

การออกแบบวงจรแอมพลิจูดโครมิแนนซ์อิกวีไลเซอร์ด้วย URC

On Design of Amplitude Chrominance Equalizer by Using URC



โดย

นาย จีระวัฒน์ หวังเจริญ

นาย ไพบูรณ์ พรหมสวัสดิ์

เลขที่.....
เลขทะเบียน... 42146
วัน, เดือน, ปี 14 พ.ค. 2545

.b.....
.i.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาเทคโนโลยีโทรคมนาคม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์ การออกแบบวงจรแอมพลิจูด โครมิแนนซ์อีควอไลเซอร์ด้วย URC
On Design of Amplitude Chrominance Equalizer by Using URC

โดย นาย จีระวัฒน์ หวังเจริญ 41013330
นาย ไพบูรณ์ พรหมสวัสดิ์ 41013337

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร. กนก เจนจิระพงศ์เวช
ภาควิชา เทคนิคอุตสาหกรรม
สาขาวิชา เทคโนโลยีโทรคมนาคม
ปีการศึกษา 2543

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังอนุมัติให้
ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาลัทธิวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบปริญญานิพนธ์

(.....) ประธานกรรมการ
(.....) กรรมการ
(.....) กรรมการ
(.....) กรรมการ
(.....) กรรมการ
(.....) กรรมการ
(.....) กรรมการ

ลิขสิทธิของคณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์ การออกแบบวงจรแอมพลิจูดโครมิแนนซ์อีควอไลเซอร์ด้วย URC
On Design of Amplitude Chrominance Equalizer by Using URC

นักศึกษา นาย จีระวัฒน์ หวังเจริญ 41013330
นาย ไพบูรณ์ พรหมสวัสดิ์ 41013337

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร. กนก เจนจิระพงศ์เวช
ระดับการศึกษา อุดสาหกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชา เทคโนโลยีโทรคมนาคม
ปีการศึกษา 2543

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ได้เสนอหลักการในการออกแบบวงจรแอมพลิจูดโครมิแนนซ์อีควอไลเซอร์ด้วย URC ซึ่งได้ประยุกต์นำเอาวงจรยูนิฟอร์มดิสทริบิวท์เอชซี (Uniform Distributed RC Line) มาใช้ โดยวงจรที่ออกแบบไว้นี้จะนำมาแก้ไขความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณลูมิแนนซ์ต่อโครมิแนนซ์ของสัญญาณโทรทัศน์ และวงจรอีควอไลเซอร์ดังกล่าวยังสามารถปรับค่าการยกระดับหรือลดระดับเพื่อแก้ไขความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณคลื่นพาห้ที่ความถี่ 4.43 MHz ได้ โดยในการออกแบบวงจรอีควอไลเซอร์นี้ได้นำเอาสัญญาณทดสอบพัลส์มอดูเลทไซน์กำลังสองแบบ 20 T มาช่วยในการออกแบบเพื่อทดลองแก้ไขความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณในระบบการส่งสัญญาณโทรทัศน์

ในส่วนของการทดสอบวงจรอีควอไลเซอร์ที่เป็นซอร์ฟแวร์ จะใช้โปรแกรม Matlab และโปรแกรม Pspice ในการตรวจสอบเพื่อผลการทำงานของวงจรและในส่วนของฮาร์ดแวร์จะใช้สัญญาณทดสอบมอดูเลทไซน์กำลังสองพัลส์มาใช้วัดความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณ ซึ่งได้ผลดังที่ทดลอง

Title	On Design of Amplitude Chrominance Equalizer by Using URC		
Student	Mr. Jeerawat	wangjarurn	41013330
	Mr. Paiboon	promsawat	41013337
Advisor	Associate.Prof.Dr. Kanok Janchitrapongvej		
Degree	Bachelor Degree of Industrial Technology		
Programme	Telecommunication Technology		
Department	Industrial Technology		
Year	2000		

ABSTRACT

This project presents the designing of Amplitude Chrominance Equalizer by using Uniform Distributed RC line(URC). The proposed circuit is used to correcting the amplitude distorted of Luminance signal to Chrominance signal of the color Television signal. The Equalizer can be adjust to raise or reduce Level for correcting Amplitude distorted of Chrominance signal at Frequency of 4.43 MHz. In designing of Equalizer,we used the modulated sine squared pulse 20T for designing the distorted of color signal in the television signal transmitting system.

The designed Equalizer is used Matlab and Pspice program for simulation the performance of the circuit is measured by modulated sine squared pulse 20T from television signal generator applying . The experimental results are carried out.

กิตติกรรมประกาศ

ขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา เป็นอย่างสูงที่ได้ให้การสนับสนุนการศึกษา ตลอดจนให้ความช่วยเหลือและกำลังใจในทุกเรื่องตลอดมา

ขอขอบพระคุณรองศาสตราจารย์ ดร. กนก เจริญพงษ์เวช เป็นอย่างสูงที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาต่างๆ ตลอดจนให้ข้อคิดและคำปรึกษาอันเป็นประโยชน์อย่างยิ่งต่อปริญญาโทฉบับนี้มาโดยตลอด

และขอขอบพระคุณคณาจารย์ในภาคเทคนิคอุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์ ทุกท่านที่ได้ให้คำปรึกษาและให้ความช่วยเหลือ ในด้านเครื่องมืออุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลองแก่คณะผู้จัดทำ ให้ปริญญาโทฉบับนี้ลุล่วงไปได้ด้วยดี

นาย จีระวัฒน์ หวังเจริญ

นาย ไพบูรณ์ พรหมสวัสดิ์

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
สารบัญ	ง
สารบัญรูป	ฉ
บทที่ 1 บทนำ	
1.1 วัตถุประสงค์ของปริญญานิพนธ์	1
1.2 เนื้อหาของปริญญานิพนธ์	2
1.3 ประโยชน์ที่ได้รับจากปริญญานิพนธ์	3
บทที่ 2 คิสทรีบิวท์อาชี	4
2.1 สายส่ง	4
2.2 โครงสร้างของลัมป์พารามิเตอร์	10
2.3 โครงสร้างและพารามิเตอร์ของคิสทรีบิวท์อาชี	15
บทที่ 3 ทฤษฎีทั่วไป	24
3.1 ทฤษฎีไซน์กำลังสองพัลส์	24
3.2 การวัดความผิดเพี้ยนของอัตราขยายและคิเลย์ โดยใช้ออคูลุสเคตไซน์กำลังสองพัลส์	33
3.3 ผลตอบสนองของสัญญาณมอดูเลตไซน์กำลังสองพัลส์ ต่อวงจรที่ออกแบบ	42
3.4 เสถียรภาพของระบบ	46
3.5 การวิเคราะห์ความไวของอุปกรณ์	46
3.6 การสเกลลิง	47
บทที่ 4 การออกแบบวงจรแอมพลิฟิไค์ โครมิเนนซ์อิควอไลเซอร์ด้วย URC	49
บทที่ 5 การทดสอบวงจรด้วยสัญญาณมอดูเลตไซน์กำลังสองพัลส์	50
บทที่ 6 บทสรุปและวิจารณ์	69

เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินทางปัญญาที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

รายละเอียดของแผ่นวงจรมพิมพ์ของวงจรถ่ายที่ทำารออกแบบ

รายละเอียดของข้อมูล ไอซี (AD 843)

รายละเอียดของโปรแกรม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

หน้า

รูปที่ 2.1	สายส่งสัญญาณ	3
รูปที่ 2.2	ส่วนขยายในสายส่ง	4
รูปที่ 2.3	แสดงอินพุทและเอาต์พุทพอร์ตของสายส่ง	7
รูปที่ 2.4	แสดงการคาสมทของ โครงข่ายในรูปที่ 2.3	8
รูปที่ 2.5	รูปแบบของ โครงข่าย 2 พอร์ต	9
รูปที่ 2.6	แสดง โครงสร้างของ T-Network	10
รูปที่ 2.7	แสดง โครงสร้างของ 2 พอร์ตแบบ Distributed RC	15
รูปที่ 2.8	แสดง โครงสร้างและสัญลักษณ์ของ Uniform Distributed RC	15
รูปที่ 2.9	แสดง โครงสร้างและวงจร โครงข่ายของส่วนย่อย Δx ของ Distributed RC	16
รูปที่ 2.10	แสดงสัญลักษณ์ของ Distributed RC	17
รูปที่ 2.11	โครงสร้างของคิสมทบิวท์อาร์ชี เมื่อค่าความนำ g มีค่าน้อยมากๆ	19
รูปที่ 2.12	วงจรเสมือน URC แบบ 2 พอร์ต	20
รูปที่ 2.13	วงจรเสมือน URC กรณีต่อลอย	21
รูปที่ 3.1	รูปลักษณะของสัญญาณ ไซน์กำลังสองพัลซ์และบารีในระบบ 625 เส้น	22
รูปที่ 3.2	รูปลักษณะของสัญญาณ ไซน์กำลังสองพัลซ์และบารีในระบบ 525 เส้น	22
รูปที่ 3.3	รูปลักษณะสัญญาณมอดูเลต ไซน์กำลังสองพัลซ์และบารีในระบบ 625 เส้น	23
รูปที่ 3.4	รูปลักษณะสัญญาณมอดูเลต ไซน์กำลังสองพัลซ์และบารีในระบบ 525 เส้น	23
รูปที่ 3.5	แสดงลักษณะของ ไซน์กำลังสองพัลซ์	24
รูปที่ 3.6	สเปกตรัมความถี่ตามอุดมคติของ T พัลซ์ และ 2T พัลซ์	26
รูปที่ 3.7	แสดงสเปกตรัมความถี่ของมอดูเลต 20T ไซน์กำลังสองพัลซ์	28
รูปที่ 3.8	ขบวนพัลซ์ลายคราบของ T พัลซ์ และสเปกตรัม	30
รูปที่ 3.9	บล็อก ไดอะแกรมของวงจรผลิตสัญญาณรวมมอดูเลต 20T	31
รูปที่ 3.10	ลักษณะของการผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นทางขนาดและคี่เลข	32
รูปที่ 3.11	แสดงความแตกต่างของความผิดเพี้ยนของอัตราขยายอย่างเดี่ยว	34
รูปที่ 3.12	แสดงการผิดเพี้ยนทางคี่เลขเพียงอย่างเดียว	38
รูปที่ 3.13	แสดงการผิดเพี้ยนทั้งทางขนาดและคี่เลข	39

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.14	แสดงผลตอบสนองที่ใช้ในการยกระดับสัญญาณมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลซ์	40
รูปที่ 3.15	แสดงผลตอบสนองที่ได้จากการคำนวณของมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลซ์	43
รูปที่ 4.1	แสดงวงจรที่ได้ออกแบบ โดยใช้ DURC	49
รูปที่ 4.2	แสดงผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของวงจร โดยใช้โปรแกรม MATLAB	50
รูปที่ 4.3	แสดงผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของวงจร โดยใช้โปรแกรม Pspice	51
รูปที่ 4.4	แสดงวงจรอิกวอไลเซอร์ที่ได้ออกแบบ โดยใช้ URC	51
รูปที่ 4.5	แสดงผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของวงจร โดยใช้โปรแกรม MATLAB	53
รูปที่ 4.6	แสดงในควิสท์โคอะแกรม	53
รูปที่ 4.7	แสดงผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของวงจรแบบที่ 2 โดยใช้โปรแกรม MATLAB	54
รูปที่ 4.8	แสดงผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่จากวงจรอิกวอไลเซอร์ทั้งด้านยกระดับและลดระดับขนาดของสัญญาณ	55
รูปที่ 4.9	แสดงในควิสท์โคอะแกรม	55
รูปที่ 4.10	แสดงผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของวงจรอิกวอไลเซอร์	56
รูปที่ 4.11	แสดงในควิสท์โคอะแกรมที่ $\alpha=2$	57
รูปที่ 4.12	แสดงวงจรอิกวอไลเซอร์แบบแอกทีฟคิสทรีบิวท์อาซีจำนวน 2 ชุด	57
รูปที่ 4.13	แสดงผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของวงจรอิกวอไลเซอร์ที่ 3 dB	59
รูปที่ 4.14	แสดงผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของวงจรอิกวอไลเซอร์ที่ 2 dB	59
รูปที่ 4.15	แสดงผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของวงจรอิกวอไลเซอร์ที่ 1 dB	60
รูปที่ 4.16	แสดง Sensitivity ของอิมพีแดนซ์ R_1, C_1, R_2, C_2	62
รูปที่ 4.17	แสดง Sensitivity ของอิมพีแดนซ์ K	62
รูปที่ 4.18	แสดงผลตอบสนองกรู๊ปดีเลย์โดย Matlab	63
รูปที่ 4.19	แสดงผลตอบสนองกรู๊ปดีเลย์โดย Pspice	63
รูปที่ 5.1	แสดงวงจรที่ได้ทำการออกแบบ	64
รูปที่ 5.2	แสดงสัญญาณมอดูเลตไชน์กำลังสองพัลซ์	65
รูปที่ 5.3	แสดงสัญญาณมอดูเลตไชน์กำลังสองพัลซ์แบบ 20T	66
รูปที่ 5.4	แสดงสัญญาณทางด้านเอาต์พุต	66
รูปที่ 5.5	แสดงสัญญาณทางเอาต์พุตด้าน Y_{\min}	67
รูปที่ 5.6	แสดงสัญญาณทางเอาต์พุตด้าน Y_{\max}	67
รูปที่ 5.7	แสดงผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ที่วัดได้จากวงจรทดลอง	68

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

ในระบบการส่งสัญญาณโทรทัศน์นั้น สัญญาณภาพรวมซึ่งประกอบด้วยสัญญาณส่องสว่าง (Luminance Signal) กับสัญญาณสี (Chrominance Signal) จากนั้นจะถูกส่งผ่านวงจรต่าง ๆ รวมทั้งสายส่งก่อนที่จะถูกส่งออกอากาศไปยังเครื่องรับ ทำให้สัญญาณโทรทัศน์มีอัตราขยายทางขนาดของสัญญาณลูมิแนนซ์ไม่เท่ากับสัญญาณโครมิแนนซ์ ขณะเดียวกันก็จะทำให้สัญญาณลูมิแนนซ์ถูกหน่วงเวลาต่างกับสัญญาณโครมิแนนซ์ ซึ่งจะทำให้เกิดความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณสี สัญญาณที่รับได้ทางภาครับจึงผิดเพี้ยนไปจากเดิม ในระบบการรับส่งสัญญาณโดยทั่วไปมักจะให้ลักษณะทางขนาดต่อความถี่ของระบบราบเรียบมากที่สุด (Maximally flat amplitude characteristic) บางกรณีอาจต้องการยกระดับหรือลดระดับ (Equalize) ของสัญญาณบางช่วงความถี่ เช่น การยกหรือลดระดับความถี่สูงของ Tone Control ในระบบเสียง (Audio) หรือการแก้ไขความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณโครมิแนนซ์ในระบบการส่งสัญญาณภาพ (Video) ดังนั้นจึงมีความจำเป็นที่จะต้องแก้ไขความผิดเพี้ยนดังกล่าวซึ่งมีความสำคัญมากในระบบการส่งสัญญาณโทรทัศน์

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ ได้เสนอวิธีการในการออกแบบวงจรแก้ไขความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณโทรทัศน์ ที่สามารถยกระดับหรือลดระดับขนาดของสัญญาณโครมิแนนซ์ต่อสัญญาณลูมิแนนซ์ที่มีความผิดเพี้ยน โดยใช้ดับเบิลยูนิฟอรมดิสทริบิวท์อาซีไลน์ (Double Uniform Distributed RC Line) ซึ่งวงจรดังกล่าวสามารถยกหรือลดระดับผลตอบสนองต่อขนาดที่ย่านความถี่สูงได้ เพื่อแก้ไขความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณคลื่นพาร์ตี (Color Subcarrier) ที่ความถี่ 4.43 MHz โดยไม่มีผลต่อความผิดเพี้ยนทางกรูปีเดี่ย นอกจากนี้ในการออกแบบวงจรดังกล่าวได้นำเอาสัญญาณทดสอบพัลซั่มอูลตราซาวด์มาช่วยในการออกแบบ เพื่อทดลองแก้ไขความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณสีในระบบการส่งสัญญาณโทรทัศน์

1.1 วัตถุประสงค์ของปริญญานิพนธ์

1. เพื่อศึกษาวิธีการทางคณิตศาสตร์ซึ่งนำมาประยุกต์ใช้ในการออกแบบของดับเบิลยูนิฟอรมดิสทริบิวท์อาซี (Double Uniform Distributed RC)

2. เพื่อศึกษาแนวทางการออกแบบวงจรอิกควไลเซอร์แบบปรับขนาดสัญญาณโครมิแนนซ์ โดยใช้ดับเบิลยูนิฟอรมดิสทริบิวท์อาซี ซึ่งได้พัฒนาขึ้นมาจากยูนิฟอรมดิสทริบิวท์อาซี

3. เพื่อศึกษาแนวทางการแก้ปัญหาความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณลูมิแนนซ์ต่อสัญญาณโครมิแนนซ์

4. เพื่อศึกษาการวัดความผิดเพี้ยนของอัตราขยายและดีเลย์ของระบบการส่งสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. เพื่อศึกษาการวัดความผิดเพี้ยนของอัตราขยายและคิเลย์ของระบบการส่งสัญญาณ โทรทัศน์โดยใช้มอดูเลท ไซน์กำลังสองพัลซ์แบบ 20T

5. เพื่อศึกษาการจำลองการทำงาน (Simulate) ของวงจรด้วยซอฟต์แวร์โดยใช้โปรแกรม Matlab และ Pspice

6. เพื่อออกแบบวงจรอ็ควอไลเซอร์แบบปรับขนาดสัญญาณ โครมิแนนซ์โดยใช้ DURC เพื่อแก้ไขความผิดเพี้ยนของสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อสัญญาณลูมิแนนซ์ในระบบการส่งสัญญาณ โทรทัศน์ได้

1.2 เนื้อหาของปริิญาานิพนธ์

สำหรับปริิญาานิพนธ์ฉบับนี้ ได้เสนอวิธีการในการออกแบบวงจรอ็ควอไลเซอร์แบบปรับขนาดของสัญญาณ โดยใช้ ดับเบิ้ลยูนิฟอร์มคิสทริบิวท์อาซีมาประยุกต์ใช้เป็นส่วนประกอบของวงจรเพื่อแก้ไขความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณดี โดยที่วงจรอ็ควอไลเซอร์ดังกล่าวสามารถปรับค่าการยกระดับหรือลดระดับขนาดของสัญญาณคลื่นพาร์สิที่ความถี่ 4.43 MHz ได้ และในการออกแบบวงจรอ็ควอไลเซอร์นี้ได้นำเอาสัญญาณทดสอบชนิดใช้มอดูเลท ไซน์กำลังสองพัลซ์แบบ 20T มาช่วยในการออกแบบเพื่อแก้ไขความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณดีในระบบการส่งสัญญาณโทรทัศน์โดยไม่มีผลต่อความผิดเพี้ยนทางกรุปดีเลย์

บทที่ 2 กล่าวถึงโครงสร้างของคิสทริบิวท์อาซีและ DURC การวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ของคิสทริบิวท์อาซีซึ่งใช้หลักการเดียวกันกับสายส่ง รวมทั้งเปรียบเทียบโครงสร้างและพารามิเตอร์ระหว่างโครงสร้างแบบถัมด์และแบบคิสทริบิวท์

บทที่ 3 กล่าวถึงทฤษฎี ไซน์กำลังสองพัลซ์แบบ ที่ใช้ในการตรวจสอบข้อบกพร่องของระบบการส่งสัญญาณ โทรทัศน์ การวัดความผิดเพี้ยนของอัตราขยายและคิเลย์โดยใช้มอดูเลท ไซน์กำลังสองพัลซ์แบบ 20T รวมถึงผลตอบสนองต่อวงจรที่ออกแบบ

บทที่ 4 กล่าวถึงการออกแบบวงจรแอมพลิฟิเคชันโครมิแนนซ์อ็ควอไลเซอร์ด้วย DURC และสาเหตุที่ต้องปรับเปลี่ยนวงจรใหม่โดยใช้ URC แทน ซึ่งทำเป็นวงจรที่สามารถยกระดับหรือลดระดับขนาดของสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อสัญญาณลูมิแนนซ์ที่มีความผิดเพี้ยนที่ความถี่ 4.43 MHz โดยจะแสดงให้เห็นถึงผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ (Frequency Response) ผลตอบสนองทางกรุปดีเลย์ (Group Delay) และเสถียรภาพ (Stability) พร้อมทั้งเปรียบเทียบค่าความไวของอุปกรณ์แต่ละตัว โดยใช้โปรแกรม Matlab และ Pspice

บทที่ 5 แสดงผลการทดสอบวงจรอ็ควอไลเซอร์แบบปรับขนาด โดยใช้สัญญาณมอดูเลท ไซน์ 20 T เป็นสัญญาณทดสอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6 เป็นบทสรุปและวิจารณ์ผลการทดลองเพื่อที่จะเป็นแนวทางในการพัฒนาต่อไป ภาคผนวก เป็นรายละเอียดของแผ่นวงจรพิมพ์ของวงจรที่ทำการออกแบบ และรายละเอียด ข้อมูลของ ไอซี (AD 843) รวมทั้งรายละเอียดของโปรแกรม Matlab

1.3 ประโยชน์ที่ได้รับจากปริญญาโท

1. สามารถนำความรู้จากทฤษฎีนิพจน์พีชคณิตตรีโกณมิติมาพัฒนา เพื่อใช้ในการออกแบบ วงจรอควาไลเซอร์แบบปรับขนาดสัญญาณ โครมมิตันซ์ต่อสัญญาณลูมิแนนซ์ได้
2. สามารถออกแบบวงจรอควาไลเซอร์ที่ช่วยขกหรือลดระดับผลตอบสนองทางขนาดของ สัญญาณในย่านความถี่สูงได้ โดยใช้คัมเบิ้ลนิพจน์พีชคณิตตรีโกณมิติ
3. สามารถนำไปใช้ในการแก้ไขความผิดเพี้ยนของอัตราขยายและคิเลย์ของระบบการส่ง สัญญาณโทรทัศน์ เพื่อให้ได้คุณลักษณะทางขนาดหรือรู้ฟิเดลิตีที่คงที่
4. สามารถใช้โปรแกรม Matlab และ Pspice เพื่อใช้ในการจำลองการทำงานของวงจรได้
5. สามารถนำไปเป็นแนวทางในการพัฒนาหรือประยุกต์ใช้งานในการแก้ไขความผิดเพี้ยน ของสัญญาณรูปอื่นได้

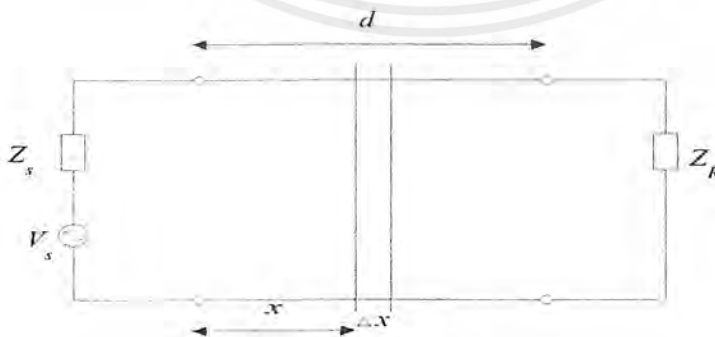
บทที่ 2 คิสรทริบิวทอาร์ซี

ในการออกแบบวงจรโดยใช้ลัทธิคิสิเมนต์(Lumped Element)แบบพาสซีฟ(Passive) หรือแบบแอคทีฟ(Active) ยังมีข้อด้อยบางประการ เราจึงมีการนำเอาวงจรที่มีส่วนประกอบเป็นคิสรทริบิวทอาร์ซี(Distributed RC) มาทำการออกแบบโดยสามารถใช้เทคโนโลยีฟิล์มบาง(Thin-Film)หรือฟิล์มหนา(Thick-Film) ในการผลิตไอซี(Integrated Circuit) โครงข่ายแบบคิสรทริบิวทอาร์ซียังมีคุณลักษณะทั่วไปที่ดีกว่าและมีขนาดเล็กกว่าโครงข่ายแบบลัทธิอาร์ซี โครงข่ายแบบคิสรทริบิวทอาร์ซี อาจจะเป็นโครงสร้างฟิล์มบางแบบหลายชั้น(Multi-Layer) ที่มีชั้นของตัวนำ(Conductor) ชั้นของความต้านทาน(Resistive) และชั้นของฉนวน(Dielectric) ประกอบติดเข้าด้วยกัน สำหรับการวิเคราะห์พารามิเตอร์ของคิสรทริบิวทอาร์ซี ใช้หลักการเดียวกันกับการวิเคราะห์สายส่ง(Transmission Line) พร้อมทั้งเปรียบเทียบ โครงสร้างและพารามิเตอร์ระหว่างโครงข่ายแบบลัทธิอาร์ซี และแบบคิสรทริบิวทอาร์ซี

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 มีขนาดย่อยๆเป็น x ดังรูปที่

2.1

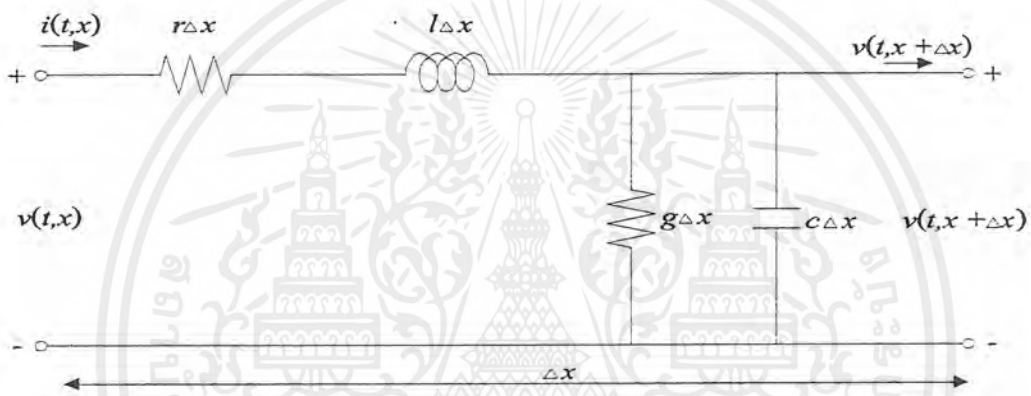


รูปที่ 2.1 สายส่งสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อขยาย Δx ออกไปจะได้วงจรเสมือน ตามรูปที่ 2.2 ซึ่ง $v(t,x), I(t,x)$ จะเป็นศักดาไฟฟ้า และกระแสไฟฟ้าที่จุด x ตามลำดับ โดยมีค่า Distributed Parameter ต่างๆ 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 Δx ในสายส่ง

รูปที่ 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 Δx เข้าใกล้ศูนย์ จะได้สมการเชิงอนุพันธ์ย่อยคือ

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

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

เมื่อหาอนุพันธ์สมการ (2.5a,b) เทียบกับ x จะได้ว่า

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

$$L\left[\frac{\partial i(t, x)}{\partial x}\right] = \int_0^{\infty} \frac{\partial i(t, x)}{\partial x} e^{-st} dt = \frac{\partial}{\partial x} \int_0^{\infty} i(t, x) e^{-st} dt = \frac{\partial I(s, x)}{\partial x}$$

โดยการแปลงสภาพลาปลาซในสมการ (2.3) และ (2.4) จะได้ว่า

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

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

เนื่องจากตัวแปรในสมการ (2.7) และ (2.8) มีเพียงตัวแปรเดียวคือ x จึงเขียน dx แทน ∂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 เป็นค่าคงที่ จะได้

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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 Γ 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

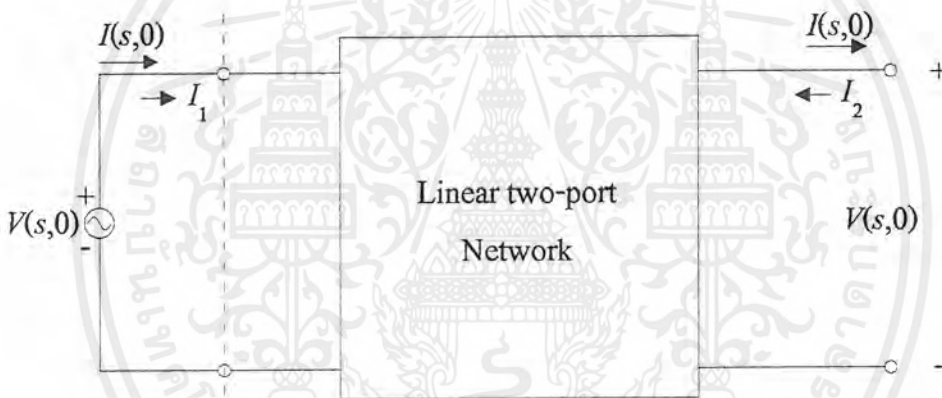
$$A_2 = -\sqrt{\frac{ls + r}{cs + g}}V(s, 0) = -Z_0 I(s, 0) \quad (2.20)$$

