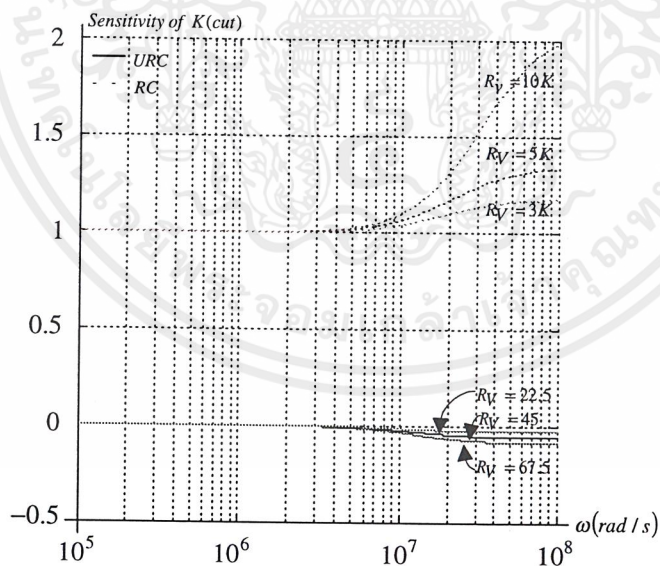
รูปที่ 4.11 แสดงเสถียรภาพของวงจรถอวลไอเซอร์ที่ออกแบบโดยใช้ URC

เพื่อให้วงจรของเรานั้นมีประสิทธิภาพมากขึ้น เราจำเป็นต้องทำการหาค่าความไวของอุปกรณ์ ที่นำมาประกอบเข้ากับวงจรถอวลไอเซอร์แบบปรับค่าสัญญาณโครมิแนนซ์ โดยใช้ URC ทุกตัว ประกอบไปด้วยค่าความต้านทาน  $R$ ,  $R_0$  และ  $R_v$  ตัวเก็บประจุ  $C$  ซึ่งเป็นค่าความไวของพาสซีฟอีลิเมนต์ รวมถึงการหาค่าความไวของแอกทีฟอีลิเมนต์คือค่า  $K$  โดยเราจะใช้กรรมวิธีการหาและวิเคราะห์ด้วยโปรแกรม MATLAB โดยเราสามารถใส่สมการ (3.44) ในบทที่ 3 หาค่าความไวของทั้งแอกทีฟอีลิเมนต์และพาสซีฟอีลิเมนต์ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.12 ถึงรูปที่ 4.22

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

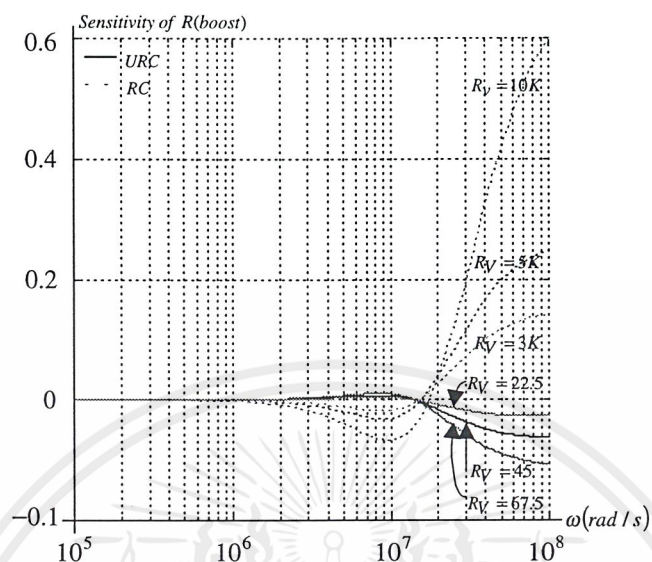


รูปที่ 4.12 แสดงค่าความไวของแอกทีฟอิลิเมนต์ K เมื่อวงจรยกระดับสัญญาณ โดยเปรียบเทียบระหว่างวงจรที่สร้างด้วย RC กับ URC

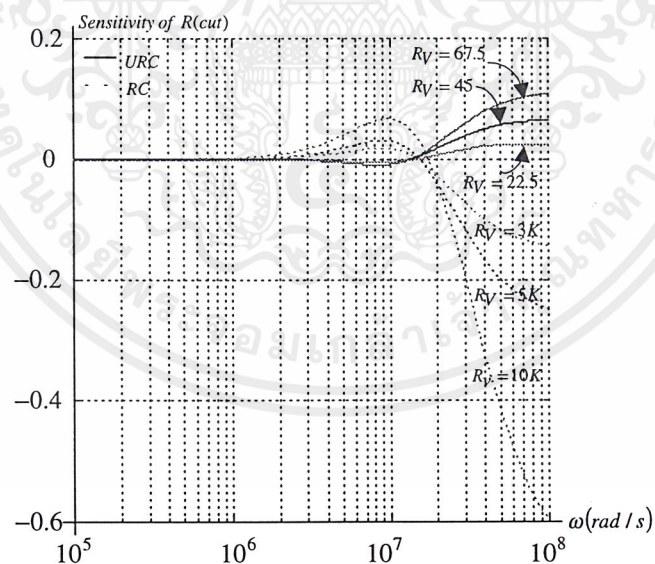


รูปที่ 4.13 แสดงค่าความไวของแอกทีฟอิลิเมนต์ K เมื่อวงจรลดระดับสัญญาณ โดยเปรียบเทียบระหว่างวงจรที่สร้างด้วย RC กับ URC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

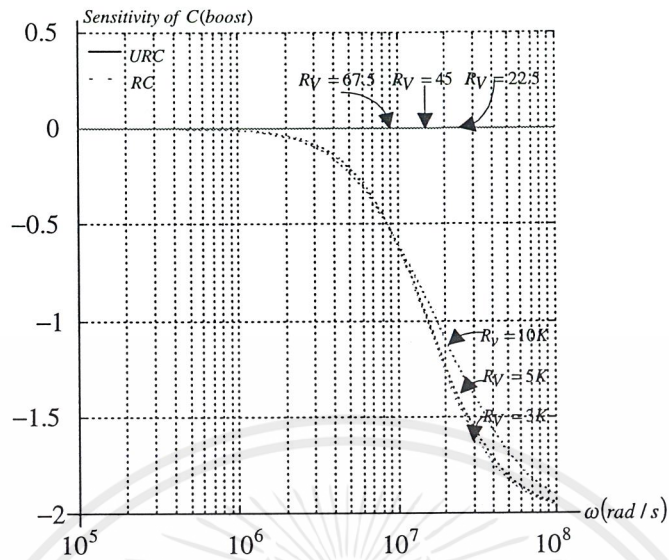


รูปที่ 4.14 แสดงค่าความไวของพาสซีฟอีลิเมนต์ R เมื่อวงจรระดับสัญญาณ โดยเปรียบเทียบระหว่างวงจรที่สร้างด้วย RC กับ URC

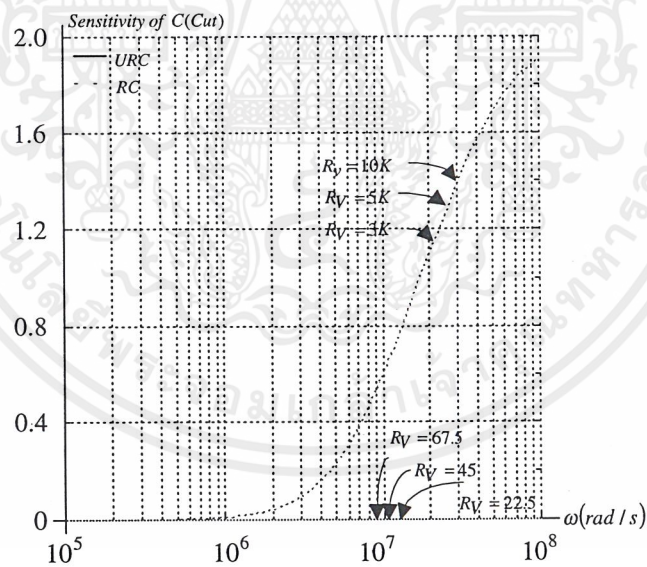


รูปที่ 4.15 แสดงค่าความไวของพาสซีฟอีลิเมนต์ R เมื่อวงจรลดระดับสัญญาณ โดยเปรียบเทียบระหว่างวงจรที่สร้างด้วย RC กับ URC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

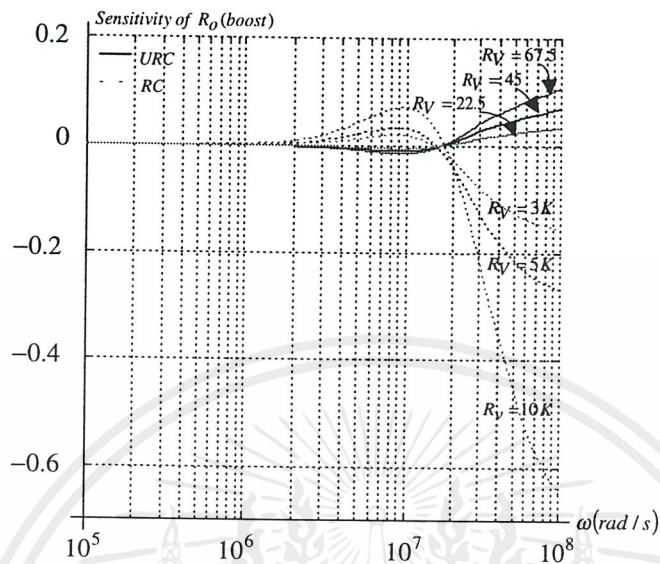


รูปที่ 4.16 แสดงค่าความไวของพาสซีฟอีลิเมนต์ C เมื่อวงจรยกระดับสัญญาณ โดยเปรียบเทียบระหว่างวงจรที่สร้างด้วย RC กับ URC

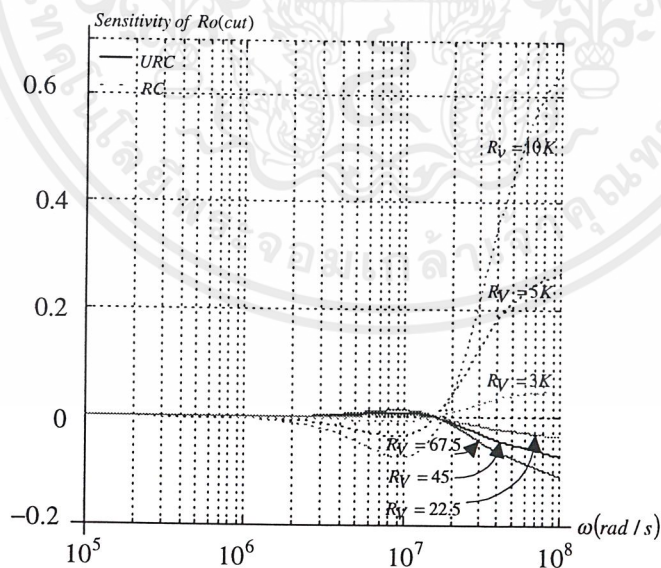


รูปที่ 4.17 แสดงค่าความไวของพาสซีฟอีลิเมนต์ C เมื่อวงจรลดระดับสัญญาณ โดยเปรียบเทียบระหว่างวงจรที่สร้างด้วย RC กับ URC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

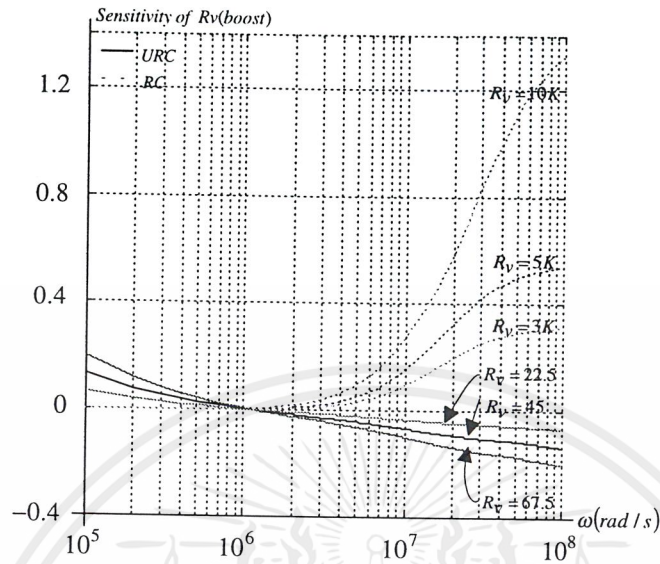


รูปที่ 4.18 แสดงค่าความไวของแอกทีฟอิมินท์  $R_o$  เมื่อวงจรยกระดับสัญญาณ โดยเปรียบเทียบระหว่างวงจรที่สร้างด้วย RC กับ URC

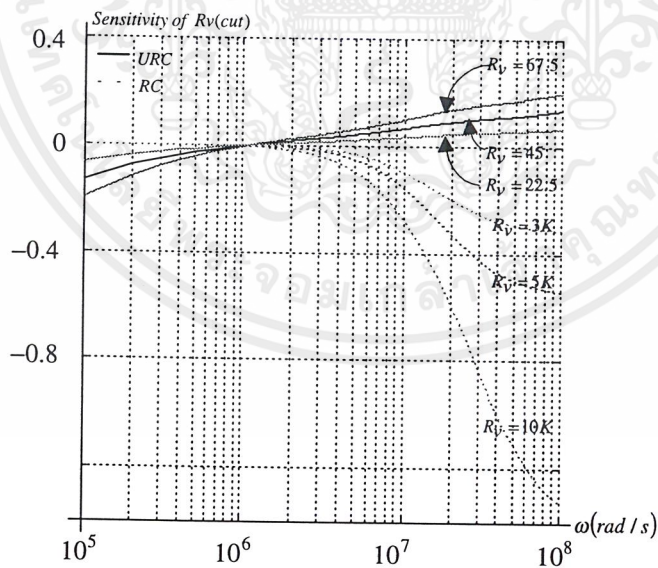


รูปที่ 4.19 แสดงค่าความไวของพาสซีฟอิมินท์  $R_o$  เมื่อวงจรลดระดับสัญญาณ โดยเปรียบเทียบระหว่างวงจรที่สร้างด้วย RC กับ URC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.20 แสดงค่าความไวของพาสซีฟอิลิเมนต์  $R_v$  เมื่อวงจรยกระดับสัญญาณ โดยเปรียบเทียบระหว่างวงจรที่สร้างด้วย RC กับ URC



รูปที่ 4.21 แสดงค่าความไวของพาสซีฟอิลิเมนต์  $R_v$  เมื่อวงจรลดระดับสัญญาณ โดยเปรียบเทียบระหว่างวงจรที่สร้างด้วย RC กับ URC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การวิเคราะห์ค่าความไวที่จะกล่าวในปฏิญญาฉบับนี้เราจะนำวงจรอิกควอไลเซอร์แบบปรับค่าสัญญาณ โครมิแนนซ์โดยใช้URCที่ได้นำเสนอมาแล้วมาทำการเปรียบเทียบกับวงจรแอกทีฟวารีเอเบิลอิกควอไลซ์จากรูปที่ 4.1 ซึ่งจากรูปที่ 4.12 และรูปที่ 4.13จะเห็นได้ว่าค่าความไวของแอกทีฟอิลิเมนต์ที่แสดงดังรูปของวงจรที่สร้างขึ้นจากตัว URC นั้นจะมีค่าความไวที่ต่ำกว่าวงจรที่สร้างขึ้นจากลัมด์อาซีโดยเราให้  $R_v$  เปลี่ยนแปลงค่าจะเป็นผลทำให้ค่าความไวของแอกทีฟอิลิเมนต์  $K$  ของวงจรที่สร้างขึ้นจากตัว URC มีค่าเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อย เมื่อเทียบกับวงจรลัมด์อาซี ในขณะที่อยู่ในย่านความถี่ใช้งาน

จากรูปที่ 4.14 , รูปที่ 4.15 และรูปที่ 4.18 ถึงรูปที่ 4.21 จะเห็นได้ว่าค่าความไวของพาสซีฟอิลิเมนต์ที่แสดงดังรูปของวงจรที่สร้างขึ้นจากตัว URC นั้นจะมีค่าความไวที่ต่ำกว่าวงจรที่สร้างขึ้นจากลัมด์อาซี โดยเราให้  $R_v$  เปลี่ยนแปลงค่าจะเป็นผลทำให้ค่าความไวของอุปกรณ์พาสซีฟ  $R$  ,  $R_o$  และ  $R_v$  ของวงจรที่สร้างขึ้นจากตัว URC มีค่าเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อย เมื่อเทียบกับวงจรลัมด์อาซี ในขณะที่อยู่ในย่านความถี่ใช้งาน ส่วนค่าความไวของอุปกรณ์พาสซีฟ  $C$  ดังแสดงในรูปที่ 4.16 และรูปที่ 4.17 นั้นในส่วนของวงจรที่สร้างขึ้นจากตัวURC นั้นเกือบจะไม่มีเปลี่ยนแปลงหรือจะให้ค่าที่คงที่นั่นเองแต่สำหรับในส่วนของวงจรที่สร้างจากลัมด์อาซีจะเปลี่ยนแปลงค่อนข้างมาก

## บทที่ 5

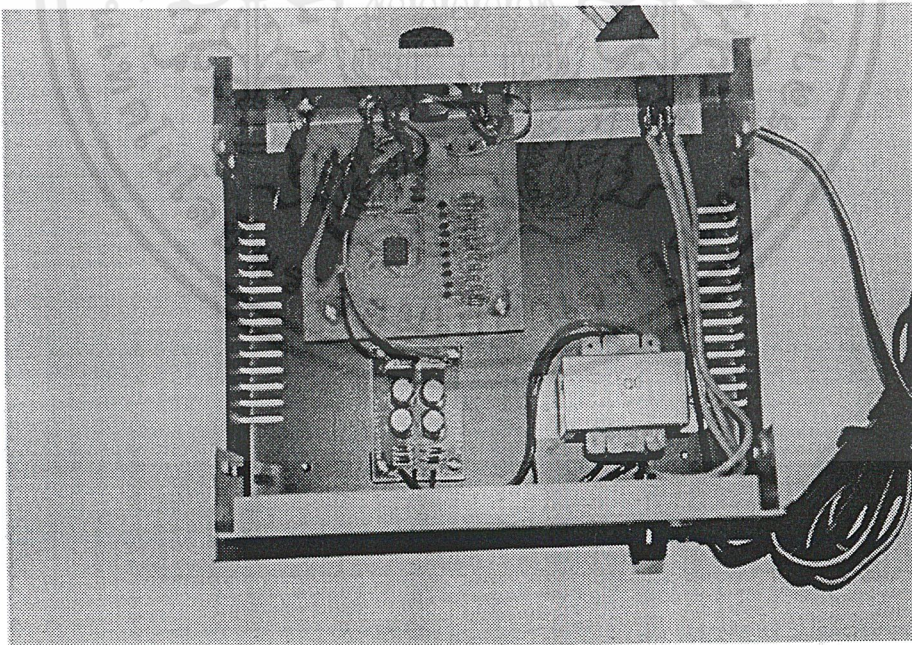
### การทดลองและการทดสอบการทำงานของวงจร

จากการออกแบบวงจรอิกวอลไลเซอร์แบบปรับขนาดสัญญาณ โครมิแนนซ์โดยใช้ URC ที่ผ่านมาได้ถูกทำการจำลองผลการทำงานซึ่งมีการเปรียบเทียบระหว่าง 2 โปรแกรม คือ MATLAB และ Pspice ปรากฏว่ามีผลการตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ ใกล้เคียงกันดังนั้นจึงสามารถทำการทดลองวงจรโดยใช้สัญญาณมอดูเลต 20T ไซน์กำลังพัลซ์มาใช้ในการทดสอบในเรื่องของการผิดเพี้ยนทางขนาดและกรุปดีเลย์

