

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การออกแบบและจำลองความผิดเพี้ยนทางขนาดสัญญาณสี

โดยใช้วงจรกรองความถี่แบบเบิร์นสไตน์

Design and Simulation of Color Gain Distortion

Using the Bernstein Filter



T119166



เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 119166
วัน,เดือน,ปี - 6 S.A. 2554

b. 107606449
i.

ปริญญาานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ปีการศึกษา 2553 เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Design and Simulation of Color Gain Distortion

Using the Bernstein Filter



**THIS THESIS IS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
BACHELOR OF ENGINEERING IN INFORMATION ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ **ACADEMIC YEAR 2010** ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญาโท

การออกแบบและจำลองความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณสี่ โดยใช้วงจร
กรองความถี่แบบเบิร์ตสไตน์

รายชื่อนักศึกษา

นายกษม จิระพงษ์	รหัสนักศึกษา 50010057
นายชนพล พึ่งตัวเอง	รหัสนักศึกษา 50010612
นายภควันต์ แห่งชาติ	รหัสนักศึกษา 50011146

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมสารสนเทศ

พ.ศ.

2553

อาจารย์ที่ปรึกษาปริญญาโท อ.วันวิสา รัชวงษ์

ปริญญาโทฉบับนี้ ได้รับการอนุมัติให้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา ตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง

อ. วันวิสา รัชวงษ์

(อ. วันวิสา รัชวงษ์)

อาจารย์ผู้ควบคุมปริญญาโท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์ การออกแบบและจำลองความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณสี่
โดยใช้อุปกรณ์การวัดแบบเบิร์ตสไตน์

รายชื่อนักศึกษา นายกษม จิระพงษ์ รหัสนักศึกษา 50010057
นายธนพล พึ่งตัวเอง รหัสนักศึกษา 50010612
นายภควันต์ แห่งชาติ รหัสนักศึกษา 50011146

ปริญญา ปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมสารสนเทศ
พ.ศ. 2553
อาจารย์ที่ปรึกษาปริญญานิพนธ์ อ.วันวิสา ชัชวงษ์

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์นี้ได้ศึกษาปัญหาของการส่งสัญญาณโทรทัศน์ระบบ PAL พบว่าเกิดปัญหาความผิดเพี้ยนเกิดขึ้น ทำให้ภาพที่ได้รับนั้นมีความชัดเจนน้อยลง จากการศึกษาวิธีการส่งสัญญาณภาพของโทรทัศน์ พบว่าความผิดเพี้ยนนั้นเกิดขึ้นได้ทั้งทางขนาดและกรุปติเลย์ เพื่อแก้ปัญหาคือความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้น จึงได้ทำการออกแบบเครื่องปรับแก้ทางอัตราขยายของสัญญาณสี่ โดยใช้อุปกรณ์แบบเบิร์ตสไตน์ ที่สามารถยกระดับสัญญาณที่ขนาด +1 dB +2 dB และ +3 dB หรือสามารถลดระดับสัญญาณที่ขนาด -1 dB -2 dB และ -3 dB ในการทดสอบส่วนที่เป็น ซอร์ฟแวร์นั้นจะใช้โปรแกรม Matlab และ Pspice จำลองการทำงาน ในส่วนที่เป็น ฮาร์ดแวร์อาศัยสัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ ในการตรวจสอบความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้น การทดสอบ ซึ่งจะนำเอาเครื่องปรับแก้ทางอัตราขยายของสัญญาณสี่ โดยใช้อุปกรณ์แบบเบิร์ตสไตน์ แก้ปัญหาความผิดเพี้ยนในระบบโทรทัศน์สี่

Thesis Title	Design and Simulation of Color Gain Distortion using the Bernstein Filter		
Student	Mr. Kasama Jirapong	Student ID. 50010057	
	Mr. Thanapol Phungtua-eng	Student ID. 50010612	
	Mr. Pakawan Hangchart	Student ID. 50011146	
Degree	Bachelor of Engineering		
Program	Information Engineering		
Year	2010		
Thesis Advisor	Miss Vanvisa Chutchavong		

ABSTRACT

This paper present designing the implementation of filter. Signal sending of PAL television system in the present found out that there is a problem. It makes pictures that gotten to have a few clearness. In case study, signal sending procedure of television. It is found out that there are differ both magnitude and group delay, in order to solve this problem so design Gain Chrominance Equalizer using Bernstein Polynomials that there are increased by +1 dB, +2 dB and +3 dB or decreased by -1 dB, -2 dB and -3 dB. The Matlab and Pspice are utilized to simulate the response of the proposed circuits. Herein, The modulated 20T sine-squared pulse test signal are used to distortion which affects the baseline of pulse can check chrominance distortion. Gain Chrominance Equalizer using Bernstein Polynomials solve the problem in television system

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สามารถสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ทางผู้จัดทำขอกราบขอบพระคุณ อาจารย์วันวิสา ชัชวงษ์ อย่างเป็นที่สุดที่ได้ให้ความอนุเคราะห์ ช่วยเหลือ อบรมสั่งสอนและคอยชี้แนะแนวทางเกี่ยวกับงานวิจัยอย่างดีเยี่ยม ตลอดจนคอยสอบถามปัญหาของงานวิจัยมาโดยตลอด ทำให้ทางผู้จัดทำ จึงขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอกราบขอบพระคุณ อ.วันวิสา ชัชวงษ์ ที่ได้ให้ความรู้ คำปรึกษาและคำแนะนำที่เป็นประโยชน์ต่อปริญญานิพนธ์นี้ และ ขอกราบขอบพระคุณ รศ.อรุณภักดิ์ แสงอรุณ ที่ได้คำปรึกษาและคำแนะนำ

ขอกราบขอบพระคุณคณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุก ๆ ท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาให้กับข้าพเจ้า

กราบขอบพระคุณ บิดา มารดา ที่คอยเป็นกำลังใจ และให้การสนับสนุนในทุกๆด้านมาโดยตลอด ทำให้ข้าพเจ้าสามารถทำปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี

สุดท้ายนี้ ขอขอบคุณเพื่อนทุกคน ในห้องโปรเจก ASP Lab ที่ให้ความร่วมมือ ขอขอบคุณน้องกุลชาติ อนุสรณ์ธิดิษฐ์ ภาคอิเล็กทรอนิกส์ และพล ช่วยเหลือเกี่ยวกับด้าน อิเล็กทรอนิกส์ ขอขอบคุณ แจ้ ต้อม สำหรับโทรศัพท์และเครื่องเล่น วิซีดี และ ขอขอบคุณทุกคนที่ไม่ได้เอ่ยนาม

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมาจากปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอบแต่ผู้มีพระคุณทุกท่านไว้ ณ โอกาสนี้

นายกษม	จิระพงษ์
นายธนพล	พึ่งตัวเอง
นายภควันต์	แห่งชาติ

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญรูป.....	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 แนวคิดและที่มา.....	1
1.2 จุดประสงค์.....	1
1.3 ขอบเขตโครงการ.....	2
1.4 ผลที่คาดว่าจะได้รับ.....	2
1.5 อุปกรณ์ที่ใช้.....	3
1.5.1 ฮาร์ดแวร์.....	3
1.5.2 ซอฟต์แวร์.....	3
1.6 ขั้นตอนการดำเนินการ.....	4
บทที่ 2 การประมาณฟังก์ชันแบบเบียร์นสไตล์.....	5
2.1 บทนำ.....	5
2.2 ทฤษฎีการประมาณแบบเบียร์นสไตล์.....	5
2.3 การวิเคราะห์วงจรกรองความถี่โดยใช้การประมาณแบบเบียร์นสไตล์โพลีโนเมียล.....	8
2.4 สรุป.....	15
บทที่ 3 สัญญาณทดสอบ Vertical Interval Test Signal (VITS).....	16
3.1 บทนำ.....	16
3.2 ชนิดของความผิดเพี้ยน.....	20
3.2.1 ความผิดเพี้ยนของรูปสัญญาณส่องสว่าง.....	21

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.2.1.1 ความผิดเพี้ยนรูปสัญญาณลงโหม้.....	21
3.2.1.2 ความผิดเพี้ยนพีลด์ – โหม้เวฟฟอร์ม.....	22
3.2.1.3 ความผิดเพี้ยนไลน์ – โหม้เวฟฟอร์ม.....	23
3.2.1.4 ความผิดเพี้ยนชอท – โหม้เวฟฟอร์ม.....	24
3.2.2 ความไม่เท่ากันของสัญญาณ โครมิแนนซ์ – ลูมิแนนซ์.....	25
3.2.2.1 Gain Inequalities.....	25
3.2.2.2 Delay Inequalities.....	26
3.2.2.2 Gain and Delay Inequalities.....	27
3.3 สัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ (Modulation 20T Sine-Squared Pulse Test Signal).....	27
3.4 การวัดความผิดเพี้ยนทางอัตรายายและกรุปดีเลย์ ด้วยสัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์.....	30
3.4.1 กรณีที่เกิดการผิดเพี้ยน โดยความแตกต่างของอัตรายายอย่างเดียว.....	31
3.4.2 กรณีที่เกิดการผิดเพี้ยน โดยความแตกต่างของกรุปดีเลย์.....	32
3.4.3 กรณีที่เกิดการผิดเพี้ยนทางอัตรายายและกรุปดีเลย์พร้อมกัน.....	33
3.5 สรุป.....	35
บทที่ 4 การออกแบบ และการจำลองการทำงานของวงจร โดยโปรแกรมคอมพิวเตอร์.....	36
4.1 บทนำ.....	36
4.2 ขั้นตอน การออกแบบสมการวงจรองความถี่.....	36
4.3 จำลองการทำงานของวงจรอิกวอไลเซอร์โดยใช้โปรแกรม Matlab.....	39
4.4 การออกแบบวงจรอิกวอไลเซอร์.....	50
4.4.1 การออกแบบวงจรอิกวอไลเซอร์ -1 dB.....	50
4.4.2 การออกแบบวงจรอิกวอไลเซอร์ +1 dB.....	52
4.4.3 การออกแบบวงจรอิกวอไลเซอร์ -2 dB.....	55

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่... ไม่อนุญาตให้แก้ไขได้...
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.4.4 การออกแบบวงจรอิกวอไลเซอร์ +2 dB	58
4.4.5 การออกแบบวงจรอิกวอไลเซอร์ -3 dB.....	60
4.4.6 การออกแบบวงจรอิกวอไลเซอร์ +3 dB.....	63
4.5 จำลองการทำงานของวงจรอิกวอไลเซอร์โดยใช้ โปรแกรม Pspice	65
4.5.1 การจำลองสัญญาณทดสอบ 20T ไชน์กำลังสองพัลส์	66
4.5.2 การจำลองผลลัพธ์ของสัญญาณทดสอบเมื่อผ่านวงจรอิกวอไลเซอร์	70
4.6 สรุปผลจากการจำลองการทำงานของวงจรอิกวอไลเซอร์	89
บทที่ 5 การทดลองและการทดสอบการทำงานของวงจร	90
5.1 บทนำ.....	90
5.2 การออกแบบวงจร ปรับเท่าทางอัตราขยายของสัญญาณสี่ โดยใช้โพลีโนเมียลแบบเบิร์นสไตน์	90
5.2.1 วงจร แปลงแรงดัน ไฟฟ้าจาก 12V เป็นแรงดัน ไฟฟ้า +5V และ -5V	90
5.2.2 วงจรสวิทช์การปรับเปลี่ยนการทำงาน	91
5.2.3 วงจรปรับเท่าทางที่ใช้ทฤษฎีเบิร์นสไตน์	96
5.3 ขั้นตอนการทดลอง	98
5.3.1 ผลกระทบของความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายที่มีต่อภาพ โทรทัศน์สีจริง.....	99
5.3.2 ทดสอบการทำงานของ เครื่องปรับเท่าทางอัตราขยายของสัญญาณสี่ โดยใช้โพลีโน เมียลแบบเบิร์นสไตน์	105
5.4 สรุป	120
บทที่ 6 สรุป และแนวทางในการพัฒนาต่อไป	121
6.1 บทสรุปผลการวิจัย	121
6.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนาต่อไป	122

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บรรณานุกรม.....	123
ภาคผนวก ก.....	124
ภาคผนวก ข.....	126
ภาคผนวก ค.....	129



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

รูปที่	หน้า
5.1	เปรียบเทียบค่าแม่สี R G B ของภาพสีที่ไม่มีคามผิดเพี้ยน กับภาพสีที่มีความผิดเพี้ยนทางอัตราขยาย อย่างเดียวที่ ± 1 dB ± 2 dB และ ± 3 dB 104
5.2	เปรียบเทียบค่าแม่สี R G B ของภาพสีที่มีความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายอย่างเดียว และภาพสีหลังผ่าน การแก้ปัญหาคามผิดเพี้ยนด้วยเครื่องเท่าทางอัตราขยายของสัญญาณสี โดยใช้โพลิโนเมียลแบบเบียร์ นส์ไต้ลต์ 118



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 ขั้นตอนการดำเนินงาน.....	4
2.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน.....	6
2.2 ผลตอบสนองทางขนาดที่ $N=2, K=1$	9
2.3 ผลตอบสนองทางเฟสที่ $N=2, K=1$	9
2.4 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางขนาดเมื่อ K เปลี่ยน.....	10
2.5 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางเฟสเมื่อ K เปลี่ยน.....	10
2.6 ผลตอบสนองทางกรุปดีเลย์เมื่อ K เปลี่ยน.....	11
2.7 ผลตอบสนองทางขนาดเปรียบเทียบความแตกต่างของ \mathcal{E}	12
2.8 ผลตอบสนองทางเฟสเปรียบเทียบความแตกต่างของ \mathcal{E}	12
2.9 ผลตอบสนองทางเฟสเปรียบเทียบความแตกต่างของ \mathcal{E}	13
2.10 การเปรียบเทียบผลตอบสนองทางเฟสที่วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านของการประมาณแบบเบียร์นส์ไตล์และ ทอมป์สัน.....	14
2.11 การเปรียบเทียบผลตอบสนองทางเฟสที่วงจรกรองแถบความถี่ผ่านของการประมาณเบียร์นส์ไตล์และ ทอมป์สัน.....	14
3.1 การเกิด Multipath.....	17
3.2 การจำแนกความผิดเพี้ยนเชิงเส้น.....	20
3.3 ขอบเขตชนิดของความผิดเพี้ยน.....	21
3.4 ความผิดเพี้ยนรูปสัญญาณลงโทรม.....	22
3.5 ความผิดเพี้ยนฟิลด์-โทรมเวฟฟอร์ม.....	22
3.6 ความเพี้ยนของรูปสัญญาณสี่เหลี่ยม Sag.....	23
3.7 ผลตอบสนองของสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมต่อคุณลักษณะทางขนาดและกรุปดีเลย์.....	24
3.8 สัญญาณพัลส์ชาชนี่กำลังสอง เทียบกับสัญญาณชาชนี่.....	25
3.9 เปรียบเทียบการเกิดการผิดเพี้ยนทางอัตราขยาย.....	26
3.10 เปรียบเทียบการเกิดการผิดเพี้ยนทางกรุปดีเลย์.....	26
3.11 วงจรผลิตสัญญาณรวมมอดูเลต 20T.....	28
3.12 การรวมสัญญาณ (b)+(c).....	29
3.13 ความถี่สเปคตรัมของสัญญาณรวมพัลส์ 20T.....	30
3.14 ความแตกต่างของความผิดเพี้ยนของอัตราขยายอย่างเดียว.....	31
3.15 เปรียบเทียบความแตกต่างของความผิดเพี้ยนของอัตราขยายอย่างเดียว.....	32

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.16 ความแตกต่างของความผิดเพี้ยนของกรุปดีเลย์เพียงอย่างเดียว	33
3.17 ความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายและกรุปดีเลย์พร้อมกัน	34
4.1 ตำแหน่ง โพลและซีโร	38
4.2 ผลตอบสนอง ทางขนาดที่ -1 dB	40
4.3 ผลตอบสนอง ทางเฟสที่ -1 dB	40
4.4 ผลตอบสนอง ทางกรุปดีเลย์ที่ -1 dB	41
4.5 ผลตอบสนอง ทางขนาดที่ +1 dB	41
4.6 ผลตอบสนอง ทางเฟสที่ +1 dB	42
4.7 ผลตอบสนอง ทางกรุปดีเลย์ที่ +1 dB	42
4.8 ผลตอบสนอง ทางขนาดที่ -2 dB	43
4.9 ผลตอบสนอง ทางเฟสที่ -2 dB	44
4.10 ผลตอบสนอง ทางกรุปดีเลย์ที่ -2 dB	44
4.11 ผลตอบสนอง ทางขนาดที่ +2 dB	45
4.12 ผลตอบสนอง ทางเฟสที่ +2 dB	45
4.13 ผลตอบสนอง ทางกรุปดีเลย์ที่ +2 dB	46
4.14 ผลตอบสนอง ทางขนาดที่ -3 dB	47
4.15 ผลตอบสนอง ทางเฟสที่ -3 dB	47
4.16 ผลตอบสนอง ทางกรุปดีเลย์ที่ -3 dB	48
4.17 ผลตอบสนอง ทางขนาดที่ +3 dB	48
4.18 ผลตอบสนอง ทางเฟสที่ +3 dB	49
4.19 ผลตอบสนอง ทางกรุปดีเลย์ที่ +3 dB	49
4.20 วงจรกำเนิดสัญญาณทดสอบ 20T ไชน์กำลังสองพัลส์	66
4.21 การจำลองสัญญาณของ วงจรกำเนิดสัญญาณทดสอบ 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ เมื่อ ไม่มีความผิดเพี้ยนทาง อัตราขยาย	66
4.22 การจำลองสัญญาณของ วงจรกำเนิดสัญญาณทดสอบ 20T ไชน์กำลังสองพัลส์เมื่อ ความผิดเพี้ยนทาง อัตราขยายต่ำที่ -1 dB	67
4.23 การจำลองสัญญาณของ วงจรกำเนิดสัญญาณทดสอบ 20T ไชน์กำลังสองพัลส์เมื่อ ความผิดเพี้ยนทาง อัตราขยายต่ำที่ -2 dB	67