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

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

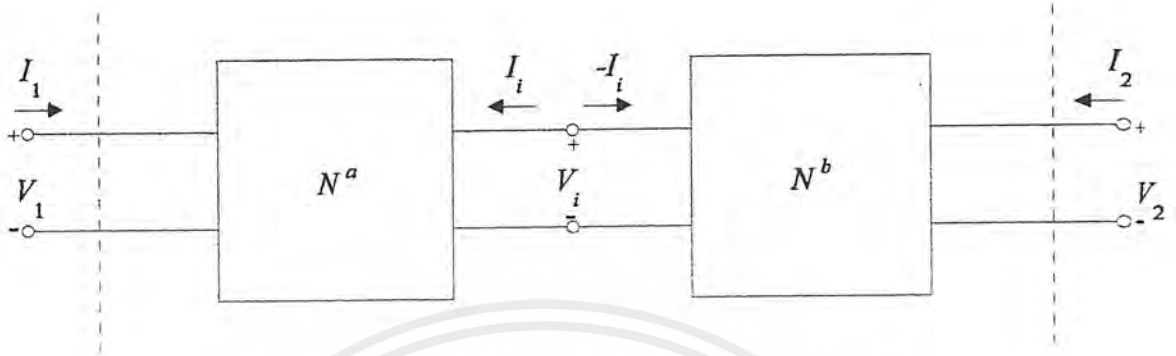


รูปที่ 2.3 แสดงอินพุตและเอาต์พุตพอร์ตของสายส่ง

สำหรับโครงข่ายในรูปที่ 2.3 สามารถเขียนเป็นพารามิเตอร์ ABCD ในรูปของเมตริกซ์ได้ดังในสมการ (2.23) โดยที่ $V(s,0)$, $I(s,0)$ เป็นแรงดันและกระแสของพอร์ตที่ 1 ตามลำดับเขียนเป็น 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 อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 แสดงการต่อเรียงกันของโครงข่ายในรูปที่ 2.3

ถ้านำโครงข่ายในรูปที่ 2.3 สองชุดมาต่อเรียงกันดังรูปที่ 2.4 ผลรวมทั้งหมด จะได้เป็นสมการ 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) และแปลงค่าพารามิเตอร์ของเมตริกซ์ซึ่งเป็น Inverse Transmission Matrix จะได้สมการของสายส่งแบบสม่ำเสมอ คือ

$$\begin{bmatrix} V(s,d) \\ -I(s,d) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh \Gamma d & Z_0 \sinh \Gamma d \\ \frac{\sinh \Gamma d}{Z_0} & \cosh \Gamma d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V(s,0) \\ -I(s,0) \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

ในทำนองเดียวกัน โดยการแปลงค่าพารามิเตอร์ของเมตริกซ์ไปเป็นพารามิเตอร์ของอิมพีแดนซ์วงจรเปิด (Open-Circuit Impedance) หรือ Z-Parameter และพารามิเตอร์ของแอดมิตแตนซ์วงจรลัด (Short-Circuit Admittance) หรือ Y-Parameter จะได้

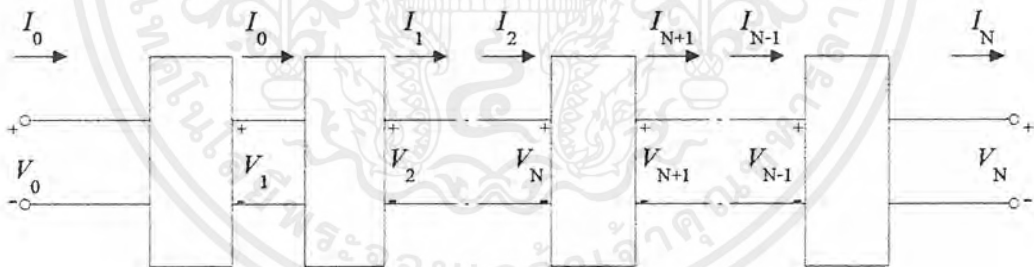
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

2.2 โครงสร้างของลัมด์พารามิเตอร์

การประมาณโครงสร้างแบบลัมด์ (Lumped) เมื่อนำมาเปรียบเทียบกับโครงสร้างแบบคิสรวิวิท (Distributed) จะต้องใช้โครงข่ายแบบ 2 พอร์ตที่เหมือนกันจำนวนหลายชุด ประกอบเข้าด้วยกันดังรูปที่ 2.4 โดยที่แต่ละชุดต้องมีขนาดเล็กและมีจำนวนมากเมื่อเทียบกับหนึ่งหน่วยความยาว จำนวนชุดของกลุ่มก้อนที่เพียงพอที่จะแสดงคุณสมบัติของ โครงข่ายคิสรวิวิท ขึ้นอยู่กับความถี่ตรงที่เราต้องการ และช่วงความถี่ที่ใช้ในเทอมเวลาคงที่ (Time constant) ของสาย ถ้าเป็นไปได้เราจะต้องใช้จำนวนชุดของกลุ่มก้อนให้มีจำนวนเข้าใกล้ค่าอนันต์ (Infinity) จึงจะได้โครงสร้างแบบคิสรวิวิท



รูปที่ 2.5 รูปแบบของโครงข่าย 2 พอร์ต

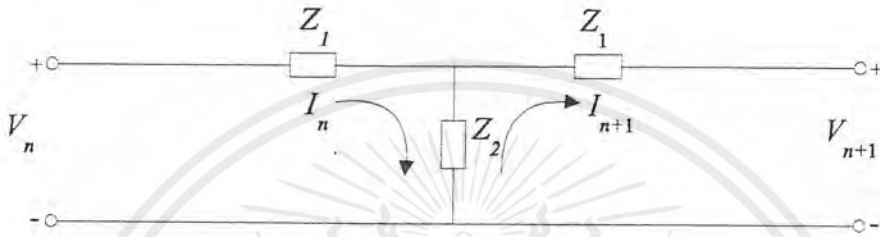
สำหรับสายส่งแบบสม่ำเสมอที่มีความยาวจำกัด สามารถประมาณโดยใช้โครงสร้างของลัมด์แบบ 2 พอร์ตจำนวนหลายๆ ชุดดังในรูปที่ 2.5 ในส่วนหนึ่งของสายโดยให้มีโครงสร้างแบบ T ซึ่งสามารถเขียนได้ดังในรูปที่ 2.6 สมมติสภาวะเริ่มต้นให้เท่ากับศูนย์ จากวงจรโดยการหาสมการเมชเคอร์เรนทร์จะได้

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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) สามารถเขียนในรูปแบบเมทริกซ์ได้คือ

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

เมื่อ

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

จากสมการ (2.31) สามารถเขียนได้ใหม่คือ

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

เมื่อกำหนดให้ $[M]^n$ หาได้จาก Eigenvalues ของ $[M]$ ค่า Eigenvalues เป็นรากของสมการคุณลักษณะนั่นคือ

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

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

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

จะได้

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

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

จากสมการ (2.39), (2.40) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

สมการ (2.41) สามารถเขียนได้เป็น

$$-\sinh(n-1)\zeta = -\sinh \zeta \cosh \zeta + \cosh n\zeta \sinh \zeta \quad (2.43)$$

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นสมการ (2.34) จะได้

$$\begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh \zeta & -Z_2 \sinh \zeta \sinh n\zeta \\ -\frac{\sinh n\zeta}{Z_2 \sinh \zeta} & \cosh \zeta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_0 \\ I_0 \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

แรงดันและกระแสในจุดที่ n สำหรับกรณีจุดต่อถูกเปิดวงจรและลัดวงจร สามารถหาได้ดังนี้
สำหรับกรณีเอาท์พุทลัดวงจร ได้ $V_N = 0$ จากสมการ (2.46) โดยแทน n ด้วย N จะได้

$$I_0 = \frac{\cosh N\zeta}{Z_2 \sinh \zeta \sinh NS} V_0 \quad (2.47)$$

จากสมการ (2.36) และ (2.47) ค่ากระแสและแรงดันในจุดที่ n จะได้

$$I_n = \frac{\cosh(N-n)\zeta}{Z_2 \sinh \zeta \sinh N\zeta} V_0 \quad (2.48)$$

$$V_n = \frac{\cosh(N-n)\zeta}{\sinh N\zeta} V_0 \quad (2.49)$$

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

$$I_n = \frac{\cosh N\zeta}{Z_2 \sinh \zeta \cosh N\zeta} V_0 \quad (2.50)$$

จากสมการ (2.46) และ (2.50) ค่ากระแสและแรงดันจุดที่ n จะได้

$$I_n = \frac{\cosh(N-n)\zeta}{Z_2 \sinh \zeta \cosh N\zeta} V_0 \quad (2.51)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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) ถ้าแปลงเมตริกซ์เป็นพารามิเตอร์ของแอดมิตแตนซ์วงจรถัด ซึ่งจะได้ว่า

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

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

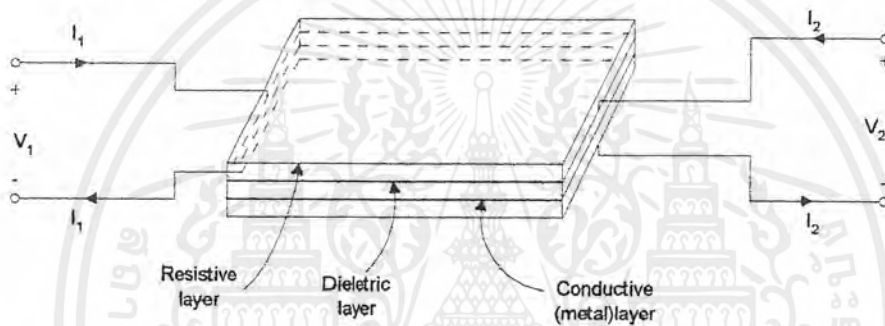
2.3 โครงสร้างและพารามิเตอร์ของคิสทริบิวท์อาชี

โครงข่ายแบบคิสทริบิวท์อาชี สามารถทำให้อยู่ภายในไอซี (Passive Integrated Circuit) โดยมี 2 พอร์ต และมีโครงสร้างดังในรูปที่ 2.7 ซึ่งประกอบกันขึ้นจากส่วนต่างๆ ดังนี้ คือส่วนบนสุดจะเป็นชั้นของความต้านทาน (Resistive Layer) รองลงมาเป็นชั้นของฉนวน (Dielectric Layer) และชั้นของตัวนำ (Conductive Layer) ความหนาของแต่ละชั้นประมาณ 10^{-2} นิ้ว จึงทำให้วงจรมีขนาดเล็กมาก (Microcircuits) โดยมีโครงสร้าง 2 อย่างคือ โครงสร้าง Thin-Film และโครงสร้าง Monolithic โครงสร้างฟิล์มบาง (Thin-Film) ประกอบด้วยชั้นของวัสดุหลายอย่าง ซึ่งวางอยู่บนตัวกลางที่เหมาะสม (Substrate) ตัวอย่างเช่น แผ่นบางๆ ของสาร Dielectric อาจจะถูก Titanate ด้วยแผ่นบาง Nichrome Resistive Film ซึ่งวางอยู่ไว้ด้านบนและแผ่น Conductive Copper-Film ที่วางไว้ด้านล่าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า

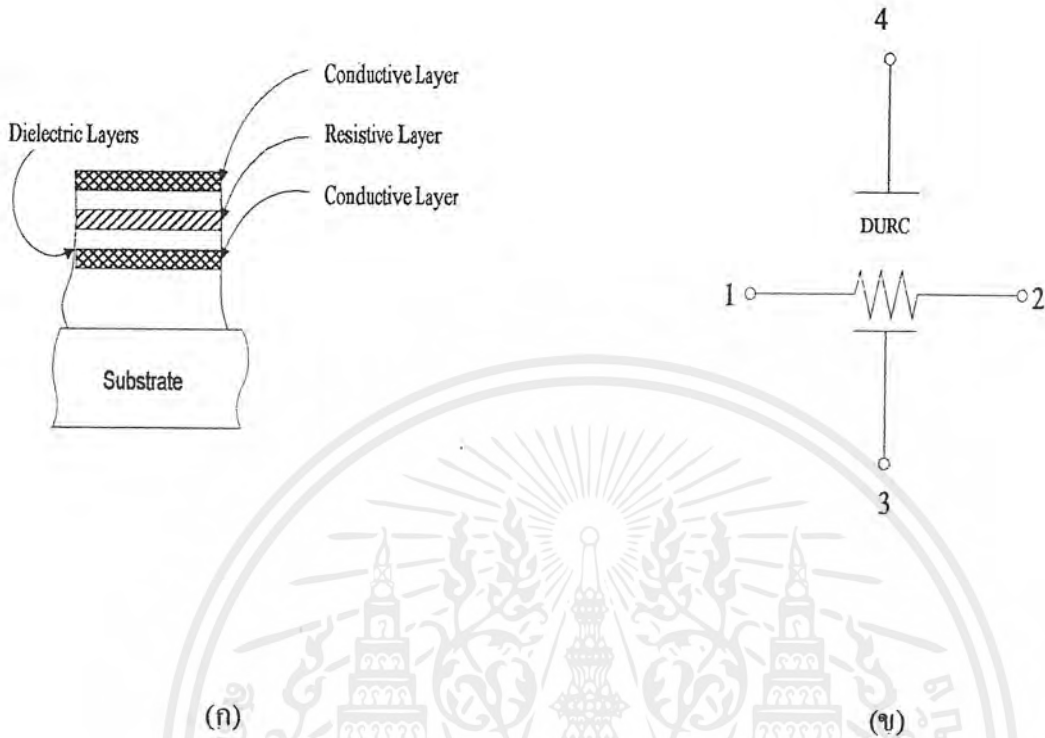
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ่าง หุ้มห่อด้วยสาร Dielectric และอยู่บน Passive Substrate ด้วยวิธี Vaporization หรือ Electrochemical Technique โครงสร้าง Monolithic ประกอบด้วยชั้นของสารกึ่งตัวนำ ถูกทำเป็นรูปสี่เหลี่ยมเล็กๆ เช่น Distributed Resistance ได้มาจาก Lightly Doped สารกึ่งตัวนำ และ Distribute Capacitance ได้มาจากการป้อนไบแอส กลับข้างของรอยต่อภายใน P-N วงจรขนาดจิ๋วจะถูกนำมาใช้สำหรับ Distribute RC Active Network



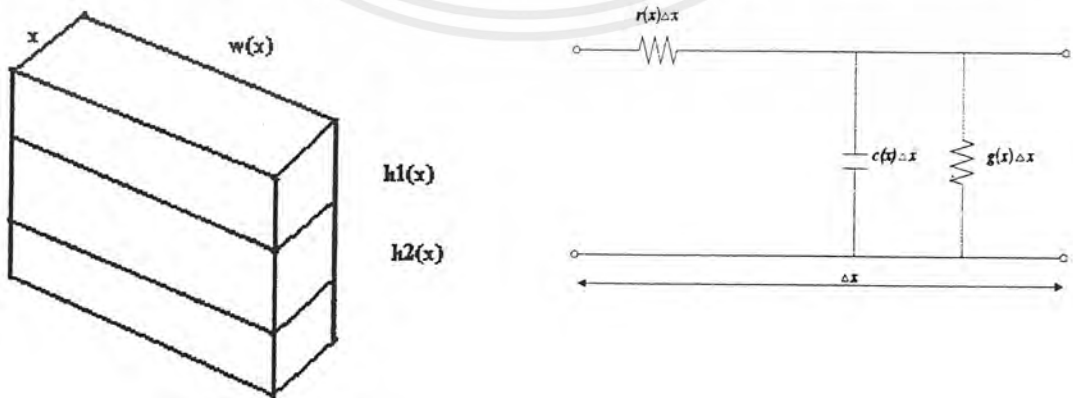
รูป 2.7 แสดงโครงสร้างของ 2 พอร์ทแบบ Distributed RC

การทำงานทางไฟฟ้าจากโครงสร้างขึ้นอยู่กับลักษณะของวัสดุ และรูปทรงทางเรขาคณิต วิธีการที่จะใช้ในการผลิตขึ้นอยู่กับข้อกำหนดขนาดของโครงสร้าง และคุณลักษณะการทำงาน ตัวอย่างโครงสร้างของวงจร Uniform Distributed RC ซึ่งอยู่ภายในไอซี แสดงดังรูปที่ 2.8 (ก) และมีสัญลักษณ์ของวงจรดังรูปที่ 2.8 (ข)



รูปที่ 2.8 แสดง โครงสร้างและสัญลักษณ์ของ Double Uniform Distributed RC

สำหรับโครงข่ายแบบดิสทริบิวท์อาร์ซีตามในรูปที่ 2.7 มี 2 พอร์ตภายใต้เงื่อนไขของ One Dimension Current Flow โครงข่ายสามารถถูกแบ่งเป็นส่วนย่อย ๆ จำนวนเพิ่มที่ละส่วนของความยาวเป็น Δx ดังแสดงในรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 แสดง โครงสร้างและวงจรโครงข่ายของส่วนย่อย Δx ของ Distributed RC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

เมื่อ ρ และ h_1 คือความต้านทานจำเพาะและความหนาแน่นแผ่นความต้านทานที่ x และ W คือความกว้างของอิลิเมนต์ที่ x

ส่วน Shunt Admittance ของอิลิเมนต์สามารถหาได้ในลักษณะเดียวกัน มันประกอบด้วยค่าประจุและค่าความนำของแผ่น Dielectric ของอิลิเมนต์นั้นคือ

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

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

เมื่อ ϵ และ σ คือ Permittivity และ Conductivity ของแผ่น Dielectric และ h_2 คือ ความหนาแน่นของแผ่น Dielectric ที่ x

ถ้าให้ลิมิตของ Δx ใกล้ศูนย์ ค่าความต้านทาน ค่าความจุและความนำต่อหน่วยยาวจะได้

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

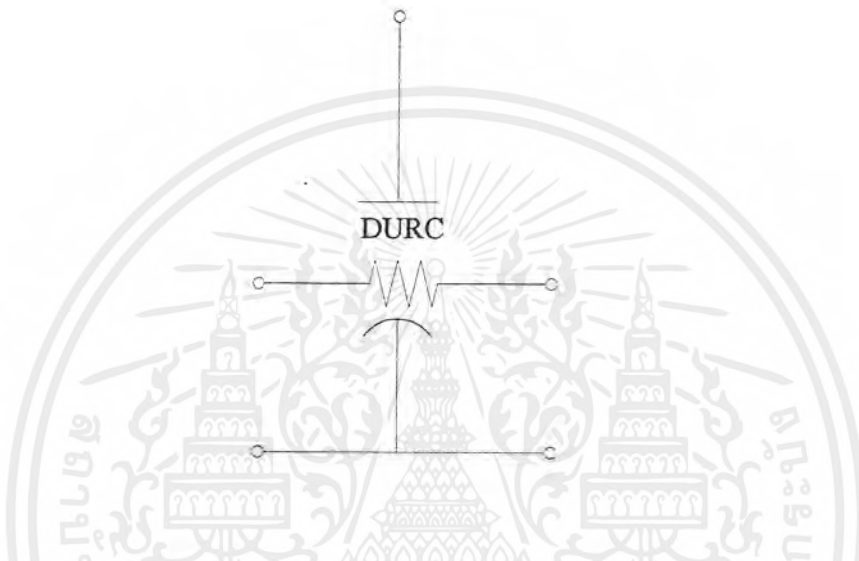
$$c(x) = \frac{\epsilon w}{h_2} \tag{2.59}$$

$$g(x) = \frac{\sigma w}{h_2} \tag{2.58}$$

ค่าของ $r(x)$, $c(x)$ และ $g(x)$ จะเป็นจำนวนจริง (Real) มีเครื่องหมายเป็นบวกและมีค่าจำกัด (finite) ข้อกำหนดนี้ มีความสำคัญในการพิจารณาถึงธรรมชาติของผลลัพธ์ สำหรับสมการเชิงอนุพันธ์ ซึ่งแสดงคุณสมบัติที่ได้จากโครงข่าย โครงข่ายแบบ 2 พอร์ต ของ Distributed RC โดยมีลักษณะเหมือนกันรูปที่ 2.9 (ข) ถ้าพิจารณาพารามิเตอร์ r , c และ g จะได้ว่าในขณะที่ความสูญเสียของการรั่วไหล (leakage) ของความนำ $g(x)$ ใน Dielectric มีค่าน้อยเป็นที่ยอมรับได้เมื่อค่า Conductance มีค่าน้อยกว่า Capacitance มากๆ จะสามารถตัดค่า g ทั้งได้คือให้ g มีค่าเป็นศูนย์ จึงจะได้โครงข่ายแบบคิรคอฟฟ์ที่ง่าย ถ้า r และ c ไม่แปรเปลี่ยนตาม ความยาวของ x จะเป็นแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้รู้เห็นหนังสือไปจะขอคืนค่าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Uniform Distributed RC ในกรณีเดียวกันถ้า r และ c แปรเปลี่ยนตามความยาวของ x จะเป็นแบบ Nonuniform Distributed RC โดยสัญลักษณ์ของโครงข่ายแบบ Nonuniform Distributed RC แสดงในรูปที่ 2.10 ในขณะที่เส้นโค้งบอกถึงเป็นแบบ Nonuniform ถ้าเส้นใต้ R เป็นเส้นตรงจะเป็นโครงข่ายแบบ Uniform Distributed RC ดังแสดงในรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 แสดงสัญลักษณ์ของ Distributed RC

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

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

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

ถ้าหาอนุพันธ์สมการ (2.61), (2.62) เทียบกับ x จะได้

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

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

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

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

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

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

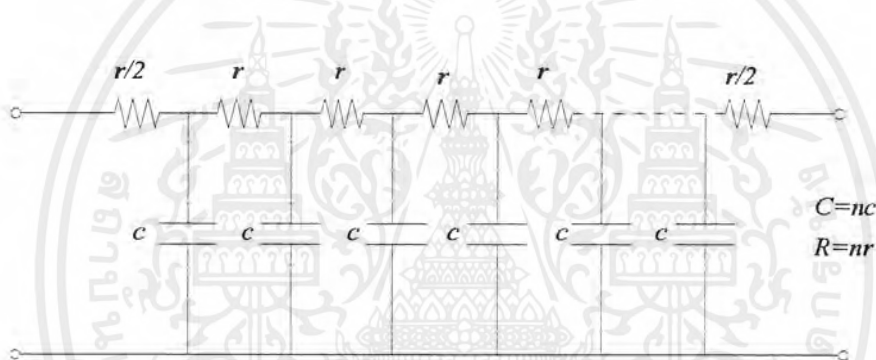
สำหรับโครงข่ายแบบ Uniform Distributed RC ซึ่งค่า R และ C ไม่แปรเปลี่ยนตามค่าของ x ความสัมพันธ์ของการเปลี่ยนแปลงแรงดันและกระแสจะเหมือนกันกับสมการ (2.25) ของ Uniform Line โดยให้ Inductive (l) และ Conductive (g) มีค่าเท่ากับศูนย์ สำหรับสายที่มีความยาว d จะได้ผลรวมของความต้านทานทั้งหมด r เท่ากับ d และผลรวมของค่าความจุทั้งหมด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

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

และเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

จากที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้นว่ายูนิฟอร์มดิสทริบิวท์อาซีมีโครงสร้างที่ประกอบไปด้วย ชั้นของความต้านทาน ชั้นของฉนวน และชั้นของตัวนำ ตามที่เคยแสดงไว้ดังรูปที่ 2.9 ในทำนองเดียวกันจากรูปที่ 2.9(ข) ถ้าเราไม่คิดค่าของความนำ ซึ่งโดยปกติมีค่าน้อยมาก เราจะได้โครงข่ายแบบดิสทริบิวท์อาซี ดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 โครงสร้างของดิสทริบิวท์อาซีเมื่อค่าความนำ σ มีค่าน้อยมาก

โดยรูปที่ 2.11 ค่าความต้านทานย่อย และค่าความจุย่อย (r, c) จะต้องมีจำนวนเข้าใกล้ อนันต์ จึงจะได้โครงข่ายแบบดิสทริบิวท์อาซีที่สมบูรณ์ 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 $X = \frac{P}{R \sinh P}$, $Y = \frac{P \cosh P}{R \sinh P}$ และ $P = \sqrt{sRC}$

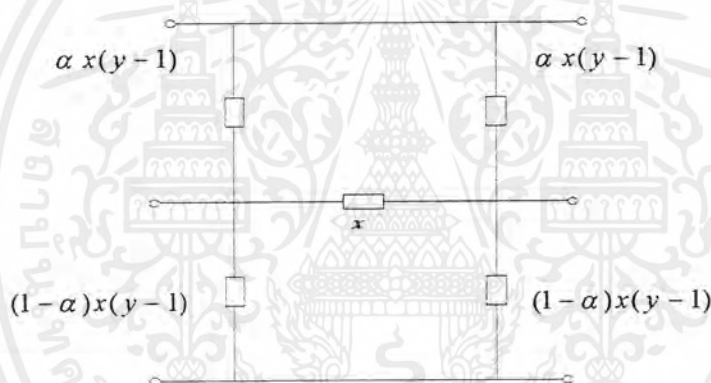
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่

R และ C เป็นค่าความต้านทานรวมและค่าความจุรวมของคิสมทรีบิวท์อาซี
 s เป็นค่าถี่เชิงซ้อน (Complex Frequency)

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

ถ้าเราใช้วงจรเสมือน π สำหรับ 2 พอร์ตแบบเชิงเส้นต่อลงกราวด์ [4] ซึ่งโดยปกติแล้วจะ
 เขียนอยู่ในรูปพารามิเตอร์ความนำ (Admittance Parameter) นำมาใช้ในการหาวงจรเสมือนของตัว
 คิสมทรีบิวท์อาซี (ในที่นี้ขอเรียกสั้นๆ ว่า DURC) ดังแสดงดังรูปที่ 2.12



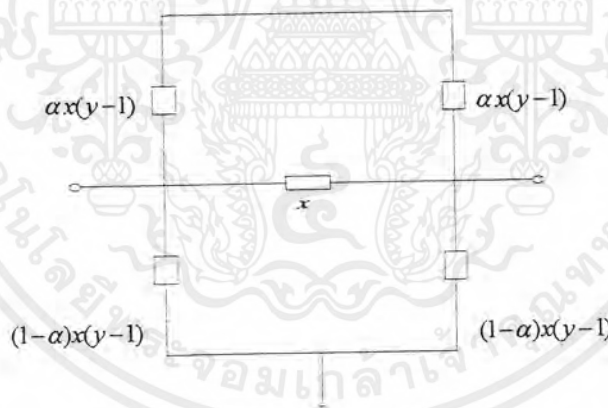
รูปที่ 2.12 วงจรเสมือน DURC แบบ 2 พอร์ต

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

$$[Y_{ij}] = \begin{bmatrix} Y & -1 & -\alpha(Y-1) & -(1-\alpha)(Y-1) \\ -1 & Y & -\alpha(Y-1) & -(1-\alpha)(Y-1) \\ -\alpha(Y-1) & -\alpha(Y-1) & \frac{\alpha(1-\alpha)P^2}{XR} + 2\alpha^2(Y-1) & \frac{-\alpha(1-\alpha)P^2}{XR} + 2\alpha(1-\alpha)(Y-1) \\ -\alpha(Y-1) & -(1-\alpha)(Y-1) & \frac{-\alpha(1-\alpha)P^2}{XR} + 2\alpha(1-\alpha)(Y-1) & \frac{\alpha(1-\alpha)P^2}{XR} + 2(1-\alpha)^2(Y-1) \end{bmatrix}$$

..... (2.73)

สำหรับสมการที่ 2.73 สามารถนำมาเขียนเป็นวงจรเสมือนของ DURC ในกรณีที่ DURC ต่อลอย (Floating) คือ



รูปที่ 2.13 วงจรเสมือนของ URC กรณีต่อลอย

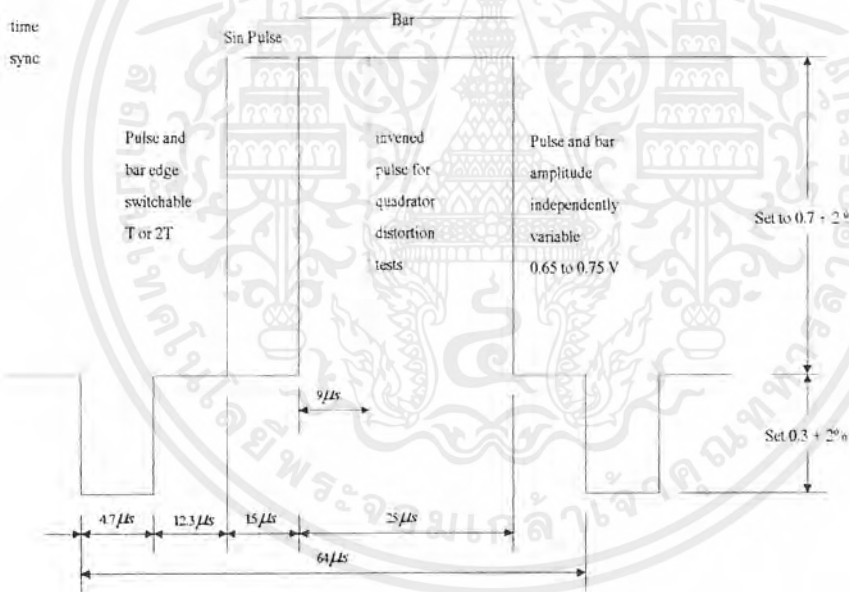
จากที่ได้กล่าวมาในหัวข้อนี้ วงจรเสมือนและพารามิเตอร์ทั้งหมดที่ได้ เราจะนำมาใช้ในการวิเคราะห์วงจรแอกทีฟดีสทริบิวท์อาชี