ในการทดลองจะป้อนสัญญาณจากเครื่อง TSG 271 PAL Television Generator ผ่านวงจรอิกวอลไลเซอร์ที่ทำการออกแบบไว้แล้ววัดผลตอบสนองทางออสซิลอสโคป

จากรูปที่ 5.1 แสดงวงจรภายในของอิกวอลไลเซอร์ ประกอบไปด้วย

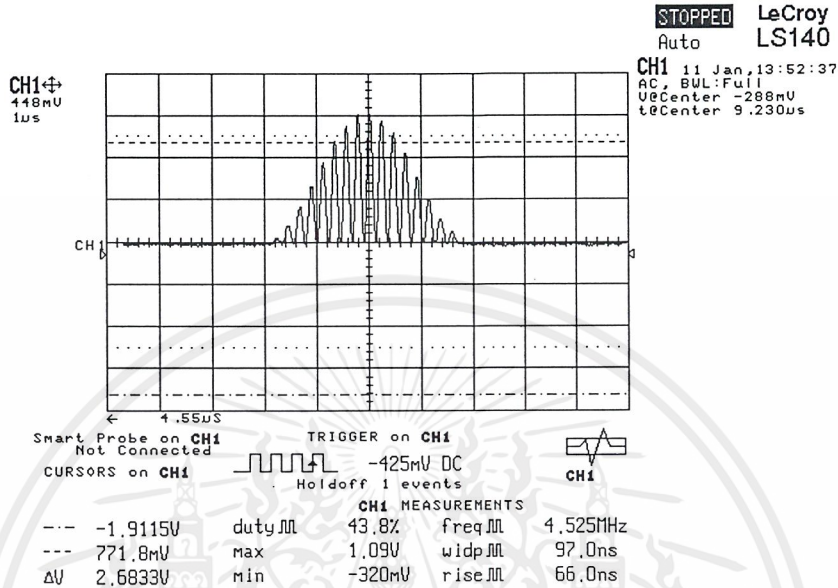
- Video amp (AD 843) 1 ตัว
- ความต้านทาน 3 ตัว
- Uniform Distributed RC 1 ตัว
- ความต้านทานปรับค่าได้ 1 ตัว



รูปที่ 5.1 แสดงวงจรภายในของอิกวอลไลเซอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยสัญญาณมอดูเลต 20T ไซน์กำลังพัลส์จากเครื่อง TSG 271 PAL Television Generator แสดงได้ดังรูปที่ 5.2



รูปที่ 5.2 แสดงสัญญาณมอดูเลต 20T ไซน์กำลังสองพัลส์

จากรูปที่ 4.2 เป็นวงจรที่ออกแบบสามารถทำการทดลองวงจร โดยมี 2 กรณีคือ

5.1 การทดสอบการยกระดับสัญญาณโครมิแนนซ์ต่อสัญญาณลูมิแนนซ์ (กรณีสวิตซ์ที่ 2)

$$\text{สามารถคำนวณได้จาก } A = \frac{1 + (Y/Y_{\max})}{1 - (Y/Y_{\max})} \quad (5.1)$$

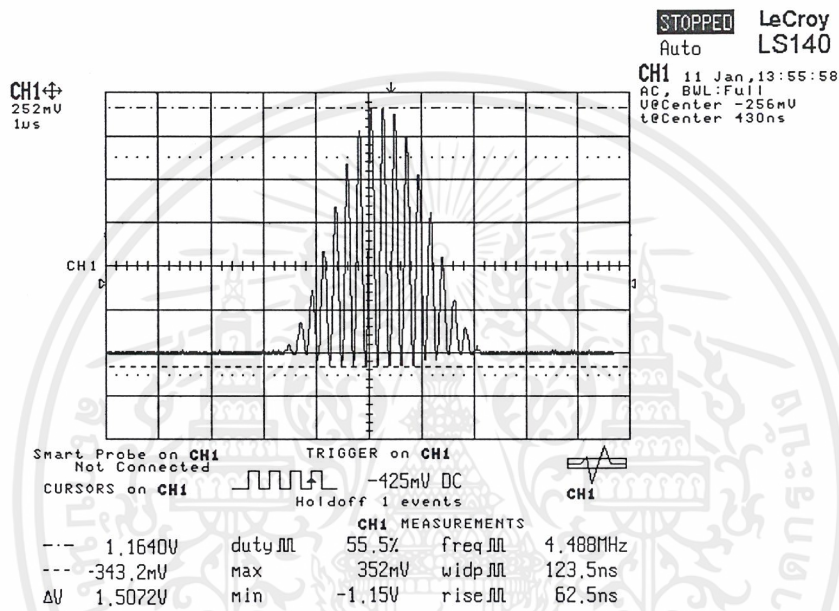
จากสัญญาณมอดูเลต 20T ไซน์กำลังสองพัลส์ในรูปที่ 5.2 เมื่อป้อนเข้าวงจรอิควอไลเซอร์ที่ทำการออกแบบไว้ (ตั้งค่า  $\alpha = 10, \beta = 0.125$ ) สามารถใช้ในการทดสอบความผิดเพี้ยนทั้งอัตราขยายและไทม์คิเลย์ของสัญญาณโครมิแนนซ์ต่อลูมิแนนซ์ เมื่อนำมาคำนวณหาความผิดเพี้ยนตามทีกล่าวมาแล้วจากสมการ (5.1) จะได้

$$A = \frac{1 + (0.092/1.5072)}{1 - (0.092/1.5072)} = 1.125$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$20\log A = 1dB$$

จะเห็นได้ว่าผลการแก้ความผิดเพี้ยนของสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อลุมิแนนซ์ที่ได้จากการทดลองก็สามารยกระดัขขนาดของสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อลุมิแนนซ์ประมาณ 1 dB และไม่มี ความผิดเพี้ยนทางด้านไทม์ดีเลย์ของสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อลุมิแนนซ์แสดงได้ดังรูปที่ 5.3



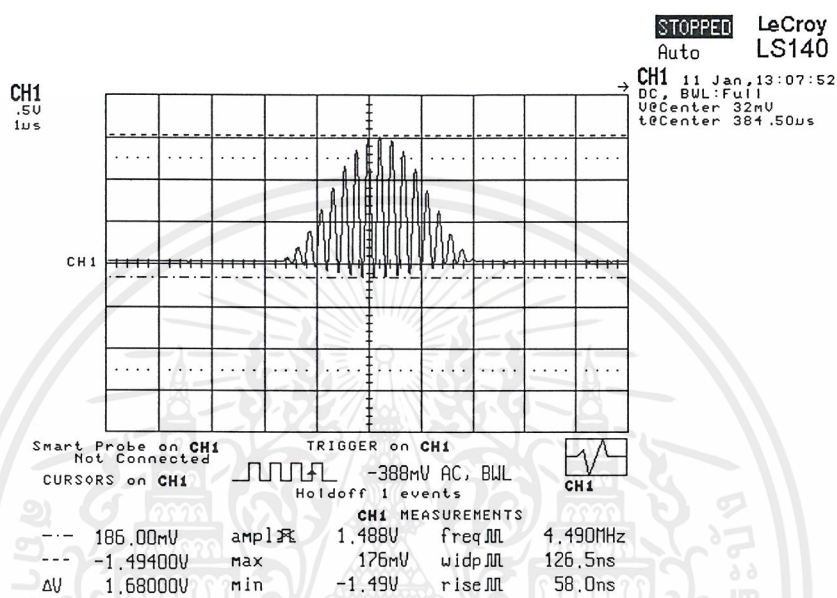
รูปที่ 5.3 แสดงการยกระดัขขนาดของสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อลุมิแนนซ์ประมาณ 1 dB

จากสัญญาณมอดูเลต 20T ไซน์กำลังสองพัลซ์ในรูปที่ 5.2 เมื่อป้อนเข้าวงจรวจรอิกควไลเซอร์ที่ทำการออกแบบไว้(ตั้งค่า  $\alpha = 10, \beta = 0.25$ ) สามารถใช้ในการทดสอบความผิดเพี้ยนทั้งอัตราขยายและไทม์ดีเลย์ของสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อลุมิแนนซ์ เมื่อนำมาคำนวณหาความผิดเพี้ยนตามทีกล่าวมาแล้วจากสมการ (5.1) จะได้

$$A = \frac{1 + (0.192/1.68)}{1 - (0.192/1.68)} = 1.2578$$

$$20\log A = 2dB$$

จะเห็นได้ว่าผลการแก้ความผิดเพี้ยนของสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อลุมิแนนซ์ที่ได้จากการทดลองคือสามารถยกระดับขนาดของสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อลุมิแนนซ์ประมาณ 2 dB และไม่มี ความผิดเพี้ยนทางด้านไทม์ดีเลย์ของสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อลุมิแนนซ์แสดง ได้ดังรูปที่ 5.4



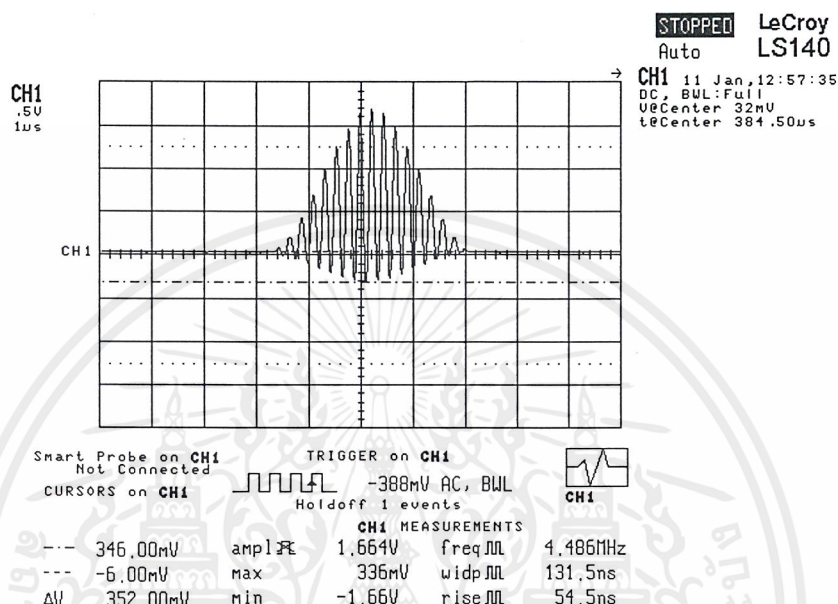
รูปที่ 5.4 แสดงการยกระดับขนาดของสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อลุมิแนนซ์ประมาณ 2 dB

จากสัญญาณมอดูเลต 20T<sub>1</sub> ไซน์กำลังสองพัลส์ในรูปที่ 5.2 เมื่อป้อนเข้าวงจรถอดไอโวลเจอร์ที่ทำการออกแบบไว้ (ตั้งค่า  $\alpha = 10, \beta = 0.375$ ) สามารถใช้ในการทดสอบต่อความผิดเพี้ยน ทั้งอัตราขยายและไทม์ดีเลย์ของสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อลุมิแนนซ์ เมื่อนำมาคำนวณหาความผิดเพี้ยนตามที่กล่าวมาแล้วจากสมการ (5.1) จะได้

$$A = \frac{1 + (0.352/2.01549)}{1 - (0.352/2.01549)} = 1.423$$

$$20 \log A = 3 \text{ dB}$$

จะเห็นได้ว่าผลการแก้ความผิดเพี้ยนของสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อลูมิแนนซ์ที่ได้จากการทดลองก็สามารถลดขนาดของสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อลูมิแนนซ์ประมาณ 3dB และไม่มี ความผิดเพี้ยนทางด้านไทม์คีย์ของสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อลูมิแนนซ์แสดงได้ดังรูปที่ 5.5



รูปที่ 5.5 แสดงการลดขนาดของสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อลูมิแนนซ์ประมาณ 3 dB

### 5.1 การทดสอบการลดระดับสัญญาณโครมิแนนซ์ต่อสัญญาณลูมิแนนซ์ (กรณีสวิตซ์ที่ 1)

$$\text{สามารถคำนวณได้จาก } A = \frac{1 - (Y/Y_{\max})}{1 + (Y/Y_{\max})} \quad (5.2)$$

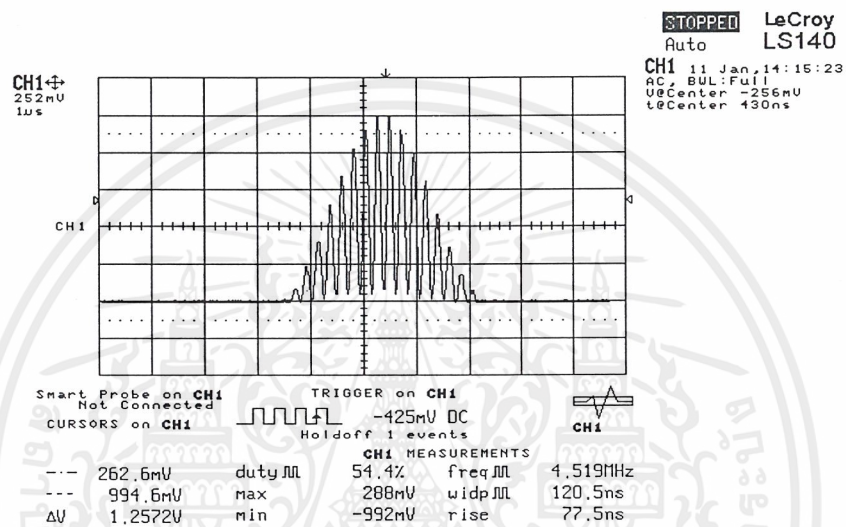
จากสัญญาณมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลซ์ในรูปที่ 5.2 เมื่อป้อนเข้าวงจรอควิลเซอรั ที่ทำการออกแบบไว้ (ตั้งค่า  $\alpha = 10, \beta = 0.125$ ) สามารถใช้ในการทดสอบความผิดเพี้ยนทั้งอัตราขยายและไทม์คีย์ของสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อลูมิแนนซ์ เมื่อนำมาคำนวณหาความผิดเพี้ยนตามที่กล่าวมาแล้วจากสมการ(5.2)จะได้

$$A = \frac{1 - (0.0726/1.2575)}{1 + (0.0726/1.2575)} = 0.8908$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$20\log A = -1dB$$

จะเห็นได้ว่าผลการแก้ความผิดเพี้ยนของสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อลูมิแนนซ์ที่ได้จากการทดลองก็สามารถลดระดับขนาดของสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อลูมิแนนซ์ประมาณ 1 dB และไม่มี ความผิดเพี้ยนทางด้านไทม์ดีเลย์ของสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อลูมิแนนซ์แสดงได้ดังรูปที่ 5.6



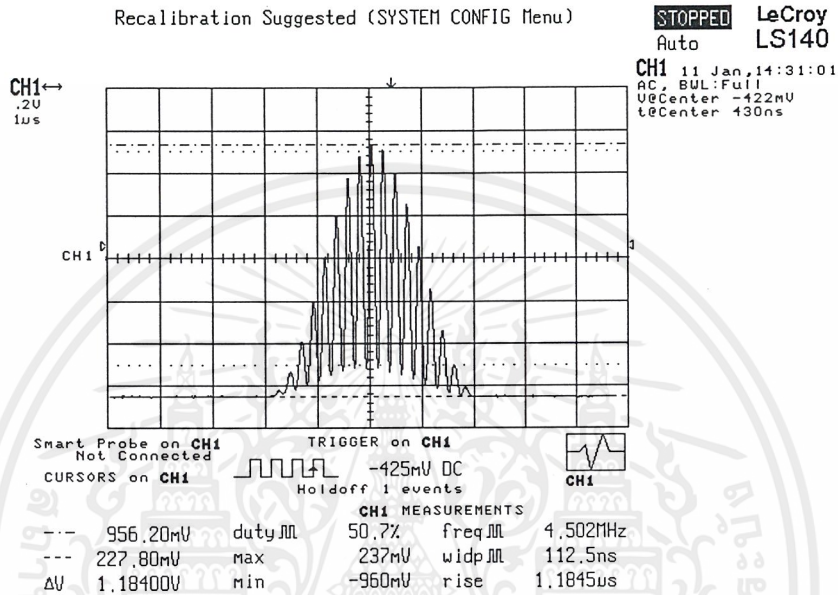
รูปที่ 5.6 แสดงการลดระดับขนาดสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อลูมิแนนซ์ประมาณ 1 dB

จากสัญญาณมอดูเลต  $20T$  ไซน์กำลังสองพัลส์ในรูปที่ 5.2 เมื่อป้อนเข้าวงจรอิกควิลิเซอร์ ที่ทำการออกแบบไว้ (ตั้งค่า  $\alpha = 10, \beta = 0.125$ ) สามารถใช้ในการทดสอบความผิดเพี้ยนทั้ง อัตราขยายและไทม์ดีเลย์ของสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อลูมิแนนซ์เมื่อนำมาคำนวณหาความผิดเพี้ยน ตามที่กล่าวมาแล้วจากสมการ(5.2)จะได้

$$A = \frac{1 - (0.1344/1.184)}{1 + (0.1344/1.184)} = 0.79612$$

$$20\log A = -2dB$$

จะเห็นได้ว่าผลการแก้ความผิดเพี้ยนของสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อลุมิแนนซ์ที่ได้จากการทดลองคือสามารถลดระดับขนาดของสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อลุมิแนนซ์ประมาณ 2 dB และไม่มี ความผิดเพี้ยนทางด้านไทม์ดีเลย์ของสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อลุมิแนนซ์แสดงได้ดังรูปที่ 5.7



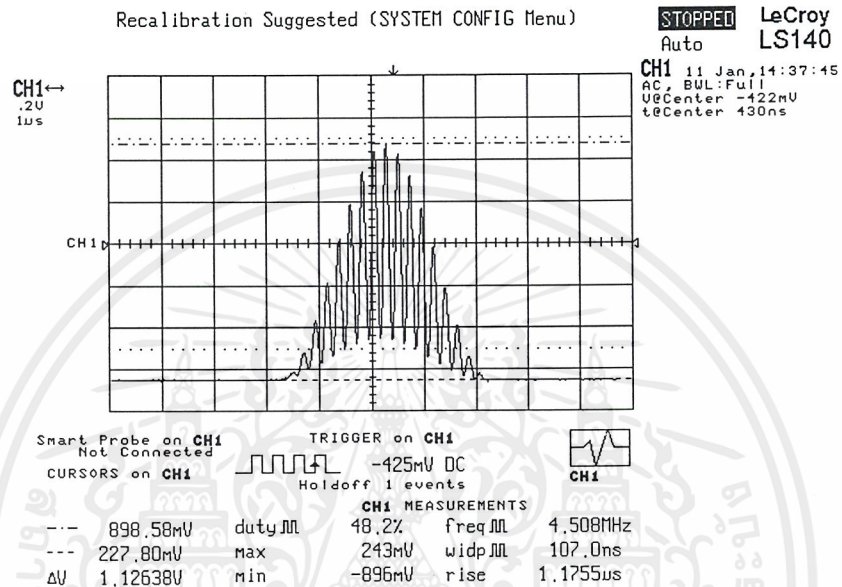
รูปที่ 5.7 แสดงการลดระดับขนาดของสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อลุมิแนนซ์ประมาณ 2 dB