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.24 การจำลองสัญญาณของ วงจรกำเนิดสัญญาณทดสอบ 20T ไชน์กำลังสองพัลส์เมื่อ ความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายต่ำที่ -3 dB	68
4.25 การจำลองสัญญาณของ วงจรกำเนิดสัญญาณทดสอบ 20T ไชน์กำลังสองพัลส์เมื่อ ความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายสูงที่ +1 dB	68
4.26 การจำลองสัญญาณของ วงจรกำเนิดสัญญาณทดสอบ 20T ไชน์กำลังสองพัลส์เมื่อ ความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายสูงที่ +2 dB	69
4.27 การจำลองสัญญาณของ วงจรกำเนิดสัญญาณทดสอบ 20T ไชน์กำลังสองพัลส์เมื่อ ความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายสูงที่ +3 dB	69
4.28 วงจรอิกวอไลเซอร์ที่ -1 dB	71
4.29 จำลองผลตอบสนอง ทางขนาด ของวงจรอิกวอไลเซอร์ที่ -1 dB	72
4.30 จำลองผลตอบสนอง ทางเฟส ของวงจรอิกวอไลเซอร์ที่ -1 dB	72
4.31 จำลองผลตอบสนอง ทางกรุปดิเลย์ ของวงจรอิกวอไลเซอร์ที่ -1 dB	73
4.32 จำลองภาพของสัญญาณที่ผิดเพี้ยนที่ -1 dB เมื่อผ่านวงจรอิกวอไลเซอร์	73
4.33 วงจรอิกวอไลเซอร์ที่ +1 dB	74
4.34 จำลองผลตอบสนอง ทางขนาด ของวงจรอิกวอไลเซอร์ที่ +1 dB	75
4.35 จำลองผลตอบสนอง ทางเฟส ของวงจรอิกวอไลเซอร์ที่ +1 dB	75
4.36 จำลองผลตอบสนอง ทางกรุปดิเลย์ ของวงจรอิกวอไลเซอร์ที่ +1 dB	76
4.37 จำลองภาพของสัญญาณที่ผิดเพี้ยนที่ +1 dB เมื่อผ่านวงจรอิกวอไลเซอร์	76
4.38 อิกวอไลเซอร์ที่ -2dB	77
4.39 จำลองผลตอบสนอง ทางขนาด ของวงจรอิกวอไลเซอร์ที่ -2dB	78
4.40 จำลองผลตอบสนอง ทางเฟส ของวงจรอิกวอไลเซอร์ที่ -2 dB	78
4.41 จำลองผลตอบสนอง ทางกรุปดิเลย์ ของวงจรอิกวอไลเซอร์ที่ -2dB	79
4.42 จำลองภาพของสัญญาณที่ผิดเพี้ยนที่ -2dB เมื่อผ่านวงจรอิกวอไลเซอร์	79
4.43 วงจรอิกวอไลเซอร์ที่ +2dB	80
4.44 จำลองผลตอบสนอง ทางขนาด ของวงจรอิกวอไลเซอร์ที่ +2dB	81
4.45 จำลองผลตอบสนอง ทางเฟส ของวงจรอิกวอไลเซอร์ที่ +2 dB	81
4.46 จำลองผลตอบสนอง ทางกรุปดิเลย์ ของวงจรอิกวอไลเซอร์ที่ +2 dB	82
4.47 จำลองภาพของสัญญาณที่ผิดเพี้ยนที่ +2 dB เมื่อผ่านวงจรอิกวอไลเซอร์	82
4.48 วงจรอิกวอไลเซอร์ที่ -3dB	83

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้แก้ไขหรือเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.49 จำลองผลตอบสนอง ทางขนาด ของวงจรรอคิวไลเซอร์ที่ -3dB	84
4.50 จำลองผลตอบสนอง ทางเฟส ของวงจรรอคิวไลเซอร์ที่ -3 dB	84
4.51 จำลองผลตอบสนอง ทางกรุปดีเลย์ ของวงจรรอคิวไลเซอร์ที่ -3dB.....	85
4.52 จำลองภาพของสัญญาณที่ผิดเพี้ยนที่ -3dB เมื่อผ่านวงจรรอคิวไลเซอร์	85
4.53 วงจรรอคิวไลเซอร์ที่ +3dB	86
4.54 จำลองผลตอบสนอง ทางขนาด ของวงจรรอคิวไลเซอร์ที่ +3dB	87
4.55 จำลองผลตอบสนอง ทางเฟส ของวงจรรอคิวไลเซอร์ที่ +3 dB	87
4.56 จำลองผลตอบสนอง ทางกรุปดีเลย์ ของวงจรรอคิวไลเซอร์ที่ +3 dB.....	88
4.57 จำลองภาพของสัญญาณที่ผิดเพี้ยนที่ +3dB เมื่อผ่านวงจรรอคิวไลเซอร์	88
5.1 วงจรสวิตซ์ในการปรับเปลี่ยนการทำงาน	91
5.2 วงจรแปลงแรงดันไฟฟ้า.....	91
5.3 วงจรปรับเท่าทางขนาดที่ -1 dB.....	92
5.4 วงจรปรับเท่าทางขนาดที่ -2 dB.....	93
5.5 วงจรปรับเท่าทางขนาดที่ -3 dB.....	94
5.6 วงจรปรับเท่าทางขนาดที่ +1 dB.....	95
5.7 วงจรปรับเท่าทางขนาดที่ +2 dB.....	96
5.8 วงจรปรับเท่าทางขนาดที่ +3 dB.....	97
5.9 แผ่นPCB ของวงจรรูปเปลี่ยนการทำงาน.....	98
5.10 แผ่น PCB ของวงจรแปลงแรงดันไฟฟ้า	98
5.11 PCB ของวงจรรูปเท่าทางขนาดที่ ±1 dB ±2 dB และ±3 dB.....	98
5.12 เครื่องPAL Television Generator TSG-271	99
5.13 เครื่องColor Gain & Delay Test Set MS 321A	99
5.14 การแสดงผลกระทบของความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายอย่างเดียวกับที่มีต่อภาพโทรทัศน์สีจริง	100
5.15 ภาพสีที่ใช้เป็นภาพอ้างอิงหรือภาพสีที่ไม่มีผิดเพี้ยน	100
5.16 ผลกระทบเมื่อเกิดความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายที่ +1 dB	101
5.17 ผลกระทบเมื่อเกิดความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายที่ +2 dB	101
5.18 ผลกระทบเมื่อเกิดความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายที่ +3 dB	102
5.19 ผลกระทบเมื่อเกิดความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายที่ -1 dB	102
5.20 ผลกระทบเมื่อเกิดความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายที่ -2 dB	103

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

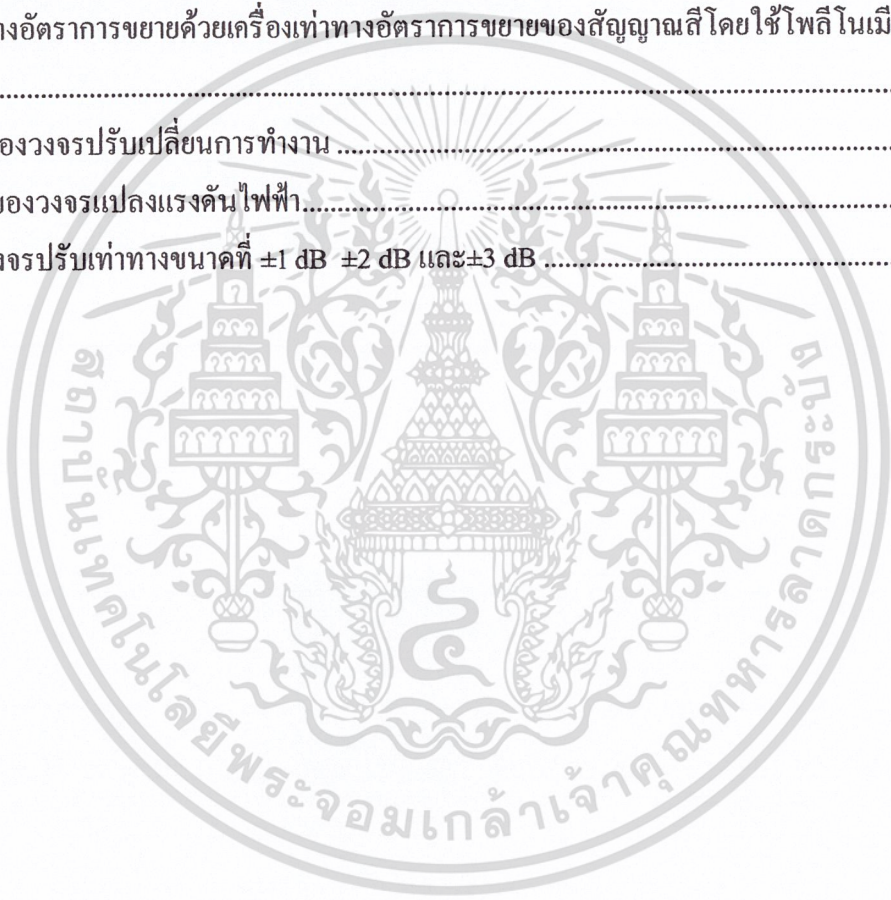
รูปที่	หน้า
5.21 ผลกระทบเมื่อเกิดความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายที่ -3 dB	103
5.22 กราฟแสดงเปรียบเทียบค่าแม่สี R G B ของภาพสีที่ไม่มี ความผิดเพี้ยนกับภาพสีที่มีความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายอย่าง เดียวที่ ± 1 dB ± 2 dB และ ± 3 dB	105
5.23 เครื่อง PAL Television Generator	106
5.24 เครื่องปรับเท่าทางอัตราขยายของสัญญาณสีโดยใช้ โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์	106
5.25 เครื่องออสซิลโลสโคป.....	106
5.26 การทดลองเครื่องปรับเท่าทางอัตราขยายของสัญญาณสีโดยใช้ โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์	106
5.27 สัญญาณทดสอบเส้นที่ 17 ในโทรทัศน์ระบบ PAL	107
5.28 สัญญาณทดสอบ 20T ไซน์กำลังสองพัลส์ที่ไม่มี ความผิดเพี้ยน	108
5.29 สัญญาณทดสอบ 20T ไซน์กำลังสองพัลส์ที่ผ่าน เครื่องปรับเท่าทางอัตราขยายของสัญญาณสีโดยใช้ โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์ที่ -2 dB	108
5.30 สัญญาณทดสอบ 20T ไซน์กำลังสองพัลส์ที่ผ่าน เครื่องปรับเท่าทางอัตราขยายของสัญญาณสีโดยใช้ โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์ที่ -2 dB	109
5.31 สัญญาณทดสอบ 20T ไซน์กำลังสองพัลส์ที่ผ่าน เครื่องปรับเท่าทางอัตราขยายของสัญญาณสีโดยใช้ โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์ที่ -3 dB	109
5.32 สัญญาณทดสอบ 20T ไซน์กำลังสองพัลส์ที่ผ่าน เครื่องปรับเท่าทางอัตราขยายของสัญญาณสีโดยใช้ โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์ที่ +1 dB	110
5.33 สัญญาณทดสอบ 20T ไซน์กำลังสองพัลส์ที่ผ่าน เครื่องเท่าปรับทางอัตราขยายของสัญญาณสีโดยใช้ โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์ที่ +2 dB	110
5.34 สัญญาณทดสอบ 20T ไซน์กำลังสองพัลส์ที่ผ่าน เครื่องเท่าปรับทางอัตราขยายของสัญญาณสีโดยใช้ โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์ที่ +3 dB	111
5.35 เปรียบเทียบของภาพที่มีความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายที่ +1 dB และภาพหลังการแก้ไขความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายแล้ว	112
5.36 เปรียบเทียบของภาพที่มีความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายที่ +2 dB และภาพหลังการแก้ไขความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายแล้ว	113
5.37 เปรียบเทียบของภาพที่มีความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายที่ +3 dB และภาพหลังการแก้ไขความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายแล้ว	114
5.38 เปรียบเทียบของภาพที่มีความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายที่ -1 dB และภาพหลังการแก้ไขความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายแล้ว	115

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากทางภา

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.39 เปรียบเทียบของภาพที่มีความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายที่ -2 dB และภาพหลังการแก้ไขความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายแล้ว.....	116
5.40 เปรียบเทียบของภาพที่มีความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายที่ -3 dB และภาพหลังการแก้ไขความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายแล้ว.....	117
5.41 เปรียบเทียบค่าแม่สีRGB ของภาพสีที่มีความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายและภาพสีที่ได้รับการแก้ไขความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายด้วยเครื่องเท่าทางอัตราขยายของสัญญาณสีโดยใช้โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์.....	119
ข.1 แผ่นPCB ของวงจรปรับเปลี่ยนการทำงาน.....	127
ข.2 แผ่น PCB ของวงจรแปลงแรงดันไฟฟ้า.....	127
ข.3 PCB ของวงจรปรับเท่าทางขนาดที่ ± 1 dB ± 2 dB และ ± 3 dB.....	128



บทที่ 1

บทนำ

1.1 แนวคิดและที่มา

ในปัจจุบันพบ โทรทัศน์มีบทบาทความสำคัญ ต่อการใช้ชีวิตประจำวันมากขึ้น และแทบทุกหลังคาเรือน จะต้องมียุททัศน์ไว้เพื่อความบันเทิง หรือรับชมข่าวสาร การที่จะส่งสัญญาณภาพไปยังโทรทัศน์เครื่องต่าง ๆ นั้น ได้มีการส่งอยู่ในรูปแบบของสัญญาณ โดยที่ระบบการส่งสัญญาณ ของระบบโทรทัศน์ มีสัญญาณประกอบไปด้วย สัญญาณ 3 ชนิด คือ สัญญาณส่องสว่าง (Luminance signal) สัญญาณสี (Chrominance signal) และสัญญาณซิงค์ (sync signal) รวมกันเป็นสัญญาณรวม (Composite waveform) การที่ส่งสัญญาณไปยังเครื่องโทรทัศน์ ในปัจจุบันนี้ ยังพบว่าสัญญาณเหล่านี้ มีปัญหาความผิดเพี้ยนเกิดขึ้น ซึ่งเกิดจากการตอบสนองทางความถี่ (Frequency response) จากสัญญาณที่มีความถี่สูงกว่าจึงทำให้สัญญาณเกิด ความผิดเพี้ยน (Distortions) จากความผิดเพี้ยนที่กล่าวมานี้ มีลักษณะที่เกิดความผิดเพี้ยนทางอัตราขยาย ของสัญญาณโครมิแนนซ์ ไม่เท่ากับสัญญาณลูมิแนนซ์ หรือเรียกว่า ความผิดเพี้ยนทางขนาด จึงทำให้เกิดความผิดเพี้ยนในภาพรับเกิดขึ้น

จากการทราบถึงสาเหตุและแนวทางในการแก้ปัญหา ของความผิดเพี้ยนทางสัญญาณที่เกิดขึ้น จึงเป็นที่มาสำหรับแนวคิด ของปริญญาานิพนธ์นี้ ในการออกแบบวงจรกรองความถี่ขึ้น เพื่อแก้ปัญหา ของความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้น จึงได้มีการจำลอง (Simulate) ผ่านทาง โปรแกรม Matlab เพื่อนำไปศึกษาลักษณะของสัญญาณ ก่อนที่จะได้ทำการออกแบบวงจรกรองความถี่โดยใช้ โปรแกรม Pspice จำลองการทำงานของวงจรกรองความถี่ ก่อนที่จะนำสร้างวงจรจริง เพื่อนำไปแก้ปัญหาลักษณะของความผิดเพี้ยน ที่ได้เกิดขึ้น โดยจะให้มิลักษณะทางขนาดของความถี่มีความราบเรียบมากที่สุด ซึ่งวงจรกรองความถี่ ได้ยึดตามทฤษฎี ของเบิร์ตสไตน์โพลีโนเมียล ในการออกแบบวงจร นี้