บทที่ 3

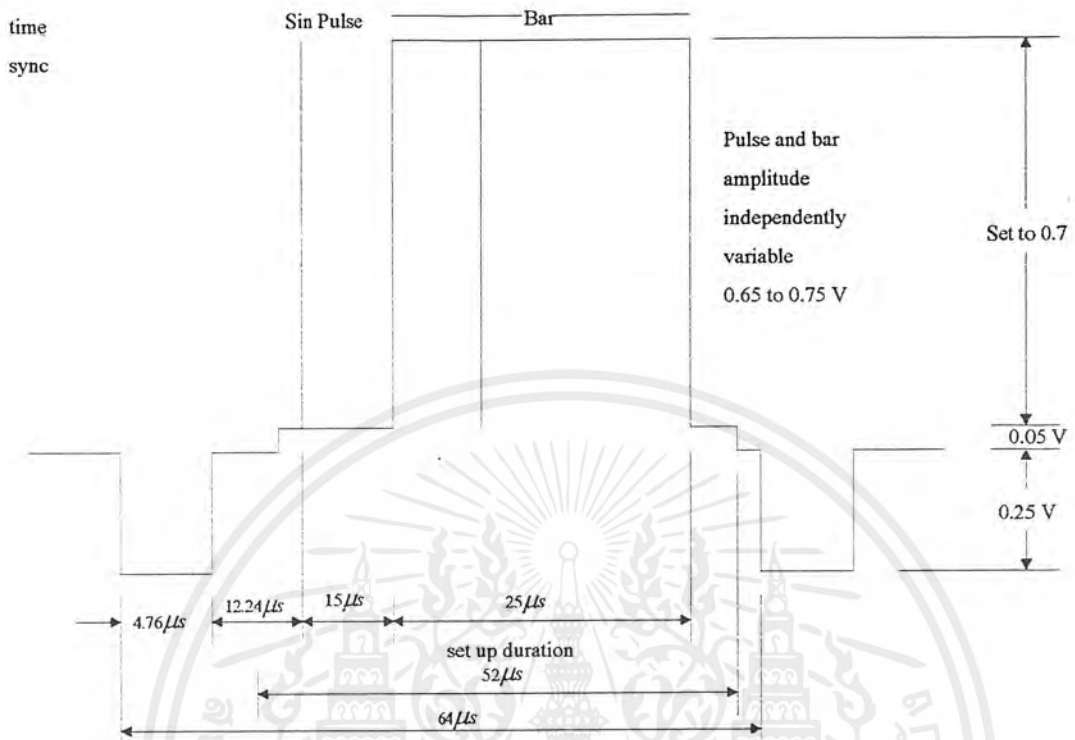
ทฤษฎีทั่วไป

3.1 ทฤษฎีไซน์กำลังสองพัลส์

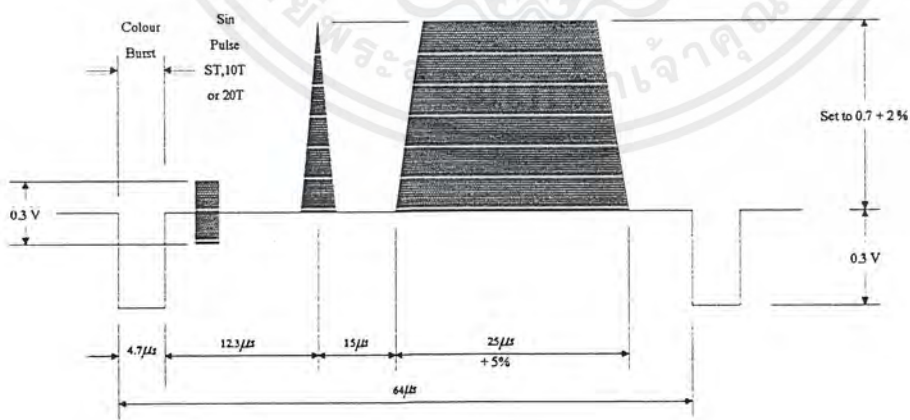
ไซน์กำลังสองพัลส์เป็นสัญญาณที่นิยมใช้ในการตรวจสอบข้อบกพร่อง ซึ่งอาจจะเกิดขึ้นในระบบโทรทัศน์ พัลส์ดังกล่าวนี้อาจเป็นแบบ T และ 2T สำหรับตรวจสอบโทรทัศน์ขาวดำและแบบมอดูเลต 20T กำลังสองใช้ในการตรวจสอบโทรทัศน์สี วิธีการตรวจสอบใดๆ ทำได้โดยการป้อนไซน์กำลังสองพัลส์ให้แก่ระบบนั้น แล้วสังเกตการตอบสนองต่างๆ ของระบบดังกล่าวคือ การตอบสนองของขนาด (Amplitude Response) การตอบสนองของเฟส (Phase Response)



รูปที่ 3.1 รูปลักษณะของสัญญาณ ไซน์กำลังสองพัลส์และบาร์ในระบบ 625 เส้น

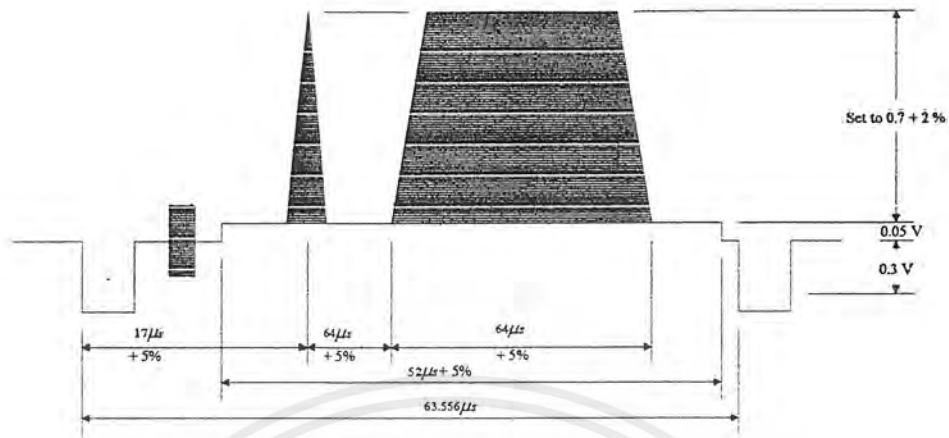


รูปที่ 3.2 รูปลักษณะสัญญาณ ไลน์กำลังสองพัลส์และบาร์ในระบบ S25 เส้น



รูปที่ 3.3 รูปลักษณะสัญญาณมอดูเลต ไลน์กำลังสองพัลส์และบาร์ในระบบ 626 เส้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 รูปลักษณะสัญญาณมอดูเลต ไลน์กำลังสองพัลส์และบาร์ในระบบ 525 เส้น

รูปลักษณะคลื่น ไลน์กำลังสอง ช่วงกว้างของพัลส์ที่ใช้ทดสอบมีการกำหนดขนาดของพัลส์ ในช่วงตรงกลาง เช่น ขนาดความกว้างของพัลส์ช่วงตรงกลาง (HAD : Half Amplitude Duration) เมื่อกำหนดให้ HAD เป็นสัญญาณ ไลน์กำลังสองของ T ช่วงความถี่ของพัลส์นี้คือ $f = 1/T$ ถ้า สัญญาณ ไลน์กำลังสองพัลส์มี HAD เท่ากับ T เราเรียกพัลส์ดังกล่าวว่า T พัลส์ ถ้าพัลส์นี้มีความกว้าง เป็นสองเท่าเราเรียกว่า 2T พัลส์ ถ้ากว้างเป็นครึ่งหนึ่งก็เรียกว่า 1/2T พัลส์ โดยที่สำหรับระบบ NTSC

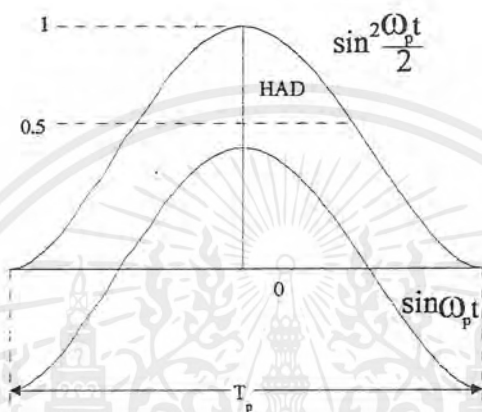
2T Pulse มี HAD = 0.25 µS
 T Pulse มี HAD = 0.125 µS

ส่วนในระบบ PAL

2T Pulse มี HAD = 0.2 µS
 T Pulse มี HAD = 0.1 µS

การใช้ ไลน์กำลังสองพัลส์จำเป็นต้องเข้าใจถึงคุณลักษณะพิเศษของความถี่ใกล้จุดคutoff และพัลส์รูปสี่เหลี่ยม (Bar) ซึ่งเป็นตัวกำหนดย่านความถี่ช่วงต่ำและตรงกลาง ในทางปฏิบัติจะใช้ 2T พัลส์, T พัลส์ และ 1/2T พัลส์ เมื่อต้องการตรวจสอบอุปกรณ์โทรทัศน์ขนาดความถี่ 4MHz เช่น เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่บนการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องบันทึกภาพ (VTR), อุปกรณ์โทรทัศน์ขนาด 8MHz และอุปกรณ์โทรทัศน์ที่มีความถี่สูงกว่าตามลำดับ ส่วนสัญญาณสี่เหลี่ยมได้ออกแบบเพื่อให้ตรวจดูได้โดยใช้มอโนเตอร์ เมื่อความถี่ช่วงตรงกลางมีการขยายไม่ถี่จะเกิดภาพมัวหรือเป็นริ้วยาวๆ ดังนั้นสัญญาณสี่เหลี่ยม (Bar) จึงมีประโยชน์มากในการกำหนดคุณลักษณะพิเศษของย่านความถี่ช่วงตรงกลาง



รูปที่ 3.5 แสดงลักษณะของไซน์กำลังสองพัลส์

สมการของไซน์กำลังสองพัลส์ดังรูปที่ 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 เป็นช่วงเวลาความกว้างของพัลส์

ส่วนสำคัญสำหรับทดสอบไซน์กำลังสองพัลส์คือ ช่วงเวลาครึ่งหนึ่งของแอมพลิจูด (T) จะมามีค่าเท่ากับ 1/2 ของช่วงเวลาของพัลส์ (T_p) ดังนั้น

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่
$$f_p = \frac{1}{2T}$$

ตัวอย่างเช่นในระบบ NTSC สำหรับ T พัลส์ จะมีค่า $0.125 \mu\text{s}$ โดยมีสเปกตรัมกว้าง 8MHz และ $2T$ พัลส์จะมีค่า $0.25\mu\text{s}$ ซึ่งจะมีสเปกตรัมกว้าง 4MHz ส่วนในระบบ PAL $2T$ พัลส์จะมีค่า $0.2 \mu\text{s}$ ซึ่งคลุมย่านความถี่สเปกตรัม 5MHz
แทนค่า ω_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) สามารถเขียนเป็นไซน์กำลังสองพัลส์ได้ดังรูปที่ 3.6

สัญญาณ ไซน์กำลังสองพัลส์มีสมการคือ

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

โดยที่ A เป็นแอมพลิจูดของพัลส์

T เป็นช่วงเวลาครึ่งแอมพลิจูดแบบ T พัลส์

ฟูเรียร์ทรานส์ฟอร์ม

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

ไซน์กำลังสองพัลส์เป็นจำนวนคู่ดังนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A_T(\omega) = 2 \int_{-\infty}^{\infty} A_T(t) \cos \omega t dt \quad (3.5)$$

แทนค่าสมการ (3.4) ลงในสมการ (3.5) จะได้

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

ซึ่งจะได้สเปกตรัมความถี่ของแบบ T พัลส์ดังนี้

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

ในทำนองเดียวกันสเปกตรัมความถี่ของพัลส์แบบ 2T คือ

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

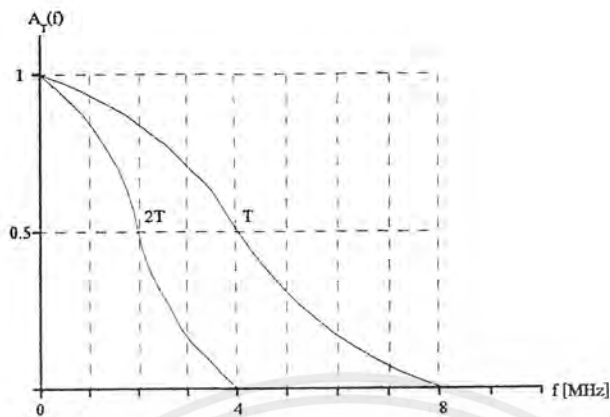
สเปกตรัมความถี่ตามอุดมคติของแบบ T พัลส์ และ 2T พัลส์ กำหนดได้ดังนี้

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

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

เอนVELOPEของสเปกตรัมความถี่ของ แบบ T พัลส์ และ 2T พัลส์ แสดงดังรูปที่ 3.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.7 สเปกตรัมความถี่ตามอุดมคติของ T พัลส์ และ 2T พัลส์

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

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

มีสเปกตรัมดังนี้

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

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

สัญญาณมอดูเลตไชน์กำลังสองพัลส์แบบ 20T มีสมการคือ

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีสเปกตรัมดังนี้

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

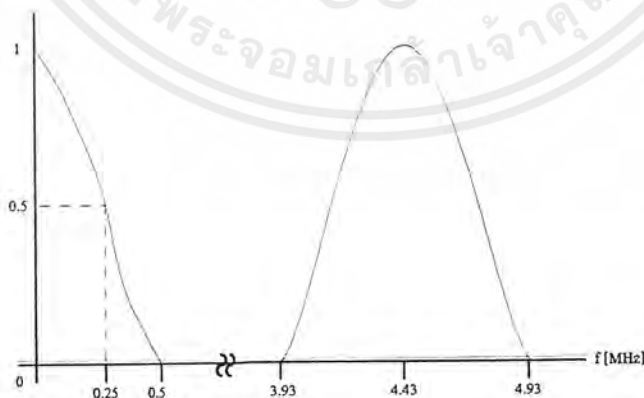
$$V_c(\omega) = \frac{A}{2} \left(\frac{20T}{1 - \left(\frac{20T(\omega - \omega_c)}{\pi} \right)^2} \frac{\sin(\omega - \omega_c)20T}{(\omega - \omega_c)20T} + \frac{20T}{1 - \left(\frac{20T(\omega + \omega_c)}{\pi} \right)^2} \frac{\sin(\omega + \omega_c)20T}{(\omega + \omega_c)20T} \right)$$

สมการของสเปกตรัมความถี่อาจเขียนใหม่ได้ดังนี้

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

ในทำนองเดียวกันสเปกตรัมความถี่ของมอดูเลตแบบ 12.5 T จะได้ดังนี้

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



รูปที่ 3.8 แสดงสเปกตรัมความถี่ของมอดูเลต 20T ไซน์กำลังสองพัลส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สเปกตรัมความถี่ของ ไซน์กำลังสองพัลส์แบบต่างๆ ในกรณีทีคิดเป็นเคชเชเบล

ในกรณีของสเปกตรัมความถี่แบบ T พัลส์ ลำดับรายการของ ไซน์กำลังสองพัลส์ คือ

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

โดยที่ A เป็นขนาดของ T พัลส์

H เป็นช่วงเวลาของเส้นสแกนแนวนอนมีขนาดเท่ากับ 64 μs

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

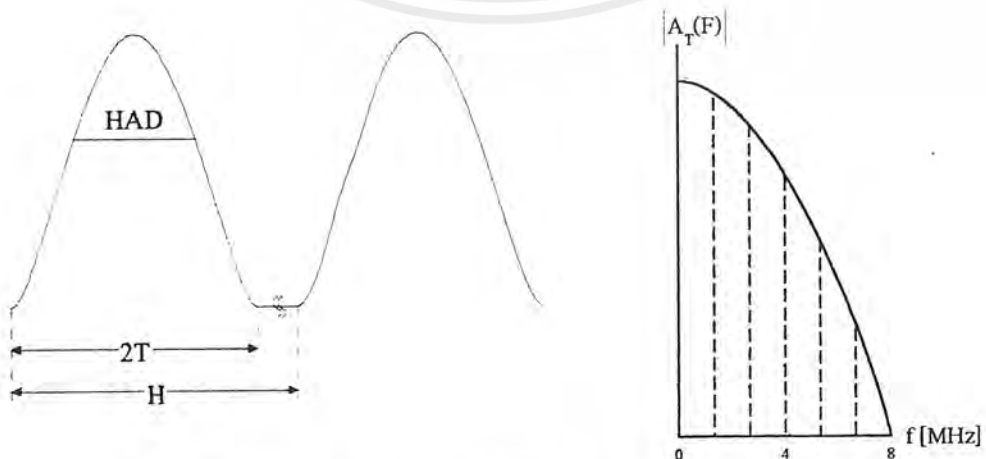
และ $|A_T(0)| = A \frac{2T}{H} \lim_{f \rightarrow 0} \left(\frac{1}{1-(2Tf)^2} * \frac{\sin 2\pi Tf}{2\pi Tf} \right)$ (3.16)

ให้ $A_T(0) = 1$ เพื่อความสะดวกแทนค่า $T=0.125\mu\text{s}$, $H=64\mu\text{s}$

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

อัตราขยาย (dB) จะได้

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



รูปที่ 3.9 ขบวนการพัลส์รายการของ T พัลส์ และสเปกตรัม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

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

ในทำนองเดียวกันแอนเนลโลปของสเปกตรัมความถี่ของ 2T เป็น dB หาได้ดังนี้

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

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

ในการส่งสัญญาณภาพซึ่งมีความถี่ย่านกว้าง 5MHz พัลส์ทดสอบที่เหมาะสมต้องมีความถี่ 5MHz จากการทดลองต่างๆ ไป กำหนดพัลส์ในเทอมของระยะเวลาครึ่งแอมพลิจูด ความสัมพันธ์ระหว่างย่านความถี่ ความถี่ และ T กำหนดได้คือ $f = 1/(2T)$ พัลส์สี่เหลี่ยมที่นำมาทดสอบจะมี ส่วนเกินกว่าย่านที่ต้องการ ซึ่งเป็นเหตุหนึ่งของการเกิด Overshoot, Ringing และ Phase Shift ซึ่ง ธรรมชาติจะไม่เกิดขึ้นในการสื่อสารด้วยภาพ ไม่เพียงแต่ไซน์กำลังสองพัลส์ที่นำมาทดสอบจะอยู่ใน ช่วงความถี่ที่เหมาะสมแต่มันจะทำงานได้ดีกว่าดัง เช่น ในการทดสอบด้วยระบบเดียวกันเมื่อใช้ พัลส์ สี่เหลี่ยมทดสอบจะเกิด Overshoot 8.9% และเมื่อใช้ไซน์กำลังสองพัลส์จะเกิด Overshoot 13% ซึ่ง แสดงให้เห็นว่าพัลส์ไซน์กำลังสองมีความไวต่อการทดสอบมากกว่าพัลส์สี่เหลี่ยม

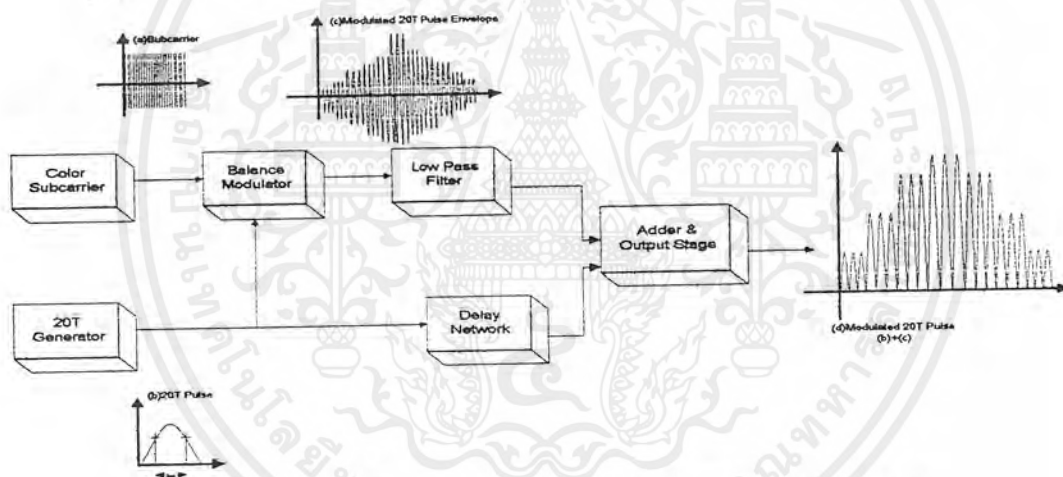
3.2 การวัดความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายและดีเลย์โดยใช้มอดูเลตไซน์กำลังสองพัลส์

ในการวัดคุณสมบัติของสายส่งสำหรับงานด้านโทรทัศน์ การทดสอบลูมิแนนซ์โครมิ แนนซ์อัตราขยายและดีเลย์อินอิกวอลิตี (Luminance-Chrominance Gain and Delay Inequality) โดย การใช้สัญญาณรวม (Composite Signal) ซึ่งประกอบไปด้วยไซน์กำลังสองพัลส์ หรือโคไซน์กำลัง สองอย่างใดอย่างหนึ่ง รวมกับพัลส์มอดูเลตที่มีความถี่คั่นพาหะของสี (Color Subcarrier) ในกรณี ที่ไม่มีความผิดเพี้ยนเกิดขึ้นกับสัญญาณรวม จะมีแอนเนลโลป (Envelope) โดยเฉพาะที่ฐานของพัลส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของ บริษัท สยาม เทคโนโลยี จำกัด ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(Baseline) เป็นเส้นตรงและในกรณีที่เกิดความผิดเพี้ยนขึ้นในระบบการส่ง จากการดึงเกตเอนVELOPE ของฐานของพัลส์ ซึ่งอาจจะเกิดเป็นลักษณะของไซน์ หรือโคไซน์นั้นเราสามารถพิจารณาได้จาก ออสซิลโลสโคป โดยการวัดค่ายอดสูงสุดและค่าสุดของฐานของพัลส์ เราก็จะสามารถคำนวณหา ค่าอัตราขยายและดีเลย์ได้

สัญญาณรวมมอดูเลต 20T พัลส์สามารถสร้างขึ้นได้ดังแสดงดังรูปที่ 3.10 โดยการป้อน สัญญาณ 20T พัลส์จากเครื่องกำเนิดรูป (b) โดยสัญญาณดังกล่าวมี HAD เท่ากับ 2 ไมโคร วินาทีใน ระบบ PAL และ 2.5 ไมโครวินาทีในระบบ NTSC แล้วมอดูเลตกับความถี่คลื่นพาหะของสีในรูป (a) จะได้สัญญาณดังเช่นรูป (c) โดยสัญญาณที่มอดูเลตแล้วจะผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ แถบความถี่กว้างเพื่อกรองเอาฮาร์โมนิกที่ไม่ต้องการออก ส่วนสัญญาณจากรูป (b) ส่วนหนึ่งจะผ่าน ไปยังวงจรดีเลย์ (Delay Network) เพื่อปรับให้สัญญาณ (b) และ (c) ให้มีเวลาที่เท่ากัน แล้วจึงผ่านวง จรรวมสัญญาณ (Adder) ก็จะได้สัญญาณรวมมอดูเลต 20T พัลส์ในรูป (d)



รูปที่ 3.10 บล็อกไดอะแกรมของวงจรผลิตสัญญาณรวมมอดูเลต 20 T

การหาความผิดเพี้ยนของสัญญาณสี ทั้งอัตราขยายซึ่งใช้สัญลักษณ์ A และ ไทม์ดีเลย์ (T) โดยผลจากการคำนวณหาความผิดเพี้ยนทั้ง A และ (T) จะสัมพันธ์กันค่ายอดทั้งสองพัลส์ ซึ่งในทาง ปฏิบัติถ้าทราบค่ายอดจากฐานของพัลส์ ก็สามรถที่จะหาความผิดเพี้ยนของพัลส์ ว่าในระบบ ทดสอบจะมีผลต่อสัญญาณทางด้านไหน เช่นระบบทดสอบอาจมีผลทางด้านความผิดเพี้ยนทาง อัตราขยายอย่างเดียวหรือความผิดเพี้ยนทางด้านไทม์ดีเลย์ (Time Delay Distorsion) เพียงอย่างเดียว หรือมีผลของความผิดเพี้ยนของทั้งอัตราขยายและไทม์ดีเลย์ ซึ่งในบทรนี้จะแสดงผลการคำนวณค่า ความผิดเพี้ยนทั้งอัตราขยายและไทม์ดีเลย์ และการแสดงค่าโดยประมาณด้วยค่าที่กำหนดให้ของค่า ยอดทั้งสองที่ฐานของพัลส์ และอัตราขยายที่ไม่เท่ากัน และไทม์ดีเลย์ที่สัมพันธ์กัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การคำนวณของอัตราขยายและดีเลย์ กำหนดสัญลักษณ์การคำนวณดังต่อไปนี้

$f(t)$ เป็นเบสแบนด์ฟังก์ชันของไซน์กำลังสองพัลส์

$U(t)$ เป็นแอนเนลโลปด้านบนของไซน์กำลังสองพัลส์

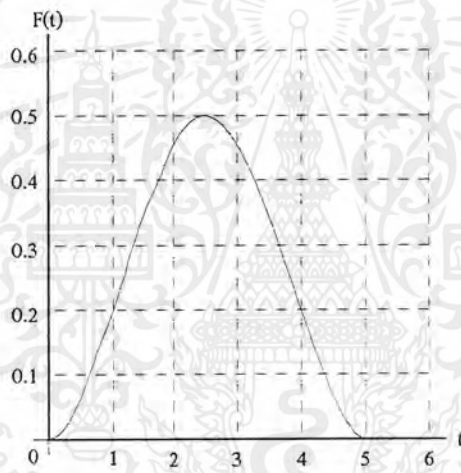
$L(t)$ เป็นแอนเนลโลปด้านล่างของไซน์กำลังสองพัลส์

$Y1$ และ $Y2$ เป็นขนาดของเส้นฐานด้านล่างของไซน์กำลังสองพัลส์

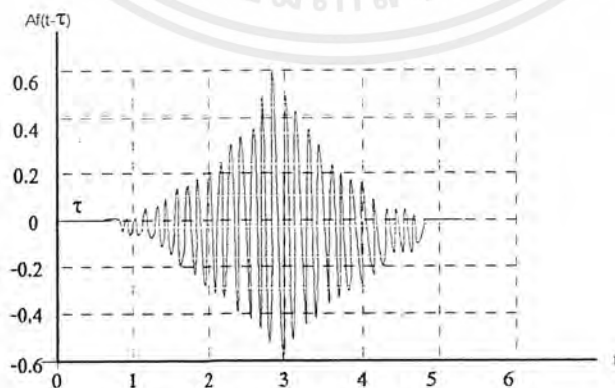
A เป็นอัตราขยายของมอดูเลต ไซน์กำลังสองพัลส์ที่สัมพันธ์ระหว่างระดับของ

สัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อระดับของสัญญาณ ลูมิแนนซ์

τ เป็นความผิดเพี้ยนของไทม์ดีเลย์ คือ ส่วนของสัญญาณ โครมิแนนซ์ที่ถูกหน่วงเข้าไป หรือนำหน้าสัญญาณลูมิแนนซ์

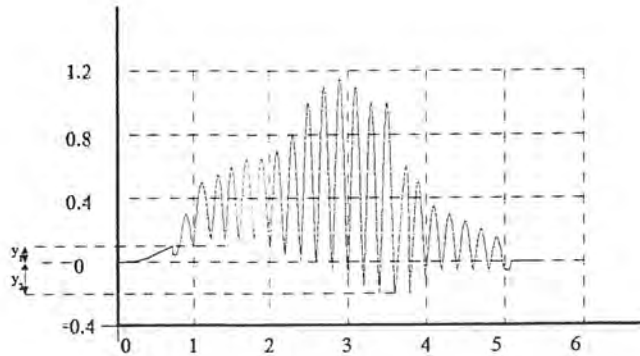


(ก) ไซน์กำลังสองพัลส์ที่ยังไม่ได้มอดูเลต



(ข) การดีเลย์ของ ไซน์กำลังสองพัลส์ที่มีมอดูเลตแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ค) ผลที่ได้จากการรวมสัญญาณในรูป (ก) และ (ข)

รูปที่ 3.11 ลักษณะของการผิดเฟสที่เกิดขึ้นทางขนาดและดีเลย์

วิธีการคำนวณให้พิจารณาจากรูปที่ 3.11 จะได้เอนVELOปด้านบนและด้านล่างดังนี้

$$U(t) = f(t) + Af(t - \tau) \quad (3.17)$$

$$L(t) = f(t) - Af(t - \tau) \quad (3.18)$$

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 $20T$ คือ $2\mu\text{s}$ และ 12.5 Pulse คือ $1.25\mu\text{s}$ ส่วนในระบบ NTSC 20 Pulse คือ $2.5\mu\text{s}$