จากสัญญาณมอดูเลต 20T ไซน์กำลังสองพัลส์ในรูปที่ 5.2 เมื่อป้อนเข้าวงจรอควิลิเซอร์ ที่ทำการออกแบบไว้(ตั้งค่า  $\alpha = 10, \beta = 0.375$ ) สามารถใช้ในการทดสอบความผิดเพี้ยนทั้งอัตราขยายและไทม์ดีเลย์ของสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อลุมิแนนซ์ เมื่อนำมาคำนวณหา ความผิดเพี้ยนตามที่กล่าวมาแล้วจากสมการ(5.2)จะได้

$$A = \frac{1 - (0.192/1.12638)}{1 + (0.192/1.12638)} = 0.70874$$

$$20\log A = -3dB$$

จะเห็นได้ว่าผลการแก้ความผิดเพี้ยนของสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อลูมิแนนซ์ที่ได้จากการทดลองก็สามารถลดระดับขนาดของสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อลูมิแนนซ์ประมาณ 3 dB และไม่มี ความผิดเพี้ยนทางด้านไทม์ดีเลย์ของสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อลูมิแนนซ์แสดงได้ดังรูปที่ 5.8



รูปที่ 5.8 แสดงการลดระดับขนาดของสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อลูมิแนนซ์ประมาณ 3 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 6

### บทสรุปและวิจารณ์ผล

วงจรอิกวอไลเซอร์แบบปรับขนาดสัญญาณ โครมิแนนซ์ที่ใช้ URC เป็นวงจรที่ใช้ลดระดับหรือยกระดับขนาดของสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อสัญญาณลูมิแนนซ์ที่มีความผิดเพี้ยนที่ซับแคเรียร์สี่ 4.43 MHz ในระบบการส่งโทรทัศน์โดยอาศัยสัญญาณทดสอบมอดูเลต 20 T ไลน์กำลังสองพัลส์ ซึ่งวงจรมีขนาดเล็กประกอบไปด้วย Video Amp, URC และความต้านทานเพียงไม่กี่ตัวโดยจะตัดตัวอินคัลเตอร์ออกไปจากวงจร เพื่อเป็นการลดความยุ่งยากของวงจรและลดค่าใช้จ่ายลงด้วย

ในการทดลองวัดผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของวงจรจะได้ผลออกมาใกล้เคียงกับผลที่ได้จากการจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม MATLAB และ Pspice โดยผลการทดลองสามารถยกระดับหรือลดระดับได้ที่  $\pm 3dB$  โดยที่ไม่มีความผิดเพี้ยนทางด้านไทม์ดีเลย์

จากการเปรียบเทียบค่าความไวของอุปกรณ์ระหว่างวงจร FRANC BRELGZ กับวงจรที่ออกแบบโดยใช้ URC แล้วปรากฏว่า ค่าความไวของอุปกรณ์ที่ได้ออกแบบไว้มีค่าต่ำกว่าแสดงให้เห็นว่าถ้าใช้ URC แทน อุปกรณ์ RC จะให้ค่าความไวที่ต่ำกว่า

แต่จากการทดลองวงจรปรากฏว่ามีปัญหาดังนี้

1. ระดับแรงดันที่จ่ายให้กับ ไอซี ที่ระดับ  $\pm 15V$  จะทำให้เกิดความร้อนที่ตัว ไอซี มาก ดังนั้นจึงลดระดับแรงดันลงมาที่  $\pm 5V$  ผลปรากฏว่า ไอซี ไม่เกิดความร้อน

2. ค่าอุปกรณ์ RC ที่ทำการสเกลลิงทางความถี่นั้นไม่สามารถหาซื้อได้ ดังนั้นจึงใช้ค่าอุปกรณ์ที่มีค่าใกล้เคียงที่สุดมาทำการทดลอง

3. ค่าอุปกรณ์ RC ที่นำมาทดลองเมื่อวัดค่าแล้วไม่ได้ค่าตามที่ระบุไว้จริงทำให้ผลการทดลองมีความผิดเพี้ยนไป

4. ขาของอุปกรณ์ RC ที่นำมาทดลองควรจะต้องให้สั้นที่สุดเพื่อป้องกันความผิดเพี้ยนทางด้านไทม์ดีเลย์

5. วงจรสามารถยกระดับหรือลดระดับได้มากกว่า  $\pm 3dB$  แต่จะเกิดค่าไทม์ดีเลย์ขึ้นด้วย

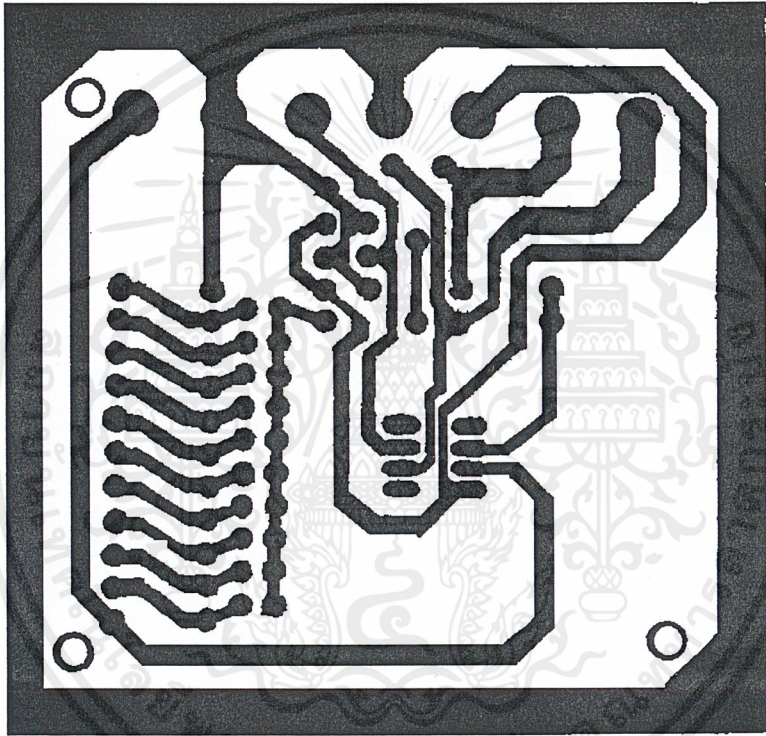
จากวงจรอิกวอไลเซอร์ที่ได้ออกแบบนี้ และปัญหาของการทำงานดังกล่าวจะเป็นแนวทางในการปรับปรุงและพัฒนาวงจรใหม่ที่มีประสิทธิภาพมากขึ้นทางคณะผู้จัดทำหวังว่าปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้จะประ โยชน์ต่อผู้ที่ต้องการศึกษาต่อไปในอนาคต

## เอกสารอ้างอิง

- [1] ผศ. นท. ดร. สุธรรม ศรีเกษม ,น.ต. เมธิรินทร์ ทรงชัยกุล , “MATLAB เพื่อการแก้ปัญหาทางวิศวกรรม”
- [2] อำนวย สกุลสุกใส, “โปรแกรมวิเคราะห์ไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์” : สมาคมส่งเสริมเทคโนโลยี (ไทย-ญี่ปุ่น),2540
- [3] FRANC BRGLEZ , “Minimally Active RC Variable Equalizer”,IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUIT AND SYSTEMS,PP.688-691,VOL CAS-22,NO.8,AUGUST,1975
- [4] Chan Chan Chan , “ Analysis of Linear Networks and System”,Addison – wesley Publishing company,1972
- [5] Kanok Janchitrapongvej, “ Equalizer of the Relative Luminance-Chrominance in Gain Video Signal Transmission” Journal of the Institute of television Engineering ,JITE,PP.786-790 ,PP.786-790,Vol.40,No.8(1986)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**FEATURES**
**AC PERFORMANCE**

Unity Gain Bandwidth: 34 MHz  
Fast Settling: 135 ns to 0.01%  
Slew Rate: 250 V/ $\mu$ s  
Stable at Gains of 1 or Greater  
Full Power Bandwidth: 3.9 MHz

**DC PERFORMANCE**

Input Offset Voltage: 1 mV max (AD843K/B)  
Input Bias Current: 0.6 nA typ  
Input Voltage Noise: 19 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$   
Open Loop Gain: 30 V/mV into a 500  $\Omega$  Load  
Output Current: 50 mA min  
Supply Current: 13 mA max

Available in 8-Pin Plastic Mini-DIP & Cerdip, 16-Pin SOIC,  
20-Pin LCC and 12-Pin Hermetic Metal Can Packages

Available in Tape and Reel in Accordance with  
EIA-481A Standard

Chips and MIL-STD-883B Parts Also Available

**APPLICATIONS**

High Speed Sample-and-Hold Amplifiers  
High Bandwidth Active Filters  
High Speed Integrators  
High Frequency Signal Conditioning

**PRODUCT DESCRIPTION**

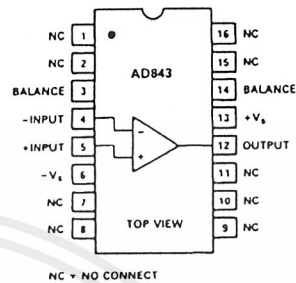
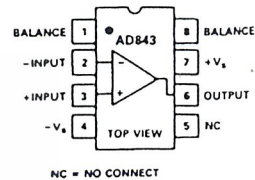
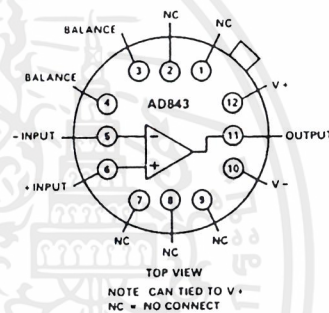
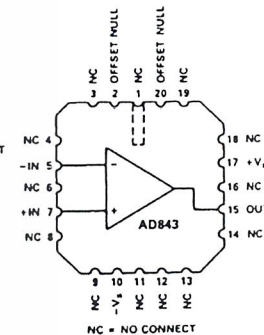
The AD843 is a fast settling, 34 MHz, CBFET input op amp. The AD843 combines the low (0.6 nA) input bias currents characteristic of a FET input amplifier while still providing a 34 MHz bandwidth and a 135 ns settling time (to within 0.01% of final value for a 10 volt step). The AD843 is a member of the Analog Devices' family of wide bandwidth operational amplifiers. These devices are fabricated using Analog Devices' junction isolated complementary bipolar (CB) process. This process permits a combination of dc precision and wideband ac performance previously unobtainable in a monolithic op amp.

The 250 V/ $\mu$ s slew rate and 0.6 nA input bias current of the AD843 ensure excellent performance in high speed sample-and-hold applications and in high speed integrators. This amplifier is also ideally suited for high bandwidth active filters and high frequency signal conditioning circuits.

Unlike many high frequency amplifiers, the AD843 requires no external compensation and it remains stable over its full operating temperature range. It is available in five performance grades: the AD843J and AD843K are rated over the commercial temperature range of 0°C to +70°C. The AD843A and AD843B are rated over the industrial temperature range of -40°C to +85°C. The AD843S is rated over the military temperature range of -55°C to +125°C and is available processed to MIL-STD-883B, Rev. C.

**REV. D**

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

**CONNECTION DIAGRAMS**
**16-Pin SOIC (R-16) Package**

**Plastic (N-8) and  
Cerdip (Q-8) Package**

**TO-8 (H-12A) Package**

**LCC (E-20A) Package**


The AD843 is offered in either 8-pin plastic DIP or hermetic cerdip packages, in 16-pin SOIC, 20-Pin LCC, or in a 12-pin metal can. Chips are also available.

**PRODUCT HIGHLIGHTS**

1. The high slew rate, fast settling time and low input bias current of the AD843 make it the ideal amplifier for 12-bit D/A and A/D buffers, for high speed sample-and-hold amplifiers and for high speed integrator circuits. The AD843 can replace many FET input hybrid amplifiers such as the LH0032, LH4104 and OPA600.
2. Fully differential inputs provide outstanding performance in all standard high frequency op amp applications such as signal conditioning and active filters.
3. Laser wafer trimming reduces the input offset voltage to 1 mV max (AD843K and AD843B).
4. Although external offset nulling is unnecessary in many applications, offset null pins are provided.
5. The AD843 does not require external compensation at closed loop gains of 1 or greater.

© Analog Devices, Inc., 1

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.  
Tel: 617/329-4700 Fax: 617/326-8

# AD843—SPECIFICATIONS (@ $T_A = +25^\circ\text{C}$ and $\pm 15\text{ V dc}$ , unless otherwise noted)

Model	Conditions	AD843J/A			AD843K/B			AD843S <sup>1</sup>			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
INPUT OFFSET VOLTAGE <sup>1</sup>	$T_{\text{MIN}}-T_{\text{MAX}}$	1.0	2.0		0.5	1.0		1.0	2.0		mV
		1.7	4.0		1.2	2.0		3.0	4.5		mV
Offset Drift		12			12	35		12			$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
INPUT BIAS CURRENT	Initial ( $T_J = +25^\circ\text{C}$ ) Warmed-Up <sup>2</sup> $T_{\text{MIN}}-T_{\text{MAX}}$	50			40			50			pA
		0.8	2.5		0.6	1.0		0.8	2.5		nA
			60/160			23/65			2600		nA
INPUT OFFSET CURRENT	Initial ( $T_J = +25^\circ\text{C}$ ) Warmed-Up <sup>2</sup> $T_{\text{MIN}}-T_{\text{MAX}}$	30			20			30			pA
		0.25	1.0		0.2	0.4		0.25	1.0		nA
			23/64			9/26			1025		nA
INPUT CHARACTERISTICS	Input Resistance Input Capacitance										$\Omega$
			$10^{10}$			$10^{10}$			$10^{10}$		pF
INPUT VOLTAGE RANGE	Common Mode										V
		$\pm 10$	+12, -13		$\pm 10$	+12, -13		$\pm 10$	+12, -13		
COMMON-MODE REJECTION	$V_{\text{CM}} = \pm 10\text{ V}$ $T_{\text{MIN}}-T_{\text{MAX}}$	60	72		70	76		60	72		dB
		60	72		68	76		60	72		dB
INPUT VOLTAGE NOISE	Wideband Noise	$f = 10\text{ kHz}$									$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
		10 Hz to 10 MHz	19			19			19		$\mu\text{V rms}$
		60			60			60			
OPEN LOOP GAIN	$V_O = \pm 10\text{ V}$ $R_{\text{LOAD}} \geq 500\ \Omega$ $T_{\text{MIN}}-T_{\text{MAX}}$	15	25		20	30		15	30		V/mV
		10	20		10	25		10	25		V/mV
OUTPUT CHARACTERISTICS	Voltage	$R_{\text{LOAD}} \geq 500\ \Omega$	$\pm 10$	+11.5, -12.6		$\pm 10$	+11.5, -12.6		$\pm 10$	+11.5, -12.6	V
			50			50			50		mA
Current	$V_{\text{OUT}} = \pm 10\text{ V}$										$\Omega$
Output Resistance	Open Loop		12			12			12		
FREQUENCY RESPONSE	Unity Gain Bandwidth Full Power Bandwidth <sup>3</sup>	$V_{\text{OUT}} = 90\text{ mV p-p}$ $V_O = 20\text{ V p-p}$ $R_I \geq 500\ \Omega$	34			34			34		MHz
			2.5	3.9		2.5	3.9		2.5	3.9	
Rise Time	$A_{\text{VCL}} = -1$		10			10			10		ns
Overshoot	$A_{\text{VCL}} = -1$		15			15			15		%
Slew Rate	$A_{\text{VCL}} = -1$	160	250		160	250		160	250		V/ $\mu\text{s}$
Settling Time	10 V Step $A_{\text{VCL}} = -1$ to 0.1% to 0.01%		95			95			95		ns
			135			135			135		ns
Overdrive Recovery	-Overdrive		200			200			200		ns
	+Overdrive		700			700			700		ns
Differential Gain	$f = 4.4\text{ MHz}$		0.025			0.025			0.025		%
Differential Phase	$f = 4.4\text{ MHz}$		0.025			0.025			0.025		Degree
POWER SUPPLY	Rated Performance Operating Range Quiescent Current		$\pm 4.5$	$\pm 15$		$\pm 4.5$	$\pm 15$		$\pm 4.5$	$\pm 15$	V
			12	13		12	13		12	13	
Rejection Ratio	$T_{\text{MIN}}-T_{\text{MAX}}$		12.3	14		12.3	14		12.5	16	mA
Rejection Ratio	$\pm 5\text{ V to } \pm 18\text{ V}$	65	76		70	80		65	76		dB
	$T_{\text{MIN}}-T_{\text{MAX}}$	62	76		68	80		62	76		dB
TEMPERATURE RANGE	Operating, Rated Performance Commercial ( $0^\circ\text{C}$ to $+70^\circ\text{C}$ ) Industrial ( $-40^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$ ) Military ( $-55^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$ ) <sup>4</sup>	AD843J			AD843K			AD843S			
		AD843A			AD843B						
PACKAGE OPTIONS	Plastic (N-8) Cerdip (Q-8) Metal Can (H-12A) LCC (E-20A) SOIC (R-16) Tape & Reel	AD843JN			AD843KN			AD843SQ, AD843SQ/883B			
		AD843AQ			AD843BQ			AD843SH, AD843SH/883B			
		AD843JR-16			AD843BH			AD843SE/883B			
Chips		AD843JR-16-REEL									
		AD843JR-16-REEL7									
		AD843JCHIPS									AD843SCHIPS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

NOTES

<sup>1</sup>Standard Military Drawings Available: 5962-9098001M2A (SE/883B), 5962-9098001MXA (SH/883B), 5962-9098001MPA (SQ/883B).  
<sup>2</sup>Specifications are guaranteed after 5 minutes at  $T_A = +25^\circ\text{C}$ .  
<sup>3</sup>Full power bandwidth = Slew Rate/2  $\pi\text{V}$  peak.  
<sup>4</sup>All "S" grade  $T_{\text{MIN}}-T_{\text{MAX}}$  specifications are tested with automatic test equipment at  $T_A = -55^\circ\text{C}$  and  $T_A = +125^\circ\text{C}$ .