1.2 จุดประสงค์

1. เพื่อศึกษาสมการคณิตศาสตร์ของ โพลีโนเมียลแบบเบิร์ตสไตน์
2. เพื่อสามารถออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านและวงจรกรองความถี่สูงผ่าน ที่มีเฟสเป็นเชิงเส้น
3. เพื่อศึกษาชนิดและรูปแบบความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นในระบบการส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. เพื่อศึกษาสัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์
5. เพื่อออกแบบและจำลองสร้างความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณสี่ ด้วยโปรแกรม Matlab และ Pspice

1.3 ขอบเขตโครงการ

1. ทำการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน และวงจรกรองความถี่สูงผ่าน โดยใช้โพลีโนเมียลแบบเบิร์นสไตน์ ซึ่งมีลักษณะเด่นที่สำคัญคือ จะได้วงจรกรองความถี่ที่มีความราบเรียบมากที่สุด และมีเฟสเป็นเชิงเส้น มาแก้ไขปัญหาของสัญญาณโทรทัศน์
2. ทำการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่มีอัตราการขยายต่ำที่ -1 dB -2 dB และ -3 dB
3. ทำการออกแบบวงจรกรองความถี่สูงผ่านที่มีอัตราการขยายสูงที่ +1 dB +2 dB และ +3 dB
4. นำสมการฟังก์ชันถ่ายโอนที่ได้ มาออกแบบสร้างวงจรที่มีความผิดเพี้ยนทางอัตราการขยายที่ ± 1 dB ± 2 dB และ ± 3 dB รวมทั้งออกแบบวงจรที่ไม่มีความผิดเพี้ยนทางอัตราการขยาย 0 dB
5. นำวงจรสร้างความผิดเพี้ยนทางอัตราการขยายมาจำลองการทำงาน โดยใช้โปรแกรม Matlab และ Pspice
6. นำวงจรสร้างความผิดเพี้ยนทางอัตราการขยายมาทดสอบจริง

1.4 ผลที่คาดว่าจะได้รับ

1. สามารถเขียน หรือออกแบบวงจร จำลองโดยใช้โปรแกรม Matlab และ Pspice ได้
2. มีความรู้ความเข้าใจ ในทฤษฎีทางคณิตศาสตร์ และนำมาประยุกต์ใช้งานจริงได้
3. มีความรู้ ความเข้าใจในหลักการส่งสัญญาณภาพของโทรทัศน์
4. เป็นแนวทางอย่างหนึ่งในการแก้ความผิดเพี้ยนทางอัตราการขยายของสัญญาณได้
5. มีความรู้ความเข้าใจ ในเรื่องการสร้างวงจรกรองความถี่ และการนำไปใช้ประโยชน์
6. เข้าใจหลักการส่งสัญญาณภาพของโทรทัศน์

1.5 อุปกรณ์ที่ใช้

1.5.1 ฮาร์ดแวร์

1. เครื่องคอมพิวเตอร์สำหรับการจำลองการทำงาน
2. ออสซิลอสโคป (Oscilloscope)
3. เครื่องกำเนิดสัญญาณทดสอบ (TSG 271 PAL Television Generator)
4. โทรทัศน์สี

1.5.2 ซอฟต์แวร์

1. โปรแกรม Pspice
2. โปรแกรม Matlab



1.6 ขั้นตอนการดำเนินงาน

ID	Task Name	ป.บ.	ก.ค.	ส.ค.	ก.ม.	ด.ค.	พ.ย.	ธ.ค.	ม.ค.	ก.พ.
1	วางขอบเขต และจุดประสงค์ของโครงการ									
2	กระบวนการหาข้อมูล									
3	ศึกษาทฤษฎี เบิร์นส์ไคล์โกลด์โมนเดล									
4	ศึกษา เรื่องเกี่ยวกับวงจรอิเล็กทรอนิกส์และการวัดสัญญาณทาง โทรทัศน์									
5	ศึกษา โปรแกรม Matlab และ Pspice									
6	กระบวนการออกแบบวงจร และ Simulate									
7	นำทฤษฎีเบิร์นส์ไคล์มา ออกแบบวงจร									
8	ทำการออกแบบวงจร									
9	ทำการตรวจสอบวงจรผ่านการ Simulate และทำการแก้ไข									
10	ทำการจำลองผลการตอบสนอง โดยความถี่ จาก Matlab									
11	ตรวจสอบความเรียบร้อยในขั้น การออกแบบและ Simulate ก่อนนำไปใช้จริง									
12	จัดทำเอกสาร Project 1									
13	กระบวนการของ Hardware และ ทดลอง									
14	ทำการเชื่อมต่อโปรแกรม									
15	ทำการ สร้างวงจร และทดสอบ									
16	นำอุปกรณ์มาทดลองผล และทำการบันทึก									
17	จัดทำรูปเล่มรายงาน									

รูปที่ 1.1 ขั้นตอนการดำเนินงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

การประมาณฟังก์ชันแบบเบียร์นสไตน์

2.1 บทนำ

การจะออกแบบวงจรกรองความถี่ จะมีคุณสมบัติซึ่งประกอบด้วยผลตอบสนองทางขนาด และผลตอบสนองทางเฟส โดยขั้นตอนการออกแบบวงจรกรองความถี่จะเริ่มที่การหาฟังก์ชันโครงข่าย ที่สอดคล้องกับข้อกำหนดคุณสมบัติของวงจร โดยใช้ทฤษฎีการประมาณ ซึ่งการประมาณนั้นมีหลากหลายรูปแบบ เช่นการประมาณแบบบัตเตอร์เวิร์ท ที่มีข้อดีคือผลตอบสนองทางขนาดที่ราบเรียบมากที่สุด โดยเฉพาะที่ $\omega = 0$ แต่ผลตอบสนองทางเฟสนั้นไม่มีความเป็น Minimum phase มีความชันสูง การประมาณแบบเชบีเชฟ เป็นการประมาณที่ให้ผลตอบสนองทางขนาดที่มีความชันที่สูงมากแต่มีจุด Peak เกิดขึ้นในแถบความถี่ผ่านที่มีลักษณะของการกระเพื่อมแบบทำเทียมในย่านความถี่ผ่านและมีการลดลงแบบโมโนโทนิคในย่านความถี่หยุด การประมาณแบบเอลลิปติก เป็นการประมาณที่มีความคมของการลดทอนสัญญาณในย่านความถี่เปลี่ยนมากกว่า การประมาณแบบอื่นๆ แต่จะมีการกระเพื่อมในผลตอบสนองทางความถี่ทั้งในแถบความถี่ผ่านและแถบความถี่หยุด การประมาณแบบเบียร์นสไตน์ เป็นการประมาณที่ให้ผลตอบสนองทางขนาดที่ราบเรียบและผลตอบสนองทางเฟสที่มีความเป็น Minimum phase การประมาณแบบทอมป์สัน เป็นการประมาณที่ใกล้เคียงกับการประมาณแบบเบียร์นสไตน์ แต่ผลตอบสนองทางเฟสของการประมาณแบบทอมป์สันนั้นจะไม่อยู่ในขอบเขต ± 90 องศา

จากการทฤษฎีการประมาณทั้งหมดที่ได้กล่าวไปนั้น ทฤษฎีการประมาณแบบเบียร์นสไตน์ และการประมาณแบบทอมป์สันมีความเหมาะสมในการออกแบบวงจรกรองความถี่ เพราะมีความราบเรียบของผลตอบสนองทางขนาด และมีความเป็น Minimum phase แต่การประมาณแบบเบียร์นสไตน์มีการใช้พารามิเตอร์เพียง 3 ตัวในการกำหนดขนาดและเฟส จึงมีความเหมาะสมมากที่สุด เพราะง่ายในการออกแบบวงจรกรองความถี่

2.2 ทฤษฎีการประมาณแบบเบียร์นสไตน์

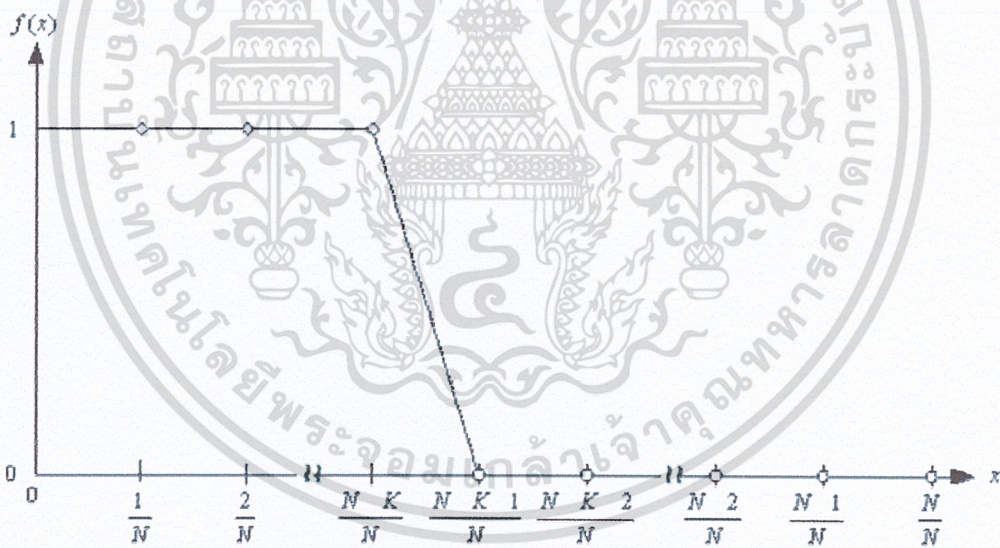
การออกแบบวงจรกรองความถี่ สามารถแบ่งออกเป็นสองส่วนใหญ่ๆ ได้แก่ ส่วนของการประมาณ (Approximation) คือส่วนของการเลือกคุณลักษณะของสมการคณิตศาสตร์ที่สอดคล้องกับคุณสมบัติที่ต้องการ และ ส่วนของการสังเคราะห์ คือการออกแบบระบบ ให้เป็นไปตามคุณสมบัติ และการเลือก โครงสร้างของวงจรและอุปกรณ์ที่เหมาะสม

ในปริณญาณิพนธ์ฉบับนี้ได้นำทฤษฎีการประมาณแบบเบียร์สไตน์อันดับที่ 4 มาใช้ในการออกแบบซึ่งมีลักษณะเด่นที่สำคัญ คือ เป็นวงจรรองความถี่ที่มีความราบเรียบที่สุด (MAXFLAT) ประกอบกับการที่มีผลตอบสนองทางเฟสเป็นเชิงเส้น และ อีกประการหนึ่ง คือ สามารถควบคุมลักษณะทางขนาด ลักษณะทางเฟส โดยใช้พารามิเตอร์ควบคุมเพียง 3 ตัว คือ N , K และ \mathcal{E}

กำหนดให้ $B_N(f; x)$ คือ เบียร์สไตน์โพลีโนเมียลที่อันดับ N และ $f(x)$ คือ ฟังก์ชันการประมาณในช่วง $(0,1)$ แสดงดังสมการที่ (2.1)

$$B_N(f; x) = \sum_{i=0}^N f\left(\frac{i}{N}\right) \binom{N}{i} x^i (1-x)^{N-i} \quad (2.1)$$

จากสมการที่ (2.1) เมื่อฟังก์ชันถูกหารด้วย N เท่ากับช่วงเวลา $(0,1)$ ฟังก์ชันการประมาณนี้มีค่าทั้งหมด $(N+1)$ จุด ถ้ากำหนดฟังก์ชันการประมาณเป็นฟังก์ชันความถี่ต่ำผ่าน สามารถแสดงในรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน [2]

เมื่อ K คือ จำนวนจุดของฟังก์ชันที่ให้ค่าเป็นศูนย์ แสดงดังสมการที่ (2.2)

$$f\left(\frac{i}{N}\right) = \begin{cases} 1, & 0 \leq i \leq N-K \\ 0, & N-K+1 \leq i \leq N \end{cases} \quad (2.2)$$

แทนที่สมการที่ (2.2) ลงในสมการที่ (2.1) จะได้

$$B_{N,K}(f;x) = \sum_{i=0}^{N-K} \binom{N}{i} x^i (1-x)^{N-i} \quad (2.3)$$

จัดรูปสมการใหม่ ได้ [1]

$$B_{N,K}(f;x) = (1-x)^K \sum_{i=0}^{N-K} \binom{K+i-1}{i} x^i \quad (2.4)$$

ทำการแปลง (Transformation) [1]

$$x = \frac{\Omega^2}{1+\Omega^2} \quad (2.5)$$

จากเดิม x เป็นช่วงที่อยู่ระหว่าง (0,1) เมื่อใช้การแปลงตัวแปรในสมการที่ (2.5) ทำให้มีช่วงเป็น (0,∞) นำลงไปแทนในสมการที่ (2.4)

$$B_{N,K}(f;\Omega) = \frac{\sum_{i=0}^{N-K} \binom{N}{i} \Omega^{2i}}{(1+\Omega^2)^N} \quad (2.6)$$

จากนั้นทำการเปลี่ยน Ω ให้เท่ากับ $\frac{-1}{\omega^2}$ ตามสมการที่ (2.7)

$$\Omega = \frac{-1}{\omega^2} \quad (2.7)$$

นำ Ω ในสมการที่ (2.7) แทนลงในสมการ (2.6) จะได้

$$B_{N,K}(f;\omega) = \frac{\sum_{i=0}^{N-K} \binom{N}{i} \left(\frac{1}{\omega}\right)^{2i}}{\left(1 + \frac{1}{\omega^2}\right)^N} \quad (2.8)$$

จากสมการที่ (2.8) เป็นสมการฟังก์ชันคุณลักษณะ นำไปแทนลงในฟังก์ชันถ่ายโอนทางขนาดของวงจรรองความถี่ต่ำ (Low Pass Magnitude Squared Transfer)

$$|N(j\omega)|^2 = \frac{H_0}{1 + \varepsilon^2 B^2(j\omega)} \quad (2.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ทำงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำสมการเบิร์นสไตน์โพลีโนเมียล (2.8) แทนลงในสมการ (2.9) จะได้

$$|N(j\omega)|^2 = \frac{H^2}{1 + \varepsilon^2 \frac{\sum_{i=0}^{N-K} \binom{N}{i} \left(\frac{1}{\omega}\right)^{2i}}{\left(1 + \frac{1}{\omega^2}\right)^N}} \quad (2.10)$$

สามารถลดรูปสมการได้เป็น

$$|N(j\omega)|^2 = \frac{(1 + \omega^2)^{2N}}{(1 + \omega^2)^{2N} + \varepsilon^2 \omega^{4N} \left[\sum_{i=0}^{N-K} \binom{N}{i} \left(\frac{1}{\omega}\right)^{2i} \right]^2} \quad (2.11)$$

จากสมการ (2.11) เรียกฟังก์ชันถ่ายโอนทางขนาดกำลังสองของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน นำสมการที่หาค่าโพลและซีโรซึ่งในการหา $\omega = s/j$ และถอดรากที่สองเพื่อหาค่าโพลและซีโร จะเลือกทางด้านซ้ายของระนาบ s เพื่อความเสถียร และได้ค่าของเฟสที่มีความ Minimum มาก ที่สุด ดังนั้นจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนเป็น

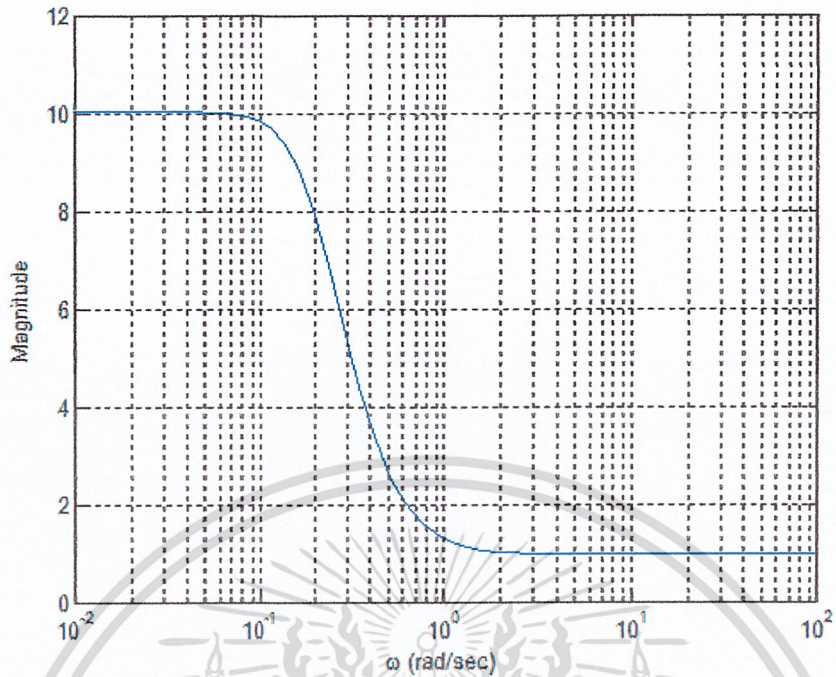
$$N(s) = \frac{a_0 + a_1s + a_2s^2 + \dots + a_{n-1}s^{n-1} + a_ns^n}{b_0 + b_1s + b_2s^2 + \dots + b_{n-1}s^{n-1} + b_ns^n} \quad (2.12)$$