การหาค่าเอนVELOปด้านบนและด้านล่างด้วยการแทนค่าสมการ (3.19) ลงในสมการ (3.17) และ (3.18) ตามลำดับ จากเอนVELOปด้านข้างจะทำให้เราทราบค่า Y_1 และ Y_2 ส่วนเอนVELOปด้านบนจะทำให้เราทราบค่า Y_{max} แต่จากการวัดค่าที่แน่นอนค่ายอดจากฐานของพัลส์ Y_1 และ Y_2 ควรจัดวัดเทียบกับขนาดของพัลส์ที่สูงสุด Y_{max} ซึ่งเอนVELOปด้านล่างสามารถเขียนใหม่ได้ คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

ขนาดความสูงของเส้นฐานหาได้จากการหาอนุพันธ์ของสมการ (3.20) เทียบกับ t และให้เท่ากับศูนย์ ซึ่งจะได้

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

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 τ หาได้จากการยกกำลังสมการ (3.21) บวกด้วยยกกำลังสมการ (3.22) จะได้

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

ขนาดของเส้นฐานด้านล่างของมอดูเลตไซน์กำลังสองพัลส์จะได้

$$Y_1 = \frac{1}{4} \left(1 - A + \sqrt{1 + A^2 - 2A \cos \frac{\pi \tau}{T_0}} \right)$$

$$Y_2 = \frac{1}{4} \left(1 - A - \sqrt{1 + A^2 - 2A \cos \frac{\pi \tau}{T_0}} \right) \quad (3.24)$$

ในทำนองเดียวกันขนาดความสูงของเอนVELOPE ด้านบนสามารถหาค่าได้คือ

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (3.24) และ (3.25) อัตราการขยายของมอดูเลตไซน์กำลังสองพัลส์คือ

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

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

จากเอนเวโลปด้านล่างที่ฐานของพัลส์เราสามารถหาค่าดีเลย์อินอีควอลิตี้ (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

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

จะได้

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

หรือ

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

ค่ายอดทั้งสองที่เกิดจากการผิดเพี้ยนของเอนเวโลปด้านล่างของพัลส์ 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 จะเป็นพีชคณิตที่มีเครื่องหมายตรงข้ามกัน ซึ่ง Y_1 จะเป็นค่ายอดอันแรก และ Y_2 จะเป็นค่ายอดอันต่อมาในเส้นฐาน

3.2.1 การผิดเพี้ยนโดยความแตกต่างของอัตราขยายอย่างเดียว

ในกรณีนี้แสดงว่าค่ายอด Y_1 และ Y_2 ค่าใดค่าหนึ่งมีค่าเป็นศูนย์ค่านั้นจะไม่มี ความผิดเพี้ยนทางดิเลย์เกิดขึ้นก็คือ $\tau = 0$ เพราะฉะนั้นความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นจึงมีแต่ความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายอย่างเดียว ซึ่งสามารถแสดงให้เห็น ได้ดังนี้

เมื่อ Y_1 หรือ Y_2 มีค่าเป็นศูนย์สมการ (3.27) จะกลายเป็น

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

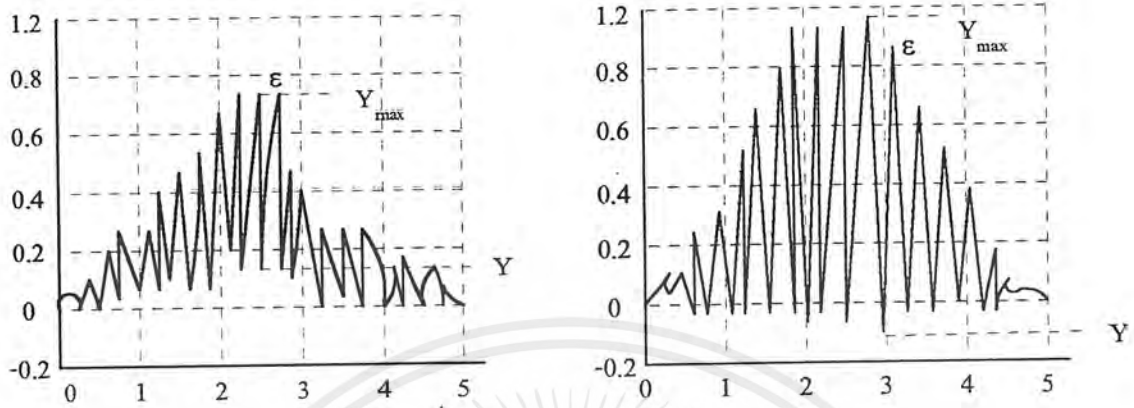
และสมการ (3.26) จะกลายเป็น

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

ซึ่ง $(Y_{1,2})$ หรือ Y อาจมีค่าเป็นบวกหรือลบ เนื่องจากขนาดของความผิดเพี้ยนที่สัมพันธ์กันดังรูปที่ 3.12 สำหรับความผิดเพี้ยนของอัตราขยาย (\mathcal{E}) พิจารณาจากสมการ (3.29) ดังนี้

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

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



(ก) อัตราการขยายต่ำ

(ข) อัตราการขยายสูง

รูปที่ 3.12 แสดงความแตกต่างของความผิดเพี้ยนของอัตราการขยายอย่างเดียวกัน

3.2.2 การผิดเพี้ยนโดยความแตกต่างของดีเลย์อย่างเดียวกัน

ในกรณี $Y_1 = -Y_2$ ซึ่งฐานของพัลซ์มีรูปร่างเป็นคลื่นไซน์ที่มีค่ายอดเท่ากัน แต่อยู่ตรงข้าม แสดงว่าไม่มีความผิดเพี้ยนทางอัตราขยาย ความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นมีแต่ความผิดเพี้ยนทาง ดีเลย์อย่าง เดียว

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

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

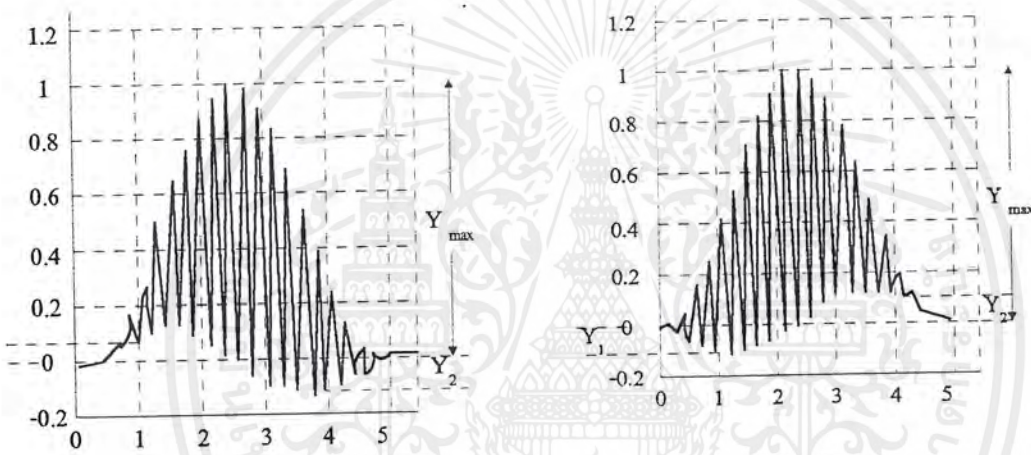
โดยอาศัยสูตรทางตรีโกณมิติ สมการ (3.31) จะได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

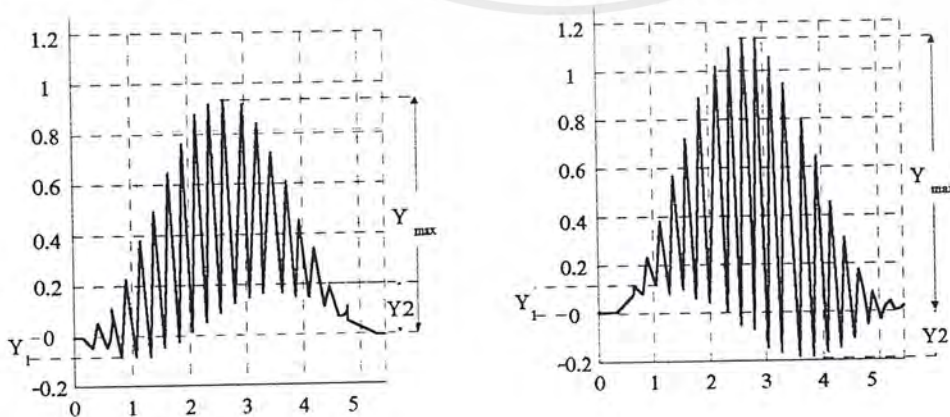
ในกรณีที่เกิดความผิดเพี้ยนทางดีเลย์ สามารถสังเกตฐานของพัลส์จะเกิดเป็นลักษณะของไซน์หรือโคไซน์ ดังแสดงในรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.13 แสดงการผิดเพี้ยนทางดีเลย์เพียงอย่างเดียว

3.2.3 กรณีที่เกิดความผิดเพี้ยนทางอัตราการขยายและดีเลย์พร้อมกัน

ในกรณีที่เกิดความผิดเพี้ยนทั้งสองแบบ ค่ายอดทั้งบวกและลบมีค่าแตกต่างกันดังแสดงในรูปที่ 3.14



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่รูปที่ 3.14 แสดงความผิดเพี้ยนทั้งทางขนาดและดีเลย์
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อความผิดเพี้ยนมีค่าน้อย คำนวณผลคูณของ $Y_1 Y_2$ สามารถตัดทิ้งได้สมการ (3.26) และ (3.27) อาจเขียนใหม่ได้ดังนี้

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

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

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

$$\begin{aligned} \tau &= \frac{T_0}{\pi} \cos^{-1}(1 + 8Y_1 Y_2) = \frac{2T_0}{\pi} \sin^{-1} \sqrt{-4Y_1 Y_2} \\ \tau &= \frac{4T_0}{\pi} \sqrt{-Y_1 Y_2} \end{aligned} \quad (3.35)$$

ความผิดเพี้ยนหาอัตราขยายคำนวณด้วยสมการ (3.26) และ (3.33) จะได้ว่าใกล้เคียงกันมากและความผิดเพี้ยนทางคิเลย์เมื่อคำนวณด้วยสมการ (3.28) และ (3.35) ค่าที่ได้แตกต่างกันเพียงเล็กน้อยเมื่อผลคูณ $Y_1 Y_2$ มีค่าน้อย ในกรณีที่ Y_1 และ Y_2 มีค่าไม่เกิน 10%

3.3 ผลตอบสนองของสัญญาณมอดูเลต 20T ไซน์กำลังสองพัลซ์ต่อวงจรที่ออกแบบ

ต่อไปนี้จะได้นำทฤษฎีของมอดูเลต 20 T ไซน์กำลังสองพัลซ์ มาทดสอบกับกราฟที่มีคุณลักษณะที่เป็นแบบเชิงเส้น เพื่อดูผลการยกระดับและการลดระดับของสัญญาณ โครมิมิแนนซ์ต่อสัญญาณดูมิแนนซ์

สัญญาณรวมมอดูเลต 20T พัลซ์สามารถแสดงได้ดังสมการ (3.36)

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

เมื่อ T_p มีค่าเป็นสองเท่าของช่วงเวลาครึ่งแอมพลิจูด (HAD)

ในกรณีเป็นสัญญาณ 20T ไชน์กำลังสองพัลซ์จะมีค่า T_p เท่ากับ $40T$ ซึ่งในระบบ PAL จะมีค่าเท่ากับ $4\mu\text{s}$ 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 เป็นฟังก์ชันใดๆ เป็น F_k เราสามารถเขียนเป็นอนุกรมฟูรีเยร์ได้ดังนี้

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

สำหรับ a_k และ b_k สามารถหาได้จากสมการที่ (3.40)

$$\begin{aligned} a_k &= \frac{2}{T_p} \int_0^{T_p} f_i(t) \cos k\omega_p t dt \\ b_k &= \frac{2}{T_p} \int_0^{T_p} f_i(t) \sin k\omega_p t dt \end{aligned} \quad (3.40)$$

เมื่อ $\omega_p = 2\pi/T_p$

จากนั้นเราสามารถหาค่า $\frac{a_0}{2}, a_k, b_k$ ได้ดังนี้

$$\frac{a_0}{2} = 0.25$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

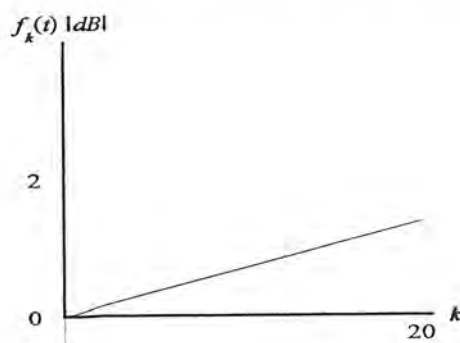
เมื่อกำหนด $a = 1.571, c = 27.83, T_p = 4$

เพื่อให้เห็นผลการยกกระชับสัญญาณได้จริงจากสัญญาณมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลซ์ เราจะสามารถให้

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

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

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



รูปที่ 3.15 แสดงผลตอบสนองที่ใช้ในการยกกระชับสัญญาณมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนสำหรับบริการเชิงพาณิชย์ในชื่อโครงการวิจัยแผ่นดินไหวเมืองภูเก็ตเห็นาไปเซปรีเซชันด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

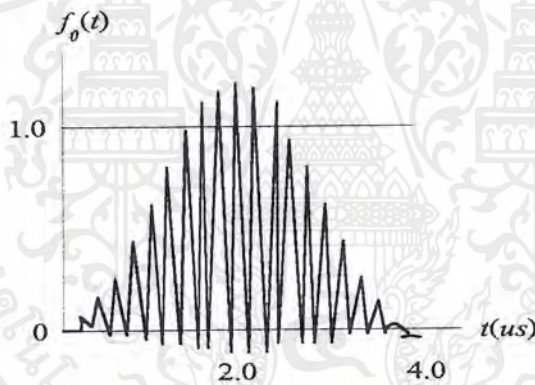
สมมติว่าเราต้องการยกระดับสัญญาณที่ $+2dB$ ค่าของ F_k จะมีค่าดังนี้

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

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

แต่ที่ $k=18$ เราสามารถยกระดับของสัญญาณมอดูเลต 20T พัลซ์ได้คือ

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



รูปที่ 3.16 แสดงผลตอบสนองที่ได้จากคำนวณของมอดูเลต 20T ไซน์กำลังสองพัลซ์

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

3.4 การวิเคราะห์เสถียรภาพ

วงจรใดๆ ก็ตามที่ทำให้สมการคุณลักษณะแบบต่างๆ นั้นในการออกแบบจะต้องมีการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบเสมอ เพื่อที่จะได้ทราบขอบเขตการทำงานของวงจร โดยทั่วไปแล้วเสถียรภาพของระบบขึ้นอยู่กับตำแหน่งรากของสมการคุณลักษณะ โดยการวิเคราะห์เสถียรภาพจะนำเทคนิคของ Nyquist Diagram มาใช้ ซึ่งวิธีการจะนำรากตัวของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน (Denominator) มาทำการวิเคราะห์ใน S-Plane สำหรับการวิเคราะห์หาเสถียรภาพของวงจรแอกทีฟที่ดิสมิทริบิวท้อซีเพื่อความสะดวกอาจจะแปลงให้อยู่ในรูปของ P-Plane ซึ่งจะได้ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของระบบคือ

$$T(P) = \frac{N_0 + N_1P + N_2P^2 + \dots + N_nP^n}{D_0 + D_1P + D_2P^2 + \dots + D_mP^m} \quad (3.43)$$

เมื่อ $N(P)$ และ $D(P)$ เป็นโพลิโนเมียลของตัวเศษและโพลิโนเมียลของตัวส่วนตามลำดับ และอยู่ในรูปของ P-Plane

สำหรับวงจรที่เกิดเสถียรภาพ รากของสมการตัวส่วนจะต้องอยู่ในครึ่งซ้ายและเส้นทางเดินของไนควิสต์ต้องปิดล้อมจุดกำเนิด (Origin)

3.5 การวิเคราะห์ความไวของอุปกรณ์ (Sensitivity)

ค่าความไว (Sensitivity) เป็นผลของการเปลี่ยนแปลงค่าของอุปกรณ์ในวงจร เช่นการเปลี่ยนแปลงของตัวต้านทาน ค่าความจุของตัวเก็บประจุ และอัตราขยายของออปแอมป์ เป็นต้น ซึ่งเป็นเหตุให้ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรเปลี่ยนแปลงไปด้วย แนวทางที่ทำให้การเปลี่ยนแปลงดังกล่าวน้อยที่สุดหรือทำให้ลดลงจะต้องคำนึงถึงส่วนประกอบในการผลิตที่มีขนาดเล็ก อุณหภูมิที่ต่ำอายุการใช้งานและความชื้นที่จะเกิดขึ้น แต่อย่างไรก็ตามจะทำให้ราคาของวงจรมันสูงขึ้นตามไปด้วย โดยการวัดค่าความไวนั้นจะวัดที่การเปลี่ยนแปลงของทั้งเน็ตเวิร์กฟังก์ชันต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ในทางปฏิบัติในวงจร

การหาความไวของอุปกรณ์สามารถหาได้จากสมการ (3.44) ดังจะได้แสดงต่อไปนี้

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $T(s)$ เป็นทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน
 $N(s)$ เป็น โพลีโนเมียลเศษของ $T(s)$
 $D(s)$ เป็น โพลีโนเมียลส่วนของ $T(s)$

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

3.6 การสเกลลิง (Scaling)

จะเห็นได้ว่าอุปกรณ์แต่ละตัวที่นำมาคำนวณนั้นยากต่อการหาอุปกรณ์จริงมาประกอบเป็นวงจรที่ใช้งานจริงได้คั้งนั้นเพื่อให้สามารถนำวงจรที่ได้ออกแบบไว้แล้วมาใช้งานได้จริง จึงต้องหาวิธีนำอุปกรณ์ที่มีอยู่ในท้องตลาดมาประยุกต์ใช้โดยที่คุณลักษณะต่าง ๆ ของวงจรยังไม่เปลี่ยนแปลง ซึ่งวิธีนี้เราเรียกว่า การ Scalling ซึ่งมีอยู่ 2 วิธี คือ

1. การสเกลทางขนาด (Magnitude Scaling) คือการเปลี่ยนแปลงค่าอิมพีแดนซ์ของอุปกรณ์ทุกตัวด้วยตัวประกอบ K_m โดยที่อิมพีแดนซ์ของอุปกรณ์มีค่าดังนี้

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

2. การสเกลทางความถี่ (Frequency Scalling) มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงค่าของอุปกรณ์ C และ L เท่านั้นเนื่องจากอิมพีแดนซ์มีค่าแปรตามความถี่ 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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปการสเกลได้ดังนี้

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

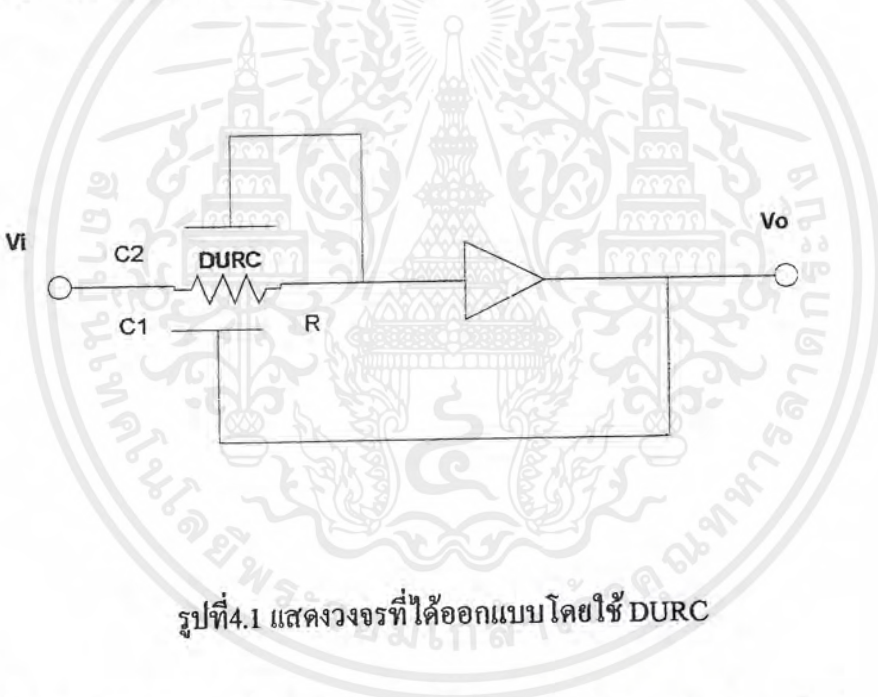


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การออกแบบวงจรแอมพลิฟิเคชันโครมิกอควอลไลเซอร์ด้วย URC

เป็นการออกแบบวงจร โดยใช้โปรแกรม MATLAB และ โปรแกรม Pspice จำลองการทำงาน ของวงจร จากนั้นจะนำการประมวลผลของโปรแกรมไปสร้างเป็นวงจรการทำงานจริง ซึ่งรูปแบบของวงจรที่นำมาวิเคราะห์ในโปรแกรม MATLAB และ โปรแกรม Pspice จะเป็นการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำ เพื่อที่จะนำไปสร้างเป็นวงจรอควอลไลเซอร์แบบปรับขนาดของสัญญาณที่ใช้ DURC ต่อไป ซึ่งลักษณะวงจรที่ได้ออกแบบไว้เป็นดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 แสดงวงจรที่ได้ออกแบบ โดยใช้ DURC

เมื่อ K เป็น Amplifier ที่มีอัตราขยายแรงดัน (Positive Voltage Gain) เท่ากับ K

และกำหนดให้ $P = \sqrt{S \cdot R \cdot C}$

$$X = \frac{P}{R \cdot \sinh(p)}$$

$$Y = \cosh(p)$$

ซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันได้ คือ

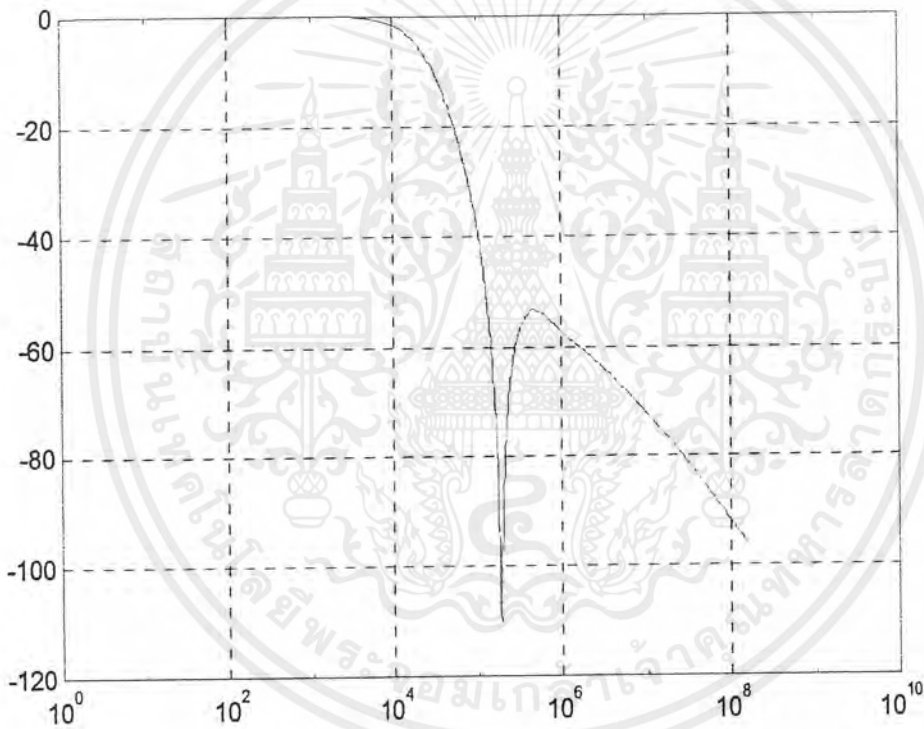
$$\therefore \frac{V_o}{V_i} = \frac{\alpha \cdot [Y + (1-\alpha)/\alpha]}{[1 - 2 \cdot \alpha(1-\alpha) \cdot Y + \alpha \cdot (1-\alpha) \cdot (2 + P \cdot \sinh(p))]}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$T(p) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\alpha \cdot [\cosh(p) + (1-\alpha)/\alpha]}{[(1-2\alpha) \cdot (1-\alpha) \cdot \cosh(p) + \alpha \cdot (1-\alpha) \cdot (2 + P \cdot \sinh(p))]} \quad \dots(4.1)$$

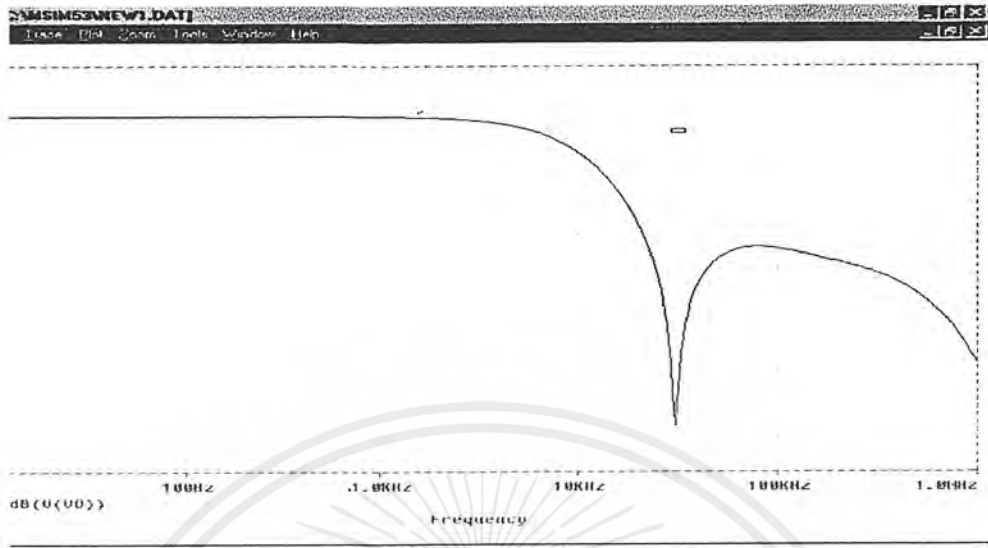
เมื่อ $T(p)$ เป็นทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจร

เมื่อนำสมการ (4.1) มาทำการวิเคราะห์โดยใช้โปรแกรม MATLAB [1] จากนั้นนำไปเปรียบเทียบผลที่ได้โดยใช้โปรแกรม Pspice [5] ได้ผลดังรูปที่ 4.2 และ 4.3



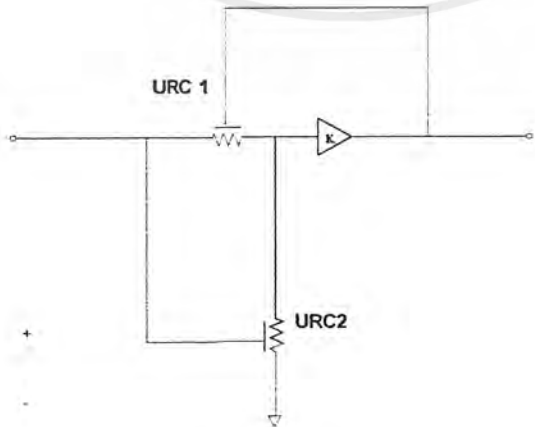
รูปที่ 4.2 แสดงผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของวงจรโดยใช้โปรแกรม MATLAB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.3 แสดงผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของวงจร โดยใช้โปรแกรม Pspice

เนื่องจากคุณลักษณะทางความถี่ของ Double Uniform Distributed RC Line (DURC) มีลักษณะเป็นวงจร Notch Filter จึงไม่สามารถออกแบบให้เป็นวงจรอควอไลเซอร์ เพื่อแก้ไขความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณโทรทัศน์สี ที่สามารถยกระดับหรือลดระดับขนาดของสัญญาณโครมิแนนซ์ต่อสัญญาณลูมิแนนซ์ที่มีความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณคลื่นพาร์ตี (Color Subcarrier) ที่ความถี่ 4.43 MHz ได้ ดังนั้นจึงได้ปรับเปลี่ยนเพื่อออกแบบวงจรใหม่โดยใช้ Uniform Distributed RC Line (URC) แทน ซึ่งลักษณะวงจรที่ได้ออกแบบไว้เป็นดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 แสดงวงจรอควอไลเซอร์ที่ได้ออกแบบโดยใช้ URC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือทรัพย์สินทางปัญญาของเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับวงจรแบบแอกทีฟฟิสิกส์ที่ได้ออกแบบไว้ ถ้าให้ K เป็น Amplifier ที่มี อัตราขยายแรงดัน (Positive Voltage Gain) เท่ากับ K