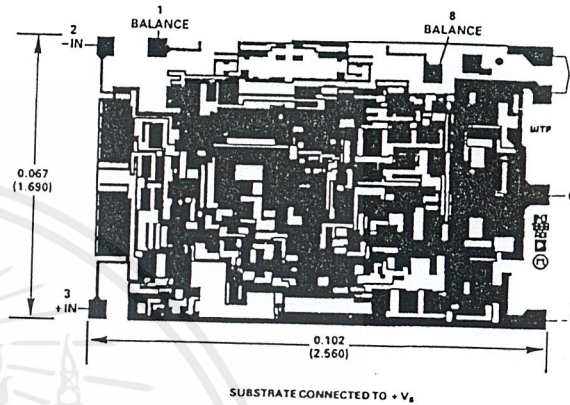
Specifications subject to change without notice.  
 Specifications in boldface are tested on all production units at final electrical test. Results from those tests are used to calculate outgoing quality levels. All min and max specifications are guaranteed although only those shown in boldface are tested on all production units.

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

Supply Voltage	$\pm 18\text{ V}$
Internal Power Dissipation <sup>2</sup>	
Plastic Package	1.50 Watts
Cerdip Package	1.35 Watts
12-Pin Header Package	1.80 Watts
16-Pin SOIC Package	1.50 Watts
20-Pin LCC Package	1.00 Watt
Input Voltage	$\pm V_S$
Output Short Circuit Duration	Indefinite
Differential Input Voltage	$+V_S$ and $-V_S$
Storage Temperature Range (N, R)	$-65^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range (Q, H, E)	$-65^\circ\text{C}$ to $+150^\circ\text{C}$
Operating Temperature Range	
AD843J/R	$0^\circ\text{C}$ to $+70^\circ\text{C}$
AD843A/B	$-40^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$
AD843S	$-55^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$
Lead Temperature Range (Soldering 60 sec)	$+300^\circ\text{C}$
ESD Rating	500 V

**METALIZATION PHOTOGRAPH**

Contact factory for latest dimensions.  
 Dimensions shown in inches and (mm).



NOTES

<sup>1</sup>Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

- <sup>2</sup>8-Pin Plastic Package:  $\theta_{JA} = 100^\circ\text{C}/\text{Watt}$
- 8-Pin Cerdip Package:  $\theta_{JA} = 110^\circ\text{C}/\text{Watt}$
- 12-Pin Header Package:  $\theta_{JA} = 80^\circ\text{C}/\text{Watt}$
- 16-Pin SOIC Package:  $\theta_{JA} = 100^\circ\text{C}/\text{Watt}$
- 20-Pin LCC Package:  $\theta_{JA} = 150^\circ\text{C}/\text{Watt}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# AD843—Typical Characteristics

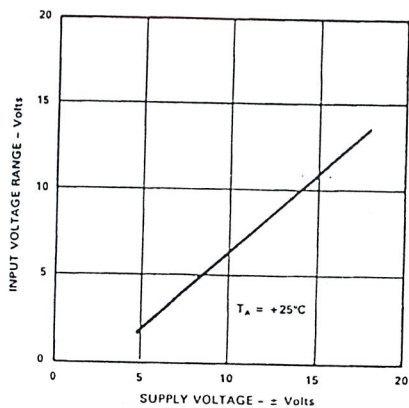


Figure 1. Input Voltage Range vs. Supply Voltage

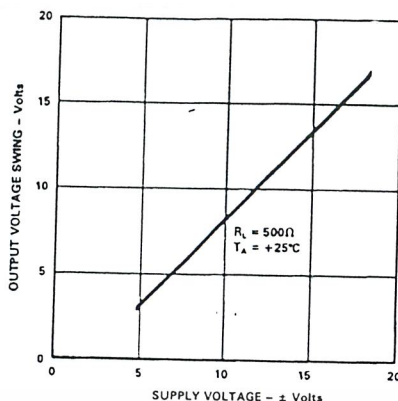


Figure 2. Output Voltage Swing vs. Supply Voltage

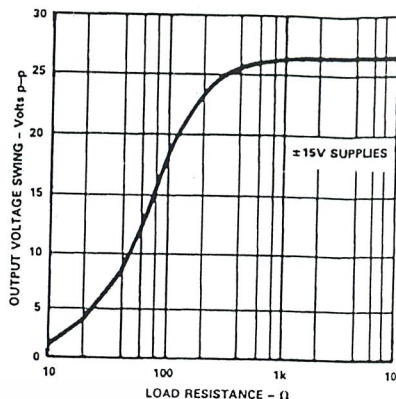


Figure 3. Output Voltage Swing vs. Load Resistance

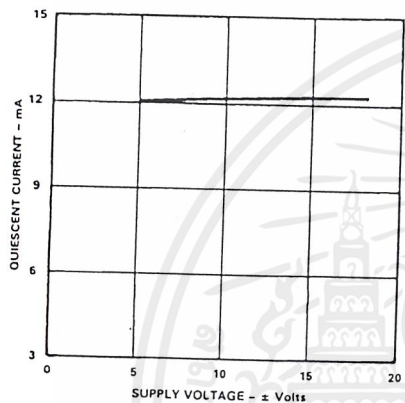


Figure 4. Quiescent Current vs. Supply Voltage

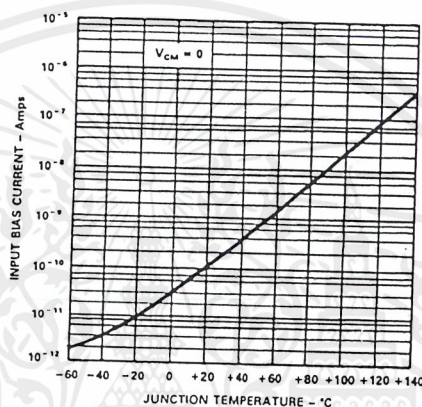


Figure 5. Input Bias Current vs. Junction Temperature

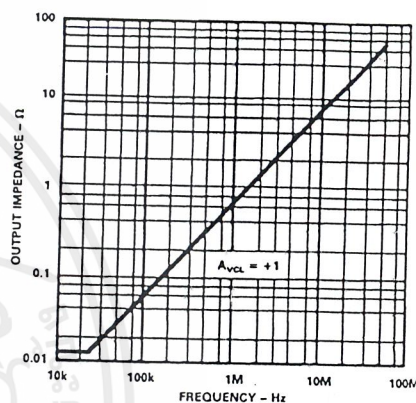


Figure 6. Output Impedance vs. Frequency

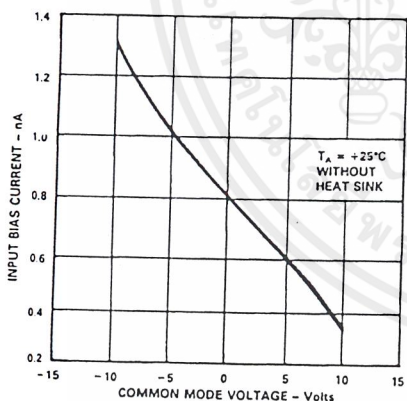


Figure 7. Input Bias Current vs. Common Mode Voltage

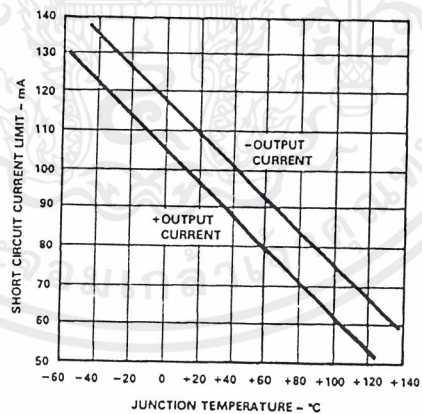


Figure 8. Short Circuit Current Limit vs. Junction Temperature ( $T_J$ )

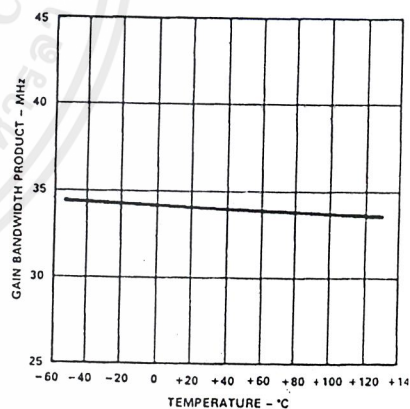


Figure 9. Gain Bandwidth Product vs. Temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

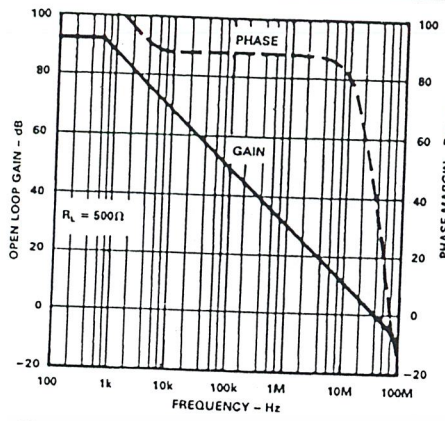


Figure 10. Open Loop Gain and Phase Margin vs. Frequency

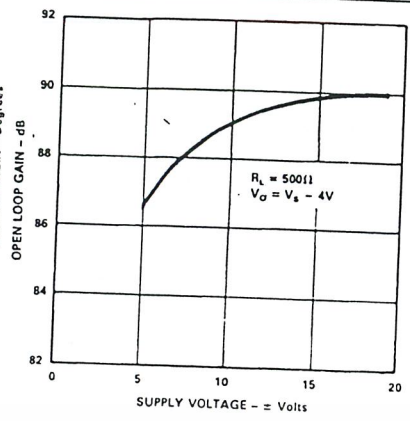


Figure 11. Open Loop Gain vs. Supply Voltage

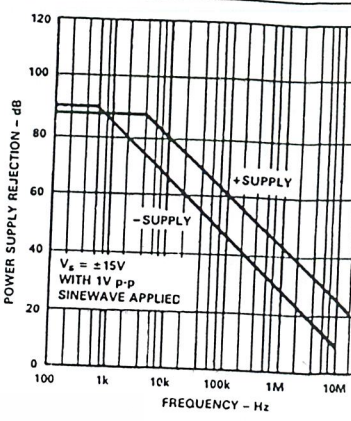


Figure 12. Power Supply Rejection Frequency

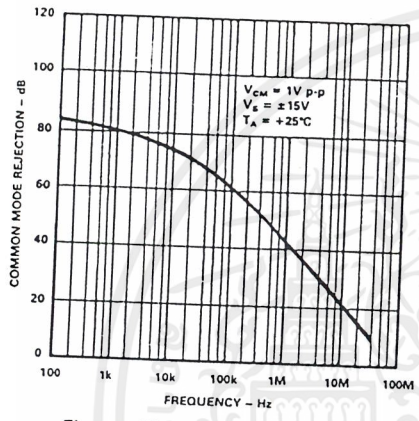


Figure 13. Common Mode Rejection vs. Frequency

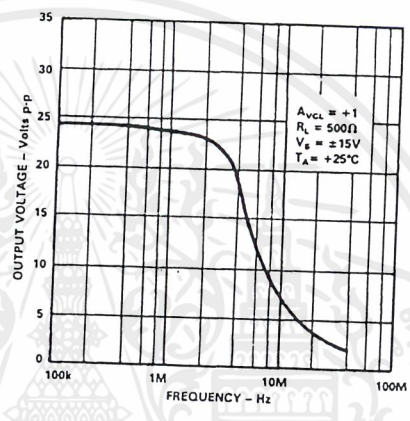


Figure 14. Large Signal Frequency Response

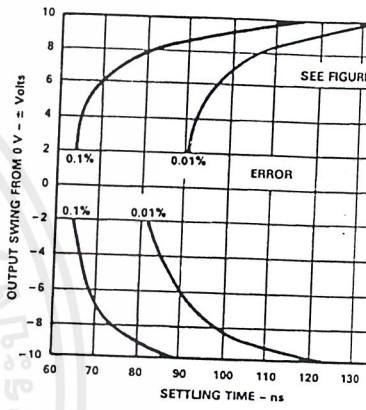


Figure 15. Output Swing and Error vs. Settling Time

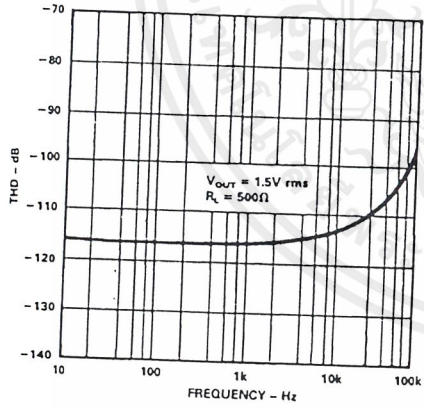


Figure 16. Harmonic Distortion vs. Frequency

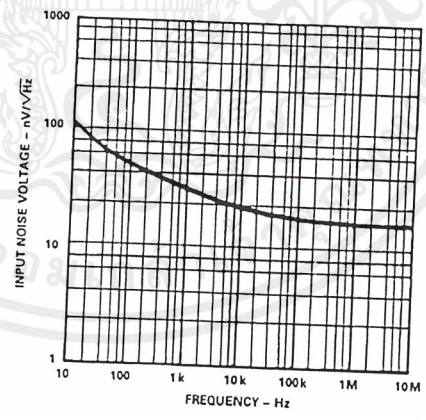


Figure 17. Input Noise Voltage Spectral Density

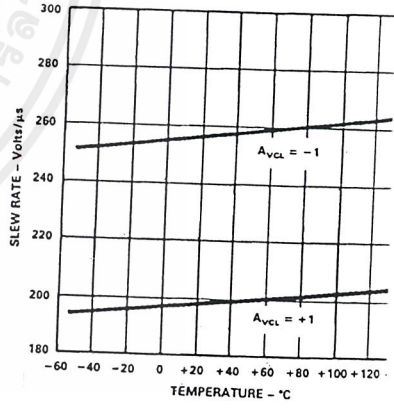


Figure 18. Slew Rate vs. Temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# AD843—Typical Characteristics

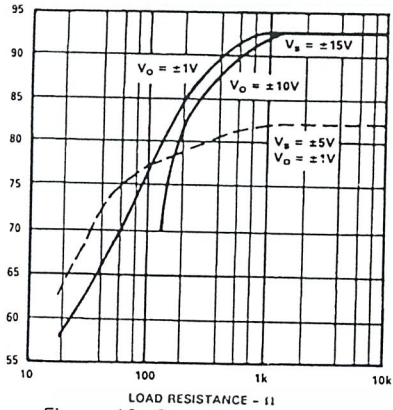


Figure 19. Open Loop Gain vs. Resistive Load

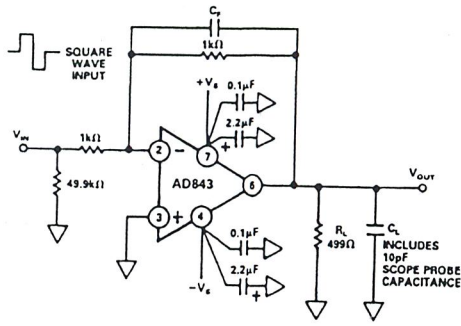


Figure 20a. Inverting Amplifier Connection

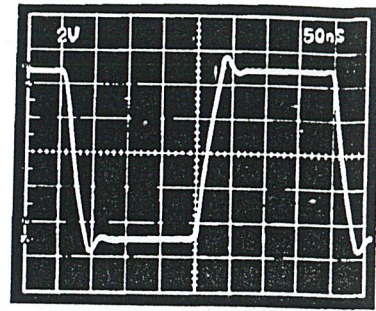


Figure 20b. Inverter Large Signal Pulse Response.  $C_f = 0$ ,  $C_L = 10$  pF

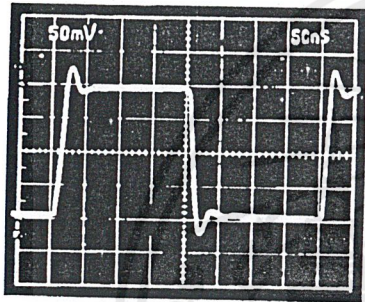


Figure 20c. Inverter Small Signal Pulse Response.  $C_f = 0$ ,  $C_L = 10$  pF

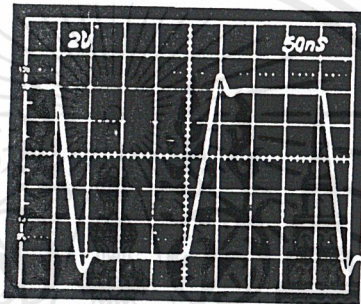


Figure 20d. Inverter Large Signal Pulse Response.  $C_f = 5$  pF,  $C_L = 110$  pF

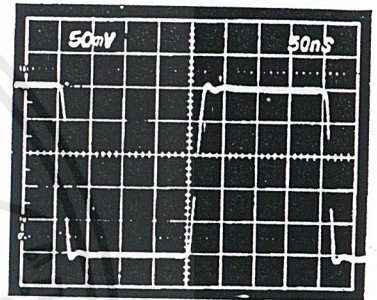


Figure 20e. Inverter Small Signal Pulse Response.  $C_f = 5$  pF,  $C_L = 110$  pF

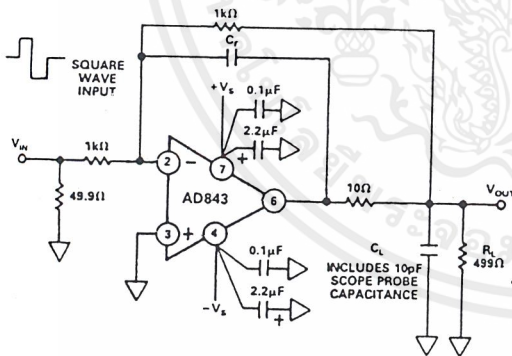


Figure 21a. Unity Gain Inverter Circuit for Driving Capacitive Loads

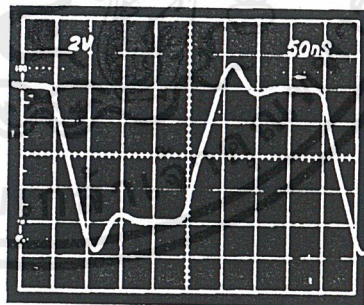


Figure 21b. Inverter Cap Load Large Signal Pulse Response.  $C_f = 15$  pF,  $C_L = 410$  pF

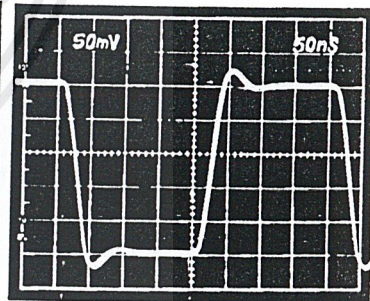


Figure 21c. Inverter Cap Load Small Signal Pulse Response.  $C_f = 15$  pF,  $C_L = 410$  pF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