2.3 การวิเคราะห์ห้วงจรรองความถี่ โดยใช้การประมาณแบบเบิร์นสไตน์โพลีโนเมียล

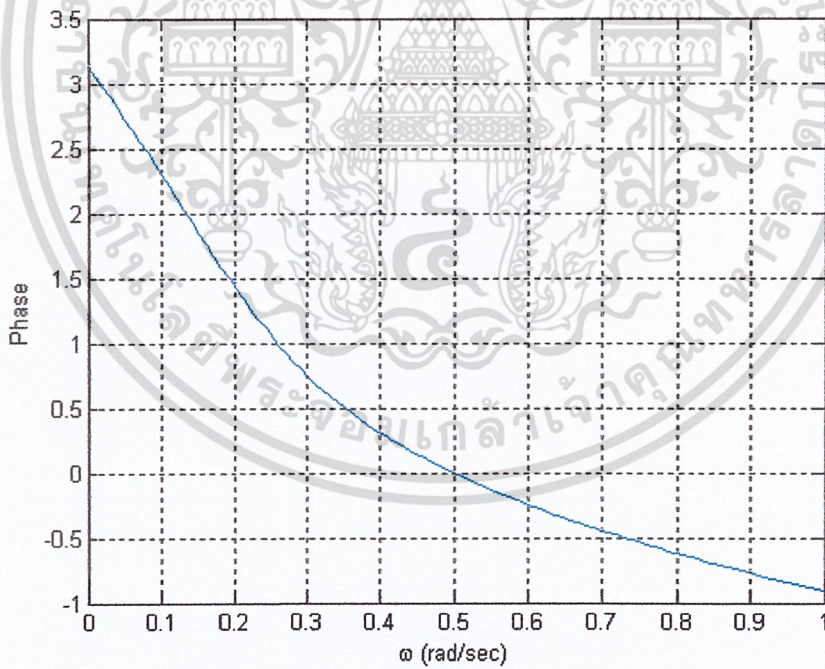
จากสมการการประมาณแบบเบิร์นสไตน์ซึ่งมีพารามิเตอร์ที่สำคัญในการออกแบบอยู่ 3 ตัว คือ N , K และ ε โดยจะใช้ MATLAB ในการเปรียบเทียบ ผลตอบสนองทางขนาด ผลตอบสนองทางเฟส และผลตอบสนองทางกรุปดีเลย์ เพื่อแสดงถึงจุดเด่นของการประมาณแบบเบิร์นสไตน์

สมการเบิร์นสไตน์ที่ได้จากการแทนค่า N เท่ากับ 2 และ K เท่ากับ 1

$$N(s) = \frac{(s+1)^4}{s^4 + 3.15328s^3 + 2.97129s^2 + 0.79433s + 0.0995} \quad (2.13)$$



รูปที่ 2.2 ผลตอบสนองทางขนาดที่ $N=2, K=1$



รูปที่ 2.3 ผลตอบสนองทางเฟสที่ $N=2, K=1$

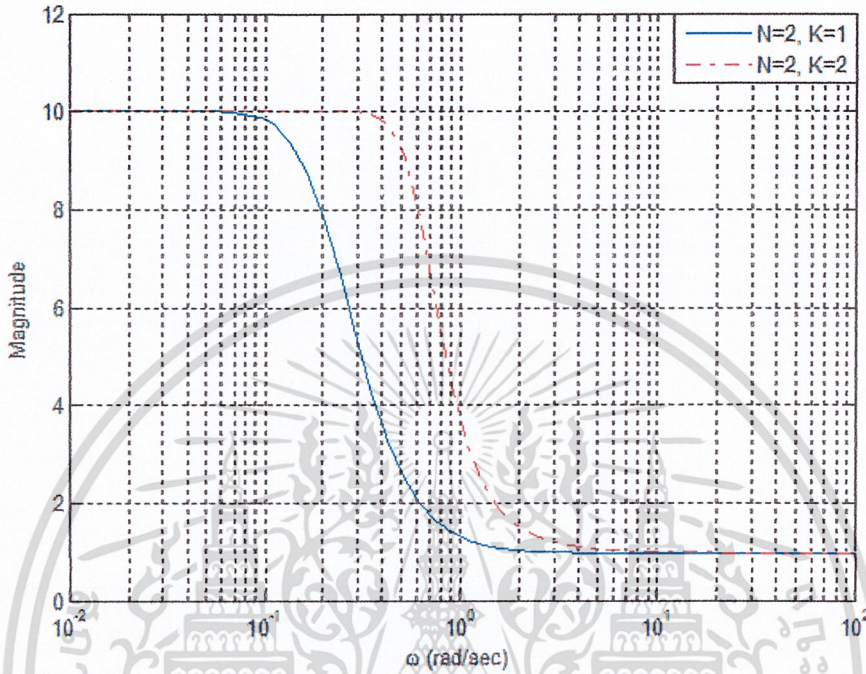
จากสมการเบิร์นสไตน์ที่ $N = 2$ และ $K = 1$ ผลตอบสนองในรูปที่ 2.2 และ 2.3 แสดงให้เห็นว่าการประมาณแบบเบิร์นสไตน์นั้นมีความราบเรียบทางขนาด (MAXFLAT) และมีความเป็น

linear ทางเฟส

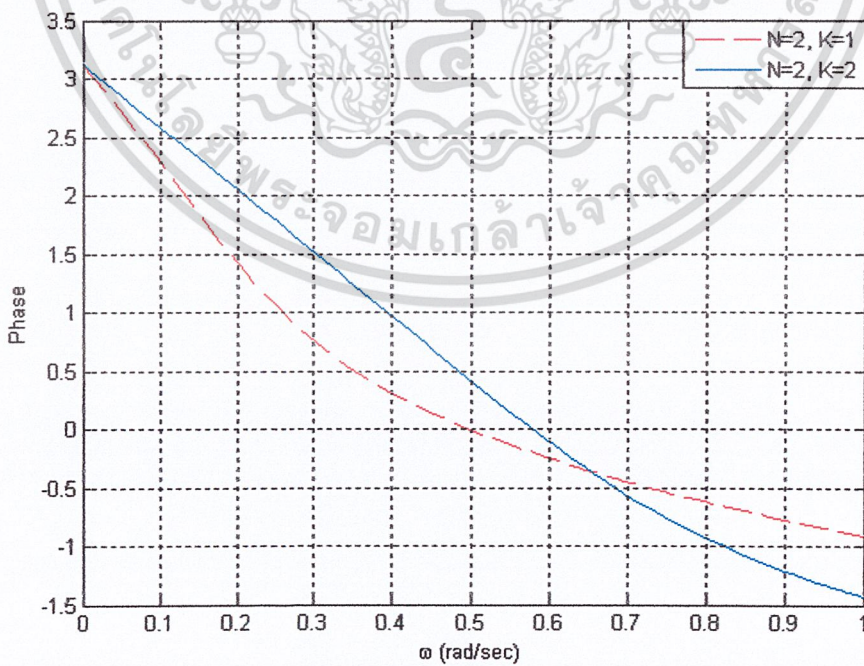
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการเบีร์นสไตน์ที่ได้จากการแทนค่า N เท่ากับ 2 และ K เท่ากับ 2

$$N(s) = \frac{(s+1)^4}{s^4 + 1.5984s^3 + 1.2576s^2 + 0.5384s + 0.0995} \quad (2.14)$$

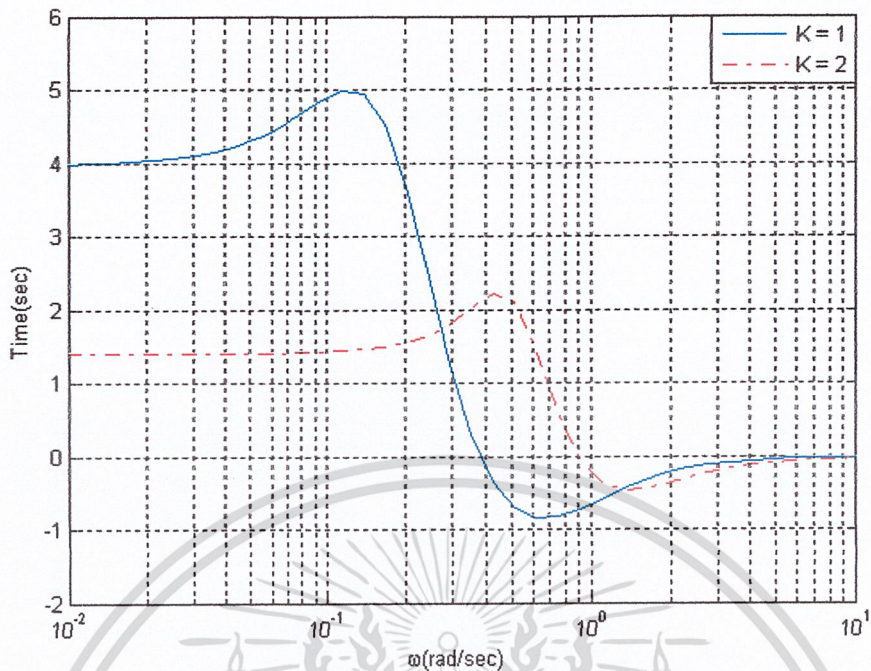


รูปที่ 2.4 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางขนาดเมื่อ K เปลี่ยน



รูปที่ 2.5 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางเฟสเมื่อ K เปลี่ยน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.6 ผลตอบสนองทางกรุปิตีเลยเมื่อ K เปลี่ยน

ในรูปที่ 2.4, 2.5 และ 2.6 แสดงความยืดหยุ่นของการปรับแต่งการประมาณค่าของตัวแปร K ที่สามารถปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์เพื่อให้เหมาะสมกับการออกแบบวงจรกรองความถี่ตามที่ต้องการ

จากการวิเคราะห์พารามิเตอร์ K เราจะเห็นความยืดหยุ่นในการปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ นอกจากนั้นแล้วยังสามารถที่จะปรับพารามิเตอร์ ε ได้ โดยได้สมการดังนี้

สมการเบิร์นสไตน์ที่ได้จากการแทนค่า ε เท่ากับ 0.1 และ H_0 เท่ากับ 7.5

$$N(s) = \frac{7.5s^4 + 30s^3 + 45s^2 + 30s + 7.5}{s^4 + 3.9891s^3 + 5.9764s^2 + 3.9817s + 0.995} \quad (2.15)$$

สมการเบิร์นสไตน์ที่ได้จากการแทนค่า ε เท่ากับ 1 และ H_0 เท่ากับ 5.3

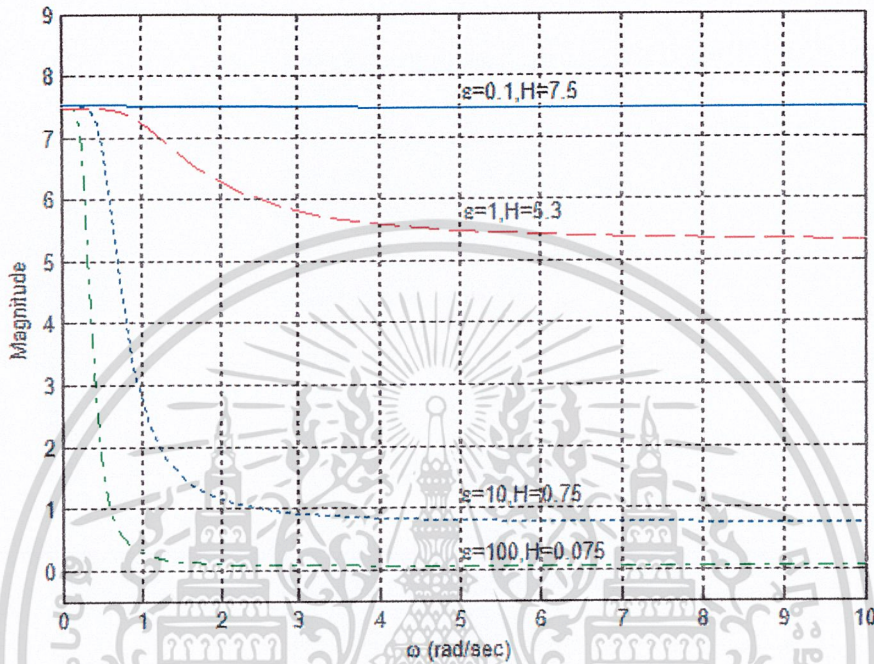
$$N(s) = \frac{5.3s^4 + 21.2s^3 + 31.8s^2 + 21.2s + 5.3}{s^4 + 3.3439s^3 + 4.5907s^2 + 2.9142s + 0.7071} \quad (2.16)$$

สมการเบิร์นสไตน์ที่ได้จากการแทนค่า ε เท่ากับ 10 และ H_0 เท่ากับ 0.75

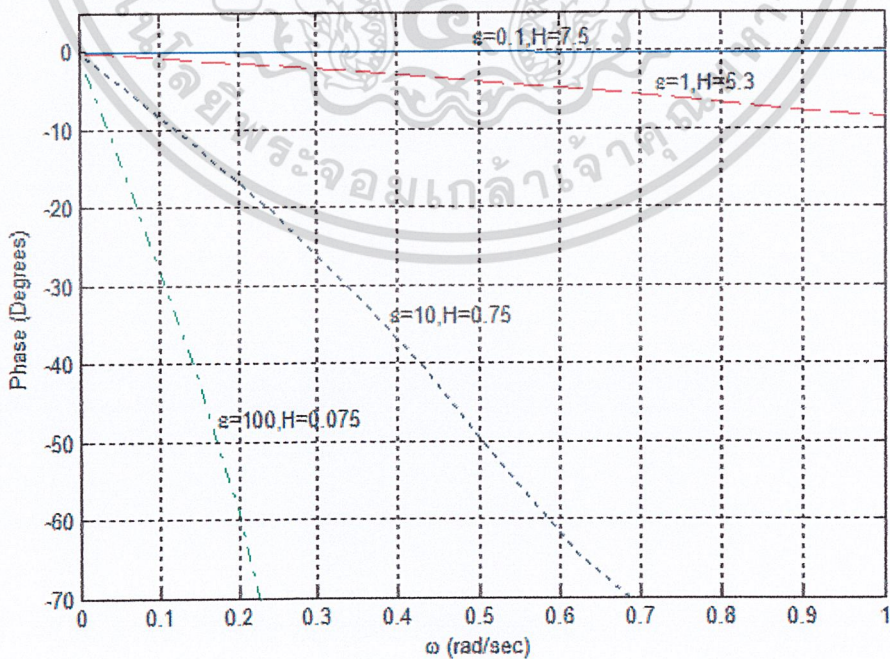
$$N(s) = \frac{0.75s^4 + 3s^3 + 4.5s^2 + 3s + 0.75}{s^4 + 1.5984s^3 + 1.2576s^2 + 0.53845s + 0.0995} \quad (2.17)$$

สมการเบีร์นสไตน์ที่ได้จากการแทนค่า ε เท่ากับ 100 และ H_0 เท่ากับ 0.075

$$N(s) = \frac{0.075s^4 + 0.3s^3 + 0.45s^2 + 0.3s + 0.075}{s^4 + 0.845s^3 + 0.35685s^2 + 0.0868s + 0.01} \quad (2.18)$$



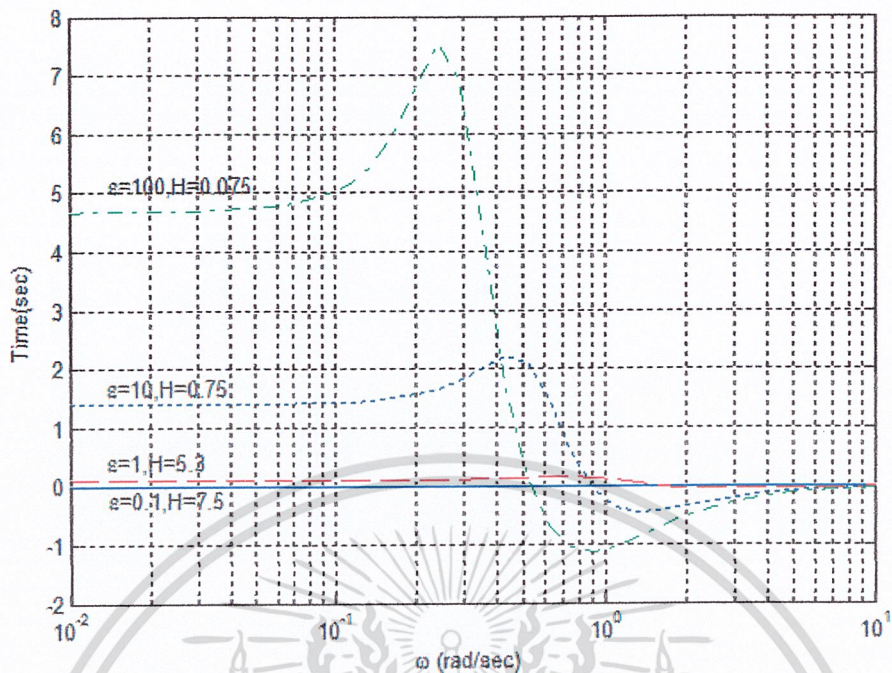
รูปที่ 2.7 ผลตอบสนองทางขนาดเปรียบเทียบความแตกต่างของ ε