และกำหนดให้

$$P_1 = \sqrt{S \cdot R_1 \cdot C_1}$$

$$P_2 = \sqrt{S \cdot R_1 \cdot C_2}$$

$$X = \frac{P}{R \cdot \sinh(p)}$$

$$Y = \cosh(p)$$

ซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันได้ คือ

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{K \cdot [X_2 \cdot Y_2 - X_1]}{K \cdot [X_2 \cdot (Y_2 - 1) + X_1 \cdot (Y_1 - 1)] - X_1 \cdot Y_1}$$

$$T(P) = \frac{K \cdot \left[\frac{P_2}{R_2 \cdot \sinh(p_2)} \cdot \cosh(p_2) - \frac{P_1}{R_1 \cdot \sinh(p_1)} \right]}{K \cdot \left[\frac{P_2}{R_2 \cdot \sinh(p_2)} \cdot (\cosh(p_2) - 1) + \frac{P_1}{R_1 \cdot \sinh(p_1)} \cdot (\cosh(p_1) - 1) \right] - \frac{P_1}{R_1 \cdot \sinh(p_1)} \cdot \cosh(p_1)}$$

.....(4.2)

จากรูปที่ 4.4 เมื่อกำหนดให้อัตราขยาย $K=1$ และ $\alpha = \frac{R_2}{R_1}$ และต้องการให้เกิดความถี่ คัตออฟที่ 5 KHz จะได้ว่า

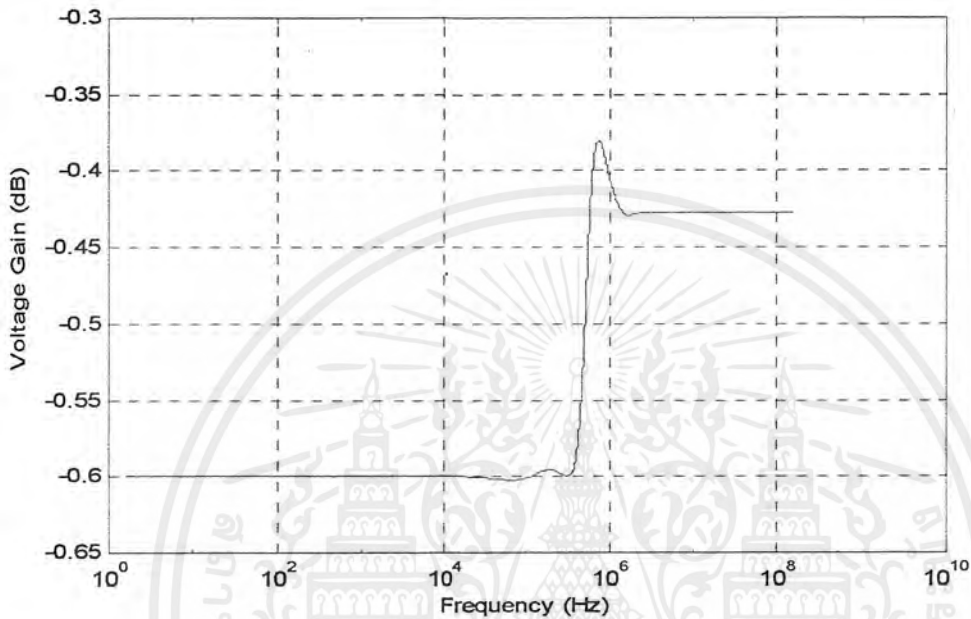
$$RC = \frac{\omega_{-3db}}{2\pi k_f} = \frac{1}{2\pi \cdot 5 \times 10^3} = 3.183 \times 10^{-5}$$

เมื่อทำการสเกลขนาดแล้วจะได้ค่าอุปกรณ์ คือ

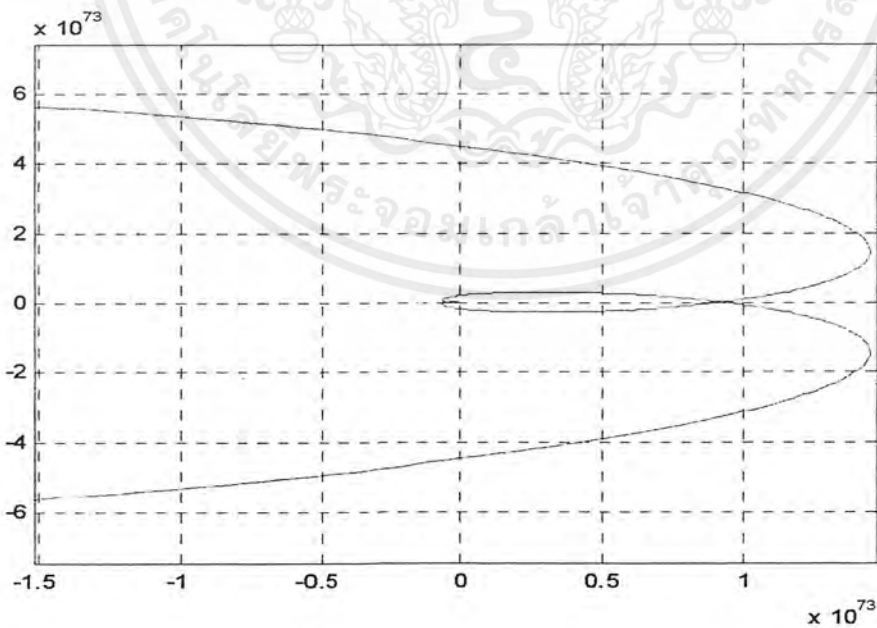
$$R_1 = 21.56 \text{ K}\Omega, R_2 = 176.83 \text{ K}\Omega, C_1 = 1476 \text{ pF}, C_2 = 180 \text{ pF}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ (Magnitude Response) ของวงจรอิกควอไลเซอร์ตามสมการ (4.2) จะแสดงได้ดังรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 แสดงผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของวงจร โดยใช้โปรแกรม MATLAB

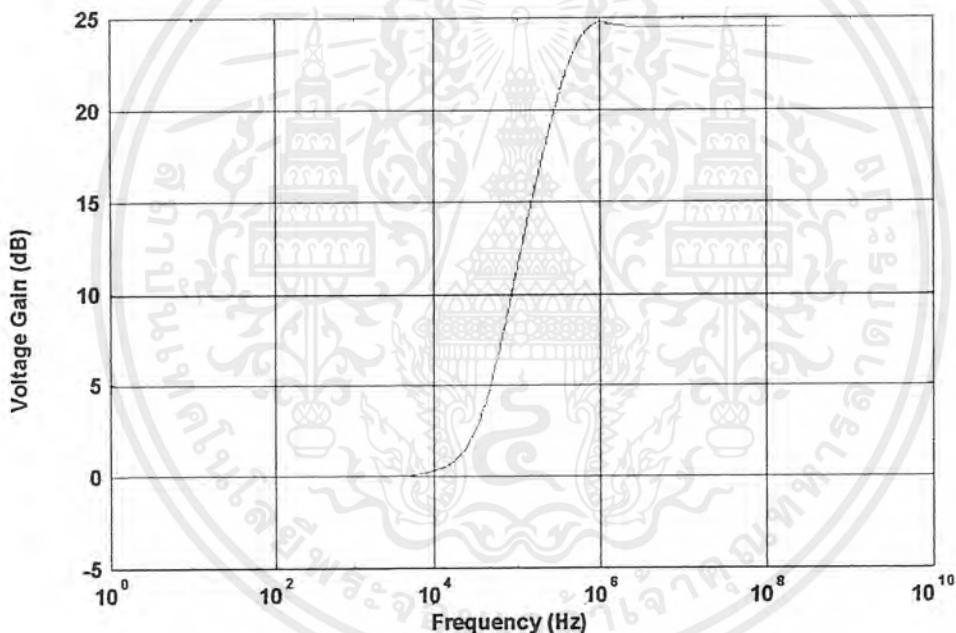


รูปที่ 4.6 แสดงไนควิสต์ไคอะแกรม

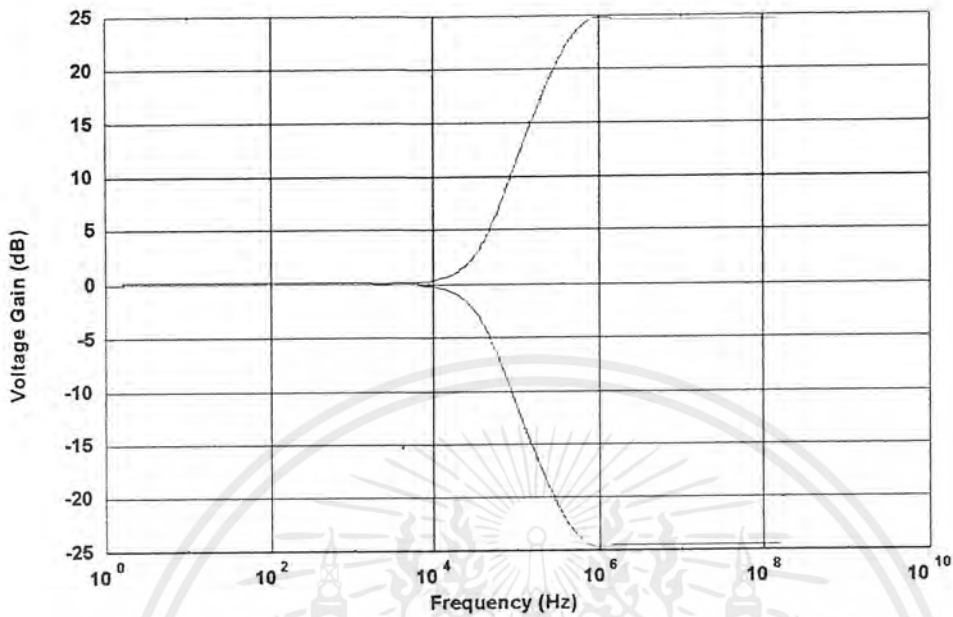
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากทรานเฟอร์ฟังก์ชันในสมการ (4.2) เมื่อนำไปหาเสถียรภาพของระบบด้วยวิธีไนควิสต์ไคอะแกรม (Nyquist Diagram) จะแสดงได้ดังในรูปที่ 4.6

จะเห็นว่าเมื่อค่า Pole มีค่าระหว่าง 0 ถึง ∞ จุด Origin ใน D(P) -Plane จะถูกปิดล้อมด้วยเส้นทางเดินของไนควิสต์พล็อตแสดงว่าระบบเสถียรภาพ แต่จากรูปวงจรรอคิวไลเซอร์ในรูปวงจรถที่ 4.4 ที่กำหนดให้อัตราขยาย $K=1$ D(P)-Plane ยังไม่ได้ถูกปิดล้อมด้วยเส้นทางเดินของไนควิสต์พล็อตแสดงว่าวงจรถที่ได้ออกแบบไว้ยังไม่มีเสถียรภาพที่ดี จึงได้ทำการปรับเปลี่ยนค่าของวงจรถใหม่ซึ่งแสดงไว้ดังรูปที่ 4.7

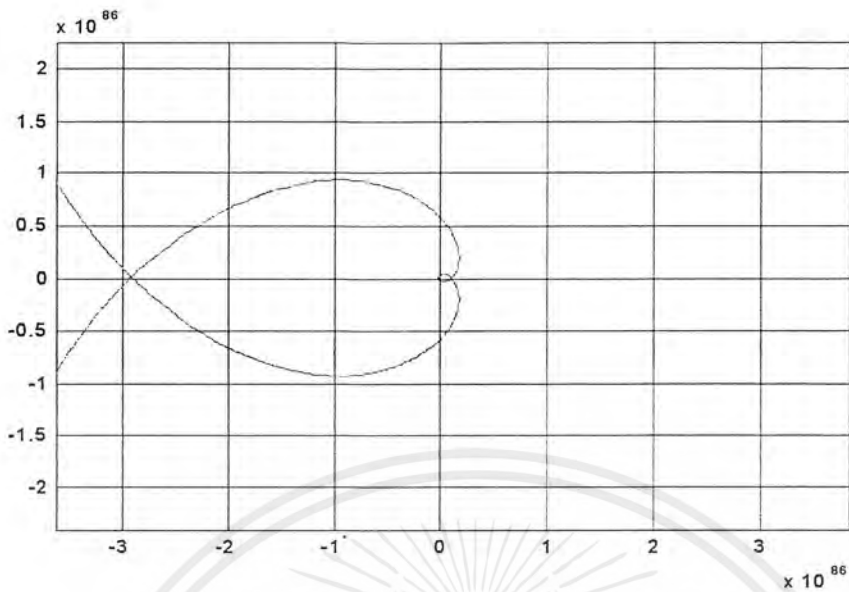


รูปที่ 4.7 แสดงผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของวงจรถแบบที่ 2 โดยใช้โปรแกรม MATLAB



รูปที่ 4.8 แสดงผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่จากวงจรถอไอเซอร์
ทั้งด้านขั้วระดับและลดระดับขนาดของสัญญาณ

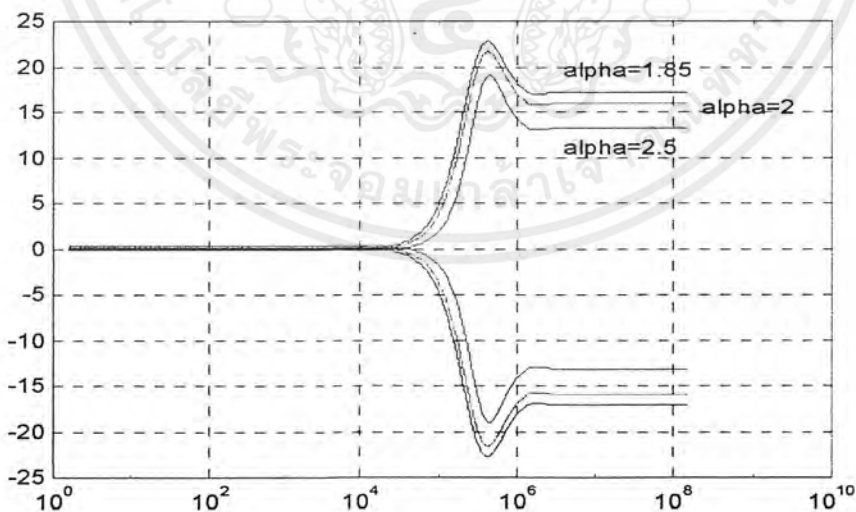
จากทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันในสมการ 4.2 เมื่อนำไปหาเสถียรภาพของระบบด้วยวิธีไนควิสต์ไคอะแกรม (Nyquist Diagram) จะแสดงได้ดังรูปที่ 4.9 จะเห็นว่าเมื่อค่า Pole มีค่าระหว่าง 0 ถึง ∞ จุด Origin ใน $D(P)$ -Plane จะถูกปิดล้อมด้วยเส้นทางเดินของไนควิสต์พล็อตแสดงว่าระบบเสถียรภาพ แต่จากวงจรถอไอเซอร์ในรูปวงจรถอที่ 4.4 ที่กำหนดให้อัตราขยาย $K=1$ $D(P)$ -Plane ยังไม่ได้ถูกปิดล้อมด้วยเส้นทางเดินของไนควิสต์พล็อตแสดงว่าวงจรถอที่ได้ออกแบบไว้ยังไม่มีเสถียรภาพที่ดี



รูปที่ 4.9 แสดงในควิสท์ไคอะแกรม

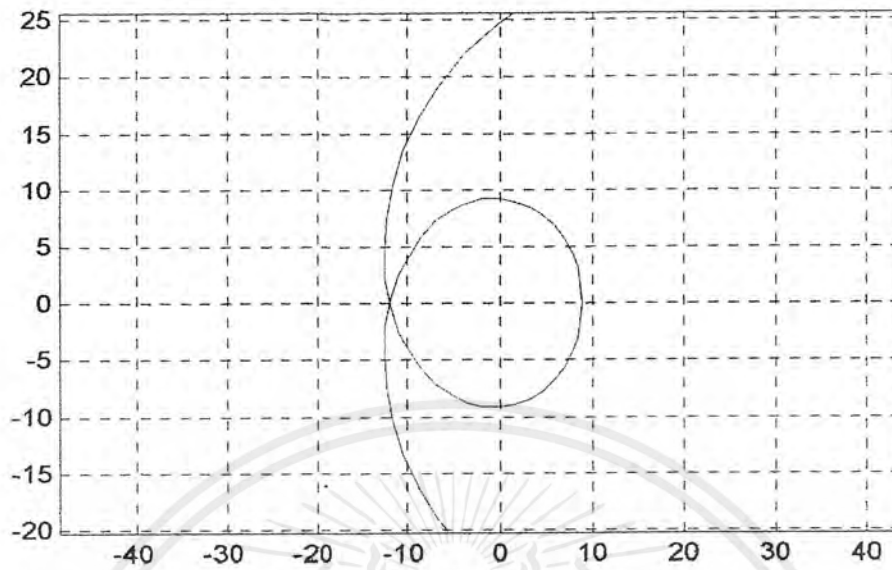
เมื่อกำหนดให้ $R_1 C_1 = R_2 C_2$ และให้ $\alpha = \frac{R_2}{R_1} = \frac{C_1}{C_2}$

จากนั้นเราจึงได้ทำการปรับเปลี่ยนค่าของวงจรใหม่ซึ่งผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของวงจรอควิลเซเซอร์แสดงไว้ดังรูปที่ 4.10 และในควิสท์ไคอะแกรมแสดงได้ดังรูปที่ 4.11



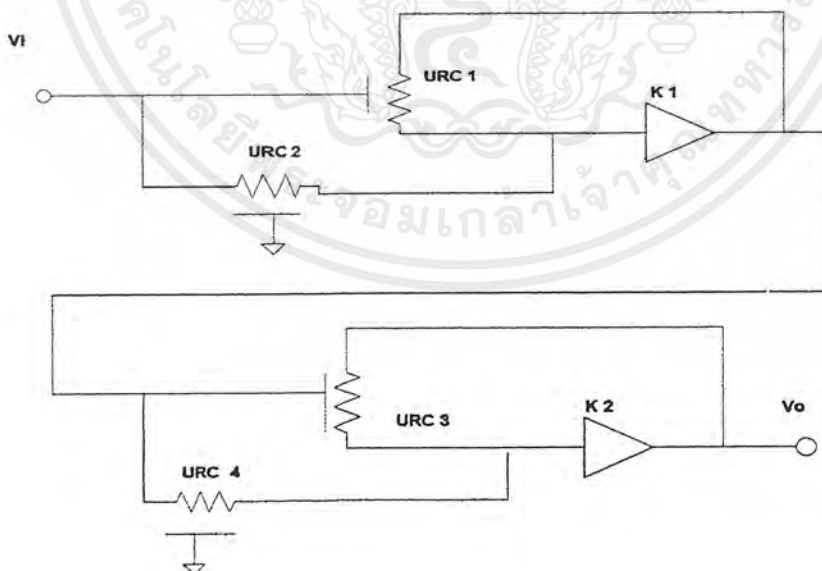
รูปที่ 4.10 แสดงผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของวงจรอควิลเซเซอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.11 แสดงไนควิสต์ไคอะแกรมที่ $\alpha=2$

เนื่องจากผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของวงจรถือว่า ไคเซอร์ที่ได้ออกแบบไว้ นั้น กราฟที่ได้ยังมีลักษณะไม่ราบเรียบเท่าที่ควรจึงได้ทำการออกแบบวงจรใหม่ ซึ่งมีลักษณะวงจรดังรูปที่ 4.12



รูปที่ 4.12 แสดงวงจรถือว่า ไคเซอร์แบบแอกทีฟคิสทริบิวท์อาชีจำนวน 2 ชุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าให้ K เป็น Amplifier ที่มีอัตราขยายแรงดัน (Positive Voltage Gain) เท่ากับ K

และกำหนดให้

$$P_1 = \sqrt{S \cdot R_1 \cdot C_1}$$

$$P_2 = \sqrt{S \cdot R_1 \cdot C_2}$$

$$X = \frac{P}{R \cdot \sinh(p)}$$

$$Y = \cosh(p)$$

ซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันได้ คือ

$$T(P) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\frac{P_1 (\cosh p_1 - 1)}{R_1 \cdot \sinh p_1} + \frac{P_2}{R_2 \sinh p_2}}{\frac{1}{K} \left(\frac{P_1 \cosh p_1}{R_1 \sinh p_1} + \frac{P_2 \cosh p_2}{R_2 \sinh p_2} \right) - \frac{P_1}{R_1 \sinh p_1}} \cdot \frac{\frac{P_1 (\cosh p_1 - 1)}{R_1 \cdot \sinh p_1} + \frac{P_2}{R_2 \sinh p_2}}{\frac{1}{K} \left(\frac{P_1 \cosh p_1}{R_1 \sinh p_1} + \frac{P_2 \cosh p_2}{R_2 \sinh p_2} \right) - \frac{P_1}{R_1 \sinh p_1}}$$

.....(4.3)

ถ้ากำหนดให้ $P = P_1 = P_2$ หรือ $R_1 C_1 = R_2 C_2$ แล้วนำไปแทนค่าลงในสมการที่ 4.3 จะได้

$$T(P) = \frac{\cosh p - 1 + \frac{R_1}{R_2}}{\frac{1}{K} \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \cosh p - 1} \cdot \frac{\cosh p - 1 + \frac{R_1}{R_2}}{\frac{1}{K} \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \cosh p - 1}$$

.....(4.4)

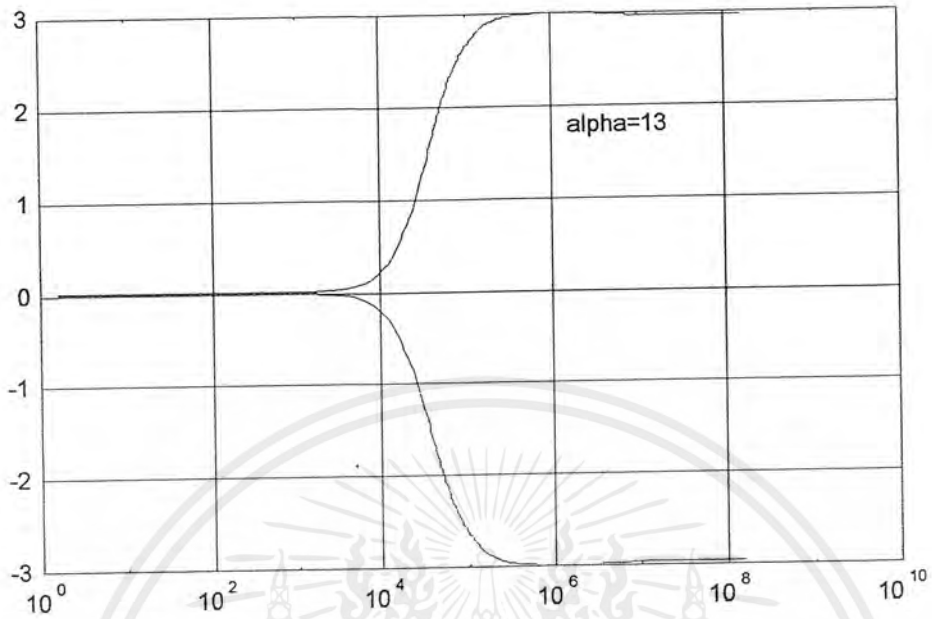
เมื่อกำหนดให้อัตราขยาย $K=1$ และ $\alpha = \frac{R_2}{R_1}$ จะได้สมการทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจร คือ

$$T(P) = \frac{\alpha \cosh p - \alpha + 1}{(\alpha + 1) \cosh p - \alpha} \cdot \frac{\alpha \cosh p - \alpha + 1}{(\alpha + 1) \cosh p - \alpha}$$

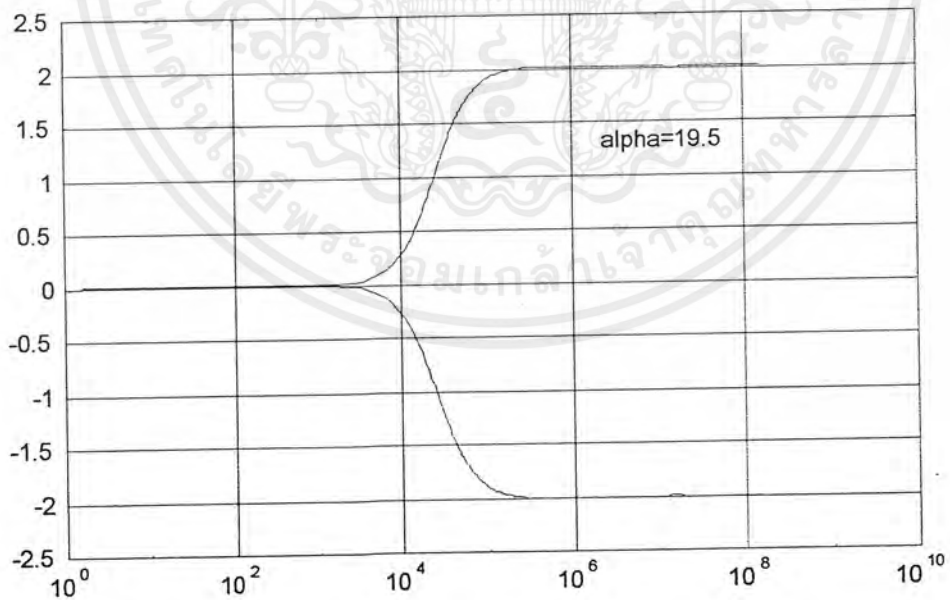
.....(4.5)

ส่วนผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของวงจรอิกวอไลเซอร์ตามสมการที่ 4.5 จะแสดงได้ดังรูปที่

4.13

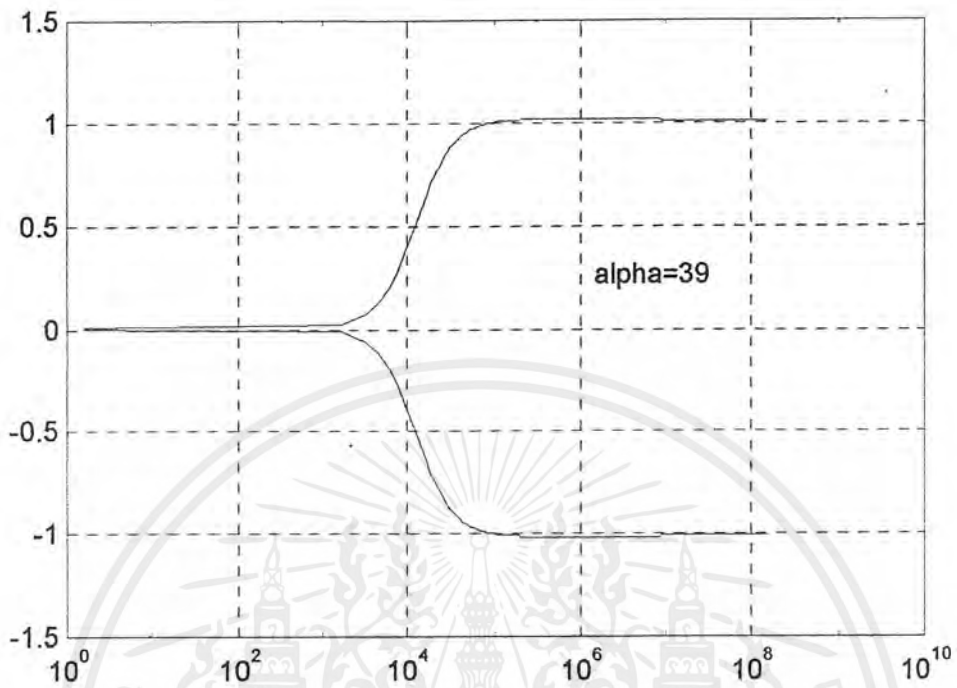


รูปที่ 4.13 แสดงผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของวงจรรีคควอไลเซอร์ที่ 3 dB



รูปที่ 4.14 แสดงผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของวงจรรีคควอไลเซอร์ที่ 2 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.15 แสดงผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของวงจรถอิกควอไลเซอร์ที่ 1 dB

จากวงจรในรูปที่ 4.12 สามารถหาค่าเซ็นซิวิตีของอิมพีแดนซ์ R_1, C_1, R_2, C_2 โดยกำหนดให้อัตราขยายมีค่า $K = 1$ ดังนั้นจากทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันในสมการที่ 4.3 จะได้ว่า

$$T(P) = \frac{\sinh \sqrt{SR_2 C_2} (\cosh \sqrt{SR_1 C_1} - 1) + \sqrt{\frac{R_1 C_2}{R_2 C_1}} \sinh \sqrt{SR_1 C_1}}{\sinh \sqrt{SR_2 C_2} (\cosh \sqrt{SR_1 C_1} - 1) + \sqrt{\frac{R_1 C_2}{R_2 C_1}} \sinh \sqrt{SR_1 C_1} \cosh \sqrt{SR_2 C_2}} \times$$

$$\frac{\sinh \sqrt{SR_2 C_2} (\cosh \sqrt{SR_1 C_1} - 1) + \sqrt{\frac{R_1 C_2}{R_2 C_1}} \sinh \sqrt{SR_1 C_1}}{\sinh \sqrt{SR_2 C_2} (\cosh \sqrt{SR_1 C_1} - 1) + \sqrt{\frac{R_1 C_2}{R_2 C_1}} \sinh \sqrt{SR_1 C_1} \cosh \sqrt{SR_2 C_2}}$$