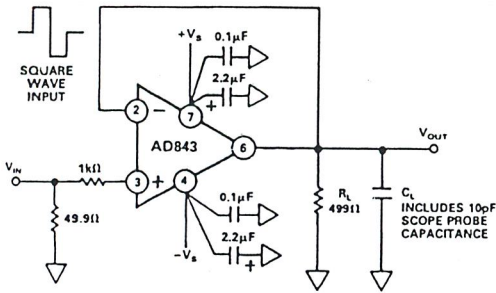


Figure 22a. Unity Gain Buffer Amplifier

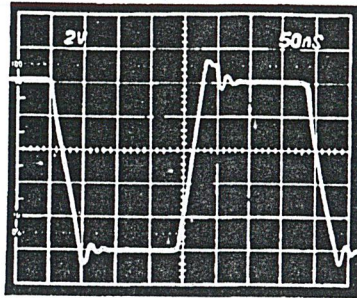


Figure 22b. Buffer Large Signal Pulse Response.  $C_L = 10\text{ pF}$

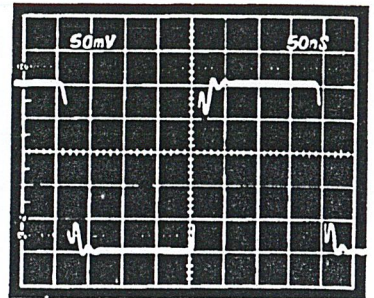


Figure 22c. Buffer Small Signal Pulse Response.  $C_L = 10\text{ pF}$

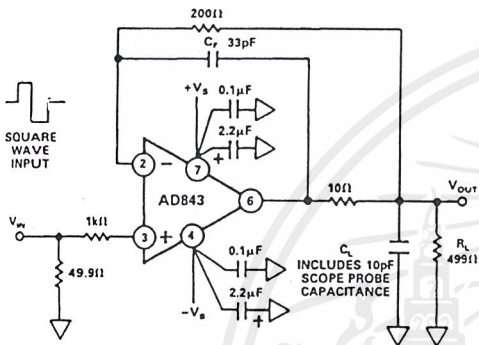


Figure 23a. Unity Gain Buffer Circuit for Driving Capacitive Loads

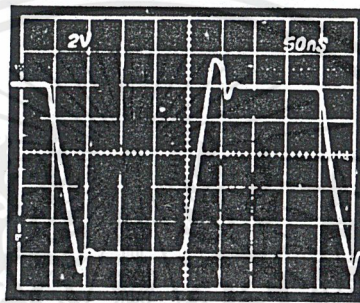


Figure 23b. Buffer Cap Load Large Signal Pulse Response.  $C_f = 33\text{ pF}$ ,  $C_L = 10\text{ pF}$

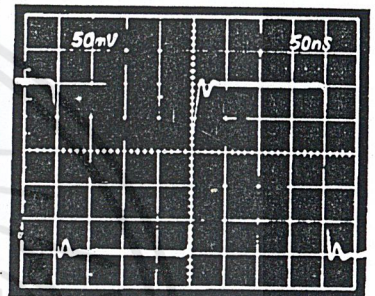


Figure 23c. Buffer Cap Load Small Signal Pulse Response.  $C_f = 33\text{ pF}$ ,  $C_L = 10\text{ pF}$

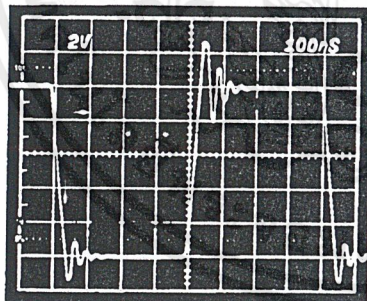


Figure 23d. Buffer Cap Load Large Signal Pulse Response.  $C_f = 33\text{ pF}$ ,  $C_L = 110\text{ pF}$

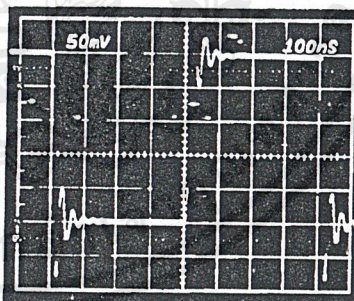


Figure 23e. Buffer Cap Load Small Signal Pulse Response.  $C_f = 33\text{ pF}$ ,  $C_L = 110\text{ pF}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# AD843

## GROUNDING AND BYPASSING

Like most high bandwidth amplifiers, the AD843 is sensitive to capacitive loading. Although it will drive capacitive loads up to 20 pF without degradation of its rated performance, both an increased capacitive load drive capability and a "cleaner" (nonringing) pulse response can be obtained from the AD843 by using the circuits illustrated in Figures 20 to 23. The addition of a 5 pF feedback capacitor to the unity gain inverter connection (Figure 20a) substantially reduces the circuit's overshoot, even when it is driving a 110 pF load. This can be seen by comparing the waveforms of Figures 20b through 20e. To drive capacitive loads greater than 100 pF, the load should be decoupled from the amplifier's output by a 10  $\Omega$  resistor and the feedback capacitor,  $C_F$ , should be connected directly between the amplifier's output and its inverting input (Figure 21a). When using a 15 pF feedback capacitor, this circuit can drive 400 pF with less than 20% overshoot, as illustrated in Figures 21b and 21c. Increasing capacitor  $C_F$  to 47 pF also increases the capacitance drive capability to 1000 pF, at the expense of a 10:1 reduction in bandwidth compared with the simple unity gain inverter circuit of Figure 20a.

Unity gain voltage followers (buffers) are more sensitive to capacitive loads than are inverting amplifiers because there is no attenuation of the feedback signal. The AD843 can drive 10 pF to 20 pF when connected in the basic unity gain buffer circuit of Figure 22a.

The 1 k $\Omega$  resistor in series with the AD843's noninverting input serves two functions: first, together with the amplifier's input capacitance, it forms a low-pass filter which slows down the actual signal seen by the AD843. This helps reduce ringing on the amplifier's output voltage. The resistor's second function is to limit the current into the amplifier when the differential input voltage exceeds the total supply voltage.

The AD843 will deliver a much "cleaner" pulse response when connected in the somewhat more elaborate follower circuit of Figure 23a. Note the reduced overshoot in Figure 23b and 23c as compared to Figures 22b and 22c.

For maximum bandwidth, in most applications, input and feedback resistors used with the AD843 should have resistance values equal to or less than 1.5 k $\Omega$ . Even with these low resistance values, the resultant RC time constant formed between them and stray circuit capacitances is large enough to cause peaking in the amplifier's response. Adding a small capacitor,  $C_F$ , as shown in Figures 20a to 23a will reduce this peaking and flatten the overall frequency response.  $C_F$  will normally be less than 10 pF in value.

The AD843 can drive resistive loads over the range of 500  $\Omega$  to  $\infty$  with no change in dynamic response. While a 499  $\Omega$  load was used in the circuits of Figures 20-23, the performance of these circuits will be essentially the same even if this load is removed or changed to some other value, such as 2 k $\Omega$ .

To obtain the "cleanest" possible transient response when driving heavy capacitive loads, be sure to connect bypass capacitors directly between the power supply pins of the AD843 and ground as outlined in "grounding and bypassing."

## GROUNDING AND BYPASSING

In designing practical circuits using the AD843, the user must keep in mind that some special precautions are needed when dealing with high frequency signals. Circuits must be wired using short interconnect leads. Ground planes should be used whenever possible to provide both a low resistance, low inductance circuit path and to minimize the effects of high frequency coupling. IC sockets should be avoided, since their increased interlead capacitance can degrade the bandwidth of the device.

Power supply leads should be bypassed to ground as close as possible to the pins of the amplifier. Again, the component leads should be kept very short. As shown in Figure 24, a parallel combination of a 2.2  $\mu$ F tantalum and a 0.1  $\mu$ F ceramic disc capacitor is recommended.

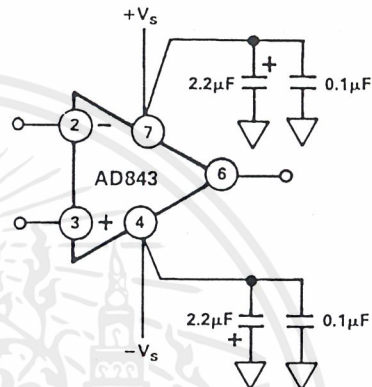
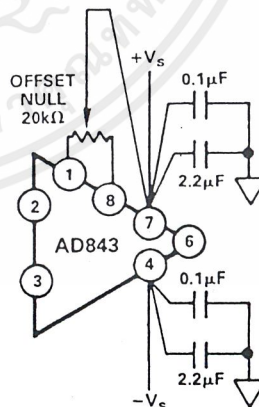


Figure 24. Recommended Power Supply Bypassing for the AD843 (DIP Pinout)

## USING A HEAT SINK

The AD843 consumes less quiescent power than most precision high speed amplifiers and is specified to operate without using a heat sink. However, when driving low impedance loads, the current applied to the load can be 4 to 5 times greater than the quiescent current. This will produce a noticeable temperature rise, which will increase input bias currents. The use of a small heat sink, such as the Mouser Electronics #33HS008 is recommended.



Offset Null Configuration (DIP Pinout)

## SAMPLE-AND-HOLD AMPLIFIER CIRCUITS

## A Fast Switching Sample &amp; Hold Circuit

A sample-and-hold circuit possessing short acquisition time and low aperture delay can be built using an AD843 and discrete JFET switches. The circuit of Figure 25 employs five n-channel JFETs (with turn-on times of 35 ns) and an AD843 op amp (which can settle to 0.01% in 135 ns). The circuit has an aperture delay time of 50 ns and an acquisition time of 1  $\mu$ s or less.

This circuit is based on a noninverting open loop architecture, using a differential hold capacitor to reduce the effects of pedestal error. The charge that is removed from CH1 by Q2 and Q3 is offset by the charge removed from CH2 by Q4 and Q5. This circuit can tolerate low hold capacitor values (approximately 100 pF), which improve acquisition time, due to the small gate-to-drain capacitance of the discrete JFETs. Although pedestal error will vary with input signal level, making trimming more difficult, the circuit has the advantages of high bandwidth and short acquisition times. In addition, it will exhibit some nonlinearity because both amplifiers are operating with a common-mode input. Amplifier A2, however, contributes less than 0.025% linearity error, due to its 72 dB common-mode rejection ratio.

To make sure the circuit accommodates a wide  $\pm 10$  V input range, the gates of the JFETs must be connected to a potential near the  $-15$  V supply. The level-shift circuitry (diode D3, PNP transistor Q7, and NPN transistor Q6) shifts the TTL level S/H command to provide for an adequate pinch-off voltage for the JFET switches over the full input voltage range.

The JFETs Q2, Q3, Q4 and Q5 across the two hold capacitors ensure signal acquisition for all conditions of  $V_{IN}$  and  $V_{OUT}$  when the circuit switches from the sample to the hold mode. Transistor Q1 provides an extra stage of isolation between the output of amplifier A1 and the hold capacitor CH1.

When selecting capacitors for use in a sample-and-hold circuit, the designer should choose those types with low dielectric absorption and low temperature coefficients. Silvered-mica capacitors exhibit low (0 to 100 ppm/ $^{\circ}$ C) temperature coefficients and will still work in temperatures exceeding 200 $^{\circ}$ C. It is also recommend that the user test the chosen capacitor to insure that its value closely matches that printed on it since not all capacitors are fully tested by their manufacturers for absolute tolerance.

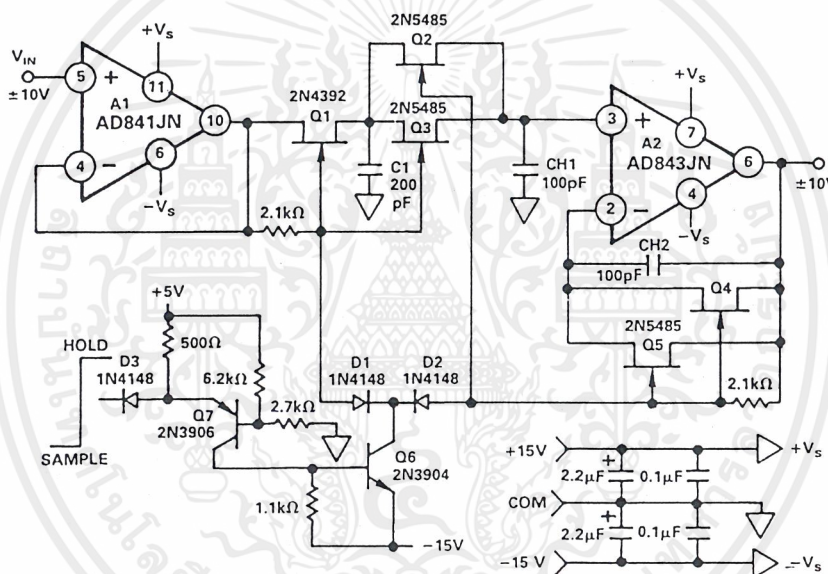


Figure 25. A Fast Switching Sample-and-Hold Amplifier

## A PING-PONG S/H AMPLIFIER

For improved throughput over the circuit of Figure 25, a “ping-pong” architecture may be used. A ping-pong circuit overcomes some of the problems associated with high speed S/H amplifiers by allowing the use of a larger hold capacitor for a given sample rate: this will reduce the associated feedthrough, droop and pedestal errors.

Figure 26 illustrates a simple, four-chip ping-pong sample-and-hold amplifier circuit. This design increases throughput by using one channel to acquire a new sample while another channel holds the previous sample. Instead of having to reacquire the signal when switching from hold to sample mode, it alternately connects the outputs from Channel 1 or from Channel 2 to the A/D converter. In this case, the throughput is the slew rate and settling time of the output amplifiers, A2 and A3.

A high speed CB amplifier, A1, follows the input signal. U1, a dual wideband “T” switch, connects the input buffer amp to one of the two output amplifiers while selecting the complementary amplifier to drive the A/D input. For example, when “select” is at logic high, A1 drives CH1, A2 tracks the input signal and the output of A3 is connected to the input of the A/D converter. At the same time, A3 holds an analog value and its output is connected to the input of the A/D converter. When the select command goes to logic LOW, the two output amplifiers alternate functions.

Since the input to the A/D converter is the alternated “held” outputs from A1 and A2, the offset voltage mismatch of the two amplifiers will show up as nonlinearity and, therefore, distortion in the output signal. To minimize this, potentiometers can be used to adjust the offsets of the output amplifiers until they are

# AD843

equal. Alternatively, an autocalibration circuit using two D/A converters can be employed. This can also be used to calibrate out the effects of offset voltage drift over temperature.

The switch choice, for U1s, is critical in this type of design. The DG542 utilizes "T" switching techniques on each channel for exceptionally low crosstalk and for high isolation. The part fur-

ther improves these specifications by using ground pins between the signal pins. With an input frequency of 5 MHz, crosstalk and isolation are -85 dB and -75 dB, respectively. A limitation of this switch is that it operates from a maximum -5 V negative supply, making bipolar operation more difficult. It is recommended that amplifiers A1, A2 and A3 operate from the same -5 V supply to minimize any potential latch-up problems.

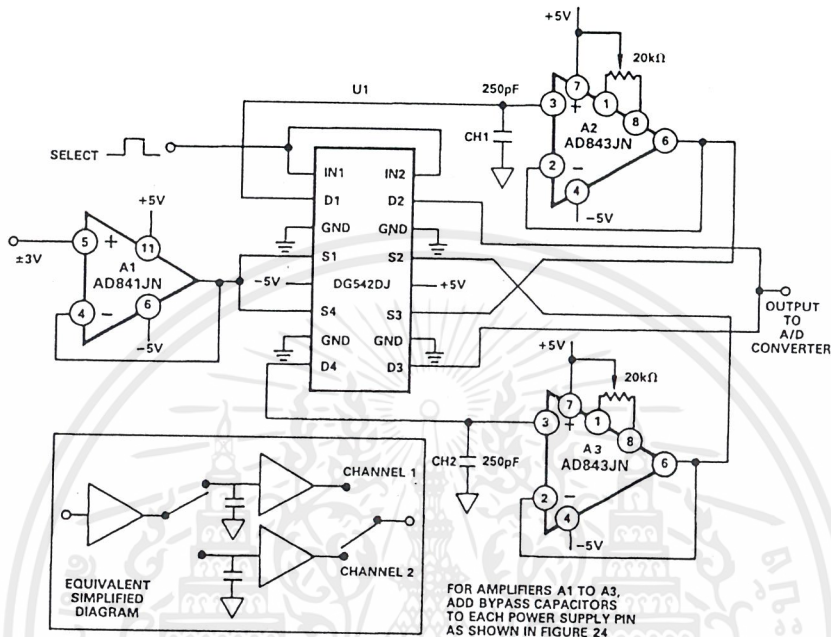


Figure 26. A Ping-Pong Sample-and-Hold Amplifier

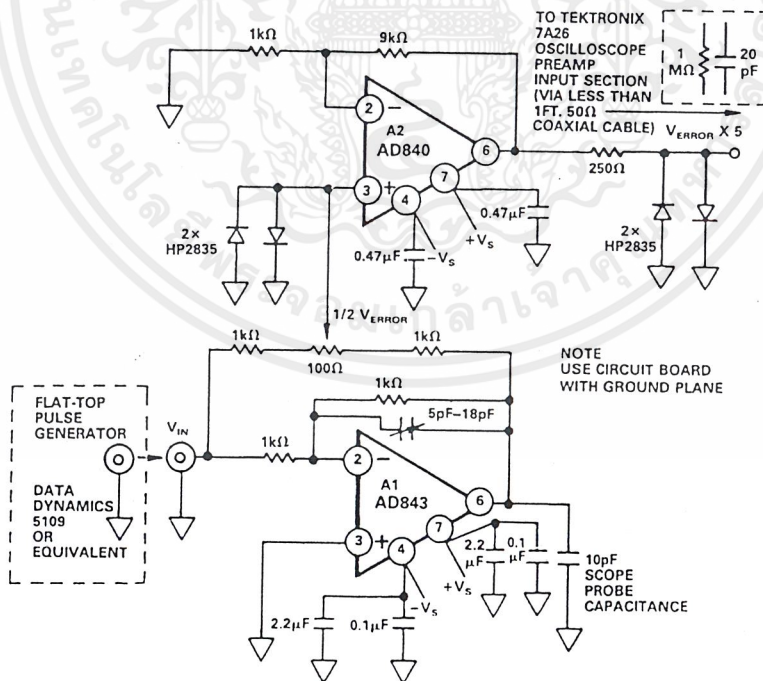


Figure 27. Settling Time Test Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MEASURING AD843 SETTLING TIME

Figure 28 shows the dynamic response of the AD843 while operating in the settling time test circuit of Figure 27. The input of the settling time fixture is driven by a flat-top pulse generator. The error signal output from A1, the AD843 under test, is amplified by op amp A2 and then clamped by two high speed Schottky diodes.

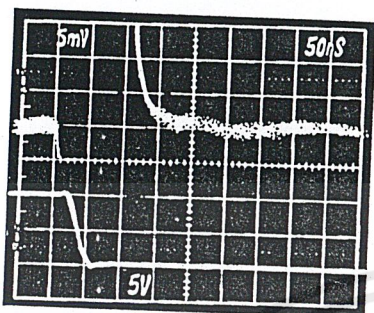


Figure 28. Settling Characteristics: +10 V to 0 V Step. Upper Trace: Amplified Error Voltage (0.01%/Div) Lower Trace: Output of AD843 Under Test (5 V/Div)

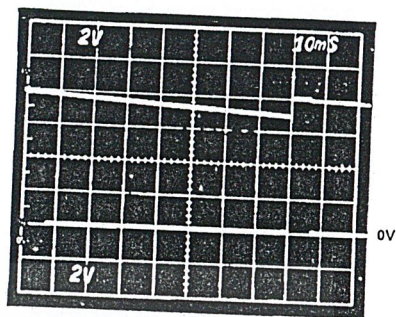
The error signal is clamped to prevent it from greatly overloading the oscilloscope preamp. A Tektronix oscilloscope preamp type 7A26 was chosen because it will recover from the approximately 0.4 volt overload, quickly enough to allow accurate measurement of the AD843's 135 ns settling time. Amplifier A2 is a very high speed op amp; it provides a voltage gain of 10, providing a total gain of 5 from the error signal to the oscilloscope input.