รูปที่ 2.8 ผลตอบสนองทางเฟสเปรียบเทียบความแตกต่างของ ε

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

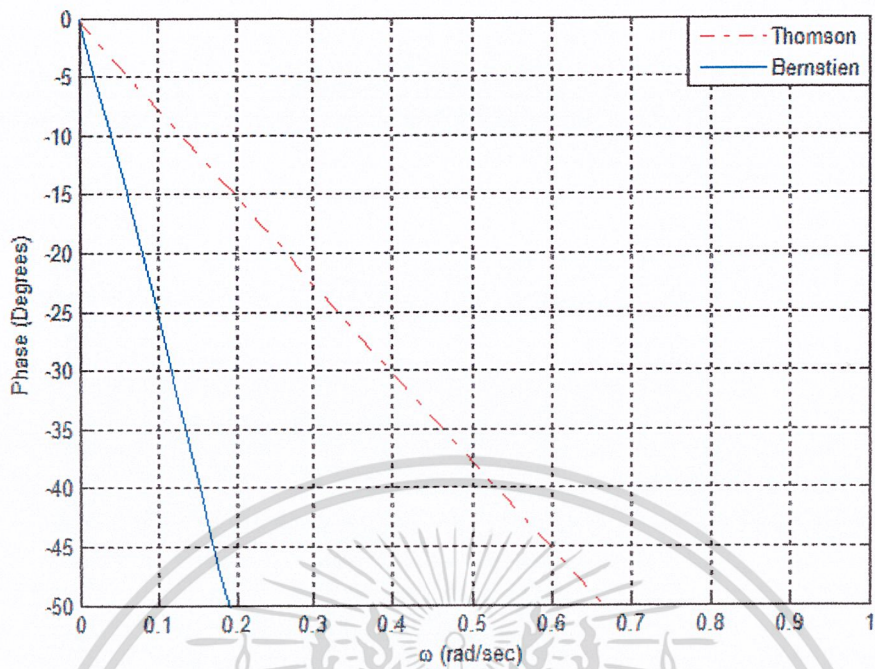
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



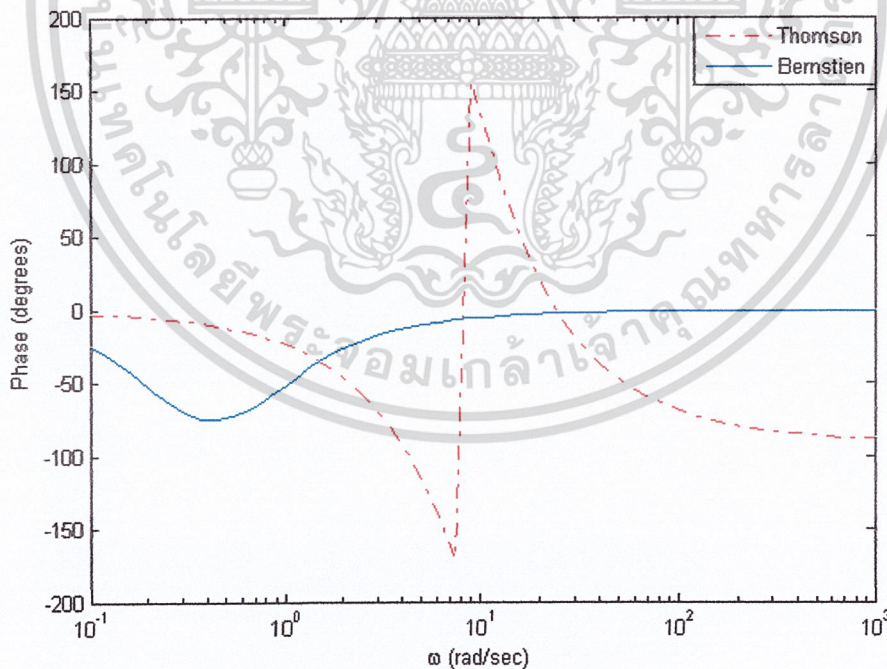
รูปที่ 2.9 ผลตอบสนองทางเฟสเปรียบเทียบความแตกต่างของ ϵ

จากรูปที่ 2.7 เป็นการเปรียบเทียบผลตอบสนองขนาดของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านของ เบิร์นสไตน์อันดับ 4 โดยเลือก $\epsilon = 0.1$, $\epsilon = 1$, $\epsilon = 10$, $\epsilon = 100$ จะเห็นว่าในช่วง passband มีความราบเรียบ (MAXFLAT) นอกจากนี้การลดทอนในแถบความถี่หยุดสามารถปรับเปลี่ยนได้ตามค่าของ ϵ รูปที่ 2.8 แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางเฟสของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านของเบิร์นสไตน์อันดับ 4 ซึ่งแสดงให้เห็นความเป็นเชิงเส้น และยังสามารถปรับเปลี่ยน slope ของเฟสได้จากการปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ ϵ รูปที่ 2.9 เป็นการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางดีเลย์ของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านเบิร์นสไตน์จะเห็นว่าเมื่อค่าพารามิเตอร์ ϵ เพิ่มขึ้นจะส่งผลกับดีเลย์ที่มากขึ้นตามไปด้วย

จากการวิเคราะห์พารามิเตอร์ K และ ϵ นั้นจะเห็นถึงข้อดีของการประมาณแบบเบิร์นสไตน์ และเมื่อเทียบกับการประมาณแบบทอมป์สันได้ผลตอบสนองที่แสดงความแตกต่างออกมาดังนี้



รูปที่ 2.10 การเปรียบเทียบผลตอบสนองทางเฟสที่วงจรรองความถี่ต่ำผ่านของการประมาณแบบเบิร์นส์ไตน์และทอมป์สัน



รูปที่ 2.11 การเปรียบเทียบผลตอบสนองทางเฟสที่วงจรรองแถบความถี่ผ่านของการประมาณแบบเบิร์นส์ไตน์และทอมป์สัน

ในรูปที่ 2.10 แสดงการเปรียบเทียบของเฟสในวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน อันดับที่ 4 ของการประมาณแบบเบียร์นสไตน์และทอมป์สัน จะเห็นได้ว่าผลตอบสนองที่ได้นั้นมีความเป็นเชิงเส้นใกล้เคียงกันมาก ในรูปที่ 2.11 แสดงการเปรียบเทียบของเฟสในวงจรรองแถบความถี่ผ่าน อันดับที่ 4 ของการประมาณแบบเบียร์น สไตน์และทอมป์สัน จะเห็นความแตกต่างได้อย่างชัดเจน โดยเฟสของเบียร์นสไตน์นั้นอยู่ในขอบเขต $\pm 90^\circ$ และมีความเป็นเชิงเส้นมากกว่าของทอมป์สัน

2.4 สรุป

จากผลตอบสนองที่นำเสนอทั้งหมด ทั้งทางขนาด เฟสและกรุปดีเลย์จะเห็นได้ว่าการประมาณแบบเบียร์นสไตน์โพลิโนเมียล นั้นมีจุดเด่นในด้านการออกแบบวงจรที่ง่ายเพราะมีพารามิเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบวงจรรองความถี่เพียง 3 ตัว คือ N, K และ ϵ และผลตอบสนองที่ได้นั้นมีความเหมาะสมในการนำมาใช้ออกแบบวงจรรองความถี่มากกว่าการประมาณแบบอื่นๆ ผลตอบสนองที่ได้ทางขนาดจะมีความราบเรียบมาก ผลตอบสนองทางเฟสมีความเป็นเชิงเส้น และทางกรุปดีเลย์สามารถที่จะปรับเปลี่ยนได้ขึ้นอยู่กับค่าพารามิเตอร์ที่กำหนด ในปริณิษณินิพนธ์ฉบับนี้จึงเลือกใช้การประมาณแบบเบียร์นสไตน์ในการออกแบบวงจรรีควอไลเซอร์

บทที่ 3

สัญญาณทดสอบ Vertical Interval Test Signal (VITS)

3.1 บทนำ

ปัจจุบัน โทรทัศน์นับได้ว่าเป็นสิ่งจำเป็นที่เข้ามามีบทบาทต่อความเป็นอยู่ในชีวิตประจำวัน ทำให้ทราบถึงข่าวสารและความบันเทิงต่างๆ โทรทัศน์เป็นการถ่ายทอดภาพและเสียงพร้อมกันจากสถานที่หนึ่งหรือเครื่องส่งไปยังอีกสถานที่หนึ่งหรือเครื่องรับ โดยเครื่องดังกล่าวจะเปลี่ยนสัญญาณภาพและเสียงเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเพื่อถ่ายทอดออกไป เรียกว่าเครื่องส่งโทรทัศน์ และเครื่องที่เปลี่ยนคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ากลับเป็นสัญญาณภาพและเสียง เรียกว่าเครื่องรับโทรทัศน์ โดยวิธีการส่งสัญญาณโทรทัศน์มีอยู่ด้วยกัน 2 วิธี

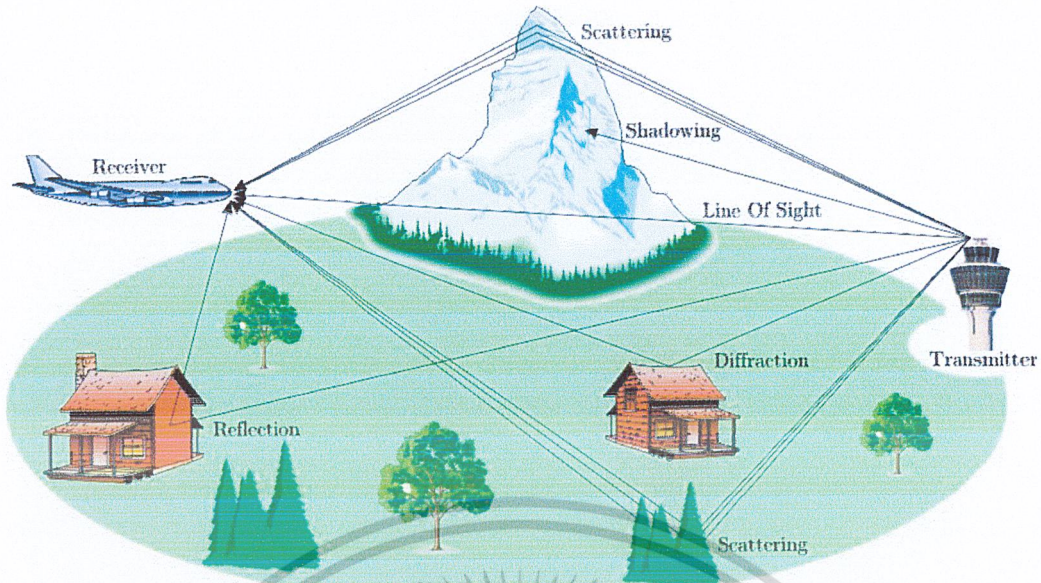
1. การส่งสัญญาณโทรทัศน์ด้วยความถี่คลื่นวิทยุ (Radio Frequency)

เป็นการส่งสัญญาณโทรทัศน์แบบวงจรเปิด (Open Circuit) เป็นการแพร่กระจายสัญญาณโทรทัศน์ไปในอากาศโดยคลื่นวิทยุ ผู้รับเมื่อติดตั้งเสาอากาศแล้วต่อสัญญาณเข้าเครื่องรับโทรทัศน์ก็สามารถรับสัญญาณโทรทัศน์จากสถานีส่งได้ การส่งสัญญาณโทรทัศน์แบบนี้เป็นระบบที่ให้ออกอากาศของสถานีทั่วไป

2. การส่งสัญญาณโทรทัศน์ด้วยสายนำสัญญาณ (Cable TV)

เป็นการส่งสัญญาณโทรทัศน์ในแบบวงจรปิด (Close Circuit) โดยการส่งสัญญาณโทรทัศน์ไปตามสายนำสัญญาณหรือสายเคเบิลไปยังเครื่องรับโทรทัศน์ โดยระบบนี้เป็นการติดต่อโดยตรงระหว่างสถานีส่งสัญญาณกับผู้รับสัญญาณ เช่น การส่งสัญญาณของบริษัทเคเบิลทีวีไปยังบ้านของผู้รับที่รับเป็นสมาชิก หรือเป็นการส่งสัญญาณไปยังเครื่องรับโทรทัศน์โดยตรงโดยไม่เผยแพร่สัญญาณออกอากาศ เช่น ระบบโทรทัศน์วงจรปิดในห้องบรรยายของมหาวิทยาลัย เป็นต้น ดังนั้นในการที่จะให้สัญญาณภาพปรากฏอย่างมีคุณภาพและสมบูรณ์ จึงจำเป็นที่จะต้องมีการตรวจสอบสัญญาณภาพทางด้านส่ง ในระบบงานด้านส่งโทรทัศน์สีนั้น สัญญาณภาพจะถูกส่งผ่านวงจรต่างๆ มากมาย รวมทั้งสายส่งก่อนที่จะถูกส่งออกอากาศ ทำให้สัญญาณโทรทัศน์อาจเกิดความผิดเพี้ยนทางขนาดและกรุปดิเลย์ ฉะนั้นจึงต้องทำการแก้ไขก่อนส่งสัญญาณภาพออกอากาศ โดยปัญหาในการส่งสัญญาณ เช่น Multipath เกิดจากการที่ส่งผู้ส่ง ส่งสัญญาณไปยังผู้รับ แต่มีการสะท้อนของสัญญาณ ทำให้สัญญาณที่ส่งมาถึงผู้รับมีได้หลายทาง ทำให้เกิดการรบกวนและ Phase shifting ของสัญญาณ ซึ่งทำให้เกิดการซีดจาง (Rayleigh) ดังรูป 3.1

เส้นทางทอสมุกกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง



รูปที่ 3.1 การเกิด Multipath [2]

วิธีการตรวจสอบดังกล่าวกระทำโดยการป้อนสัญญาณทดสอบผ่านระบบที่ต้องการตรวจสอบแล้ว ถ้าสัญญาณทดสอบเดี่ยวรูป แสดงว่าระบบที่ทดสอบมีผลต่อสัญญาณภาพ ในการวัดความผิดเพี้ยนของสัญญาณภาพจริงนั้น ไม่สามารถที่จะวัดความผิดเพี้ยน ได้โดยตรง จึงจำเป็นต้องใช้สัญญาณทดสอบซึ่งเป็นสัญญาณที่มีรูปแบบง่ายๆ และสามารถวัดค่าได้ ซึ่งความผิดเพี้ยนทั้งหลายจะมีผลกระทบต่อสัญญาณภาพทั้งสิ้นและสามารถแบ่งตามระบบการส่งสัญญาณโทรทัศน์ 3 ระบบ

1. ระบบ NTSC ย่อมาจาก Nation Television System Committee

มีการส่งสัญญาณภาพ 525 เส้น 30 ภาพ/วินาที (ระบบอื่นมองเห็นได้ 25 ภาพ/วินาที) ทำให้การสั่นไหวของภาพลดน้อยลง และเนื่องจากสัญญาณภาพ ใช้ความกว้างของคลื่นสัญญาณน้อย ทำให้ภาพถูกรบกวนน้อย ภาพที่ได้รับจึงมีความคมชัดมากขึ้น ส่วนข้อเสีย นั้น เกิดจากการที่เส้นสแกนภาพมีจำนวนน้อย หากใช้จอภาพเครื่องรับโทรทัศน์ที่มีขนาดใหญ่รับภาพจะทำให้รายละเอียดภาพมีน้อย ภาพจึงขาดความคมชัดและถ้าใช้เครื่องรับโทรทัศน์ขาว-ดำ สัญญาณสีที่ความถี่ 3.58 MHz จะเกิดการรบกวนสัญญาณขาว-ดำ ทำให้เกิดความผิดเพี้ยนของสี วิธีแก้ไขต้องปรับแก้ที่เครื่องรับโทรทัศน์ เพื่อให้ได้ภาพเป็นธรรมชาติ ซึ่งต้องใช้ความสามารถเฉพาะตัวของผู้รับชมปรับแต่งสีให้ภาพได้ดี