.....4.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อกำหนดให้ $P = P_1 = P_2$ หรือ $R_1 C_1 = R_2 C_2$ แล้วนำไปแทนค่าลงในสมการที่ 4.6 จะได้ค่าเช่นชีวิตวิเศษของอิดิเมนต์แต่ละตัวดังนี้

$$S_{R_1}^{T(S)} = 0.25 \left\{ \left[\frac{P \coth p + \alpha P \sinh p + 1}{\alpha \cosh p + 1 - \alpha} - \frac{P \coth p \cosh p + \cosh p + \alpha P \sinh p}{\alpha \cosh p - \alpha + \cosh p} \right] \times \left[\frac{P \coth p + \alpha P \sinh p + 1}{\alpha \cosh p + 1 - \alpha} - \frac{P \coth p \cosh p + \cosh p + \alpha P \sinh p}{\alpha \cosh p - \alpha + \cosh p} \right] \right\} \quad \dots 4.7$$

$$S_{C_1}^{T(S)} = 0.25 \left\{ \left[\frac{P \coth p + \alpha P \sinh p - 1}{\alpha \cosh p + 1 - \alpha} - \frac{P \coth p \cosh p - \cosh p + \alpha P \sinh p}{\alpha \cosh p - \alpha + \cosh p} \right] \times \left[\frac{P \coth p + \alpha P \sinh p - 1}{\alpha \cosh p + 1 - \alpha} - \frac{P \coth p \cosh p - \cosh p + \alpha P \sinh p}{\alpha \cosh p - \alpha + \cosh p} \right] \right\} \quad \dots 4.8$$

$$S_{R_2}^{T(S)} = 0.25 \left\{ \left[\frac{P \coth p \alpha (\cosh p - 1) - 1}{\alpha \cosh p + 1 - \alpha} - \frac{P \sinh p + P \coth p \alpha (\cosh p - 1) - \cosh p}{\alpha \cosh p - \alpha + \cosh p} \right] \times \left[\frac{P \coth p \alpha (\cosh p - 1) - 1}{\alpha \cosh p + 1 - \alpha} - \frac{P \sinh p + P \coth p \alpha (\cosh p - 1) - \cosh p}{\alpha \cosh p - \alpha + \cosh p} \right] \right\} \quad \dots 4.9$$

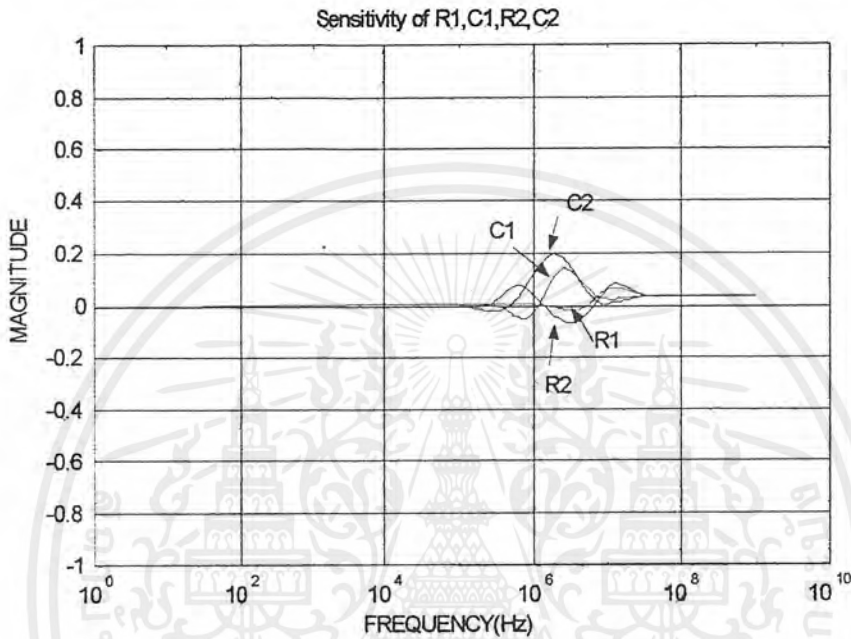
$$S_{C_2}^{T(S)} = 0.25 \left\{ \left[\frac{P \coth p \alpha (\cosh p - 1) + 1}{\alpha \cosh p + 1 - \alpha} - \frac{P \sinh p + P \coth p \alpha (\cosh p - 1) + \cosh p}{\alpha \cosh p - \alpha + \cosh p} \right] \times \left[\frac{P \coth p \alpha (\cosh p - 1) + 1}{\alpha \cosh p + 1 - \alpha} - \frac{P \sinh p + P \coth p \alpha (\cosh p - 1) + \cosh p}{\alpha \cosh p - \alpha + \cosh p} \right] \right\} \quad \dots 4.10$$

จากรูปที่ 4.13 เมื่อกำหนดให้อัตราขยายเท่ากับ K และให้ $K=1$, $\alpha = \frac{R_2}{R_1}$ จะได้ค่าเช่นชีวิตวิเศษของอิดิเมนต์ K ดังนี้

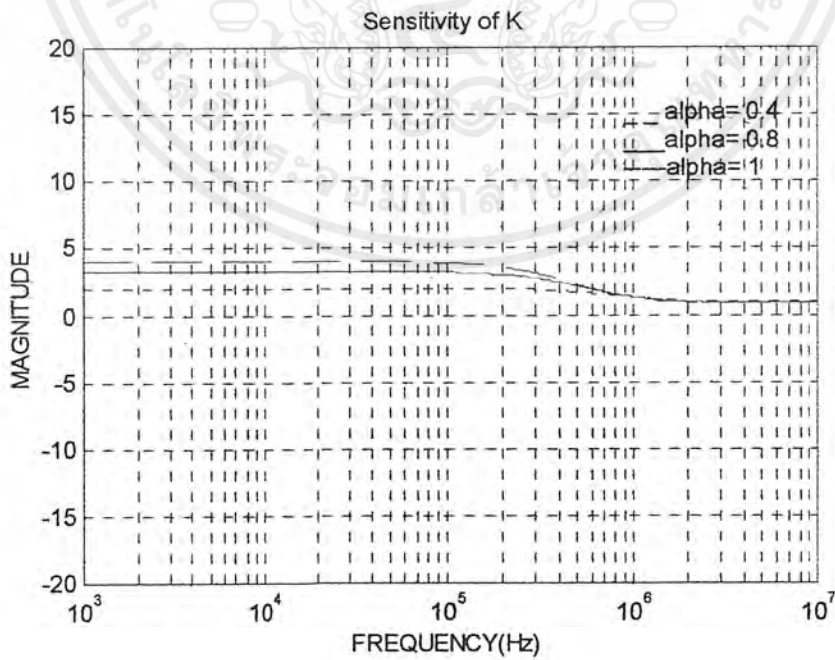
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_K^{T(P)} = \left\{ \left[\frac{\cosh p(1+\alpha)}{\cosh p.(1+\alpha)-\alpha} \right] \cdot \left[\frac{\cosh p(1+\alpha)}{\cosh p.(1+\alpha)-\alpha} \right] \right\} \quad \dots 4.11$$

เมื่อกำหนดให้ค่า $\alpha=4.85$ จะได้จะได้ค่าเช่นชีวิติตีของอิลิเมนต์ R_1, C_1, R_2, C_2 ดังรูปที่ 4.14

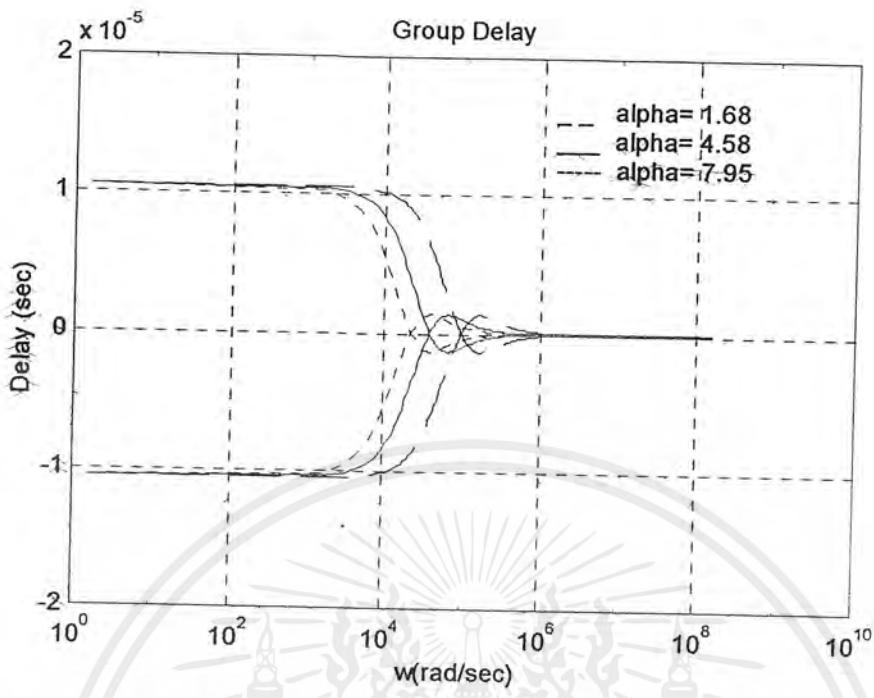


รูปที่ 4.16 แสดง Sensitivity ของอิลิเมนต์ R_1, C_1, R_2, C_2

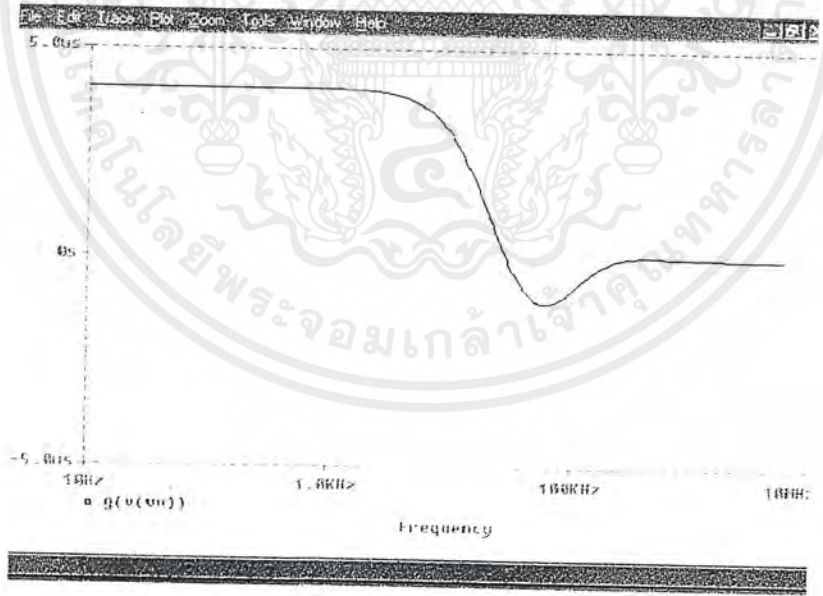


รูปที่ 4.17 แสดง Sensitivity ของอิลิเมนต์ K

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.18 แสดงผลตอบสนองกรุปดีเลย์โดย Matlab



รูปที่ 4.19 แสดงผลตอบสนองกรุปดีเลย์โดย Pspice

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

การทดสอบวงจรด้วยสัญญาณมอดูเลทไซน์กำลังสองพัลส์

ในการออกแบบวงจรอิกวอไลเซอร์แบบปรับขนาดสัญญาณโครมิแนนซ์โดยใช้ URC นั้น จะทดสอบวงจรโดยใช้สัญญาณมอดูเลทไซน์กำลังสองพัลส์ มาใช้ในการทดสอบในเรื่องของการผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณ โดยจะป้อนสัญญาณจากเครื่องกำเนิดสัญญาณโทรทัศน์ (TSG 271 PAL Television Generator) ผ่านวงจรอิกวอไลเซอร์ที่ทำการออกแบบไว้แล้ววัดผลการตอบสนองทางออสซิโลสโคป ซึ่งอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลองมีดังนี้

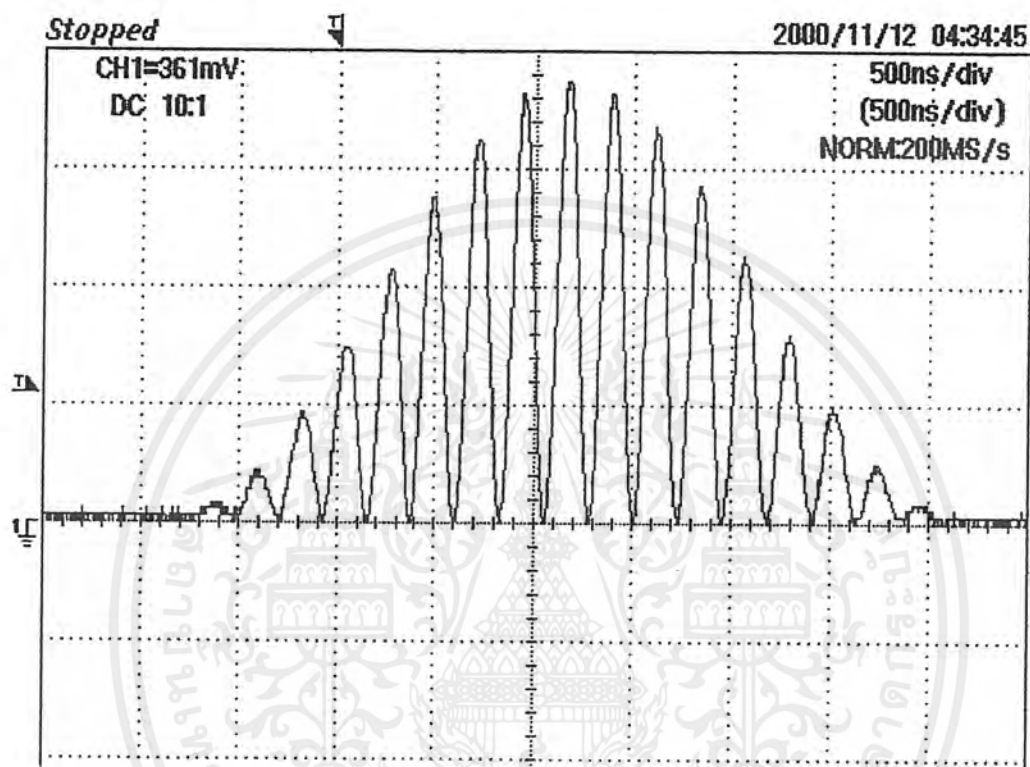
1. เครื่องทำความผิดเพี้ยน (Color Gain AND Delay Test Set)
2. ออสซิโลสโคป (Oscilloscope)
3. เครื่องกำเนิดสัญญาณโทรทัศน์ (TSG 271 PAL Television Generator)
4. วงจรที่ได้ทำการออกแบบ ซึ่งประกอบด้วย
 - Uniform Distributed RC 4 ตัว
 - Video Amp (ad 843) 3 ตัว
 - หม้อแปลง 1 ตัว
 - ชุด Regulator 1 ชุด



รูปที่ 5.1 แสดงวงจรที่ได้ทำการออกแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งสัญญาณมอดูเลทไซน์กำลังสองพัลซ์จากเครื่อง TSG 271 PAL Television Generator แสดงได้ดังรูปที่ 5.2



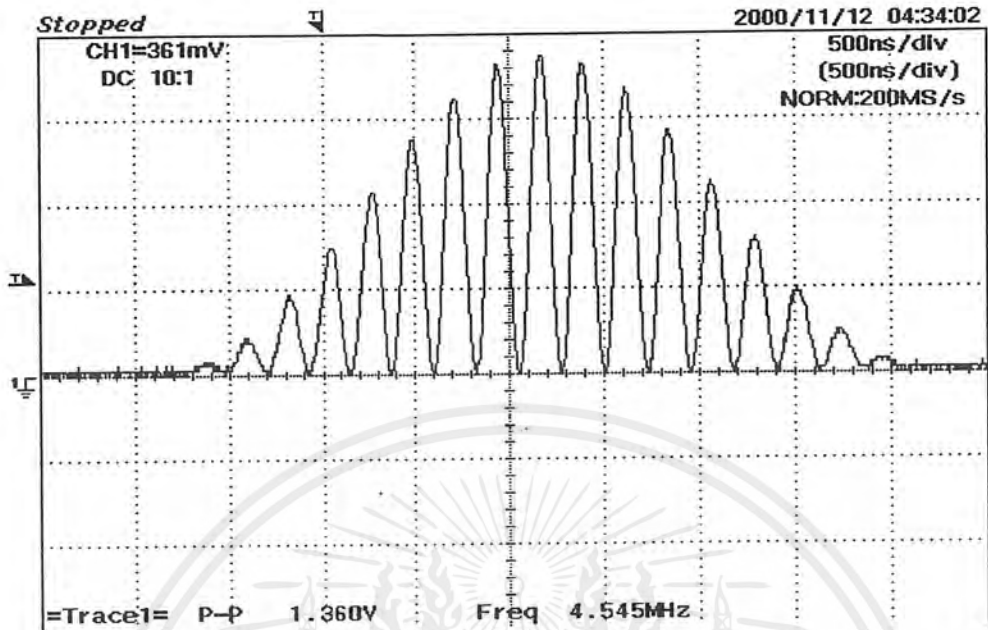
รูปที่ 5.2 แสดงสัญญาณมอดูเลทไซน์กำลังสองพัลซ์

จะเห็นว่าสัญญาณจะอยู่ที่ระดับ 0 dB ซึ่งสัญญาณนี้จะต่อออกมาจากเครื่องกำเนิดสัญญาณ โทรทัศน์และยัง ไม่มีการปรับความผิดเพี้ยนของสัญญาณ

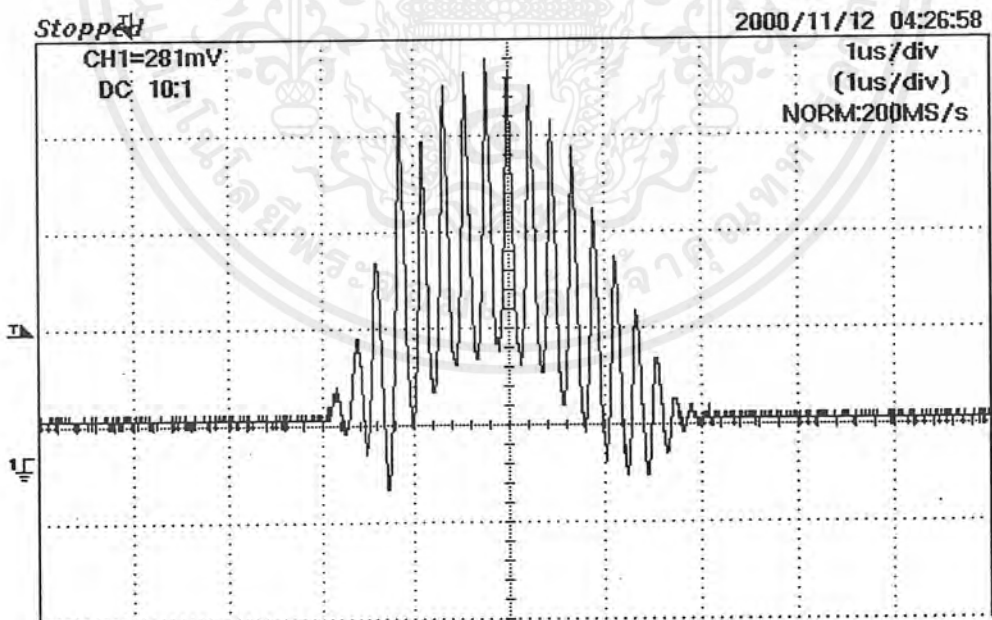
ส่วนในการทดสอบวงจรนั้นทำได้ โดยการป้อนสัญญาณมอดูเลทไซน์กำลังสองพัลซ์ผ่านเข้าเครื่องทำความผิดเพี้ยนและต่อเอาท์พุทออกไปเข้ากับวงจรที่ได้ทำการออกแบบไว้ ซึ่งวงจรที่ได้ทำการออกแบบไว้จะแก้ไขความผิดเพี้ยน ได้ที่ระดับ 2 dB

เมื่อป้อนสัญญาณมอดูเลทไซน์กำลังสองพัลซ์แบบ 20 T ที่ไม่มีความผิดเพี้ยนดังรูปที่ 5.3 เข้าทางอินพุทจากนั้นเมื่อวัดสัญญาณทางด้านเอาท์พุทจะ ได้สัญญาณออกมาดังรูปที่ 5.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

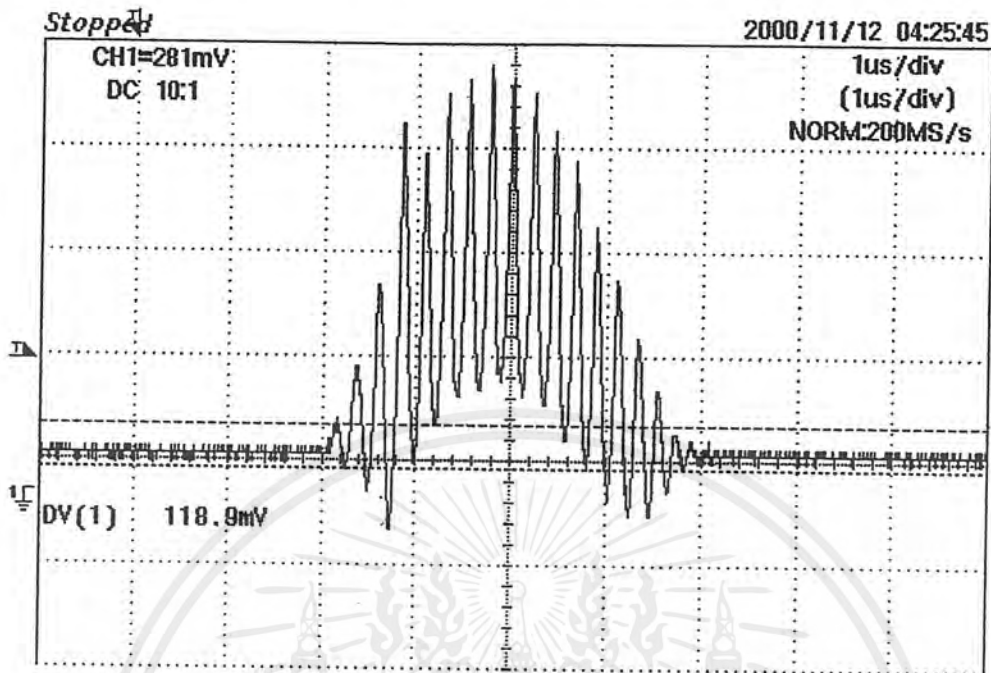


รูปที่ 5.3 แสดงสัญญาณมอดูเลทไซน์กำลังสองพัลซ์แบบ 20 T

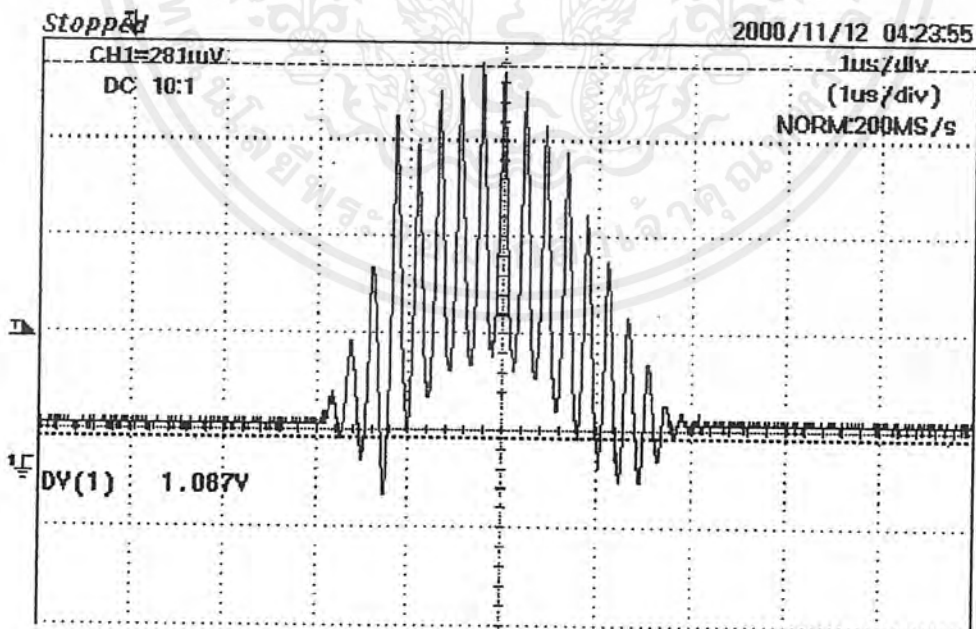


รูปที่ 5.4 แสดงสัญญาณทางด้านเอาต์พุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.5 แสดงสัญญาณทางเอาต์พุตด้าน y_{min}



รูปที่ 5.6 แสดงสัญญาณทางเอาต์พุตด้าน y_{max}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าหากว่าค่ายอดของ Y_{\min} และ Y_{\max} ค่าใดค่าหนึ่งมีค่าเป็นศูนย์ แสดงว่าไม่มีความผิดเพี้ยนทางคิเลียเกิดขึ้น นั่นคือ $\tau = 0$ เพราะฉะนั้นค่าความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นจึงมีแต่ความผิดเพี้ยนของอัตราขยายเพียงอย่างเดียว ซึ่งอัตราการขยายต่ำของสัญญาณมอดูเลทไซน์กำลังสองพัลส์ คือ

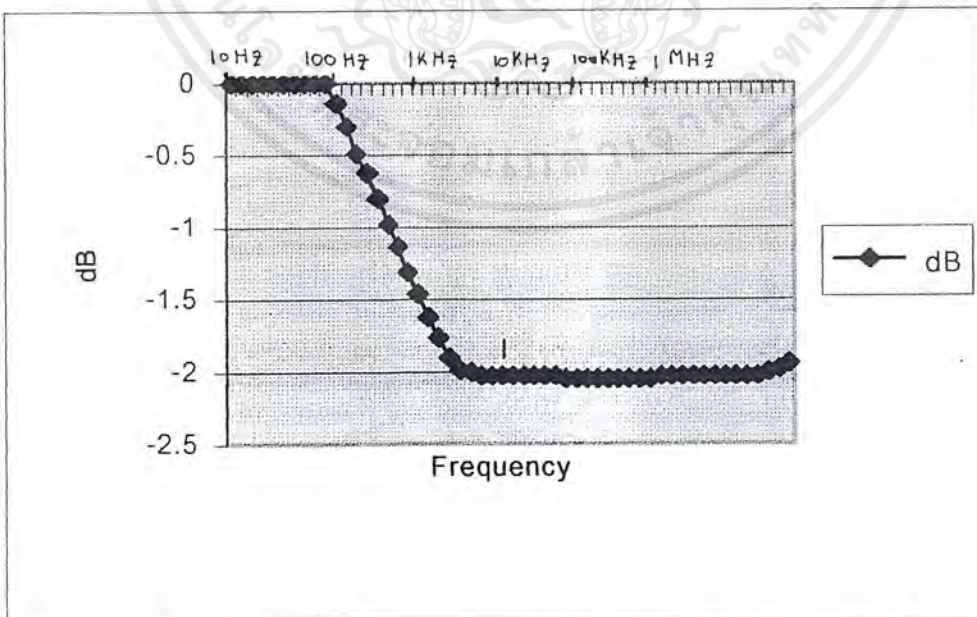
$$A = \frac{1-Y}{1+Y} = \frac{1-(Y_{\min}/Y_{\max})}{1+(Y_{\min}/Y_{\max})}$$

เมื่อ Y อาจมีค่าเป็นบวกหรือลบก็ได้เนื่องมาจากขนาดของความผิดเพี้ยน

จากสัญญาณมอดูเลทไซน์กำลังสองพัลส์ ในรูปที่ 5.3 ซึ่งสามารถใช้ในการทดสอบค่าความผิดเพี้ยนของอัตราการขยายของสัญญาณ โครมมิตันซ์ต่อสัญญาณลูมิแนนซ์ จะได้ว่าเมื่อนำมาคำนวณความผิดเพี้ยนจะได้ คือ

$$\begin{aligned} A &= \frac{1 - (118.9 \cdot 10^{-3} / 1.087)}{1 + (118.9 \cdot 10^{-3} / 1.087)} = 0.8028 \\ &= 20 \log 0.8028 \\ &= -1.907 \end{aligned}$$

จะเห็นได้ว่าผลของการแก้ไขความผิดเพี้ยนของสัญญาณ โครมมิตันซ์ต่อสัญญาณลูมิแนนซ์ ที่ได้จากการทดลองมีค่าใกล้เคียงกับทฤษฎีการคำนวณ คือ จะลดขนาดของสัญญาณ โครมมิตันซ์ต่อสัญญาณลูมิแนนซ์ประมาณ 2 dB



รูปที่ 5.7 แสดงผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ที่วัดได้จากวงจรทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

บทสรุปและวิจารณ์

สำหรับวงจรแอมพลิฟิไคร์โครมีแนนซ์อิกควไลเซอร์ที่ได้ทำการออกแบบนั้น เป็นวงจรที่ทำการออกแบบเพื่อยกระดับหรือลดระดับขนาดของสัญญาณ โครมีแนนซ์ต่อสัญญาณลูมิแนนซ์ที่มีความผิดเพี้ยนที่ความถี่ 4.43 เมกะเฮิรต์ จากผลการทดลองโดยใช้โปรแกรม Matlab และ Pspice พบว่าจากการจำลองการทำงานในส่วนของโปรแกรม Matlab รูปแบบคุณลักษณะที่ได้เอออกมานั้น ผลเป็นที่น่าพอใจ แต่ในส่วนของโปรแกรม Pspice รูปแบบของสัญญาณที่ได้เอออกมานั้นยังไม่ดีเท่าที่ควรเนื่องจากสัญญาณยังไม่ราบเรียบ และเมื่อนำสัญญาณทั้งสองมาเปรียบเทียบกันแล้วจะเห็นว่าแตกต่างกันเพียงเล็กน้อย ในส่วนของการทดลองเมื่อวัดผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของวงจร จะได้ผลออกมาใกล้เคียงกับผลที่ได้จากการจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม MATLAB และ Pspice