A FAST PEAK DETECTOR CIRCUIT

The peak detector circuit of Figure 29, can accurately capture the amplitude of input pulses as narrow as 200 ns and can hold their value with a droop rate of less than 20  $\mu\text{V}/\mu\text{s}$ . This circuit will capture the peak value of positive polarity waveforms; to detect negative peaks, simply reverse the polarity of the two diodes.

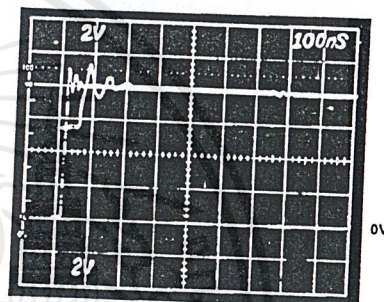
The high bandwidth and 200  $\text{V}/\mu\text{s}$  slew rate of amplifier A2, an AD843, allows the detector's output to "keep up" with its input thus minimizing overshoot. The low (<1 nA) input current of the AD843 ensures that the droop rate is limited only by the reverse leakage of diode D2, which is typically <10 nA for the type shown. The low droop rate is apparent in Figure 30. The

detector's output (top trace) loses slightly over a volt of the 8 volt peak input value (bottom trace) in 75 ms, or a rate of approximately 16  $\mu\text{V}/\mu\text{s}$ .



TOP TRACE: PEAK DETECTOR OUTPUT  
BOTTOM TRACE: INPUT, 8V PEAK @ 125Hz

Figure 30. Peak Detector Response to 125 Hz Pulse Train.



TOP TRACE: PEAK DETECTOR OUTPUT, 8V  
BOTTOM TRACE: INPUT VOLTAGE, 8V PEAK, 650ns PULSE WIDTH

Figure 31. Peak Capture Time

Amplifier A1, an AD847, can drive 680 pF hold capacitor,  $C_p$ , fast enough to "catch-up" with the next peak in 100 ns and still settle to the new value in 250 ns, as illustrated in Figure 31. Reducing the value of capacitor  $C_p$  to 100 pF will maximize the speed of this circuit at the expense of increased overshoot and droop. Since the AD847 can drive an arbitrarily large value of capacitance,  $C_p$  can be increased to reduce droop, at the expense of response time.

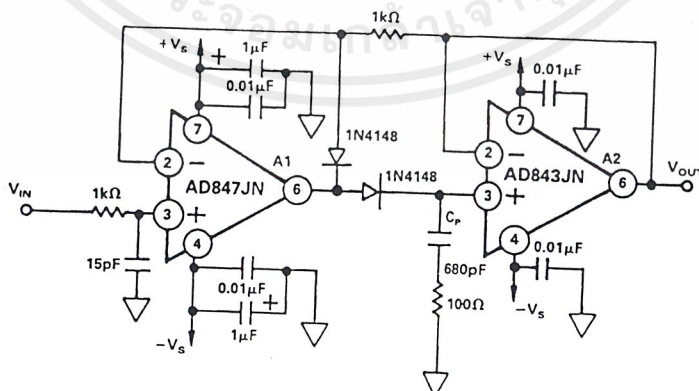
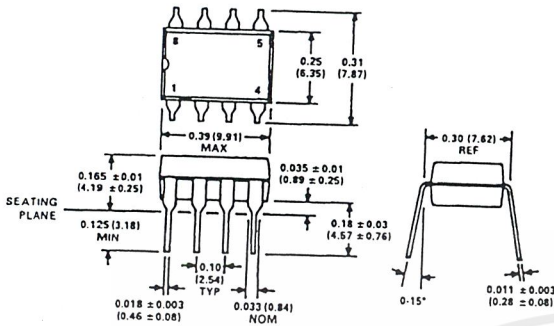


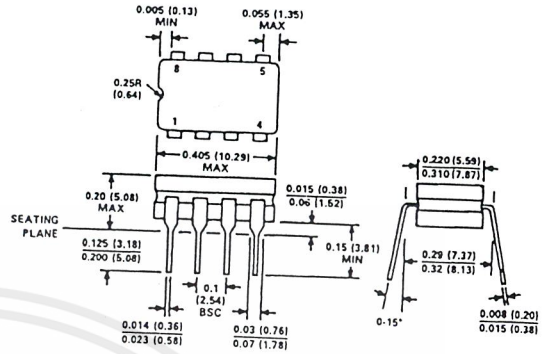
Figure 29. A Fast Peak Detector Circuit

OUTLINE DIMENSIONS  
Dimensions shown in inches and (mm).

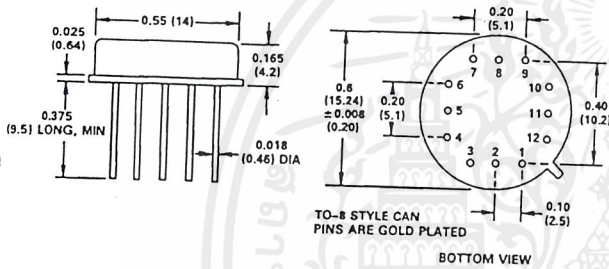
Mini-DIP Package  
(N-8)



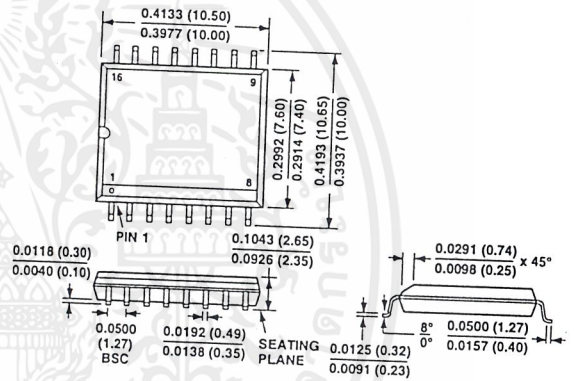
Cerdip Package  
(Q-8)



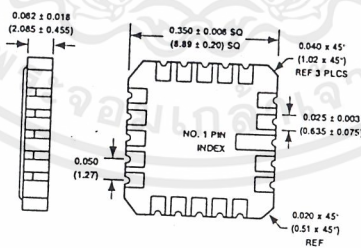
TO-8 Package  
(H-12A)



16-Pin SOIC Package  
(R-16)



LCC Package  
(E-20A)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## MAGNITUDE AND GROUPDELAY

```
%Program for simulation of Magnitude and Group Delay response
%The active variable equalizer by Uniformly Distributed RC Line
disp('Please choose the graph of Magnitude or Groupdelay Response');
disp('Press "1" key to selected Magnitude Response');
disp('Press "2" key to selected Groupdelay Response');
disp('Press any key to end program');
a=input('Choice[1]or[2] = ');
```

```
if a==2
```

```
w1=input('insert the initial frequency by radian per second = ');
w2=input('input step of frequency = ');
w3=input('insert the destination frequency by radian per second = ');
```

```
w=w1:w2:w3;
```

```
RC=input('insert scaling factor(RC) = ');
```

```
p=sqrt(j*w*RC);
```

```
t=sqrt((w*RC)./2);
```

```
x=0;
```

```
%GROUPDELAY FOR THE BOOST OF ACTIVE VARIABLE EQ.
```

```
while x<3
```

```
%A1 is the ratio of R and Ro(alpha),Be is the ratio of Rv and Ro(beta)
```

```
disp('GROUPDELAY FOR THE BOOST OF ACTIVE VARIABLE EQ.');
```

```
A1=input ('insert value of alpha = ');
```

```
Be=input ('insert value or beta = ');
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

Tp1=((A1^2)*((sinh(p)).^2))+(A1*(2+Be)*p.*sinh(p).*cosh(p))-(2*A1*p.*sinh(p))-(Be*(p.^2))+
(Be*(p.^2).*((cosh(p)).^2));

```

```

Tp2=((A1^2)*((sinh(p)).^2))+(A1*(2-Be)*p.*sinh(p).*cosh(p))-(2*A1*(1-Be)*p.*sinh(p))-(Be*
(p.^2))+Be*(p.^2).*((cosh(p)).^2);

```

```

Tp=-(Tp1./Tp2);

```

```

Phase_Tp=angle(Tp);

```

```

dw=w(1:length(w)-1);

```

```

Phase_prime_Tp=diff(Phase_Tp)./diff(w);

```

```

GroupDelay=-(Phase_prime_Tp);

```

```

x=x+1;

```

```

if x==1

```

```

    d11=GroupDelay;

```

```

elseif x==2

```

```

    d12=GroupDelay;

```

```

else d13=GroupDelay;

```

```

end

```

```

end

```

```

c=0;

```

```

%GROUPDELAY FOR THE CUT OF ACTIVE VARIABLE EQ.

```

```

while c<3

```

```

    %A1 is the ratio of R and Ro(alpha),Be is the ratio of Rv and Ro(beta)

```

```

    disp('GROUPDELAY FOR THE CUT OF ACTIVE VARIABLE EQ.')

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

Al=input('insert value of alpha = ');
Be=input('insert value or beta = ');
Tp1 = ((Al^2)*((sinh(p)).^2))+Al*(2+Be)*p.*sinh(p).*cosh(p)-(2*Al*p.*sinh(p))-(Be*(p.^2))+
(Be*(p.^2).*((cosh(p)).^2));
Tp2 = ((Al^2)*((sinh(p)).^2))+Al*(2-Be)*p.*sinh(p).*cosh(p)-(2*Al*(1-Be)*p.*sinh(p))-(Be*(p.^2))+
(Be*(p.^2).*((cosh(p)).^2));
Tp = -(Tp2./Tp1);
Phase_Tp = angle(Tp);
dw = w(1:length(w)-1);
Phase_prime_Tp = diff(Phase_Tp)./diff(w);
GroupDelay = -(Phase_prime_Tp);

c=c+1;
if c==1
    d21=GroupDelay;
elseif c==2
    d22=GroupDelay;
else d23=GroupDelay;
end
end
semilogx(dw,d11,'m',dw,d12,'k',dw,d13,'g',dw,d21,':m',dw,d22,':k',dw,d23,':g'),...
title('Groupdelay of Active URC Variable Equalizer'),ylabel('Second'),...
xlabel('w(rad/s)'),grid

elseif a==1
w1=input('insert the initial frequency by radian per second = ');
w2=input('input step of frequency = ');
w3=input('insert the destination frequency by radian per second = ');

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

w=w1:w2:w3;
RC=input('insert scaling factor(RC) = ');
p=sqrt(j*w*RC);
t=sqrt((w*RC)./2);

x=0;

%Magnitude Response FOR THE BOOST OF ACTIVE VARIABLE EQ.

while x<3

    %Al is the ratio of R and Ro(alpha),Be is the ratio of Rv and Ro(beta)

    disp('Magnitude Respones FOR THE BOOST OF ACTIVE VARIABLE EQ.')
```

$$Al = \text{input('insert value of alpha = ');}$$

$$Be = \text{input('insert value or beta = ');}$$

$$Xn = ((Al^2)/2) * (-1 + \cos(2*t) * \cosh(2*t)) + (((Al*t)/2) * (\cos(2*t) * \sinh(2*t) - \sin(2*t) * \cosh(2*t)) * (2 - Be)) - (2 * Al * t * (\cos(t) * \sinh(t) - \sin(t) * \cosh(t)) * (1 - Be)) - (Be * (t.^2) * \sin(2*t) * \sinh(2*t));$$

$$Yn = ((Al^2)/2) * (\sin(2*t) * \sinh(2*t)) + (((Al*t)/2) * (\sin(2*t) * \cosh(2*t) + \cos(2*t) * \sinh(2*t)) * (2 - Be)) - (2 * Al * t * (\sin(t) * \cosh(t) + \cos(t) * \sinh(t)) * (1 - Be)) - (2 * Be * (t.^2)) + (Be * (t.^2) * (1 + \cos(2*t) * \cosh(2*t)));$$

$$Xd = ((Al^2)/2) * (-1 + \cos(2*t) * \cosh(2*t)) + (((Al*t)/2) * (\cos(2*t) * \sinh(2*t) - \sin(2*t) * \cosh(2*t)) * (2 + Be)) - (2 * Al * t * (\cos(t) * \sinh(t) - \sin(t) * \cosh(t))) - (Be * (t.^2) * \sin(2*t) * \sinh(2*t));$$

$$Yd = ((Al^2)/2) * (\sin(2*t) * \sinh(2*t)) + (((Al*t)/2) * (\sin(2*t) * \cosh(2*t) + \cos(2*t) * \sinh(2*t)) * (2 + Be)) - (2 * Al * t * (\sin(t) * \cosh(t) + \cos(t) * \sinh(t))) - (2 * Be * (t.^2)) + (Be * (t.^2) * (1 + \cos(2*t) * \cosh(2*t)));$$

$$Mag\_eq = (((\sqrt{(Xn.^2) + (Yn.^2)})) / (\sqrt{(Xd.^2) + (Yd.^2)}));$$

```

    x=x+1;

if x==1

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

m11=20*log(Mag_eq);
elseif x==2
    m12=20*log(Mag_eq);
else m13=20*log(Mag_eq);
end

end

c=0;

%Magnitude Response FOR THE CUT OF ACTIVE VARIABLE EQ.

while c<3

    %Al is the ratio of R and Ro(alpha),Be is the ratio of Rv and Ro(beta)

    disp('Magnitude Responses FOR THE CUT OF ACTIVE VARIABLE EQ.')
```

$$A1 = \text{input('insert value of alpha = ')};$$

$$Be = \text{input('insert value or beta = ')};$$

$$Xn = ((A1^2)/2) * (-1 + \cos(2*t) * \cosh(2*t)) + (((A1*t)/2) * (\cos(2*t) * \sinh(2*t) - \sin(2*t) * \cosh(2*t)) * (2 - Be)) - (2*A1*t * (\cos(t) * \sinh(t) - \sin(t) * \cosh(t)) * (1 - Be)) - (Be * (t.^2) * \sin(2*t) * \sinh(2*t));$$

$$Yn = ((A1^2)/2) * (\sin(2*t) * \sinh(2*t)) + (((A1*t)/2) * (\sin(2*t) * \cosh(2*t) + \cos(2*t) * \sinh(2*t)) * (2 - Be)) - (2*A1*t * (\sin(t) * \cosh(t) + \cos(t) * \sinh(t)) * (1 - Be)) - (2*Be * (t.^2)) + (Be * (t.^2) * (1 + \cos(2*t) * \cosh(2*t)));$$

$$Xd = ((A1^2)/2) * (-1 + \cos(2*t) * \cosh(2*t)) + (((A1*t)/2) * (\cos(2*t) * \sinh(2*t) - \sin(2*t) * \cosh(2*t)) * (2 + Be)) - (2*A1*t * (\cos(t) * \sinh(t) - \sin(t) * \cosh(t))) - (Be * (t.^2) * \sin(2*t) * \sinh(2*t));$$

$$Yd = ((A1^2)/2) * (\sin(2*t) * \sinh(2*t)) + (((A1*t)/2) * (\sin(2*t) * \cosh(2*t) + \cos(2*t) * \sinh(2*t)) * (2 + Be)) - (2*A1*t * (\sin(t) * \cosh(t) + \cos(t) * \sinh(t))) - (2*Be * (t.^2)) + (Be * (t.^2) * (1 + \cos(2*t) * \cosh(2*t)));$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

Mag_eq=(((sqrt((Xn.^2)+(Yn.^2))).\sqrt((Xd.^2)+(Yd.^2))));
c=c+1;
if c==1
    m21=20*log(Mag_eq);
elseif c==2
    m22=20*log(Mag_eq);
else m23=20*log(Mag_eq);
end
end

semilogx(w,m11,'m',w,m12,'k',w,m13,'g',w,m21,':m',w,m22,':k',w,m23,':g'),...
title('Megnitute Response of Active URC Variable Equalizer'),ylabel('Gain[dB]'),...
xlabel('w(rad/s)'),grid,...

else disp('exit the program')
end

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## STABILITY

```
w1=input('insert value of w(positive) = ');
ws=input('insert step of w(compatibility with w input) = ');
w2=-w1;
w=w2:ws:w1;
RC=input('insert scaling factor(RC) = ');
p=sqrt(j*w*RC);
x=0;
while x<3
    %Al=alpha=R/Ro,Be=beta=Rv/Ro
    Al=input('insert value of alpha = ');
    Be=input('insert value or beta = ');
    Dp=((Al^2)*(sinh(p).^2)+(Al*p.*sinh(p).*cosh(p)*(2+Be))-(2*Al*p.*sinh(p))-(Be*(p.^2)))+(Be*(p.^2).*(cosh
(p).^2));
    x=x+1;
    if x==1
        ReDp1=real(Dp);
        ImDp1=imag(Dp);
    elseif x==2
        ReDp2=real(Dp);
        ImDp2=imag(Dp);
    else ReDp3=real(Dp);
        ImDp3=imag(Dp);
    end
end

end

y=0;
while y<3
    %Al=alpha=R/Ro,Be=beta=Rv/Ro
    Al=input('insert value of alpha = ');
    Be=input('insert value or beta = ');
    Dp=((Al^2)*(sinh(p).^2)+(Al*p.*sinh(p).*cosh(p)*(2-Be))-(2*Al*p.*sinh(p)*(1-Be))-(Be*(p.^2)))+(Be*(p.^2).*(
cosh(p).^2));
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

y=y+1;
if y==1
    ReDp4=real(Dp);
    ImDp4=imag(Dp);
elseif y==2
    ReDp5=real(Dp);
    ImDp5=imag(Dp);
else ReDp6=real(Dp);
    ImDp6=imag(Dp);
end

```

```

end
subplot(2,1,1);
plot(ReDp1,ImDp1,'m',ReDp2,ImDp2,'k',ReDp3,ImDp3,'g');
%v=-20,20,-20.20];
%axis(v);
title('STABILITY OF AN ACTIVE URC VARIABLE EQUALIZER ');
ylabel('IMAGINARY(Im)')
xlabel('REAL(Re)')
grid
subplot(2,1,2);
plot(ReDp4,ImDp4,':m',ReDp5,ImDp5,':k',ReDp6,ImDp6,':g');
title('STABILITY OF AN ACTIVE URC VARIABLE EQUALIZER ');
ylabel('IMAGINARY(Im)')
xlabel('REAL(Re)')
grid

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## SENSITIVITY OF ACTIVE (K)

ส่วนของการยกสัญญาณ