119166

2.ระบบ PAL ย่อมาจาก Phase Alternative

เป็นระบบที่ให้รายละเอียดของภาพสูง โดยมี การส่งสัญญาณภาพ 625 เส้น 25 ภาพ/วินาที ไม่มี ความผิดเพี้ยนของสี ภาพที่ได้เป็นธรรมชาติ ความเข้มของภาพสูง (High Contrast) ดีกว่าระบบ NTSC แต่มีข้อเสียคือภาพ ที่มองเห็นมีความสั่นไหวมากกว่าระบบ NTSC เนื่องจากภาพที่มองเห็น 25 ภาพ/วินาที ถูกปรับความถี่สัญญาณภาพสูง สาเหตุเพราะมีความกว้างของสัญญาณภาพมากกว่า (Higher Bandwidth) ระบบ NTSC จุดอ้อมตัวความสว่างของสีน้อย (reduce the color saturation) ทำให้เห็นความสว่างของสีน้อยลง

3.ระบบ SECAM ย่อมาจาก Sequential Color with a Memory (sequential color with a memory)

เป็นระบบที่ไม่มีความผิดเพี้ยนของสี รายละเอียดของภาพมีคุณภาพสูงเทียบเท่ากับระบบ PAL มีการส่งสัญญาณภาพ 625 เส้น 25 ภาพ/วินาที ข้อเสีย ภาพจะมีการสั่นไหวเหมือนระบบ PAL ส่วน การตัดต่อภาพในระบบนี้ไม่สามารถทำได้ ซึ่งในการผลิตรายการ โทรทัศน์ส่วนมากใช้ระบบ PAL และเมื่อผลิตเสร็จแล้วจึงเปลี่ยนกลับไปเป็นระบบ SECAM แล้วจึงส่งออกอากาศ และเนื่องจาก ความกว้างของคลื่นสัญญาณมีน้อย จึงทำให้เกิดคลื่นความถี่สัญญาณสีรบกวนภาพ (Patterning Effects) จึงทำให้ภาพเกิดมีสีรบกวนในขณะรับชมรายการได้

โดยปริญาณิพนธ์จะกล่าวในส่วนของระบบ PAL เนื่องจากใช้ในประเทศไทย ซึ่งมี รายละเอียดดังนี้

โทรทัศน์สีระบบ PAL เป็น โทรทัศน์สีที่มีระบบคล้ายคลึงกับโทรทัศน์สี ระบบ NTSC แต่ ได้รับการเสริมแต่งแก้ไขให้มีความแตกต่างกันอยู่หลายอย่าง เรื่องที่สำคัญก็คือได้ปรับปรุงแก้ไข ปัญหาที่เกิดจากความผิดเพี้ยนทางเฟสและแอมพลิจูด (Phase and amplitude distortion) โดยปกติ การส่งสัญญาณ โทรทัศน์ที่มีความถี่และแอมพลิจูดแตกต่างกัน ผ่านวงจรขยายสัญญาณหรือวงจร อื่นๆที่เกี่ยวข้อง จะทำให้ต้องใช้เวลาานานมากขึ้นและมีการขยายมากขึ้นแตกต่างกันออกไป ตามแต่ความถี่และแอมพลิจูดของสัญญาณ โทรทัศน์ ซึ่งจะมีผลต่อสัญญาณ โทรทัศน์ที่ให้ภาพสี และสัญญาณคัลเลอร์ซับแคริเออร์มาก ความผิดเพี้ยนเหล่านี้ จะทำให้ภาพสีของเครื่องรับ โทรทัศน์ สีมีสีสันผิดเพี้ยนไปจากภาพสีของเครื่องส่งโทรทัศน์สี ซึ่งเป็นเรื่องสำคัญที่จะต้องแก้ไข โทรทัศน์ สีระบบ NTSC มีวิธีการปรับปรุงแก้ไขปัญหาในเรื่องนี้โดยวิธีการส่งสัญญาณ โทรทัศน์ที่ให้ภาพสี ให้มีเฟสแตกต่างกันหนึ่งร้อยแปดสิบองศา สลับกัน ไปในแต่ละช่วงเวลาที่มีการสแกนทาง แนวนอน หลักการของโทรทัศน์ระบบ PAL นี้ได้แสดงในรูป โดยกล้องโทรทัศน์สีจะทำให้เกิด สัญญาณทางไฟฟ้าจากแสงสีแดง แสงสีเขียว แสงสีน้ำเงิน โดยมีขนาด E_R, E_G, E_B ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณแสงสีทั้งสามสีจะผสมกันในวงจรเมตริกซ์ (Matrix circuit) ซึ่งจะทำให้เกิดสัญญาณโทรทัศน์ขาวดำหรือสัญญาณส่องสว่าง E_Y กับสัญญาณโทรทัศน์ที่ให้ภาพสีสองสัญญาณคือ E_U กับ E_V ซึ่งเป็นผลต่างของสัญญาณแสงสีแดงกับสัญญาณส่องสว่างและสัญญาณแสงสีน้ำเงินกับสัญญาณส่องสว่าง ดังต่อไปนี้

สัญญาณโทรทัศน์ขาวดำหรือสัญญาณส่องสว่าง (Luminance signal)

$$E_Y = 0.299E_R + 0.587E_G + 0.114E_B \quad (3.1)$$

สัญญาณโทรทัศน์ที่ให้ภาพสี (Chrominance signal)

$$E_U = 0.493(E_B - E_Y) \quad (3.2)$$

$$E_V = 0.877(E_R - E_Y) \quad (3.3)$$

สัญญาณโทรทัศน์ที่ให้ภาพสี จะเกี่ยวข้องแต่เฉพาะสัญญาณจากแสงสีแดงและสัญญาณจากแสงสีน้ำเงิน ส่วนสัญญาณที่เกิดจากแสงสีเขียวจะหายไป ฉะนั้น เครื่องรับโทรทัศน์สีจะต้องมีวงจรพิเศษทำให้เกิดสัญญาณนี้ขึ้นมาได้ เพื่อตรวจสอบว่า สัญญาณ $(E_G - E_Y)$ เกิดขึ้นอย่างไรหรือไม่ จากสัญญาณต่างๆที่มีอยู่ในสามสัญญาณ คือ E_Y, E_U, E_V จำเป็นต้องมีการคำนวณเพื่อได้ค่าที่เหมาะสม

การส่งโทรทัศน์ระบบ PAL ก็มีหลักการคล้ายๆกันกับการส่งโทรทัศน์ระบบ NTSC โดยใช้วิธีการของ Double modulation AM-AM สัญญาณโทรทัศน์ที่ให้ภาพสี E_U กับ E_V จะผ่านเข้าไปยังเอนโคเดอร์ (Encoder) ซึ่งมี Balanced modulator อยู่สองชุด แต่ละชุดจะใช้คัลเลอร์ ซับแคเรียร์ (Color subcarrier) ซึ่งมีความถี่เดียวกันแต่มีเฟส (Phase angle) ต่างกันอยู่เก้าสิบองศา รวมทั้งคลื่นพาห้คัลเลอร์ ซับแคเรียร์ชุดหนึ่งจะต้องผ่าน $0^\circ / 180^\circ$ PAL สวิตช์ (PAL switch) เพื่อทำหน้าที่ปิดเปิดสลับเฟสของคัลเลอร์ ซับแคเรียร์ ในทุกๆการสแกนเส้นคี่หรือการสแกนเส้นคู่แล้วแต่กรณี ผลลัพธ์ที่ได้จากมอดูเลเตอร์เหล่านี้ก็คือ สัญญาณทางไฟฟ้าสองชุด ซึ่งแต่ละชุดอยู่ในรูปร่างของ Amplitude modulated suppress carrier double sidebands และสัญญาณทางไฟฟ้าทางมอดูเลเตอร์ตัวหนึ่ง จะมีค่าเฟสของคัลเลอร์ ซับแคเรียร์สลับกันไปมา ระหว่าง 0 องศา กับ

180 องศา ในแต่ละการสแกนเส้นคู่หรือการสแกนเส้นคี่แล้วแต่กรณี สัญญาณโทรทัศน์ที่ให้ภาพสี

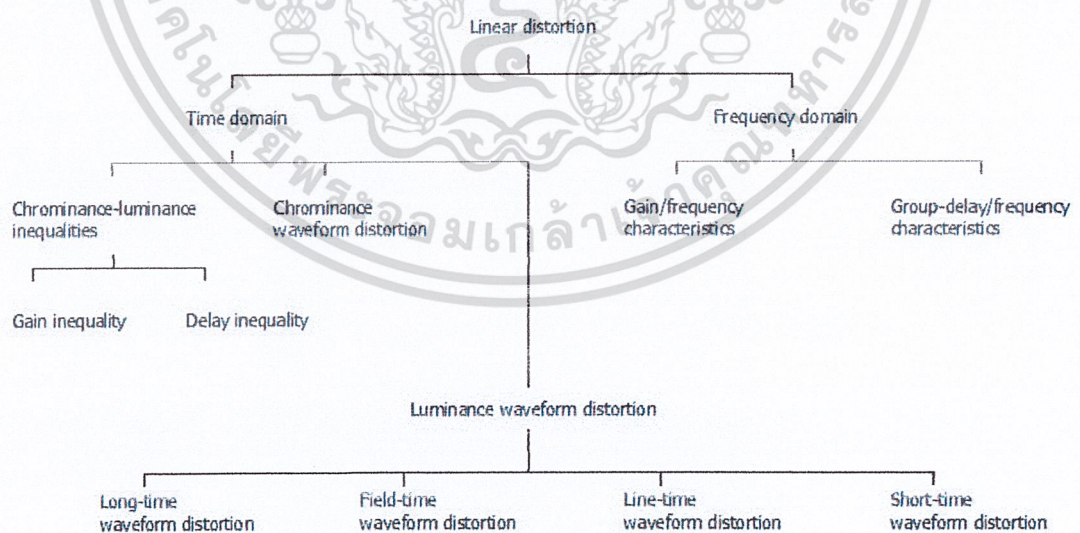
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เหล่านี้จะนำไปรวมกับสัญญาณโทรทัศน์ขาวดำหรือสัญญาณส่องสว่างและสัญญาณอื่นๆเสียก่อน แล้วจึงใช้คลื่นพาห้ในเครื่องส่งโทรทัศน์นำออกอากาศในวิธีของการ Amplitude modulation สัญญาณที่เกิดขึ้นจึงอยู่ในรูปร่างของ Amplitude modulated double sidebands ซึ่งมีขนาดกว้าง ประมาณ 5 เมกกะเฮิร์ตซ์ หลังจากสัญญาณเหล่านี้ผ่านวงจร Vestigial sidebands filter แล้วก็จะ ช่วยลด ไซด์แบนด์ด้านต่ำ (Lower sideband) ลงบ้าง และจะส่ง ไซด์แบนด์ด้านสูง (Upper sideband) เต็มที่ ซึ่งจะทำให้มีค่าแบนด์วิดท์ (Overall RF bandwidth) ประมาณ 7 เมกกะเฮิร์ตซ์ ซึ่ง เท่ากันกับแบนด์วิดท์ของช่องโทรทัศน์ขาวดำในระบบยุโรปพอดี สำหรับแบนด์วิดท์ของสัญญาณ โทรทัศน์ที่ให้ภาพสีซึ่งเกิดจาก E_U กับ E_V นั้น สามารถกำหนดให้มีค่าประมาณ 1.3 เมกกะ เฮิร์ตซ์ ถึง 1.5 เมกกะเฮิร์ตซ์ เท่ากันทั้งสองสัญญาณได้

3.2 ชนิดของความผิดเพี้ยน (Type of Distortions)

ความผิดเพี้ยนในระบบการส่ง สามารถแบ่งออกได้เป็นความเพี้ยนเชิงเส้น (Linear distortion) และความผิดเพี้ยนไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear distortion) ความผิดเพี้ยนเชิงเส้นสามารถ จำแนกออกได้ดังรูปที่ 3.2



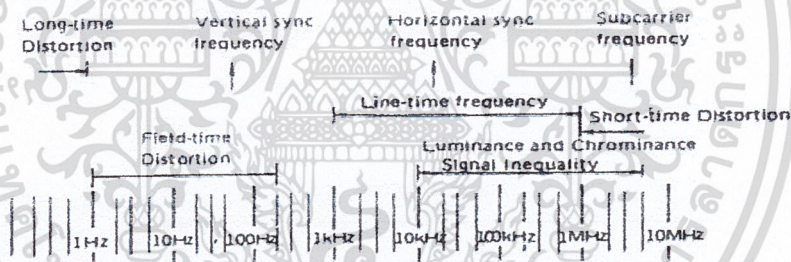
รูปที่ 3.2 การจำแนกความผิดเพี้ยนเชิงเส้น [2]

ความผิดเพี้ยนเชิงเส้นเกิดขึ้นเนื่องจากคุณลักษณะของความถี่สายส่งไม่ราบเรียบ (Non-flat) ซึ่งวิธีการวัดความผิดเพี้ยนเชิงเส้นสามารถทำได้สองวิธี โดยวิธีแรกใช้สัญญาณตรวจวัดในขอบข่ายของเวลา (time domain) และวิธีสองวัดคุณลักษณะ ทางขนาด และ เฟสในขอบข่ายของความถี่ (frequency domain)

ในการส่งสัญญาณโทรทัศน์ด้วยวิธีการทางขอบข่ายของเวลานั้น ได้แก่การส่งสัญญาณทดสอบไปพร้อมกับสัญญาณโทรทัศน์โดยการใส่ (insert test signal) เข้าไปในช่องแบล็กกิ้ง ตามข้อตกลงระหว่างประเทศ ซึ่งรองรับโดย CCIR เมื่อปี 1974 ข้อตกลงที่ Recommendation 472-1 รายงานฉบับที่ 314-4 ให้ใส่สัญญาณทดสอบที่เส้นที่ 17 (330) และ 18 (331) สำหรับโทรทัศน์ระบบ 625 เส้น [2]

3.2.1 ความผิดเพี้ยนของรูปสัญญาณส่องสว่าง (Luminance waveform distortion)

ความผิดเพี้ยนเชิงเส้นที่เกิดขึ้นเนื่องจากผลตอบสนองของขนาดและเฟสต่อความถี่ในระบบที่ทดสอบ สามารถแบ่งขอบเขตหรือแบนด์การส่งสัญญาณภาพออกเป็น 4 ขอบเขต (region) ในรูป 3.3



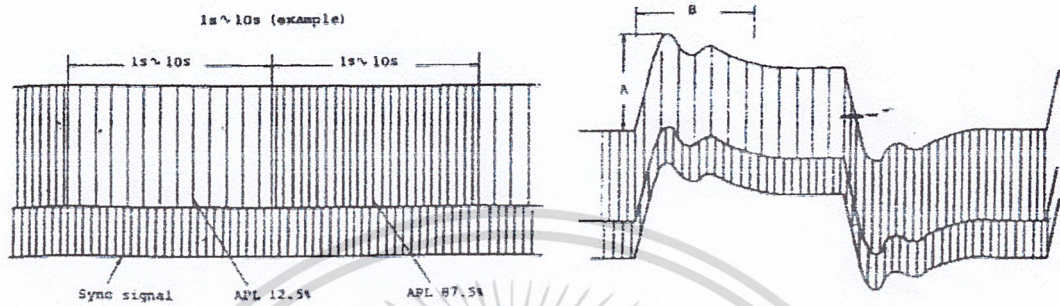
รูปที่ 3.3 ขอบเขตชนิดของความผิดเพี้ยน [2]

3.2.1.1 ความผิดเพี้ยนรูปสัญญาณลองไทม์ (Long-time waveform distortion)

ในบางครั้งขนาดของสัญญาณภาพที่ส่งไปในข้อมูลภาพนั้นมีการเปลี่ยนแปลงไปอย่างช้าๆ ในช่วงคาบเวลา ระหว่าง 1 - 10 sec โดยสายตาของมนุษย์สามารถรับรู้ได้จากการเปลี่ยนแปลงของความสว่าง (brightness) หรือการกระพริบของภาพ (flicker) ความผิดเพี้ยนของลองไทม์อาจเกิดขึ้นจากแหล่งกำเนิดภายนอก เช่น จากการฮัมของสายส่งกำลัง (Power Line hum) และ Power supply ripple ซึ่งจะทำให้ค่าเฉลี่ยของระดับสัญญาณภาพ (average picture level) หรือใช้ตัวย่อว่า APL เปลี่ยนแปลงโดย APL นั้น เป็นระดับของสัญญาณซึ่งขึ้นอยู่กับระดับของแบล็กกิ้งในช่วงของ active picture period เท่านั้น โดยค่าดังกล่าวแสดงในรูปของเปอร์เซ็นต์ระหว่างผลต่างของระดับแบล็กกิ้งกับระดับสัญญาณสีขาว (white level) จากการที่ตัวแยกซิงค์

(Sync separator) กับ d.c. restorer ไม่อาจเปลี่ยนแปลงตามระดับของสัญญาณภาพที่เลื่อนออกไป