ส่วนค่าความไวของอุปกรณ์ที่ได้เอออกแบบไว้จะมีค่าต่ำ เนื่องจากว่าวงจรที่มีค่าอัตราการผลิตเปลี่ยนแปลงของค่าความไวมากจะมีการแปรผันของพารามิเตอร์ภายในวงจรมีค่ามากด้วย ซึ่งจะทำให้ผลตอบสนองทางด้านเอาต์พุตเกิดการผิดเพี้ยนได้ง่าย

สำหรับวงจรที่เสนอจะสร้างขึ้นเป็น 2 ชุด (state) แล้วนำมาต่อรวมกัน ซึ่งจะมีสมรรถนะในการลดทอนสัญญาณที่ดีกว่า นอกจากนี้วงจรแอกทีฟดิสทริบิวท์อาซีซิงสามารถนำไปใช้ได้ดีในย่านความถี่สูงจึงได้มีการวิจัยและพัฒนาที่จะนำมาทำเป็นชิพ LSI ใช้ในย่านความถี่ RF ด้วย ซึ่งวงจรแอกทีฟดิสทริบิวท์อาซีซิงมีขนาดเล็กและมีคุณสมบัติที่ดีกว่าวงจรที่เป็นพวกลัมป์อิมพีแดนซ์โดยทั่วไป

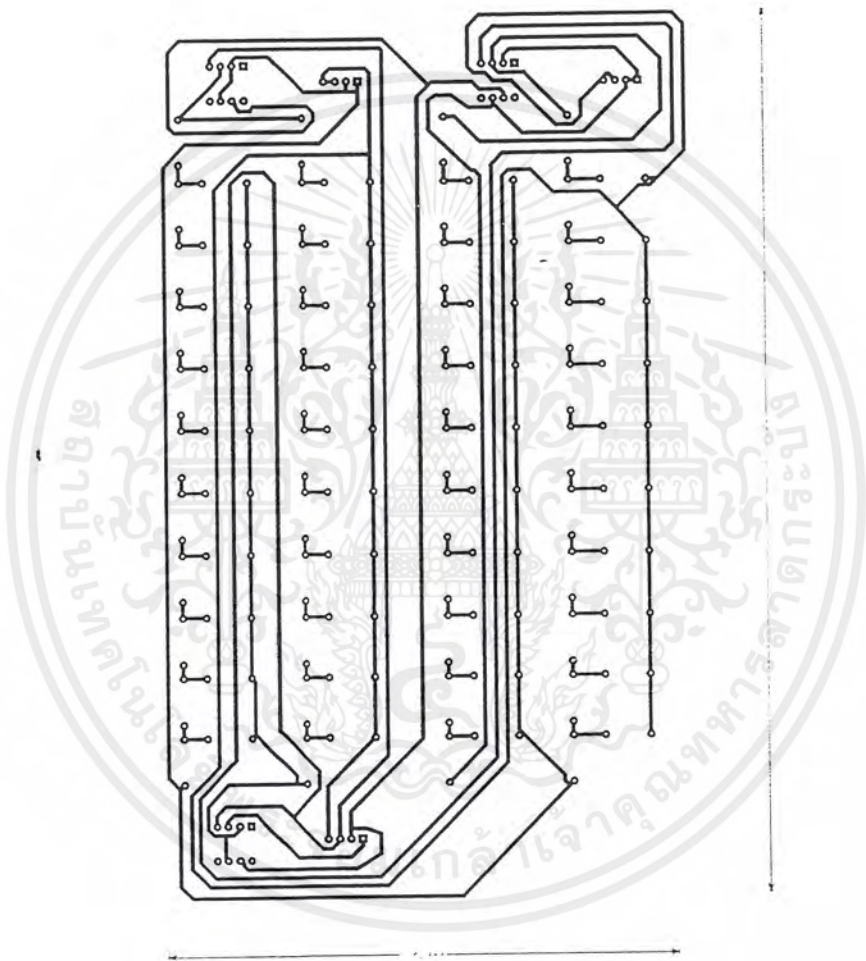
จากวงจรที่ได้เอออกแบบนี้จะเป็นพื้นฐาน เพื่อที่จะพัฒนาเป็นวงจรที่มีประสิทธิภาพต่อไปซึ่งจะเป็นประโยชน์ในการใช้งานอย่างกว้างขวางมากขึ้น โดยอาจจะพัฒนาให้สามารถปรับระดับความผิดเพี้ยนของสัญญาณทางเฟสได้ด้วย ซึ่งทางคณะผู้จัดทำหวังว่าปัญญานิพนธ์ฉบับนี้จะเป็นประโยชน์ต่อผู้ที่ต้องการศึกษาต่อไปในอนาคต

เอกสารอ้างอิง

- [1] ผศ.น.ท.ดร.สุธรรม ศรีเกษม, น.ศ. เมธิษฐ์ ทรงชัยกุล, ร.อ. สง่า ศรีสุภปริดา “ Matlab เพื่อการแก้ไข ปัญหาทางวิศวกรรม ” .
- [2] ไพศาล สถิติโยภาสกุล , กนก เจนจิระพงศ์เวช, M. Teramoto, “ การออกแบบวงจรอิกควอไลเซอร์โดยใช้วงจรยูนิฟอร์มดิสทริบิวท์อาซี ” , การประชุมทางวิชาการวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 13 ณ มหาวิทยาลัยเชียงใหม่ , หน้าที่ 157-166 , 8-9 พฤศจิกายน 2533.
- [3] วุฒิพร เลิศวาสนา , กนก เจนจิระพงศ์เวช , ราชู พันธุ์ฉลาด , ประวิทย์ ชุมชู , “การออกแบบวงจรแอกทีฟแบนด์พาสฟิลเตอร์จากวงจร URC ที่ให้คุณลักษณะแบนนอตซ์ ” . , วิศวกรรมลาดกระบัง ปีที่ 16 ฉบับที่ 1 มีนาคม 2542 , หน้า 43-48.
- [4] นาย ณรงค์ศักดิ์ ปักภาเวธา , นาย วงศ์เวช พลาคิตย์สวัสดิ์ , ปริชญานิพนธ์ “ วงจรอิกควอไลเซอร์แบบปรับขนาดสัญญาณโครมิแนนซ์โดยยูนิฟอร์มดิสทริบิวท์อาซีไลน์ ” , ปีการศึกษา 2542.
- [5] อำนวย สกุลสุกใส , “ โปรแกรมวิเคราะห์ไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ ” :สมาคมส่งเสริมเทคโนโลยี (ไทย-ญี่ปุ่น) , 2540.
- [6] Kanok Janchitrapongvej . “ Equalizer of the Relative Luminance–Chrominance in Gain Video Signal Transmission ” . Journal of the Institute of television Engineering , JITE,PP . 786-790 , Vol .40 , No 8 .1986.
- [7] M.Teramoto , S .Sudou and K. Janchitrapongvej , “ Realization of an Active Lowpass Filter using Uniform Distributed RC Lines ” . IECE,CAS pp.89-94 , October .1989.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FEATURES

AC PERFORMANCE

Unity Gain Bandwidth: 34 MHz
Fast Settling: 135 ns to 0.01%
Slew Rate: 250 V/ μ 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 Ω 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/ μ 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.

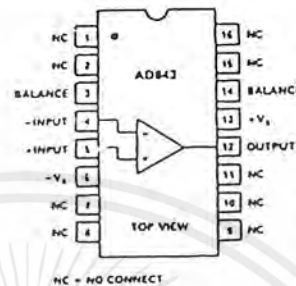
Unlike many high frequency amplifiers, the AD843 requires no external compensation and it remains stable over its full operating temperature range. It is available in five performance grades: the AD843J and AD843K are rated over the commercial temperature range of 0°C to +70°C. The AD843A and AD843B 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

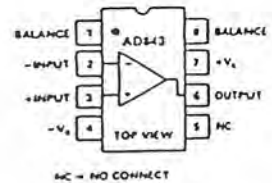
Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise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

CONNECTION DIAGRAMS

16-Pin SOIC (R-16) Package



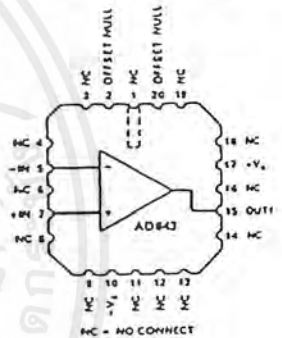
Plastic (N-8) and Cerdip (Q-8) Package



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 ¹			Units	
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
INPUT OFFSET VOLTAGE ¹ Offset Drift	$T_{\text{MIN}}-T_{\text{MAX}}$	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	
		12			12	35		12			$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	
INPUT BIAS CURRENT	Initial ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	50			40			50			pA	
	Warmcd-Up ²	0.8	2.5		0.6	1.0		0.8	2.5		nA	
	$T_{\text{MIN}}-T_{\text{MAX}}$		60/160			23/65			2600		nA	
INPUT OFFSET CURRENT	Initial ($T_J = +25^\circ\text{C}$) Warmcd-Up ² $T_{\text{MIN}}-T_{\text{MAX}}$	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		10^{10}			10^{10}			10^{10}			Ω	
		6			6			6			pF	
INPUT VOLTAGE RANGE Common Mode		± 10	+12, -13		± 10	+12, -13		± 10	+12, -13		V	
COMMON-MODE REJECTION	$V_{\text{CM}} = \pm 10\text{ V}$	60	72		70	76		60	72		dB	
	$T_{\text{MIN}}-T_{\text{MAX}}$	60	72		68	76		60	72		dB	
INPUT VOLTAGE NOISE Wideband Noise	$f = 10\text{ kHz}$		19			19			19		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	
	10 Hz to 10 MHz		60			60			60		$\mu\text{V rms}$	
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	$R_{\text{LOAD}} \geq 500\ \Omega$	± 10	+11.5, -12.6		± 10	+11.5, -12.6		± 10	+11.5, -12.6		V	
Current Output Resistance	$V_{\text{OUT}} = \pm 10\text{ V}$ Open Loop	50			50			50			mA	
			12			12			12		Ω	
FREQUENCY RESPONSE Unity Gain Bandwidth Full Power Bandwidth ³ Rise Time Overshoot Slew Rate Settling Time Overdrive Recovery Differential Gain Differential Phase	$V_{\text{OUT}} = 90\text{ mV p-p}$ $V_O = 20\text{ V p-p}$ $R_L \geq 500\ \Omega$ $A_{\text{VCL}} = -1$ $A_{\text{VCL}} = -1$ $A_{\text{VCL}} = -1$ 10 V Step $A_{\text{VCL}} = -1$ to 0.1% to 0.01% -Overdrive +Overdrive $f = 4.4\text{ MHz}$ $f = 4.4\text{ MHz}$	34			34			34			MHz	
		2.5	3.9		2.5	3.9		2.5	3.9		MHz	
		10			10			10			ns	
		15			15			15			%	
		160	250		160	250		160	250		$\text{V}/\mu\text{s}$	
		95			95			95			ns	
		135			135			135			ns	
		200			200			200			ns	
		700			700			700			ns	
		0.025			0.025			0.025			%	
0.025			0.025			0.025			Deg/cc			
POWER SUPPLY Rated Performance Operating Range Quiescent Current Rejection Ratio Rejection Ratio		± 4.5	± 15	± 18	± 4.5	± 15	± 18	± 4.5	± 15	± 18	V	
			12	13		12	13		12	13	V	
		$T_{\text{MIN}}-T_{\text{MAX}}$	12.3	14		12.3	14		12.5	16		mA
		$\pm 5\text{ V to } \pm 18\text{ V}$	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°C to $+70^\circ\text{C}$) Industrial (-40°C to $+85^\circ\text{C}$) Military (-55°C to $+125^\circ\text{C}$) ⁴		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 Chips		AD843JN			AD843KN			AD843SQ, AD843SQ/883B				
		AD843AQ			AD843BQ			AD843SH, ADS43SH/883B				
					AD843BH			AD843SE/883B				
		AD843JR-16										
		AD843JR-16-REEL										
AD843JR-16-REEL7												
AD843JCHIPS							AD843SCHIPS					

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

NOTES

¹Standard Military Drawings Available: 5962-909S001M2A (SE/883B), 5962-9098001MXA (SH/883B), 5962-9098001MPA (SQ/883B).

²Specifications are guaranteed after 5 minutes at $T_A = +25^\circ\text{C}$.

³Full power bandwidth = Slew Rate/2 π V peak.

⁴All "S" grade T_{MIN} - T_{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.

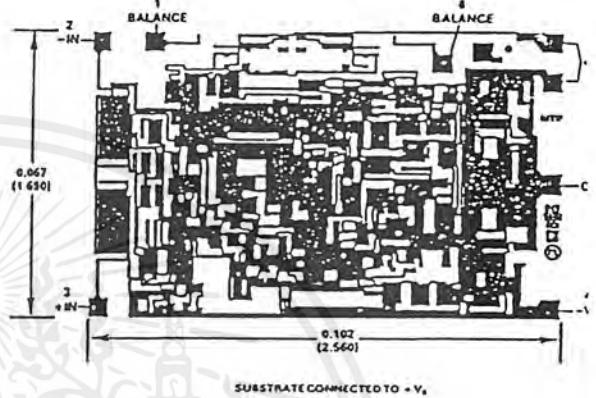
Specifications in boldface are tested on all production units at final electrical test. Results from those tests are used to calculate outgoing quality levels. All min and max specifications are guaranteed although only those shown in boldface are tested on all production units.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS¹

Supply Voltage	± 15 V
Internal Power Dissipation ²	
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°C to $+125^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range (Q, H, E)	-65°C to $+150^\circ\text{C}$
Operating Temperature Range	
AD843J/R	0°C to $+70^\circ\text{C}$
AD843A/B	-40°C to $+85^\circ\text{C}$
AD843S	-55°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

¹Stresses 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.

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AD843—Typical Characteristics

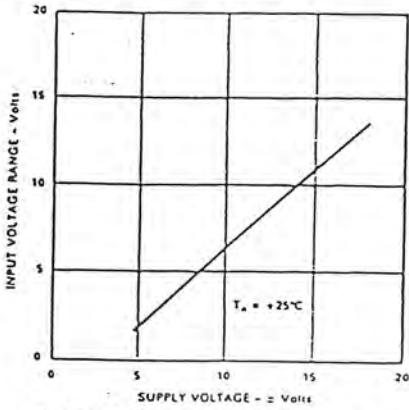


Figure 1. Input Voltage Range vs. Supply Voltage

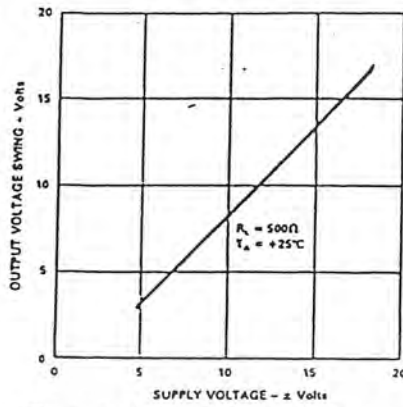


Figure 2. Output Voltage Swing vs. Supply Voltage

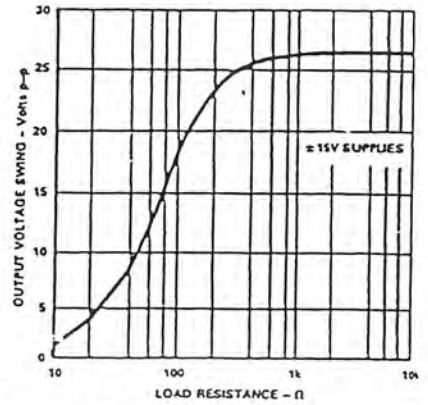


Figure 3. Output Voltage Swing vs. Load Resistance

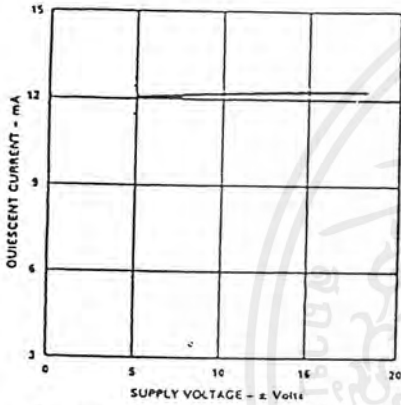


Figure 4. Quiescent Current vs. Supply Voltage

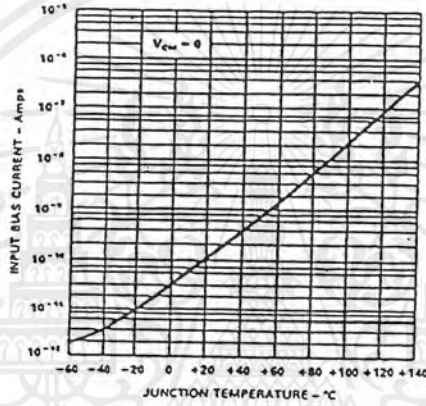


Figure 5. Input Bias Current vs. Junction Temperature

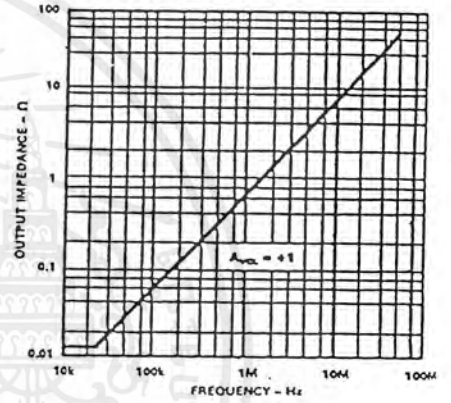


Figure 6. Output Impedance vs. Frequency

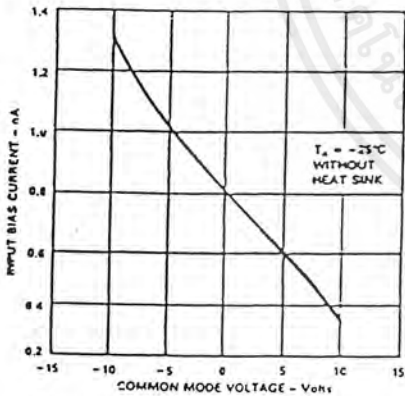


Figure 7. Input Bias Current vs. Common Mode Voltage

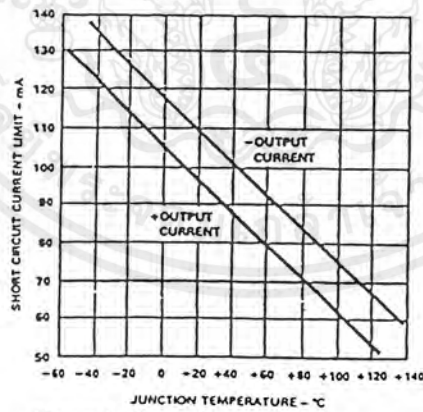


Figure 8. Short Circuit Current Limit vs. Junction Temperature (T_J)

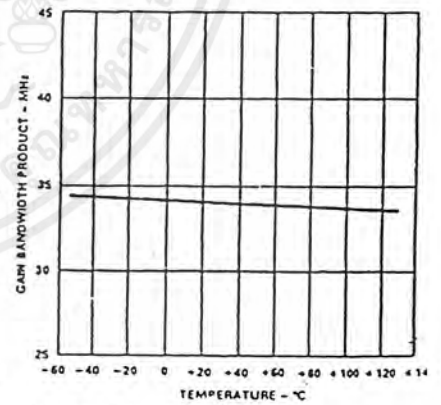


Figure 9. Gain Bandwidth Product vs. Temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

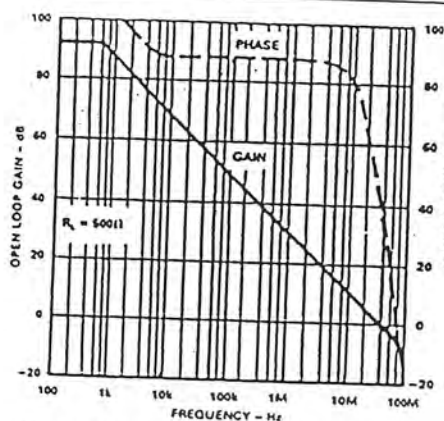


Figure 10. Open Loop Gain and Phase Margin vs. Frequency

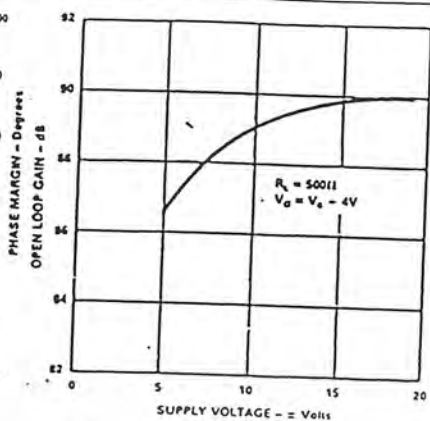


Figure 11. Open Loop Gain vs. Supply Voltage

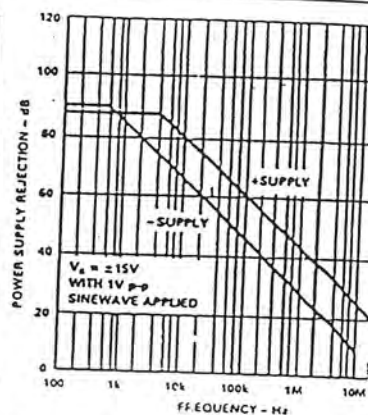


Figure 12. Power Supply Rejection vs. Frequency

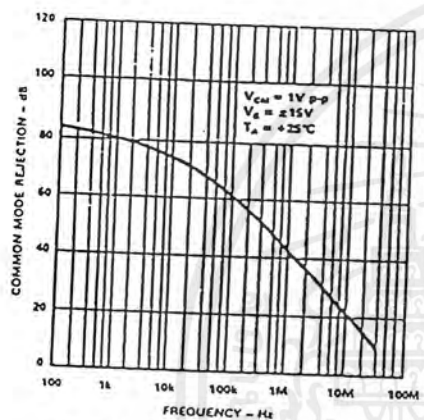


Figure 13. Common Mode Rejection vs. Frequency

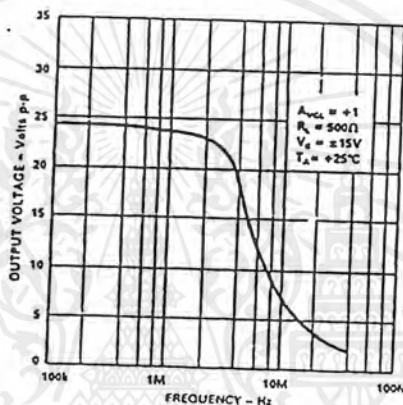


Figure 14. Large Signal Frequency Response

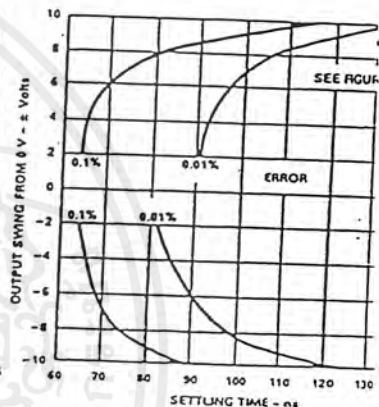


Figure 15. Output Swing and Error vs. Settling Time

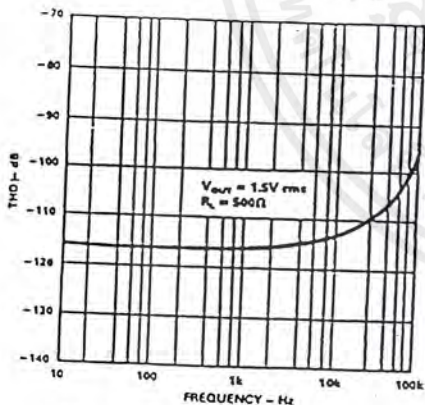


Figure 16. Harmonic Distortion vs. Frequency

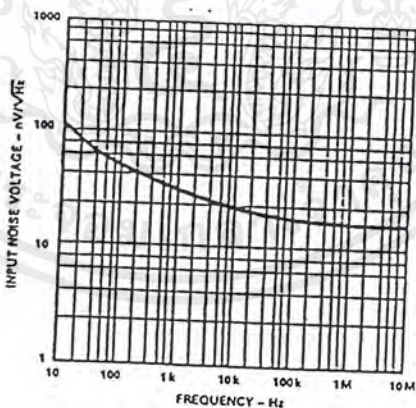


Figure 17. Input Noise Voltage Spectral Density

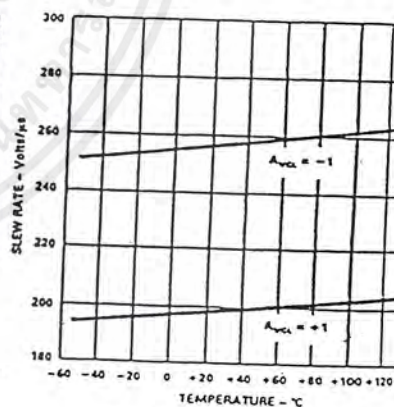


Figure 18. Slew Rate vs. Temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AD843—Typical Characteristics

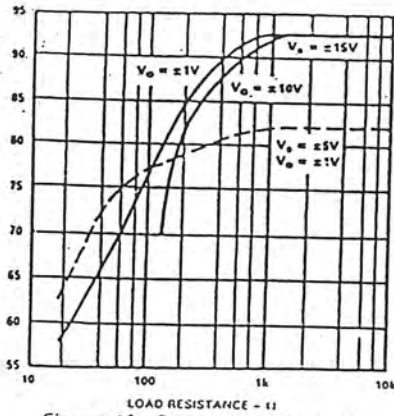


Figure 19. Open Loop Gain vs. Resistive Load

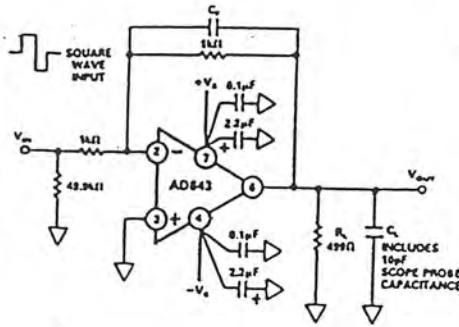


Figure 20a. Inverting Amplifier Connection

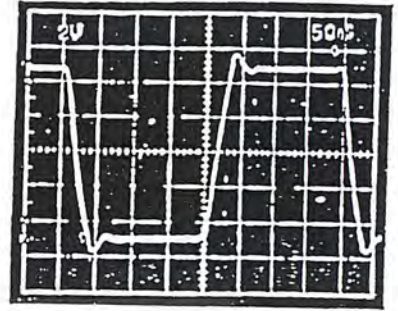


Figure 20b. Inverter Large Signal Pulse Response. $C_f = 0$, $C_L = 10$ pF

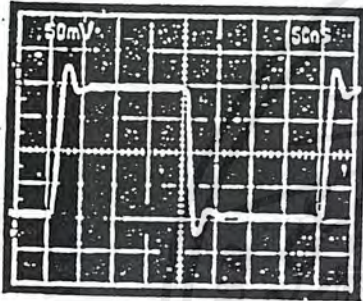


Figure 20c. Inverter Small Signal Pulse Response. $C_f = 0$, $C_L = 10$ pF

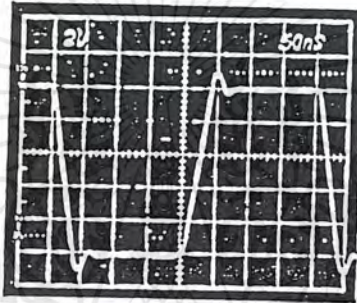


Figure 20d. Inverter Large Signal Pulse Response. $C_f = 5$ pF, $C_L = 110$ pF

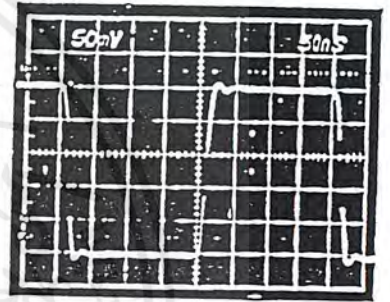


Figure 20e. Inverter Small Signal Pulse Response. $C_f = 5$ pF, $C_L = 110$ pF

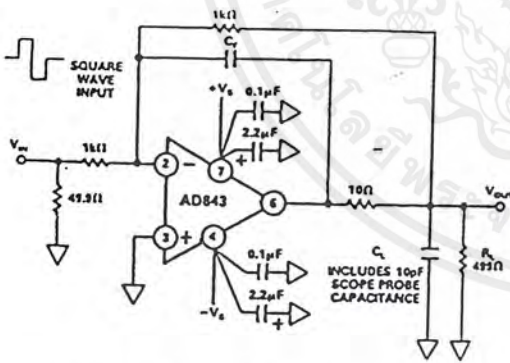


Figure 21a. Unity Gain Inverter Circuit for Driving Capacitive Loads

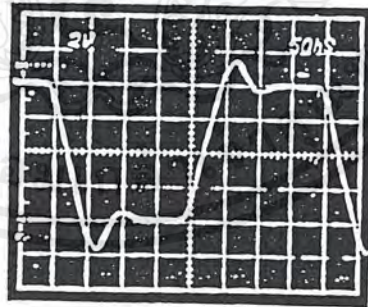


Figure 21b. Inverter Cap Load Large Signal Pulse Response. $C_f = 15$ pF, $C_L = 410$ pF