```
w1=input('insert the initial frequency by radian per second = ');
```

```
w2=input('input step of frequency = ');
```

```
w3=input('insert the destination frequency by radian per second = ');
```

```
w=w1:w2:w3;
```

```
R=input('insert resistance of URC = ');
```

```
C=input('insert capacitance of URC = ');
```

```
Ro=input('insert resistance(Ro) = ');
```

```
k=input('insert gain(k) = ');
```

```
s=j*w;
```

```
p=sqrt(s*R*C);
```

```
x=0;
```

```
% FOR THE BOOST OF ACTIVE VARIABLE EQ.
```

```
while x<3
```

```
%A1 is the ratio of R and Ro(alpha),Be is the ratio of Rv and Ro(beta)
```

```
display('SENSITIVITY FOR ACTIVE(K) OF URC EQ.');
```

```
Rv=input('insert resistance(Rv) = ');
```

```
Np=((R^2)*((sinh(p)).^2))+R*((2*Ro)+Rv)*p.*sinh(p).*cosh(p)-(2*R*Ro*p.*sinh(p))-(Rv*Ro*(p.^2))+  
(Rv*Ro*(p.^2).*((cosh(p)).^2));
```

```
Dp=((R^2)*((sinh(p)).^2))+R*((2*Ro)-Rv)*p.*sinh(p).*cosh(p)-(2*R*(Ro-Rv)*p.*sinh(p))-(Rv*Ro*(p.^2))+  
(Rv*Ro*(p.^2).*((cosh(p)).^2));
```

```
dNp=((R^2)*((sinh(p)).^2))+R*((2*Ro)+Rv)*p.*sinh(p).*cosh(p)-(2*R*Ro*p.*sinh(p))-(2*Rv*Ro*(p.^2).*cosh  
(p))+2*Rv*Ro*(p.^2).*((cosh(p)).^2));
```

```
dDp=((R^2)*((sinh(p)).^2))+R*(2*Ro)*p.*sinh(p).*cosh(p)-(R*((2*Ro)-Rv)*p.*sinh(p))-(Rv*Ro*(p.^2))+  
(Rv*Ro*(p.^2).*((cosh(p)).^2));
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
SEN_C=real( k* ((dDp./Dp)-(dNp./Np)));
```

```
x=x+1;
```

```
if x==1
```

```
    d11=SEN_C;
```

```
elseif x==2
```

```
    d12=SEN_C;
```

```
else d13=SEN_C;
```

```
end
```

```
end
```

```
x=0;
```

```
R=input('insert resistance = ');
```

```
C=input('insert capacitance = ');
```

```
Ro=input('insert resistance(Ro) = ');
```

```
k=input('insert gain(k) = ');
```

```
%FOR THE BOOST OF ACTIVE VARIABLE EQ.
```

```
while x<3
```

```
    Rv=input('insert resistance(Rv) = ');
```

```
    display('SENSITIVITY FOR ACTIVE(K) OF RC EQ.');
```

```
    Dp=(Rv*s*C)- (k* ((s*C*R)+1+(Ro*s*C)));
```

```
    dD=- ((s*C*R)+1+(Ro*s*C));
```

```
    SEN_R=real(-k.*(dD./Dp));
```

```
    x=x+1;
```

```
if x==1
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

e11=SEN_R;
elseif x==2
    e12=SEN_R;
else e13=SEN_R;
end

```

```
end
```

```

semilogx(w,d11,'m',w,d12,'k',w,d13,'g',w,e11,'m',w,e12,'k',w,e13,'g'),...
title('Sensitivity(K) of Active URC&RC Variable Equalizer(boost)'),...
xlabel('w(rad/s)'),grid

```

ส่วนของลดระดับสัญญาณ

```

w1=input('insert the initial frequency by radian per second = ');
w2=input('input step of frequency = ');
w3=input('insert the destination frequency by radian per second = ');

```

```
w=w1:w2:w3;
```

```
R=input('insert resistance of URC = ');
```

```
C=input('insert capacitance of URC = ');
```

```
Ro=input('insert resistance(Ro) = ');
```

```
k=input('insert gain(k) = ');
```

```
s=j*w;
```

```
p=sqrt(s*R*C);
```

```
x=0;
```

```
% FOR THE CUT OF ACTIVE VARIABLE EQ.
```

```
while x<3
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

%Al is the ratio of R and Ro(alpha),Be is the ratio of Rv and Ro(beta)

display('SENSITIVITY FOR ACTIVE(K) OF RC EQ.');

Rv=input('insert resistance(Rv) = ');

Np=((R^2)\*((sinh(p)).^2))+R\*((2\*Ro)+Rv)\*p.\*sinh(p).\*cosh(p)-(2\*R\*Ro\*p.\*sinh(p))-(Rv\*Ro\*(p.^2))+  
(Rv\*Ro\*(p.^2).\*((cosh(p)).^2));

Dp=((R^2)\*((sinh(p)).^2))+R\*((2\*Ro)-Rv)\*p.\*sinh(p).\*cosh(p)-(2\*R\*(Ro-Rv)\*p.\*sinh(p))-(Rv\*Ro\*(p.^2))+  
(Rv\*Ro\*(p.^2).\*((cosh(p)).^2));

dNp=((R^2)\*((sinh(p)).^2))+R\*((2\*Ro)+Rv)\*p.\*sinh(p).\*cosh(p)-(2\*R\*Ro\*p.\*sinh(p))-(2\*Rv\*Ro\*(p.^2).\*cosh  
(p))+2\*Rv\*Ro\*(p.^2).\*((cosh(p)).^2));

dDp=((R^2)\*((sinh(p)).^2))+R\*(2\*Ro)\*p.\*sinh(p).\*cosh(p)-(R\*((2\*Ro)-Rv)\*p.\*sinh(p))-(Rv\*Ro\*(p.^2))+  
(Rv\*Ro\*(p.^2).\*((cosh(p)).^2));

SEN\_C=real( k\* ( (dNp./Np)-(dDp./Dp) ) );

x=x+1;

if x==1

d11=SEN\_C;

elseif x==2

d12=SEN\_C;

else d13=SEN\_C;

end

end

x=0;

R=input('insert resistance = ');

C=input('insert capacitance = ');

Ro=input('insert resistance(Ro) = ');

k=input('insert gain(k) = ');

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
%FOR THE CUT OF ACTIVE VARIABLE EQ.
```

```
while x<3
```

```
Rv=input('insert resistance(Rv) = ');
```

```
display('SENSITIVITY FOR ACTIVE(K) OF RC EQ.');
```

```
Np=(Rv*s*C)-(k*( (s*C*R)+1+(Ro*s*C) ));
```

```
dN=- ( (s*C*R)+1+(Ro*s*C) );
```

```
SEN_R=real( k.*(dN./Np) );
```

```
x=x+1;
```

```
if x==1
```

```
    e11=SEN_R;
```

```
elseif x==2
```

```
    e12=SEN_R;
```

```
else e13=SEN_R;
```

```
end
```

```
end
```

```
semilogx(w,d11,'m',w,d12,'k',w,d13,'g',w,e11,'m',w,e12,'k',w,e13,'g'),...
```

```
title('Sensitivity(K) of Active URC&RC Variable Equalizer(cut)'),...
```

```
xlabel('w(rad/s)'),grid
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## SENSITIVITY OF PASSIVE (R)

ส่วนของการยกสัญญาณ

```
w1=input('insert the initial frequency by radian per second = ');
```

```
w2=input('input step of frequency = ');
```

```
w3=input('insert the destination frequency by radian per second = ');
```

```
w=w1:w2:w3;
```

```
R=input('insert resistance of URC = ');
```

```
C=input('insert capacitance of URC = ');
```

```
Ro=input('insert resistance(Ro) = ');
```

```
s=j*w;
```

```
p=sqrt(s*R*C);
```

```
x=0;
```

```
% FOR THE BOOST OF ACTIVE VARIABLE EQ.
```

```
while x<3
```

```
%A1 is the ratio of R and Ro(alpha),Be is the ratio of Rv and Ro(beta)
```

```
display('SENSITIVITY FOR RESISTANCE(R) OF URC EQ.');
```

```
Rv=input('insert resistance(Rv) = ');
```

```
Np=((R^2)*((sinh(p)).^2))+R*((2*Ro)+Rv)*p.*sinh(p).*cosh(p)-(2*R*Ro*p.*sinh(p))-(Rv*Ro*(p.^2))+  
(Rv*Ro*(p.^2).*((cosh(p)).^2));
```

```
Dp=((R^2)*((sinh(p)).^2))+R*((2*Ro)-Rv)*p.*sinh(p).*cosh(p)-(2*R*(Ro-Rv)*p.*sinh(p))-(Rv*Ro*(p.^2))+  
(Rv*Ro*(p.^2).*((cosh(p)).^2));
```

```
dn1=( R*p.*sinh(p).*cosh(p) )+( 2*R*((sinh(p)).^2) );
```

```
dn2=( ( (p.^2).*((2*Ro)+Rv).*cosh(2*p) ) + ( 3*((2*Ro)+Rv)*p.*sinh(p).*cosh(p) ) )/2;
```

```
dn3=( Ro*(p.^2).*cosh(p) )+( 3*Ro*p.*sinh(p) );
```

```
dn4=( (p.^2).*Ro.*Rv.*( (cosh(p).^2)-1 + (sinh(p).*cosh(p))) )/R;
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

dN=dn1+dn2-dn3+dn4;
dd2= ( ( (p.^2).*((2*Ro)-Rv).*cosh(2*p) ) + ( 3*((2*Ro)-Rv)*p.*sinh(p).*cosh(p) ) )./2;
dd3=( (Ro-Rv)*(p.^2).*cosh(p) )+( 3*(Ro-Rv)*p.*sinh(p) );
dD=dn1+dd2-dd3+dn4;
SEN_R=real( R.*((dD./Dp)-(dN./Np) ) );

```

```
x=x+1;
```

```
if x==1
```

```
    d11=SEN_R;
```

```
elseif x==2
```

```
    d12=SEN_R;
```

```
else d13=SEN_R;
```

```
end
```

```
end
```

```
x=0;
```

```
% FOR THE BOOST OF ACTIVE VARIABLE EQ.
```

```
R=input('insert resistance = ');
```

```
C=input('insert capacitance = ');
```

```
Ro=input('insert resistance(Ro) = ');
```

```
k=input('insert gain(k) = ');
```

```
while x<3
```

```
    Rv=input('insert resistance(Rv) = ');
```

```
    display('SENSITIVITY FOR RESISTANCE(R) OF EQ.');
```

```
    Np=(Rv*s*C)-(k*( (s*C*R)+1+(Ro*s*C) ) );
```

```
    Dp=1+(s*C)*(Rv+R+Ro) );
```

```
    dN=-(k*s*C);
```

```
    dD=-(s*C);
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
SEN_R=real( R.*((dD./Dp)-(dN./Np)) );
```

```
x=x+1;
```

```
if x==1
```

```
    e11=SEN_R;
```

```
elseif x==2
```

```
    e12=SEN_R;
```

```
else e13=SEN_R;
```

```
end
```

```
end
```

```
semilogx(w,d11,'m',w,d12,'k',w,d13,'g',w,e11,'m',w,e12,'k',w,e13,'g'),...
```

```
title('Sensitivity(R) of Active URC & RC Variable Equalizer(boost)'),...
```

```
xlabel('w(rad/s)'),grid
```

ส่วนของการลดระดับสัญญาณ

```
w1=input('insert the initial frequency by radian per second = ');
```

```
w2=input('input step of frequency = ');
```

```
w3=input('insert the destination frequency by radian per second = ');
```

```
w=w1:w2:w3;
```

```
R=input('insert resistance of URC = ');
```

```
C=input('insert capacitance of URC = ');
```

```
Ro=input('insert resistance(Ro) = ');
```

```
s=j*w;
```

```
p=sqrt(s*R*C);
```

```
x=0;
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

% FOR THE CUT OF ACTIVE VARIABLE EQ.

while x<3

%Al is the ratio of R and Ro(alpha),Be is the ratio of Rv and Ro(beta)

```
display('SENSITIVITY FOR RESISTANCE(R) OF URC EQ.');
```

$$N_p = \frac{(R^2 \cdot (\sinh(p))^2) + (R \cdot ((2 \cdot R_o) + R_v) \cdot p \cdot \sinh(p) \cdot \cosh(p)) - (2 \cdot R \cdot R_o \cdot p \cdot \sinh(p)) - (R_v \cdot R_o \cdot (p^2)) + (R_v \cdot R_o \cdot (p^2) \cdot (\cosh(p))^2)}{(R^2 \cdot (\sinh(p))^2) + (R \cdot ((2 \cdot R_o) - R_v) \cdot p \cdot \sinh(p) \cdot \cosh(p)) - (2 \cdot R \cdot (R_o - R_v) \cdot p \cdot \sinh(p)) - (R_v \cdot R_o \cdot (p^2)) + (R_v \cdot R_o \cdot (p^2) \cdot (\cosh(p))^2)}$$
$$D_p = \frac{(R \cdot p \cdot \sinh(p) \cdot \cosh(p)) + (2 \cdot R \cdot (\sinh(p))^2)}{((p^2) \cdot ((2 \cdot R_o) + R_v) \cdot \cosh(2 \cdot p)) + (3 \cdot ((2 \cdot R_o) + R_v) \cdot p \cdot \sinh(p) \cdot \cosh(p))} / 2$$
$$D_n = \frac{(R_o \cdot (p^2) \cdot \cosh(p)) + (3 \cdot R_o \cdot p \cdot \sinh(p))}{(p^2) \cdot R_o \cdot R_v \cdot (\cosh(p)^2 - 1) + (\sinh(p) \cdot \cosh(p))} / R$$
$$D_N = D_{n1} + D_{n2} - D_{n3} + D_{n4}$$
$$D_D = \frac{((p^2) \cdot ((2 \cdot R_o) - R_v) \cdot \cosh(2 \cdot p)) + (3 \cdot ((2 \cdot R_o) - R_v) \cdot p \cdot \sinh(p) \cdot \cosh(p))}{(R_o - R_v) \cdot (p^2) \cdot \cosh(p)} + (3 \cdot (R_o - R_v) \cdot p \cdot \sinh(p))$$
$$D_D = D_{d1} + D_{d2} - D_{d3} + D_{d4}$$
$$SEN\_R = \text{real}(R \cdot ((D_N / N_p) - (D_D / D_p)))$$

x=x+1;

if x==1  
d11=SEN\_R;

elseif x==2  
d12=SEN\_R;

else d13=SEN\_R;

end

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

end
x=0;

% FOR THE CUT OF ACTIVE VARIABLE EQ.
R=input('insert resistance = ');
C=input('insert capacitance = ');
Ro=input('insert resistance(Ro) = ');
k=input('insert gain(k) = ');

while x<3
Rv=input('insert resistance(Rv) = ');

display('SENSITIVITY FOR RESISTANCE(R) OF URC EQ. ');
Np=(Rv*s*C)- (k* ( (s*C*R)+1+(Ro*s*C) ) );
Dp=1+((s*C)*(Rv+R+Ro) );
dN=- (k*s*C);
dD=- (s*C);
SEN_R=real( R*((dN./Np)-(dD./Dp)) );

x=x+1;

if x==1
e11=SEN_R;
elseif x==2
e12=SEN_R;
else e13=SEN_R;
end
end

semilogx(w,d11,'m',w,d12,'k',w,d13,'g',w,e11,':m',w,e12,':k',w,e13,':g'),...
title('Sensitivity(R) of Active URC & RC Variable Equalizer(cut)'),...
xlabel('w(rad/s)'),grid

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## SENSITIVITY OF PASSIVE ( C )

ส่วนของการยกระดับสัญญาณ

```
w1=input('insert the initial frequency by radian per second = ');  
w2=input('input step of frequency = ');  
w3=input('insert the destination frequency by radian per second = ');
```

```
w=w1:w2:w3;
```

```
R=input('insert resistance of URC = ');
```

```
C=input('insert capacitance of URC = ');
```

```
Ro=input('insert resistance(Ro) = ');
```

```
s=j*w;
```

```
p=sqrt(s*R*C);
```

```
x=0;
```

```
% FOR THE BOOST OF ACTIVE VARIABLE EQ.
```

```
while x<3
```

```
%Al is the ratio of R and Ro(alpha),Be is the ratio of Rv and Ro(beta)
```

```
display('SENSITIVITY FOR CAPACITANCE(C) OF URC EQ.');
```

```
Rv=input('insert resistance(Rv) = ');
```

```
Np=((R.^2)*((sinh(p)).^2)+(R*((2*Ro)+Rv)*p.*sinh(p).*cosh(p))-(2*R*Ro*p.*sinh(p))-(Rv*Ro*(p.^2))+  
(Rv*Ro*(p.^2).*((cosh(p)).^2)));
```

```
Dp=((R.^2)*((sinh(p)).^2)+(R*((2*Ro)-Rv)*p.*sinh(p).*cosh(p))-(2*R*(Ro-Rv)*p.*sinh(p))-(Rv*Ro*(p.^2))+  
(Rv*Ro*(p.^2).*((cosh(p)).^2)));
```

```
dn1=(R.^2)*p.*sinh(p).*cosh(p);
```

```
dn2=(( (p.^2).*((2*Ro)+Rv).*cosh(2*p)) + ( ((2*Ro)+Rv)*p.*sinh(p).*cosh(p) )).*(R./2);
```

```
dn3=( R*Ro*(p.^2).*cosh(p) )+( R*Ro*p.*sinh(p) );
```

```
dn4=( (p.^2).*Ro.*Rv.*( (cosh(p).^2)-1 + (sinh(p).*cosh(p))) );
```

```
dN=dn1+dn2-dn3+dn4;
```

```
.. dd2=( ( (p.^2).*((2*Ro)-Rv).*cosh(2*p) ) + ( ((2*Ro)-Rv)*p.*sinh(p).*cosh(p) ) ).*(R./2);
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
dd3=( R.*(Ro-Rv)*(p.^2).*cosh(p) )+( R.*(Ro-Rv)*p.*sinh(p) );
```

```
dD=dn1+dd2-dd3+dn4;
```

```
SEN_C=real(C*((dD./Dp)-(dN./Np)));
```

```
x=x+1;
```

```
if x==1
```

```
    d11=SEN_C;
```

```
elseif x==2
```

```
    d12=SEN_C;
```

```
else d13=SEN_C;
```

```
end
```

```
end
```

```
x=0;
```

```
R=input('insert resistance = ');
```

```
C=input('insert capacitance = ');
```

```
Ro=input('insert resistance(Ro) = ');
```

```
k=input('insert gain(k) = ');
```

```
%FOR THE BOOST OF ACTIVE VARIABLE EQ.
```

```
while x<3
```

```
    Rv=input('insert resistance(Rv) = ');
```

```
    display('SENSITIVITY FOR CAPACITANCE(C) OF RC EQ.');
```

```
    Np=(Rv*s*C)- (k* ( (s*C*R)+1+(Ro*s*C) ) );
```

```
    Dp=1+((s*C)*(Rv+R+Ro) );
```

```
    dN=s*( Rv-(k*( R+Ro) ));
```

```
    dD=s*(R+Rv+Ro);
```

```
    SEN_R=real( C.*((dD./Dp)-(dN./Np) ));
```

```
    x=x+1;
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

if x==1
    e11=SEN_R;
elseif x==2
    e12=SEN_R;
else e13=SEN_R;
end

```

```
end
```

```

semilogx(w,d11,'m',w,d12,'k',w,d13,'g',w,e11,'m',w,e12,'k',w,e13,'g'),...
title('Sensitivity(C) of Active URC Variable Equalizer(boost)'),...
xlabel('w(rad/s)'),grid

```

ส่วนของการลดระดับสัญญาณ