(level shift) ทำให้ส่วนของสัญญาณซิงค์ไม่เรียงเป็นแถวคังแสดงในรูป วิธีการวัดความผิดเพี้ยนของลอง ไทม์นั้นกระทำโดยการวัดคุณลักษณะของ transient เมื่อ APL มีการเปลี่ยนแปลง

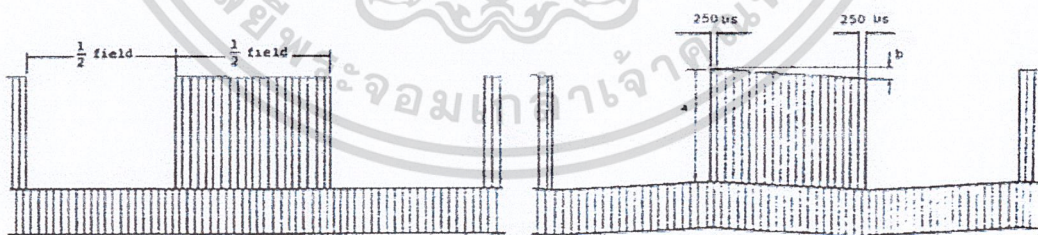


รูปที่ 3.4 ความผิดเพี้ยนรูปสัญญาณลอง ไทม์ [2]

3.2.1.2 ความผิดเพี้ยนฟิลด์ - ไทม์เวฟฟอร์ม (Field - time waveform distortion)

สัญญาณซิงค์ทางแนวตั้ง (Vertical sync signal) ซึ่งเป็นสัญญาณที่ใช้ในการสแกนทางแนวตั้งความถี่ 50 Hz หรือเรียกอีกนัยหนึ่งว่าความถี่ฟิลด์ ถ้าสัญญาณดังกล่าวเกิดการผิดเพี้ยนขึ้นจะทำให้ภาพด้านบนของจอภาพมีความเข้มจางลง (shading)

สำหรับสัญญาณที่ใช้ในการวัดความผิดเพี้ยน ฟิลด์ - ไทม์ ได้แก่ รูปสัญญาณสี่เหลี่ยม (Square waveform) โดยความผิดเพี้ยนของรูปสัญญาณสี่เหลี่ยมเรียกว่า Sag ในรูป 3.5



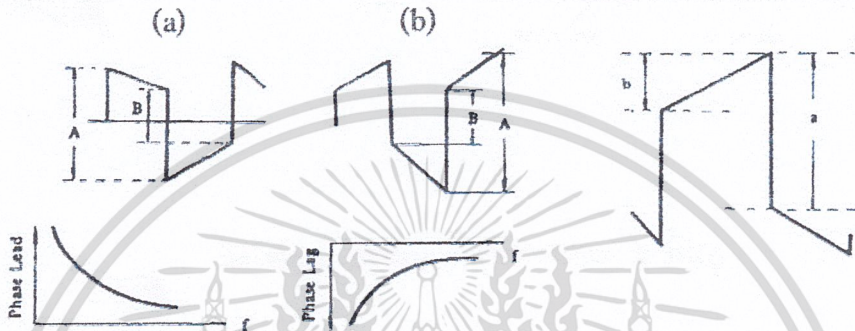
รูปที่ 3.5 ความผิดเพี้ยนฟิลด์ - ไทม์เวฟฟอร์ม

สำหรับรูปที่ 3.6 แสดงผลตอบสนองของสัญญาณทดสอบรูปสี่เหลี่ยมความถี่ 50 Hz ต่อคุณลักษณะของขนาดและเฟส โดยความผิดเพี้ยนรูป (a) และรูป (b) เรียก Sag โดย Sag สามารถคำนวณได้จากสูตรต่อไปนี้

$$\text{Sag} = \frac{A - B}{A + B} \times 100(\%) \quad (3.4)$$

หรืออาจเขียนได้ว่า

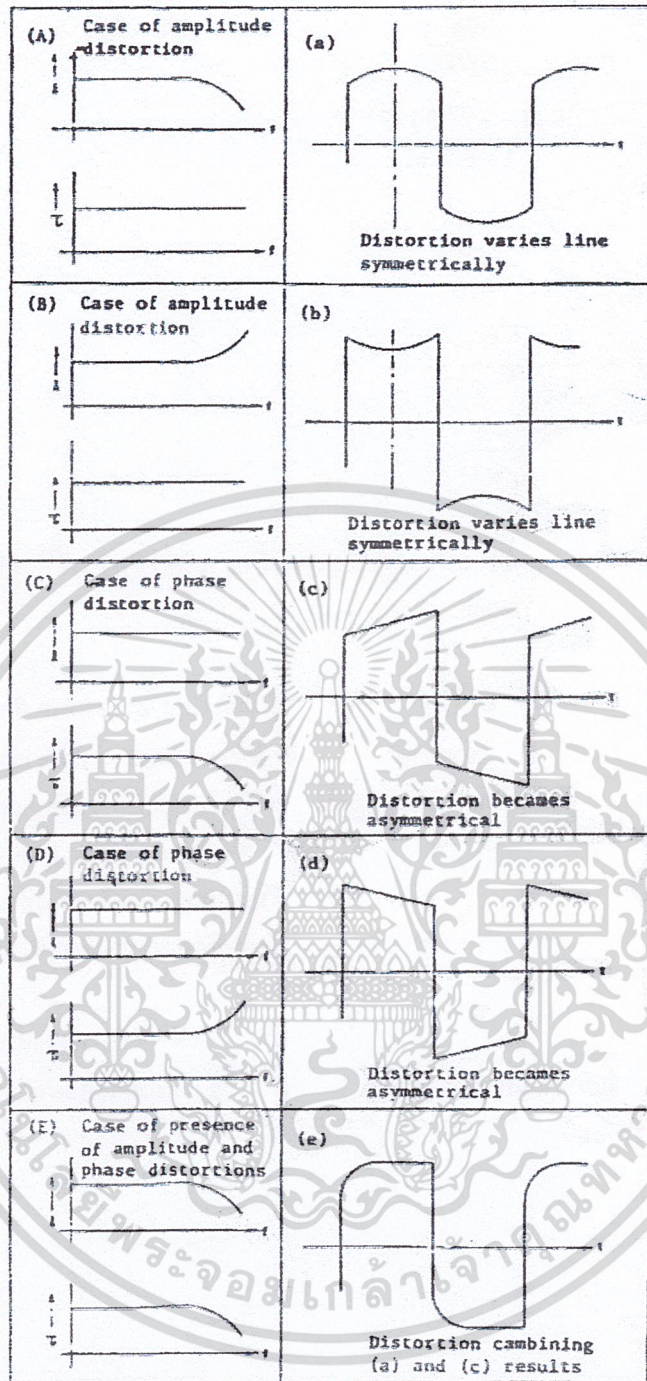
$$\text{Sag} = \frac{b}{a} \times 100(\%) \quad (3.5)$$



รูปที่ 3.6 ความเพี้ยนของรูปสัญญาณสี่เหลี่ยม Sag [2]

3.2.1.3 ความผิดเพี้ยนไลน์ - ไทม์เวฟฟอร์ม (Line - time waveform distortion)

ไลน์ - ไทม์ มีความหมายถึง ช่วงคาบของการสแกนทางแนวนอน 1 คาบเวลา (horizontal scanning period) ของสัญญาณภาพ โดยที่ความผิดเพี้ยนของไลน์ - ไทม์ สามารถใช้ประเมินคุณลักษณะการส่งสัญญาณภาพในย่านความถี่ซิงค์ทางแนวนอน ตลอดจนถึงความถี่กลางและความถี่สูง (mid - and high frequency) ในการวัดไลน์ - ไทม์นั้นจะใช้สัญญาณบาร์ (bar) หรือสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมซึ่งมีความถี่เหมือนกับความถี่ของไลน์ (line frequency) ถ้าระบบที่ทำการทดสอบมีคุณลักษณะทางขนาด และ กรู๊ปดีเลย์ ไม่ราบเรียบตามแบนด์ความถี่ที่ส่งแล้ว ความผิดเพี้ยนของไลน์ - ไทม์จะเกิดขึ้น โดยชนิดของความผิดเพี้ยนจะแตกต่างกันออกไป ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับว่าความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้น เกิดขึ้นในย่านความถี่ต่ำ ความถี่กลางหรือความถี่สูง โดยความผิดเพี้ยนดังกล่าวได้แยกจำแนกชนิดออกในรูป 3.7 จากรูป 3.7 แสดงผลตอบสนองของสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมต่อคุณลักษณะและ กรู๊ปดีเลย์

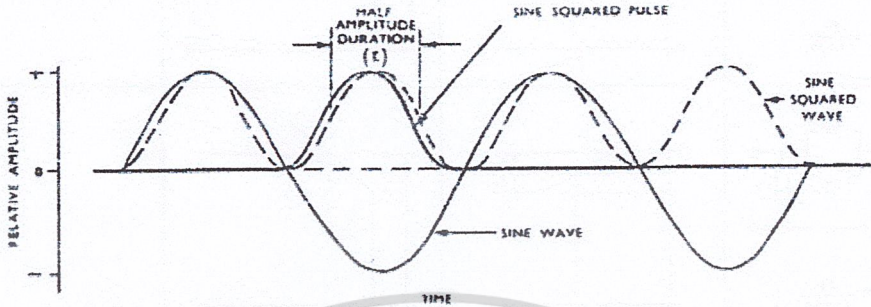


รูปที่ 3.7 ผลตอบสนองของสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมต่อคุณลักษณะทางขนาด และ กรู๊ปดีเลย์ [2]

3.2.1.4 ความผิดเพี้ยนขอท - ไทม์ เวฟฟอร์ม (Short - time waveform distortion)

สัญญาณทดสอบที่ใช้ประเมินความผิดเพี้ยนของผลตอบสนองทางขนาด หรือเฟสต่อความถี่ในย่านความถี่สูง ในทางปฏิบัตินิยมใช้สัญญาณทดสอบพัลส์ ชายน์ กำลังสอง และ สัญญาณบาร์ (sine square pulse and bar) ซึ่งพัลส์ ชายน์ กำลังสองมีความไว (sensitive) ต่อความ

ผิดเพี้ยนสูงกว่าพัลส์รูปสี่เหลี่ยม ในรูป 3.8 แสดงพัลส์ ซายน์ กำลังสอง เทียบกับสัญญาณซายน์ ซึ่งจะเห็นได้ว่า พัลส์ ซายน์ กำลังสองมีขนาดเป็นบวกทุกค่า



รูปที่ 3.8 สัญญาณพัลส์ ซายน์กำลังสอง เทียบกับสัญญาณซายน์ [2]

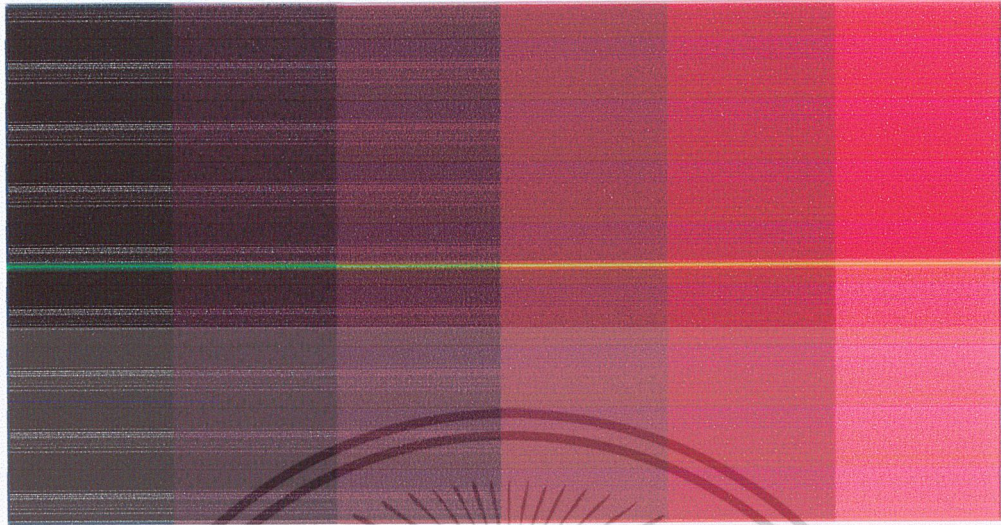
ปัจจุบันพัลส์โคไซน์กำลังสองเป็นที่นิยมในการใช้ตรวจสอบข้อบกพร่องซึ่งอาจจะเกิดขึ้นในระบบโทรทัศน พัลส์ดังกล่าวนี้อาจเป็นแบบ มอดูเลท $20T$ ไชน์กำลังสองใช้ในการตรวจสอบโทรทัศนส์ วิธีการตรวจสอบระบบใดๆ ทำได้โดยการป้อนโคไซน์กำลังสองพัลส์ให้กับระบบนั้น แล้วสังเกตการตอบสนองต่างๆของระบบ กล่าวคือ การตอบสนองของขนาด (Amplitude Respond) การตอบสนองของเฟส (Phase Respond) และเ็นวิโลปดีเลย์ (Envelope Delay)

3.2.2 ความไม่เท่ากันของสัญญาณโครมิแนนซ์- ลูมิแนนซ์ (Chrominance-Luminance Inequalities)

ในระบบของโทรทัศน เกิดความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นจากการส่งสัญญาณ จึงทำให้มีผลกระทบต่อภาพ เมื่อไปยังภาครับสัญญาณทำให้เกิดความผิดเพี้ยนเกิดขึ้น และทำให้ผลกระทบต่อสัญญาณทดสอบ $20T$ ไชน์กำลังสองพัลส์ เกิดความผิดเพี้ยนตามลักษณะ แบ่ง ความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้น ออกแบบ 3 ลักษณะ

3.2.2.1 Gain Inequalities

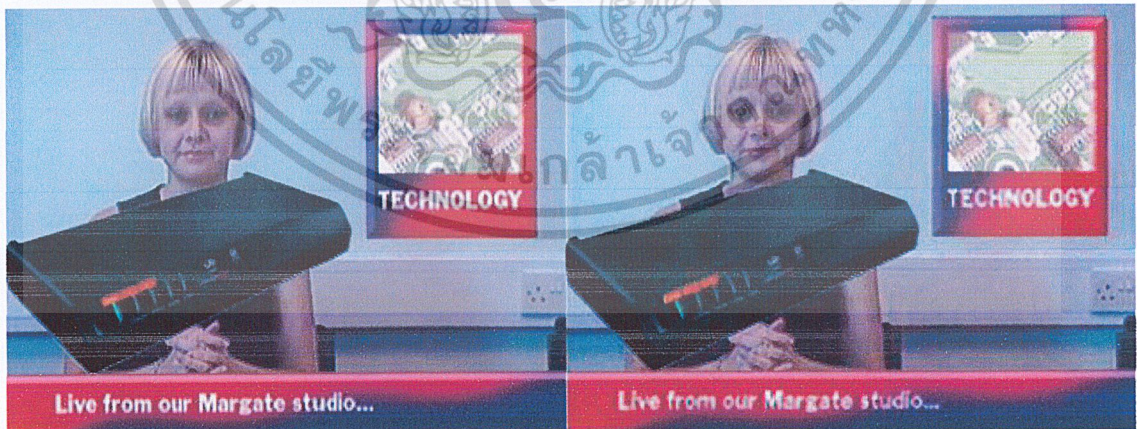
การเกิดความผิดเพี้ยนที่แตกต่างกันระหว่าง อัตราการขยายของสัญญาณ ระหว่างโครมิแนนซ์ และ ลูมิแนนซ์ ซึ่งจะทำให้สัญญาณ โครมิแนนซ์มีการเปลี่ยนแปลงเกิดขึ้นไปจากเดิม ในการลดทอนลง หรือการขยายเกิดขึ้น ทำให้ความอึดตัวของสีมีความผิดเพี้ยนเกิดขึ้นจาก ซึ่งรูปที่ 3.9 จะสังเกตเห็นได้ว่ารูปด้านล่างความอึดตัวของสีแดงจะมีความผิดเพี้ยนเกิดขึ้นจึงกลายเป็นสี ชมพู



รูปที่ 3.9 เปรียบเทียบการเกิดการผิดเพี้ยนทางอัตราขยาย

3.2.2.2 Delay Inequalities

การเกิดความผิดเพี้ยนทางกรุปดีเลย์ สาเหตุเกิดมาจากการเดินทางของคลื่น ไปกระทบกับสิ่งอื่นทำให้เกิด การสะท้อนเกิดขึ้นทำให้ สัญญาณที่เกิดการสะท้อนมีการเดินทางด้วยระยะเวลาที่นาน ทำให้ระยะเวลาของคลื่นที่สะท้อนเดินทางคลาดเคลื่อนจากเดิม จึงเป็นสาเหตุทำให้ ภาพมีความคมชัดที่ลดลง โดยเฉพาะที่ขอบของตัวหนังสือ ในรูปที่ 3.10 โดยที่รูปทางขวาจะ พบว่าขอบของตัวหนังสือ มีความคมชัดน้อยลง