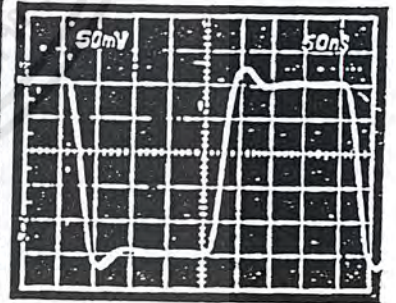


Figure 21c. Inverter Cap Load Small Signal Pulse Response. $C_f = 15$ pF, $C_L = 410$ pF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

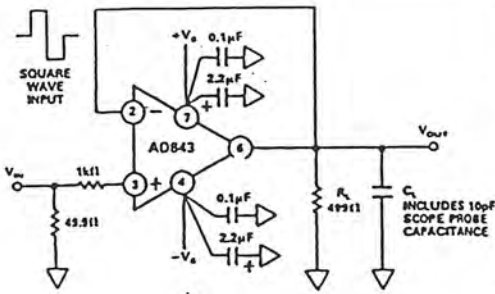


Figure 22a. Unity Gain Buffer Amplifier

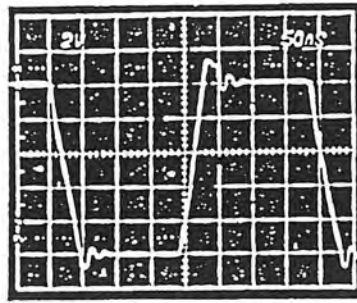


Figure 22b. Buffer Large Signal Pulse Response. $C_L = 10\text{ pF}$

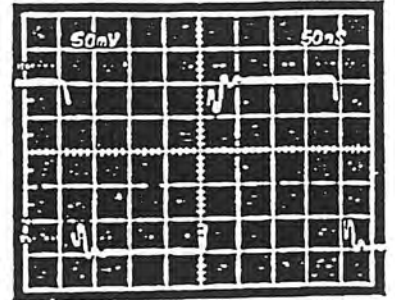


Figure 22c. Buffer Small Signal Pulse Response. $C_L = 10\text{ pF}$

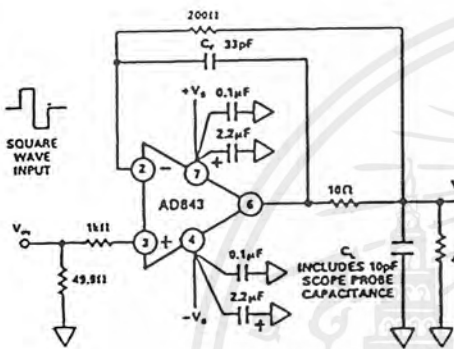


Figure 23a. Unity Gain Buffer Circuit for Driving Capacitive Loads

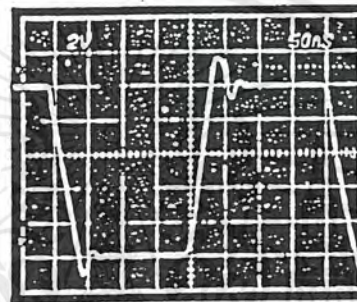


Figure 23b. Buffer Cap Load Large Signal Pulse Response. $C_f = 33\text{ pF}$, $C_L = 10\text{ pF}$

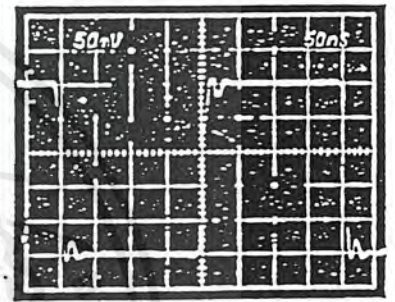


Figure 23c. Buffer Cap Load Small Signal Pulse Response. $C_f = 33\text{ pF}$, $C_L = 10\text{ pF}$

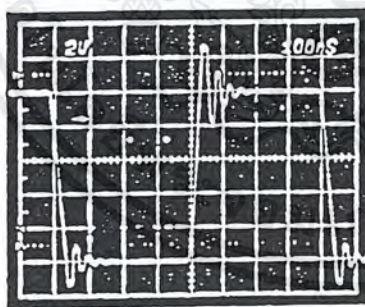


Figure 23d. Buffer Cap Load Large Signal Pulse Response. $C_f = 33\text{ pF}$, $C_L = 110\text{ pF}$

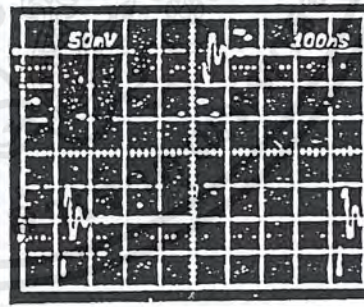


Figure 23e. Buffer Cap Load Small Signal Pulse Response. $C_f = 33\text{ pF}$, $C_L = 110\text{ pF}$

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 20c. To drive capacitive loads greater than 100 pF, the load should be decoupled from the amplifier's output by a 10 Ω 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 Ω 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 Ω . 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 Ω to ∞ with no change in dynamic response. While a 499 Ω 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 Ω .

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 μ F tantalum and a 0.1 μ F ceramic disc capacitor is recommended.

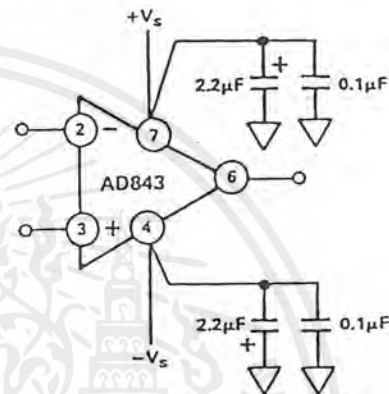
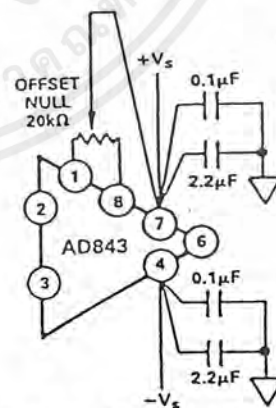


Figure 24. Recommended Power Supply Bypassing for the AD843 (DIP Pinout)

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)

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.

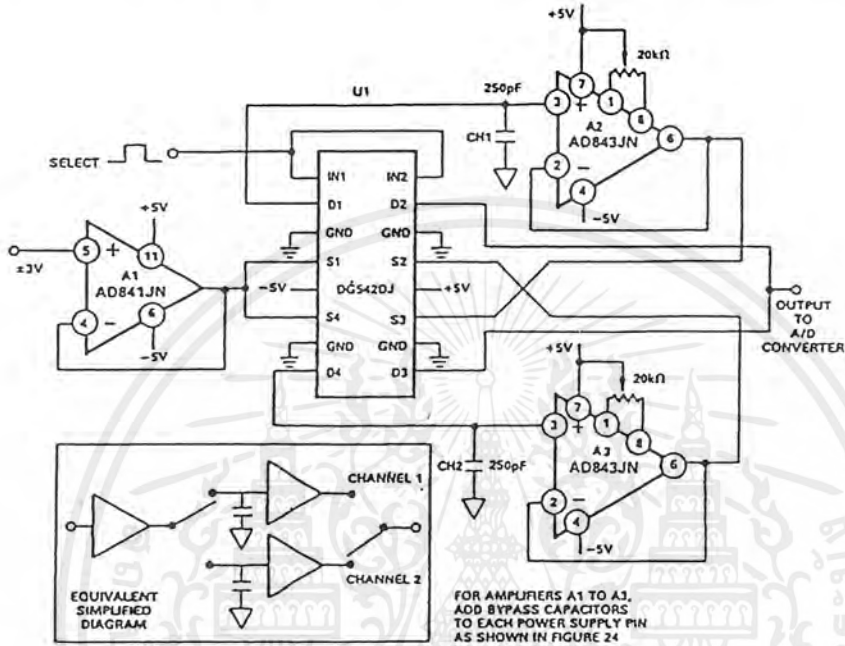


Figure 26. A Ping-Pong Sample-and-Hold Amplifier

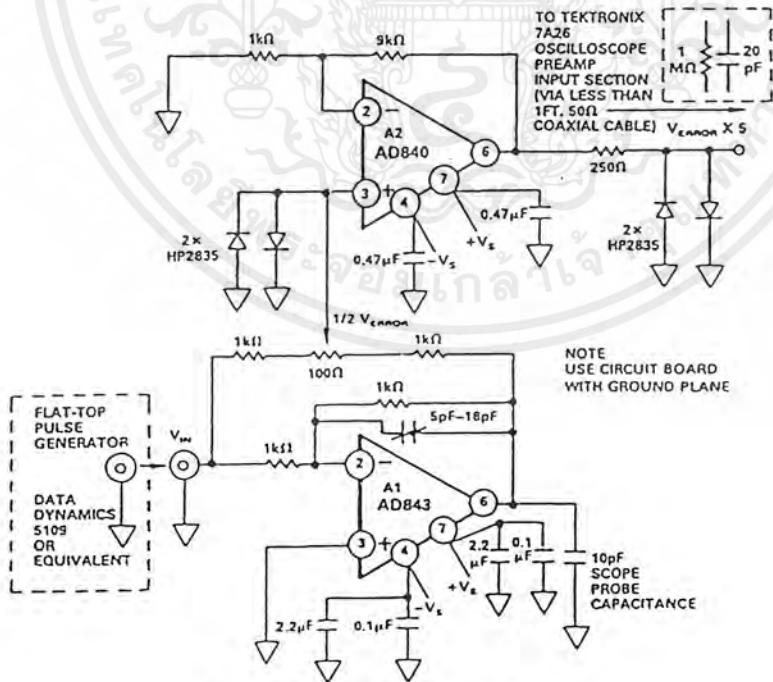


Figure 27. Settling Time Test Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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.

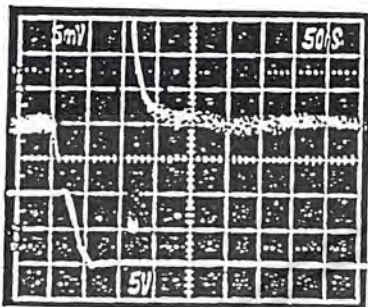


Figure 28. Settling Characteristics: +10 V to 0 V Step.
Upper Trace: Amplified Error Voltage (0.01%/Div)
Lower Trace: Output of AD843 Under Test (5 V/Div)

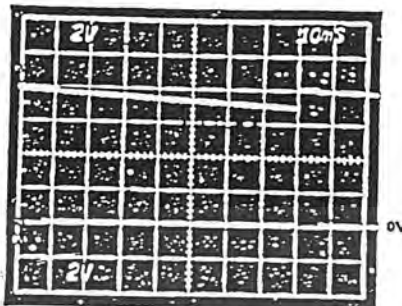
The error signal is clamped to prevent it from greatly overloading the oscilloscope preamp. A Tektronix oscilloscope preamp type 7A26 was chosen because it will recover from the approximately 0.4 volt overload, quickly enough to allow accurate measurement of the AD843's 135 ns settling time. Amplifier 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.

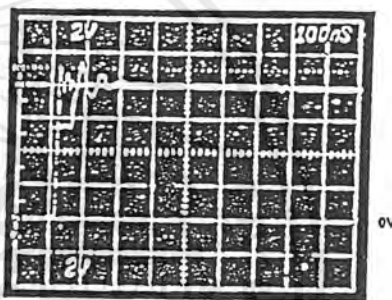
The high bandwidth and 200 $\text{V}/\mu\text{s}$ slew rate of amplifier A2, an AD843, allows the detector's output to "keep up" with its input thus minimizing overshoot. The low (<1 nA) input current of the AD843 ensures that the droop rate is limited only by the reverse leakage of diode D2, which is 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 @ 125kHz

Figure 30. Peak Detector Response to 125Hz 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.

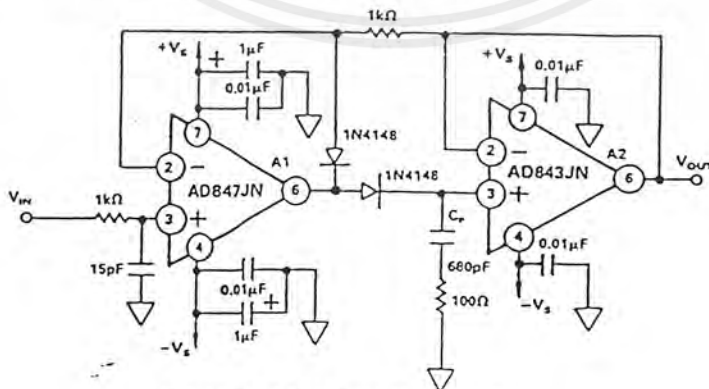
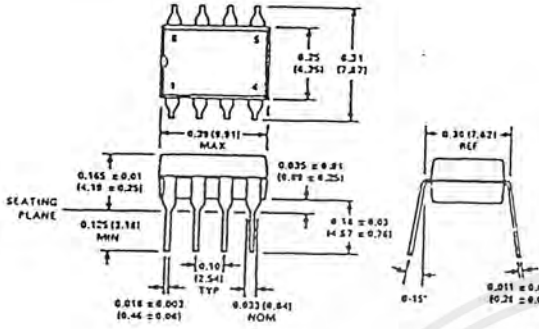


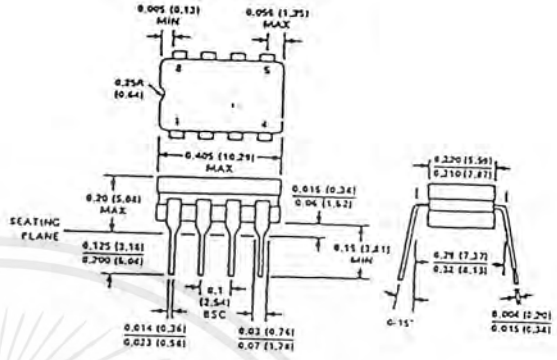
Figure 29. A Fast Peak Detector Circuit

OUTLINE DIMENSIONS
Dimensions shown in inches and (mm).

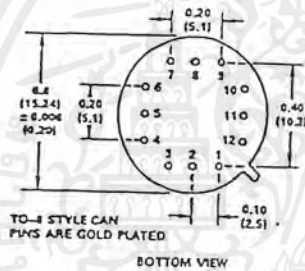
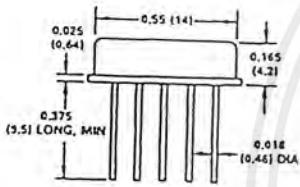
Mini-DIP Package
(N-8)



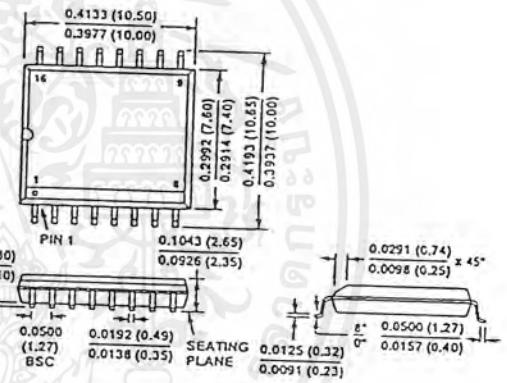
Cerdip Package
(Q-8)



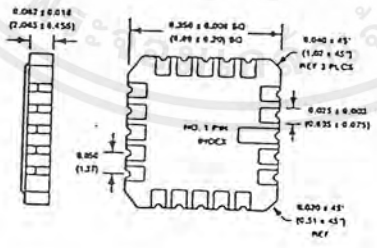
TO-8 Package
(H-12A)



16-Pin SOIC Package
(R-16)



LCC Package
(E-20A)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

% Equalizer using URC 2 state

RC1=input('value of the RC1(red)=');

RC2=input('value of the RC2(blue)=');

RC3=input('value of the RC3(violet)=');

RC4=input('value of the RC4(green)=');

a1=input('value of the a1(red)=');

a2=input('value of the a2(blue)=');

a3=input('value of the a3(violet)=');

a4=input('value of the a4(green)=');

k=1;

w=10:10e3:10e8;

w1=w./(2.*pi);

s=j.*w1;

p1=sqrt(s.*RC1);

p2=sqrt(s.*RC2);

p3=sqrt(s.*RC3);

p4=sqrt(s.*RC4);

b1=((a1.*cosh(p1)-a1+1).*(a1.*cosh(p1)-a1+1));

b2((((a1+1).*cosh(p1)-a1).*((a1+1).*cosh(p1)-a1)));

b3=((a2.*cosh(p2)-a2+1).*(a2.*cosh(p2)-a2+1));

b4((((a2+1).*cosh(p2)-a2).*((a2+1).*cosh(p2)-a2)));

b5=((a3.*cosh(p3)-a3+1).*(a3.*cosh(p3)-a3+1));

b6((((a3+1).*cosh(p3)-a3).*((a3+1).*cosh(p3)-a3)));

b7=((a4.*cosh(p4)-a4+1).*(a4.*cosh(p4)-a4+1));

b8((((a4+1).*cosh(p4)-a4).*((a4+1).*cosh(p4)-a4)));

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

t1=(abs(b1./b2));

t2=(abs(b2./b1));

t3=(abs(b3./b4));

t4=(abs(b4./b3));

t5=(abs(b5./b6));

t6=(abs(b6./b5));

t7=(abs(b7./b8));

t8=(abs(b8./b7));

z1=(20.*(log(t1)));

z2=(20.*(log(t2)));

z3=(20.*(log(t3)));

z4=(20.*(log(t4)));

z5=(20.*(log(t5)));

z6=(20.*(log(t6)));

z7=(20.*(log(t7)));

z8=(20.*(log(t8)));

semilogx(w1,z1,'r',w1,z2,'r',w1,z3,'b',w1,z4,'b',w1,z5,'m',w1,z6,'m',w1,z7,'g',w1,z8,'g'),...

grid



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

% Equalizer using URC (compare 1,2 state)

RC1=input ('value of the RC1=');

RC2=input ('value of the RC2=');

RC3=input ('value of the RC3=');

RC4=input ('value of the RC4=');

a1=input ('value of the a1=');

a2=input ('value of the a2=');

a3=input ('value of the a3=');

a4=input ('value of the a4=');

k=1;

w=10:10e3:10e8;

w1=w./(2.*pi);

s=j.*w1;

p1=sqrt(s.*RC1);

p2=sqrt(s.*RC2);

p3=sqrt(s.*RC3);

p4=sqrt(s.*RC4);

b1=(a1.*cosh(p1)-a1+1);

b2=((a1+1).*cosh(p1)-a1);

b3=(a2.*cosh(p2)-a2+1);

b4=((a2+1).*cosh(p2)-a2);

b5=(a3.*cosh(p2)-a3+1).*(a3.*cosh(p2)-a3+1);

b6=((a3+1).*cosh(p2)-a3).*((a3+1).*cosh(p2)-a3);

b7= (a4.*cosh(p2)-a4+1).*(a4.*cosh(p2)-a4+1);

b8=((a4+1).*cosh(p2)-a4).*((a4+1).*cosh(p2)-a4);

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

t1=abs(b1./b2);

t2=abs(b2./b1);

t3=abs(b3./b4);

t4=abs(b4./b3);

t5=abs(b5./b6);

t6=abs(b6./b5);

t7=abs(b7./b8);

t8=abs(b8./b7);

z1=20.*(log(t1));

z2=20.*(log(t2));

z3=20.*(log(t3));

z4=20.*(log(t4));

z5=20.*(log(t5));

z6=20.*(log(t6));

z7=20.*(log(t7));

z8=20.*(log(t8));

semilogx(w1,z1,'-r',w1,z2,'-r',w1,z3,'b',w1,z4,'b',w1,z5,'m',w1,z6,'m',w1,z7,'k',w1,z8,'k'),...

grid



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

%Sensitivity K (2 State)

```
RC=input('insert value of The RC = ');  
a1=input('insert value of The a1 = ');  
a2=input('insert value of The a2 = ');  
a3=input('insert value of The a3 = ');  
k=input('insert value of The k= ');
```

```
w=10:10e3:10e8;  
w1=w./(2.*pi);  
s=j*w1;  
p=sqrt(s*RC);
```

```
Sk1=(((a1+1).*cosh(p))./((a1+1).*cosh(p)-a1)).*(((a1+1).*cosh(p))./((a1+1).*cosh(p)-a1));  
Senk1=real(Sk1);
```

```
Sk2=(((a2+1).*cosh(p))./((a2+1).*cosh(p)-a2)).*(((a2+1).*cosh(p))./((a2+1).*cosh(p)-a2));  
Senk2=real(Sk2);
```

```
Sk3=(((a3+1).*cosh(p))./((a3+1).*cosh(p)-a3)).*(((a3+1).*cosh(p))./((a3+1).*cosh(p)-a3));  
Senk3=real(Sk3);
```

```
semilogx(w,Senk1,'r',w,Senk2,'b',w,Senk3,'--m'),...
```

```
axis([10e2 10e6 -20 20]),...
```

```
title('Sensitivity of K '),...
```

```
xlabel('FREQUENCY(Hz)'),...
```

```
ylabel('MAGNITUDE'),...
```

```
grid
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

%Sensitivity R1,R2,C1,C2 (1 state)

RC=input('insert value of The RC = ');

a1=input('insert value of The a1(for R1,C2) = ');

a2=input('insert value of The a2(for R2,C1) = ');

k=1;

w=10:10e3:10e8;

w1=w./(2.*pi);

s=j*w1;

p=sqrt(s*RC);

t1=(a1.*p.*sinh(p)+p.*coth(p)+1);

t2=(a1.*cosh(p)-a1+1);

t3=(a1.*p.*sinh(p)+(p.*coth(p)+1).*cosh(p));

t4=((a1+1).*cosh(p)-a1);

SR1=((t1./t2)-(t3./t4)).*0.5);

SenR1=real(SR1);

t5=(a2.*p.*sinh(p)+p.*coth(p)-1);

t6=(a2.*cosh(p)-a2+1);

t7=(a2.*p.*sinh(p)+(p.*coth(p)-1).*cosh(p));

t8=((a2+1).*cosh(p)-a2);

SC1=((t5./t6)-(t7./t8)).*0.5);

SenC1=real(SC1);

t9=(a2.*(cosh(p)-1).*p.*coth(p)-1);

t10=(a2.*cosh(p)-a2+1);

t11=(a2.*(cosh(p)-1).*p.*coth(p)+p.*sinh(p)-cosh(p));

t12=((a2+1).*cosh(p)-a2);

SR2=((t9./t10)-(t11./t12)).*0.5);

SenR2=real(SR2);

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

t13=(a1.*(cosh(p)-1).*p.*coth(p)+1);
t14=(a1.*cosh(p)-a1+1);
t15=(a1.*(cosh(p)-1).*p.*coth(p)+p.*sinh(p)+cosh(p));
t16=((a1+1).*cosh(p)-a1);
SC2=(((t13./t14)-(t15./t16)).*0.5);
SenC2=real(SC2);

```

```

semilogx(w,SenR1,'b',w,SenC1,'m',w,SenR2,'r',w,SenC2,'k'),...
    title('Sensitivity '),...
    xlabel('FREQUENCY(Hz)'),...
    ylabel('MAGNITUDE'),...
grid

```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

%Sensitivity of R1,R2,C1,C2 (2 state)

RC=input('insert value of The RC = ');

a=input('insert value of The a = ');

k=1;

w=10:10e3:10e8;

w1=w./(2.*pi);

s=j*w1;

p=sqrt(s*RC);

t1=(a.*p.*sinh(p)+p.*coth(p)+1);

t2=(a.*cosh(p)-a+1);

t3=(a.*p.*sinh(p)+(p.*coth(p)+1).*cosh(p));

t4=((a+1).*cosh(p)-a);

SR1=(((t1./t2)-(t3./t4)).*0.5).*(((t1./t2)-(t3./t4)).*0.5));

SenR1=real(SR1);

t5=(a.*p.*sinh(p)+p.*coth(p)-1);

t6=(a.*cosh(p)-a+1);

t7=(a.*p.*sinh(p)+(p.*coth(p)-1).*cosh(p));

t8=((a+1).*cosh(p)-a);

SC1=(((t5./t6)-(t7./t8)).*0.5).*(((t5./t6)-(t7./t8)).*0.5));

SenC1=real(SC1);

t9=(a.*(cosh(p)-1).*p.*coth(p)-1);

t10=(a.*cosh(p)-a+1);

t11=(a.*(cosh(p)-1).*p.*coth(p)+p.*sinh(p)-cosh(p));

t12=((a+1).*cosh(p)-a);

SR2=(((t9./t10)-(t11./t12)).*0.5).*(((t9./t10)-(t11./t12)).*0.5);

SenR2=real(SR2);

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

t13=(a.*(cosh(p)-1).*p.*coth(p)+1);
t14=(a.*cosh(p)-a+1);
t15=(a.*(cosh(p)-1).*p.*coth(p)+p.*sinh(p)+cosh(p));
t16=((a+1).*cosh(p)-a);
SC2=(((t13./t14)-(t15./t16)).*0.5).*(((t13./t14)-(t15./t16)).*0.5);
SenC2=real(SC2);

```

```

semilogx(w,SenR1,'b',w,SenC1,'m',w,SenR2,'r',w,SenC2,'k'),...
    title('Sensitivity of R1,C1,R2,C2'),...
    xlabel('FREQUENCY(Hz)'),...
    ylabel('MAGNITUDE'),...
grid

```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
% Equalizer using URC (Nyquist plot)
```

```
RC=input('value of the RC=');
```

```
a=input('value of the a=');
```

```
k=input('value of the k=');
```

```
w=-10e8:10e3:10e8;
```

```
w1=w./(2.*pi);
```

```
s=j.*w1;
```

```
p=sqrt(s.*RC);
```

```
b1=((a1.*cosh(p1)-a1+1).*(a1.*cosh(p1)-a1+1));
```

```
b2((((a1+1).*cosh(p1)-a1).*((a1+1).*cosh(p1)-a1)));
```

```
rd=real(b2);
```

```
id=imag(b2);
```

```
plot(rd,id);
```

```
grid
```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

% Group Delay

```
RC=input('insert value of The RC = ');  
a=input('insert value of The a(red) = ');  
a1=input('insert value of The a1(blue) = ');  
a2=input('insert value of The a2(violet) = ');  
k=1;  
w=10:10e3:10e8;  
w1=w./(2.*pi);  
s=j*w1;  
p=sqrt(s*RC);
```

```
tp1=(a.*cosh(p)-a+1);  
tp2=((a+1).*cosh(p)-a);  
tp3=((tp1./tp2).*(tp1./tp2));  
tp4=((tp2./tp1).*(tp2./tp1));
```

```
tp5=(a1.*cosh(p)-a1+1);  
tp6=((a1+1).*cosh(p)-a1);  
tp7=((tp5./tp6).*(tp5./tp6));  
tp8=((tp6./tp5).*(tp6./tp5));
```

```
tp9=(a2.*cosh(p)-a2+1);  
tp10=((a2+1).*cosh(p)-a2);  
tp11=((tp9./tp10).*(tp9./tp10));  
tp12=((tp10./tp9).*(tp10./tp9));
```

```
Phase_tp3=angle(tp3);
```

```
Phase_tp4=angle(tp4);
```

```
Phase_tp7=angle(tp7);
```

```
Phase_tp8=angle(tp8);
```

```
Phase_tp11=angle(tp11);
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
Phase_tp12=angle(tp12);
```

```
dw=w1(1:length(w1)-1);
```

```
Phase_prime_tp3=diff(Phase_tp3)./diff(w1);
```

```
Phase_prime_tp4=diff(Phase_tp4)./diff(w1);
```

```
Phase_prime_tp7=diff(Phase_tp7)./diff(w1);
```

```
Phase_prime_tp8=diff(Phase_tp8)./diff(w1);
```

```
Phase_prime_tp11=diff(Phase_tp11)./diff(w1);
```

```
Phase_prime_tp12=diff(Phase_tp12)./diff(w1);
```

```
GroupDelay1=-(Phase_prime_tp3);
```

```
GroupDelay2=-(Phase_prime_tp4);
```

```
GroupDelay3=-(Phase_prime_tp7);
```

```
GroupDelay4=-(Phase_prime_tp8);
```

```
GroupDelay5=-(Phase_prime_tp11);
```

```
GroupDelay6=-(Phase_prime_tp12);
```

```
d1=GroupDelay1;
```

```
d2=GroupDelay2;
```

```
d3=GroupDelay3;
```

```
d4=GroupDelay4;
```

```
d5=GroupDelay5;
```

```
d6=GroupDelay6;
```

```
semilogx(dw,d1,'-r',dw,d2,'-r',dw,d3,'b',dw,d4,'b',dw,d5,':m',dw,d6,':m'),...
```

```
title('Group Delay '),...
```

```
xlabel('w(rad/sec)'),...
```

```
ylabel('Delay (sec)'),...
```

grid

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้