```

w1=input('insert the initial frequency by radian per second = ');
w2=input('input step of frequency = ');
w3=input('insert the destination frequency by radian per second = ');

```

```
w=w1:w2:w3;
```

```
R=input('insert resistance of URC = ');
```

```
C=input('insert capacitance of URC = ');
```

```
Ro=input('insert resistance(Ro) = ');
```

```
s=j*w;
```

```
p=sqrt(s*R*C);
```

```
x=0;
```

```
% FOR THE CUT OF ACTIVE VARIABLE EQ.
```

```
while x<3
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

%Al is the ratio of R and Ro(alpha),Be is the ratio of Rv and Ro(beta)

```
display('SENSITIVITY FOR CAPACITANCE OF URC EQ.');
```

```
Rv=input('insert resistance(Rv) = ');
```

```
Np=((R^2)*((sinh(p).^2))+R*((2*Ro)+Rv)*p.*sinh(p).*cosh(p))-(2*R*Ro*p.*sinh(p))-(Rv*Ro*(p.^2))+  
(Rv*Ro*(p.^2).*((cosh(p)).^2));
```

```
Dp=((R^2)*((sinh(p).^2))+R*((2*Ro)-Rv)*p.*sinh(p).*cosh(p))-(2*R*(Ro-Rv)*p.*sinh(p))-(Rv*Ro*(p.^2))+  
(Rv*Ro*(p.^2).*((cosh(p)).^2));
```

```
dn1= (R.^2)*p.*sinh(p).*cosh(p) ;
```

```
dn2=(( (p.^2).*((2*Ro)+Rv).*cosh(2*p) ) + ( ((2*Ro)+Rv)*p.*sinh(p).*cosh(p) )).*(R./2);
```

```
dn3=( R* Ro*(p.^2).*cosh(p) )+( R*Ro*p.*sinh(p) ) ;
```

```
dn4=( (p.^2).*Ro.*Rv.*( cosh(p).^2-1 + (sinh(p).*cosh(p))) );
```

```
dN=dn1+dn2-dn3+dn4;
```

```
dd2=(( (p.^2).*((2*Ro)-Rv).*cosh(2*p) ) + ( ((2*Ro)-Rv)*p.*sinh(p).*cosh(p) )).*(R./2);
```

```
dd3=( R.*(Ro-Rv)*(p.^2).*cosh(p) )+( R.*(Ro-Rv)*p.*sinh(p) );
```

```
dD=dn1+dd2-dd3+dn4;
```

```
SEN_C=real(C*( (dN./Np)-(dD./Dp) ));
```

```
x=x+1;
```

```
if x==1
```

```
    d11=SEN_C;
```

```
elseif x==2
```

```
    d12=SEN_C;
```

```
else d13=SEN_C;
```

```
end
```

```
end
```

```
x=0;
```

```
R=input('insert resistance = ');
```

```
C=input('insert capacitance = ');
```

```
Ro=input('insert resistance(Ro) = ');
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
k=input('insert gain(k) = ');
```

```
%FOR THE CUT OF ACTIVE VARIABLE EQ.
```

```
while x<3
```

```
Rv=input('insert resistance(Rv) = ');
```

```
display('SENSITIVITY FOR CAPACITANCE OF RC EQ.');
```

```
Np=(Rv*s*C)-(k*( (s*C*R)+1+(Ro*s*C) ));
```

```
Dp=1+((s*C)*(Rv+R+Ro) );
```

```
dN=s*( Rv-(k*( R+Ro) ));
```

```
dD=s*(R+Rv+Ro);
```

```
SEN_R=real( C.*((dN./Np)-(dD./Dp)) );
```

```
x=x+1;
```

```
if x==1
```

```
    e11=SEN_R;
```

```
elseif x==2
```

```
    e12=SEN_R;
```

```
else e13=SEN_R;
```

```
end
```

```
end
```

```
semilogx(w,d11,'m',w,d12,'k',w,d13,'g',w,e11,':m',w,e12,':k',w,e13,':g'),...
```

```
title('Sensitivity(C) of Active URC Variable Equalizer(cut)'),...
```

```
xlabel('w(rad/s)'),grid
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## SENSITIVITY OF PASSIVE(Ro)

ส่วนของการยกระดับสัญญาณ

```
w1=input('insert the initial frequency by radian per second = ');
```

```
w2=input('input step of frequency = ');
```

```
w3=input('insert the destination frequency by radian per second = ');
```

```
w=w1:w2:w3;
```

```
R=input('insert resistance of URC = ');
```

```
C=input('insert capacitance of URC = ');
```

```
Ro=input('insert resistance(Ro) = ');
```

```
s=j*w;
```

```
p=sqrt(s*R*C);
```

```
x=0;
```

```
% FOR THE BOOST OF ACTIVE VARIABLE EQ.
```

```
while x<3
```

```
%A1 is the ratio of R and Ro(alpha),Be is the ratio of Rv and Ro(beta)
```

```
display('SENSITIVITY FOR RESISTANCE(Ro) OF URC EQ.');
```

```
Rv=input('insert resistance(Rv) = ');
```

```
Np=((R^2)*((sinh(p)).^2))+R*((2*Ro)+Rv)*p.*sinh(p).*cosh(p)-(2*R*Ro*p.*sinh(p))-(Rv*Ro*(p.^2))+  
(Rv*Ro*(p.^2).*(cosh(p)).^2));
```

```
Dp=((R^2)*((sinh(p)).^2))+R*((2*Ro)-Rv)*p.*sinh(p).*cosh(p)-(2*R*(Ro-Rv)*p.*sinh(p))-(Rv*Ro*(p.^2))+  
(Rv*Ro*(p.^2).*(cosh(p)).^2));
```

```
dNp=(2*R*p.*sinh(p).*cosh(p))-(2*R*p.*sinh(p))-(p*Rv)+(Rv*(p.^2).*(cosh(p).^2));
```

```
dDp=(2*R*p.*sinh(p).*cosh(p))-(2*R*p.*sinh(p))-(p*Rv)+(Rv*(p.^2).*(cosh(p).^2));
```

```
SEN_R=real( Ro.*((dDp./Dp)-(dNp./Np)) );
```

```
x=x+1;
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

if x==1
    d11=SEN_R;
elseif x==2
    d12=SEN_R;
else d13=SEN_R;
end

end

x=0;

% FOR THE BOOST OF ACTIVE VARIABLE EQ.
R=input('insert resistance = ');
C=input('insert capacitance = ');
Ro=input('insert resistance(Ro) = ');

k=input('insert gain(k) = ');
while x<3
Rv=input('insert resistance(Rv) = ');

display('SENSITIVITY FOR RESISTANCE(Ro) OF RC EQ. ');
Np=(Rv*s*C)-(k*( (s*C*R)+1+(Ro*s*C) ));
Dp=1+((s*C)*(Rv+R+Ro) );
dN=-(k*s*C);
dD=-(s*C);
SEN_R=real( Ro.*((dD./Dp)-(dN./Np)) );

x=x+1;

if x==1
    e11=SEN_R;
elseif x==2

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
e12=SEN_R;
else e13=SEN_R;
end
```

```
end
```

```
semilogx(w,d11,'m',w,d12,'k',w,d13,'g',w,e11,':m',w,e12,':k',w,e13,':g'),...
title('Sensitivity(Ro) of Active URC & RC Variable Equalizer(boost)'),...
xlabel('w(rad/s)'),grid
```

ส่วนของการลดระดับสัญญาณ

```
w1=input('insert the initial frequency by radian per second = ');
w2=input('input step of frequency = ');
w3=input('insert the destination frequency by radian per second = ');
```

```
w=w1:w2:w3;
```

```
R=input('insert resistance of URC = ');
```

```
C=input('insert capacitance of URC = ');
```

```
Ro=input('insert resistance(Ro) = ');
```

```
s=j*w;
```

```
p=sqrt(s*R*C);
```

```
x=0;
```

```
% FOR THE CUT OF ACTIVE VARIABLE EQ.
```

```
while x<3
```

```
%A1 is the ratio of R and Ro(alpha),Be is the ratio of Rv and Ro(beta)
```

```
display('SENSITIVITY FOR RESISTANCE(Ro) OF URC EQ.');
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

Rv=input('insert resistance(Rv) = ');
Np=((R^2)*((sinh(p)).^2))+R*((2*Ro)+Rv)*p.*sinh(p).*cosh(p)-(2*R*Ro*p.*sinh(p))-(Rv*Ro*(p.^2))+
(Rv*Ro*(p.^2).*((cosh(p)).^2));
Dp=((R^2)*((sinh(p)).^2))+R*((2*Ro)-Rv)*p.*sinh(p).*cosh(p)-(2*R*(Ro-Rv)*p.*sinh(p))-(Rv*Ro*(p.^2))+
(Rv*Ro*(p.^2).*((cosh(p)).^2));
dNp=(2*R*p.*sinh(p).*cosh(p))-(2*R*p.*sinh(p))-(p*Rv)+(Rv*(p.^2).*(cosh(p).^2));
dDp=(2*R*p.*sinh(p).*cosh(p))-(2*R*p.*sinh(p))-(p*Rv)+(Rv*(p.^2).*(cosh(p).^2));
SEN_R=real( Ro.*((dNp./Np)-(dDp./Dp)) );

x=x+1;

if x==1
    d11=SEN_R;
elseif x==2
    d12=SEN_R;
else d13=SEN_R;
end

end

x=0;

% FOR THE CUT OF ACTIVE VARIABLE EQ.
R=input('insert resistance = ');
C=input('insert capacitance = ');
Ro=input('insert resistance(Ro) = ');

k=input('insert gain(k) = ');
while x<3
Rv=input('insert resistance(Rv) = ');

display('SENSITIVITY FOR RESISTANCE(Ro) OF RC EQ. ');
Np=(Rv*s*C)- (k* ( (s*C*R)+1+(Ro*s*C) ) );

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

Dp=1+((s*C)*(Rv+R+Ro) );
dN=-(k*s*C);
dD=-(s*C);
SEN_R=real( Ro.*((dN./Np)-(dD./Dp)) );

```

```

x=x+1;

```

```

if x==1

```

```

    e11=SEN_R;

```

```

elseif x==2

```

```

    e12=SEN_R;

```

```

else e13=SEN_R;

```

```

end

```

```

end

```

```

semilogx(w,d11,'m',w,d12,'k',w,d13,'g',w,e11,'m',w,e12,'k',w,e13,'g'),...

```

```

title('Sensitivity(Ro) of Active URC & RC Variable Equalizer(cut)'),...

```

```

xlabel('w(rad/s)'),grid

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## SENSITIVITY OF PASSIVE(Rv)

ส่วนของการยกระดับสัญญาณ

```
w1=input('insert the initial frequency by radian per second = ');
```

```
w2=input('input step of frequency = ');
```

```
w3=input('insert the destination frequency by radian per second = ');
```

```
w=w1:w2:w3;
```

```
R=input('insert resistance of URC = ');
```

```
C=input('insert capacitance of URC = ');
```

```
Ro=input('insert resistance(Ro) = ');
```

```
s=j*w;
```

```
p=sqrt(s*R*C);
```

```
x=0;
```

```
% FOR THE BOOST OF ACTIVE VARIABLE EQ.
```

```
while x<3
```

```
%A1 is the ratio of R and Ro(alpha),Be is the ratio of Rv and Ro(beta)
```

```
display('SENSITIVITY FOR RESISTANCE(Rv) OF URC EQ.');
```

```
Rv=input('insert resistance(Rv) = ');
```

```
Np=((R^2)*((sinh(p)).^2))+R*((2*Ro)+Rv)*p.*sinh(p).*cosh(p)-(2*R*Ro*p.*sinh(p))-(Rv*Ro*(p.^2))+  
(Rv*Ro*(p.^2).*((cosh(p)).^2));
```

```
Dp=((R^2)*((sinh(p)).^2))+R*((2*Ro)-Rv)*p.*sinh(p).*cosh(p)-(2*R*(Ro-Rv)*p.*sinh(p))-(Rv*Ro*(p.^2))+  
(Rv*Ro*(p.^2).*((cosh(p)).^2));
```

```
dNp=(R*p.*sinh(p).*cosh(p))-(Ro*(p.^2))+Ro*(p.^2).*(cosh(p).^2);
```

```
dDp=(-R)*p.*sinh(p).*cosh(p)+(2*R*sinh(p))-(Ro*(p.^2))+Ro*(p.^2).*(cosh(p).^2);
```

```
SEN_R=real( Rv.*((dDp./Dp)-(dNp./Np)) );
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

x=x+1;

if x==1
    d11=SEN_R;
elseif x==2
    d12=SEN_R;
else d13=SEN_R;
end

end

x=0;

% FOR THE BOOST OF ACTIVE VARIABLE EQ.
R=input('insert resistance = ');
C=input('insert capacitance = ');
Ro=input('insert resistance(Ro) = ');
k=input('insert gain(k) = ');

while x<3
Rv=input('insert resistance(Rv) = ');

    display('SENSITIVITY FOR RESISTANCE(Rv) OF URC EQ. ');
    Np=(Rv*s*C)-(k*( (s*C*R)+1+(Ro*s*C) ) );
    Dp=1+( (s*C)*(Rv+R+Ro) );
    dN=(s*C);
    dD=(s*C);
    SEN_R=real( Rv.*((dD./Dp)-(dN./Np)) );

x=x+1;

if x==1
    e11=SEN_R;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
elseif x==2
    e12=SEN_R;
else e13=SEN_R;
end
```

```
end
```

```
semilogx(w,d11,'m',w,d12,'k',w,d13,'g',w,e11,'m',w,e12,'k',w,e13,'g'),...
title('Sensitivity(Rv) of Active URC & RC Variable Equalizer(boost)'),...
xlabel('w(rad/s)'),grid
```

ส่วนของการลดระดับสัญญาณ

```
w1=input('insert the initial frequency by radian per second = ');
w2=input('input step of frequency = ');
w3=input('insert the destination frequency by radian per second = ');
```

```
w=w1:w2:w3;
R=input('insert resistance of URC = ');
C=input('insert capacitance of URC = ');
Ro=input('insert resistance(Ro) = ');
```

```
s=j*w;
p=sqrt(s*R*C);
x=0;
```

```
% FOR THE CUT OF ACTIVE VARIABLE EQ.
```

```
while x<3
```

```
%Al is the ratio of R and Ro(alpha),Be is the ratio of Rv and Ro(beta)
```

```
display('SENSITIVITY FOR RESISTANCE(Rv) OF URC EQ.');
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

Rv=input('insert resistance(Rv) = ');
Np=((R^2)*((sinh(p)).^2))+R*((2*Ro)+Rv)*p.*sinh(p).*cosh(p)-(2*R*Ro*p.*sinh(p))-(Rv*Ro*(p.^2))+
(Rv*Ro*(p.^2).*((cosh(p)).^2));
Dp=((R^2)*((sinh(p)).^2))+R*((2*Ro)-Rv)*p.*sinh(p).*cosh(p)-(2*R*(Ro-Rv)*p.*sinh(p))-(Rv*Ro*(p.^2))+
(Rv*Ro*(p.^2).*((cosh(p)).^2));
dNp=(R*p.*sinh(p).*cosh(p))-(Ro*(p.^2))+Ro*(p.^2).*(cosh(p).^2);
dDp=(-R)*p.*sinh(p).*cosh(p)+(2*R*sinh(p))-(Ro*(p.^2))+Ro*(p.^2).*(cosh(p).^2);
SEN_R=real( Rv.*((dNp./Np)-(dDp./Dp)) );

x=x+1;

if x==1
    d11=SEN_R;
elseif x==2
    d12=SEN_R;
else d13=SEN_R;
end

end

x=0;

% FOR THE CUT OF ACTIVE VARIABLE EQ.
R=input('insert resistance = ');
C=input('insert capacitance = ');
Ro=input('insert resistance(Ro) = ');
k=input('insert gain(k) = ');

while x<3
Rv=input('insert resistance(Rv) = ');

    display('SENSITIVITY FOR RESISTANCE(Rv) OF RC EQ. ');
    Np=(Rv*s*C)- (k* ( (s*C*R)+1+(Ro*s*C) ) );

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

Dp=1+((s*C)*(Rv+R+Ro) );
dN=(s*C);
dD=(s*C);
SEN_R=real( Rv.*((dN./Np)-(dD./Dp)) );

```

```

x=x+1;

```

```

if x==1

```

```

    e11=SEN_R;

```

```

elseif x==2

```

```

    e12=SEN_R;

```

```

else e13=SEN_R;

```

```

end

```

```

end

```

```

semilogx(w,d11,'m',w,d12,'k',w,d13,'g',w,e11,'m',w,e12,'k',w,e13,'g'),...

```

```

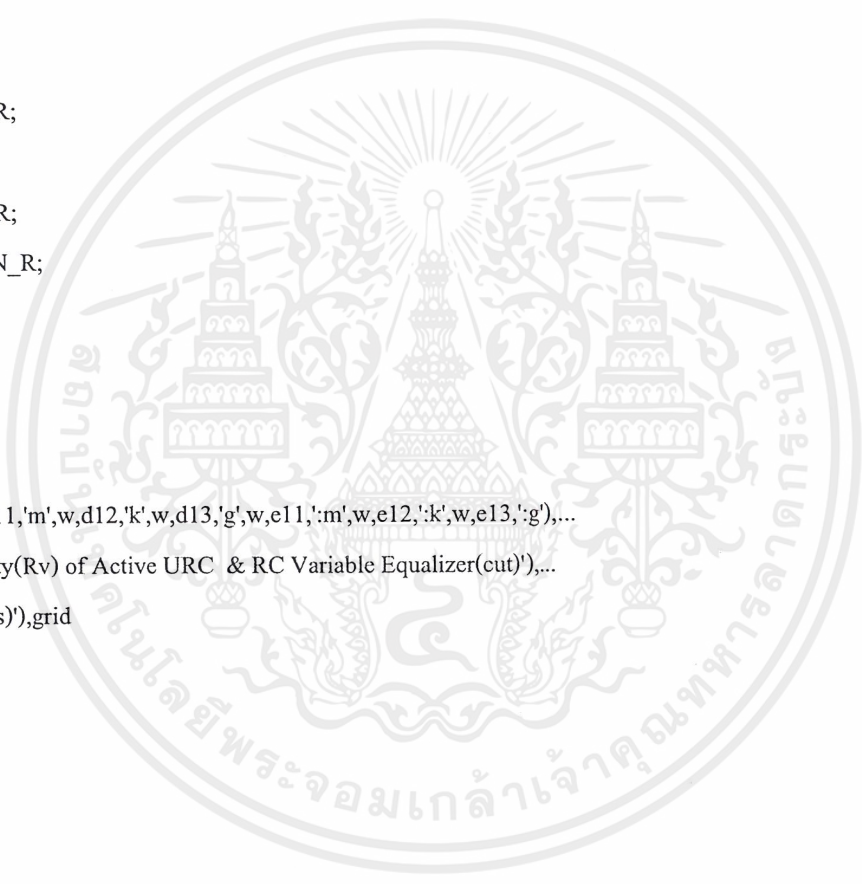
title('Sensitivity(Rv) of Active URC & RC Variable Equalizer(cut)'),...

```

```

xlabel('w(rad/s)'),grid

```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้