รูปที่ 3.10 เปรียบเทียบการเกิดการผิดเพี้ยนทางกรุปดีเลย์

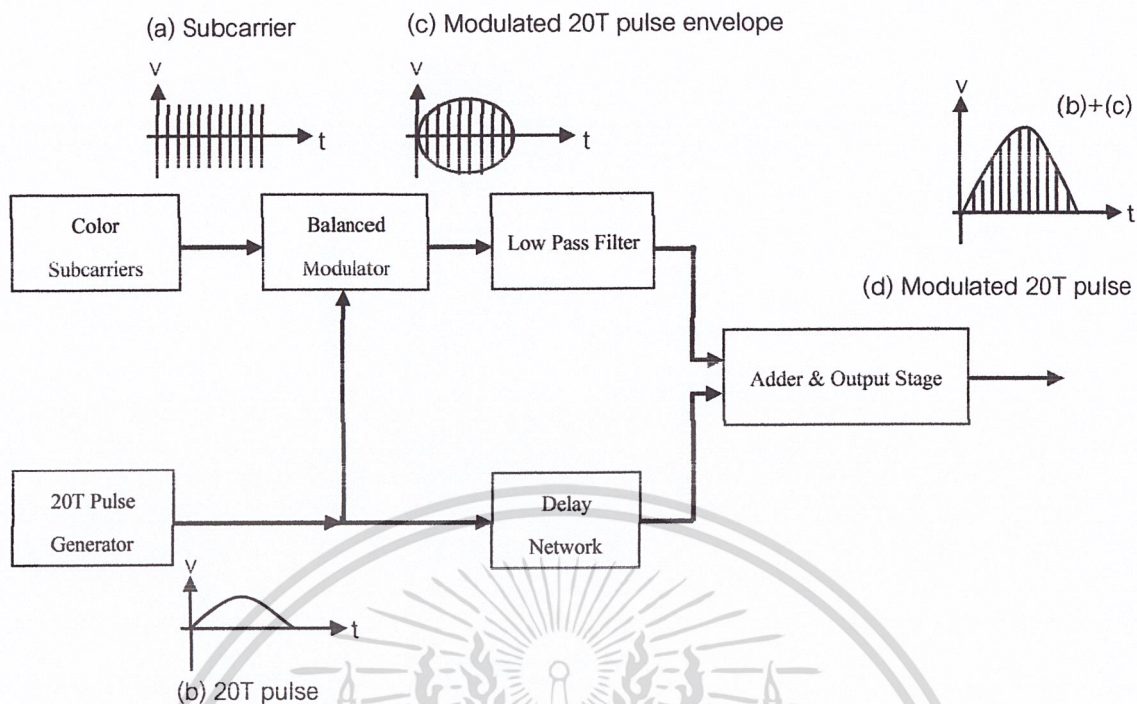
3.2.2.3 Gain and Delay Inequalities

เกิดความผิดเพี้ยนทั้งอัตราขยายและทางกรุปดีเลย์เกิดขึ้นซึ่ง มีลักษณะแบบทั้งความแตกต่างทางกรุปดีเลย์และความแตกต่างทางอัตราขยาย จึงทำให้ภาพ เกิดความผิดเพี้ยนไปจากเดิม ในลักษณะทั้งทางคมชัด และเกิดภาพซ้อนเกิดขึ้น

3.3 สัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ (Modulation 20T Sine-Squared Pulse Test Signal)

ในการวัดคุณสมบัติของสายส่งสำหรับงานด้านโทรทัศน์ การทดสอบลูมิแนนซ์โครมิแนนซ์ อัตราขยายและดีเลย์ อินอิกวอลิตี้ (Luminance-Chrominance Gain and Delay Inequality) โดยการใช้สัญญาณรวม (Composite Signal) ซึ่งประกอบด้วยพัลส์กำลังสองหรือไชน์กำลังสองอย่างใดอย่างหนึ่ง ในที่นี้จะกล่าวถึงพัลส์โคไซน์กำลังสอง (Sine Squared Pulse) ร่วมกับพัลส์มอด (Pulse Mod) ที่ความถี่คลื่นพาหะสี (Color Subcarrier) ในกรณีที่ไม่มีผิดเพี้ยนเกิดขึ้นสัญญาณรวมจะมีเอนVELOPE โดยเฉพาะที่ฐานของพัลส์ (Baseline) เป็นเส้นตรง และในกรณีที่เกิดความผิดเพี้ยนขึ้นในระบบการส่ง จากการสังเกตเอนVELOPEของฐานของพัลส์ (Envelope of Baseline) ซึ่งอาจจะเกิดเป็นสัญลักษณ์ของไชน์หรือโคไซน์ นั้นเราสามารถพิจารณาได้จากออสซิลโลสโคป โดยการวัดค่ายอด (peak) สูงสุดและต่ำสุดของฐานของพัลส์ เราก็สามารถคำนวณหาอัตราขยาย (Gain) และดีเลย์ (Delay) ได้

สัญญาณรวมมอดูเลตพัลส์ 20T (Composite 20T pulse) สามารถสร้างขึ้นได้ ดังแสดงในรูป 3.11 โดยการป้อนสัญญาณพัลส์ 20T จากเครื่องกำเนิด รูป (b) โดยสัญญาณดังกล่าวมีค่า h.a.d. $2 \mu\text{sec}$ ในระบบ PAL แล้วมอดกับความถี่คลื่นพาหะสี (a) จะได้สัญญาณรูป (c) โดยสัญญาณที่มอดแล้วจะผ่านวงจรรองความถี่ต่ำแบนด์วิดท์กว้าง เพื่อกรองเอาฮาร์โมนิกที่ไม่ต้องการออก ส่วนสัญญาณจาก (b) อีกทางหนึ่งจะผ่านวงจรหนึ่ง (Delay network) เพื่อปรับให้สัญญาณ (b) กับสัญญาณ (c) มีไทม์มิ่งเท่ากัน แล้วจึงผ่านวงจรรวม (adder) ก็จะได้สัญญาณรวมมอดูเลตพัลส์ 20T ในรูป (d) ซึ่งสัญญาณดังกล่าวจะถูกนำมาใช้วัดความผิดเพี้ยนของสัญญาณโทรทัศน์



รูปที่ 3.11 วงจรผลิตสัญญาณรวมมอดูเลต 20T [2]

จากวงจรผลิตสัญญาณมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ สามารถนำมาเขียนเป็นสมการสัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังพัลส์ แสดงดังสมการที่ (3.6) [3]

$$x(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} \sin^2\left(\frac{\pi t}{40T}\right) + \frac{A}{2} \sin^2\left(\frac{\pi(t-\tau)}{40T}\right) \cos \omega_c t & ; |t| \leq 20T \\ 0 & ; |t| > 20T \end{cases} \quad (3.6)$$

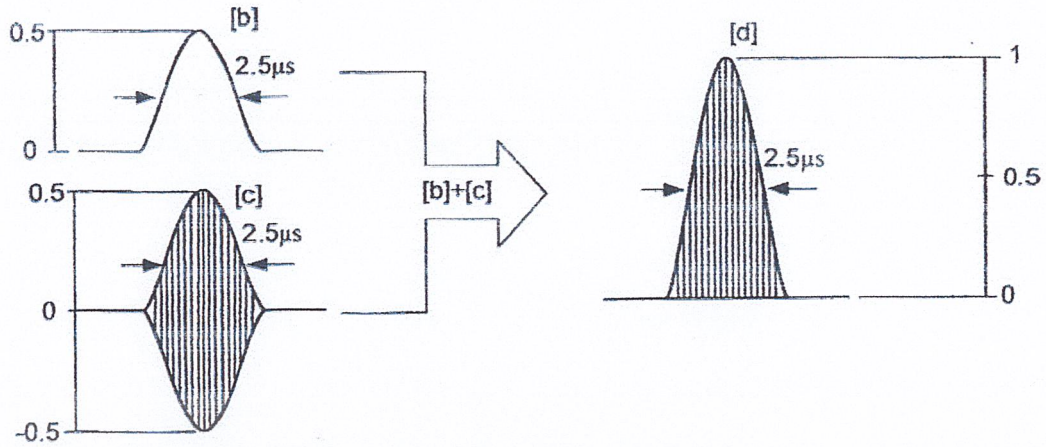
กำหนดให้

A คือ ขนาดของสัญญาณ 20T ไชน์กำลังสองพัลส์

τ คือ ความแตกต่างทางกรุปดีเลย์

$T = 0.1 \mu\text{sec}$ สำหรับโทรทัศน์ระบบ PAL

t คือเวลา และ $\omega_c = 2\pi f_c$ ความถี่เชิงมุมของพาหะสีเขียว (color sub-carrier) โดยที่ความถี่คลื่นพาหะสีเขียว $f_c = 4.43 \text{ MHz}$



รูปที่ 3.12 การรวมสัญญาณ (b)+(c) [2]

ฟรีควีนซี สเปกตรัมของมอดูเลต 20T พัลส์และ 12.5T พัลส์ ดังกล่าวต่อไปนี้ มอดูเลต โคไซน์กำลังพัลส์ ประกอบด้วย สัญญาณในย่านความถี่ต่ำสัญญาณที่ยังไม่ได้มอดและสัญญาณ ในย่านความถี่สูง สัญญาณที่มอดแล้วสัญญาณในย่านความถี่ต่ำ มีสมการดังนี้

$$Vl(t) = \frac{A}{2} \cos^2 \frac{\pi t}{40T} \quad (3.7)$$

สเปกตรัมดังนี้

$$Vl(\omega) = \frac{A}{2} \cdot \frac{20T}{1 - \left(\frac{20\omega T}{\pi}\right)^2} \cdot \frac{\sin 20\omega T}{20\omega T} \quad (3.8)$$

$$Vl(f) = \frac{A}{2} \cdot \frac{20T}{1 - (40Tf)^2} \cdot \frac{\sin 40\pi fT}{40\pi fT} \quad (3.9)$$

สเปกตรัมของมอดูเลตโคไซน์กำลังสองพัลส์แบบ 20T มีสมการ ดังนี้

$$V_c|t| = \begin{cases} \frac{A}{2} \cos^2 \frac{\pi}{40T} \cos \omega_c t & ; |t| \leq 20T \\ 0 & ; |t| \geq 20T \end{cases} \quad (3.10)$$

$$V_c(\omega) = \frac{A}{2} \int_0^{20T} \left\{ \left(1 + \cos \frac{\pi}{20T} \right) \cos \omega_c t \right\} \cdot \cos \omega t \cdot dt \quad (3.11)$$

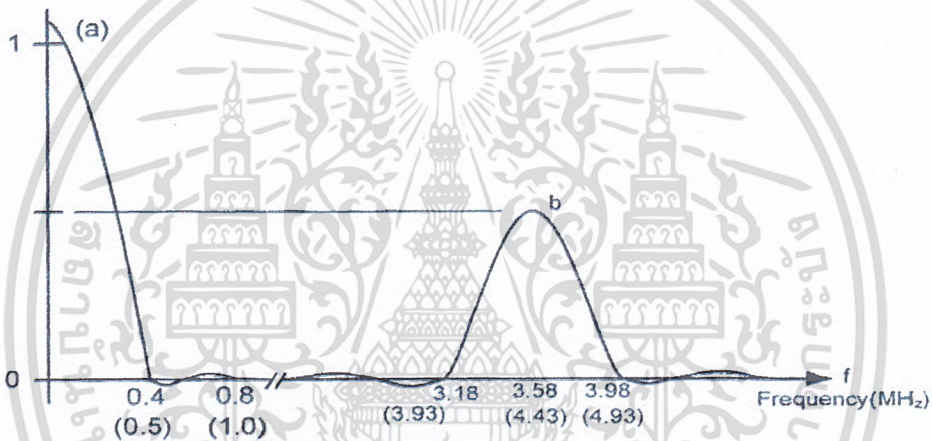
$$= \frac{A}{2} \left[\frac{20T}{1 - \left\{ \frac{20T(\omega - \omega_c)}{\pi} \right\}^2} \cdot \frac{\sin(\omega - \omega_c)20T}{\omega - \omega_c 20T} \right] + \frac{A}{2} \cdot \frac{20T}{1 - \left\{ \frac{20T(\omega - \omega_c)}{\pi} \right\}^2} \cdot \frac{\sin(\omega - \omega_c)20T}{(\omega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

(3.12)

สมการของฟรีแคว้นซี สเปกตรัมอาจเขียนได้ใหม่ ดังนี้

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

(3.13)



รูปที่ 3.13 ความถี่สเปกตรัมของสัญญาณรวมพัลส์ 20T [2]

3.4 การวัดความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายและกรุปดีเลย์ ด้วยสัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์

การหาความผิดเพี้ยนของสัญญาณสี (Chrominance signal) ทั้งอัตราขยาย (Gain) ซึ่งใช้สัญลักษณ์ A และไทม์ดีเลย์ (τ) โดยผลจากการคำนวณหาความผิดเพี้ยนทั้ง A และ τ จะสัมพันธ์กับค่ายอดทั้งสองจากฐานของพัลส์ ซึ่งในทางปฏิบัติถ้าทราบค่ายอดจากฐานของพัลส์ ก็สามารถที่จะหาความผิดเพี้ยนของพัลส์ว่าในระบบทดสอบ (System Under test) จะมีผลต่อสัญญาณสีทางด้านไหน เช่น ระบบทดสอบอาจมีผลทางด้านความผิดเพี้ยนของอัตราขยาย (gain distortion) อย่างเดียวหรือความผิดเพี้ยนทางด้านกรุปดีเลย์ (Time delay Distortion) เพียงอย่างเดียวหรือมีผลของความผิดเพี้ยนทั้งอัตราขยาย กรุปดีเลย์ ซึ่งในบทนี้จะแสดงค่า

โดยประมาณด้วยค่าที่กำหนดให้ของค่ายอดทั้งยอดที่ฐานของพัลส์และอัตราขยายที่ไม่เท่ากัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(A) และคี่เลขอินดิคัลติว (r) ที่สัมพันธ์กัน แต่ในปริภูมิตวินนิจนุ นี้จะศึกษาไปยั้งเรื่องของความผิดเพี้ยนทางขนาดอย่างเดียว

3.4.1 กรณีที่เกิดการผิดเพี้ยนโดยความแตกต่างของอัตราขยายอย่างเดียว (Distortion Cause by Gain Difference Only)

ในกรณีนี้แสดงว่าค่ายอด Y_1 และ Y_2 ค่าใดค่าหนึ่งที่ค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นจะไม่มี ความผิดเพี้ยนทางกรุปดิเลย์เกิดขึ้นก็คือ $\tau = 0$ เพราะฉะนั้นความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นจึงมีค่าความผิดเพี้ยนของอัตราขยายอย่างเดียวซึ่งจากสมการสูตรสำเร็จในความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายที่แน่นอน สมการที่ (3.14) [3]

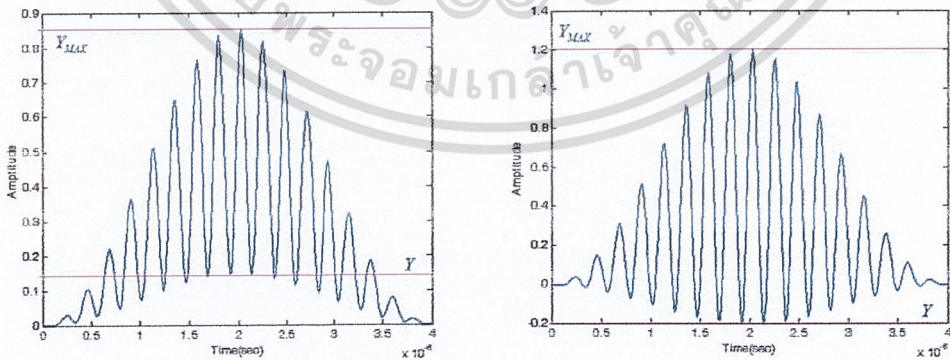
$$A = \frac{1 - (y_1 + y_2 + y_1 y_2)}{1 + (y_1 + y_2 - y_1 y_2)} \tag{3.14}$$

จากการผิดเพี้ยนทางอัตราขยายอย่างเดียว ค่ายอด y_1 และ y_2 จะมีค่าใดค่าหนึ่งเป็นศูนย์ จะทำให้จัดรูปสมการที่ (3.14) ใหม่เป็น

$$A = \frac{1 - y_{1,2}}{1 + y_{1,2}} = \frac{1 - \frac{Y}{Y_{max}}}{1 + \frac{Y}{Y_{max}}} \tag{3.15}$$

ซึ่ง $(y_{1,2})$ หรือ Y อาจมีค่าเป็นบวกหรือลบ เนื่องจากขนาดของความผิดเพี้ยนที่สัมพันธ์กัน อัตราส่วนระหว่างสัญญาณสี่กับสัญญาณส่องสว่าง จะแสดงในหน่วยเดซิเบล ดังนั้น

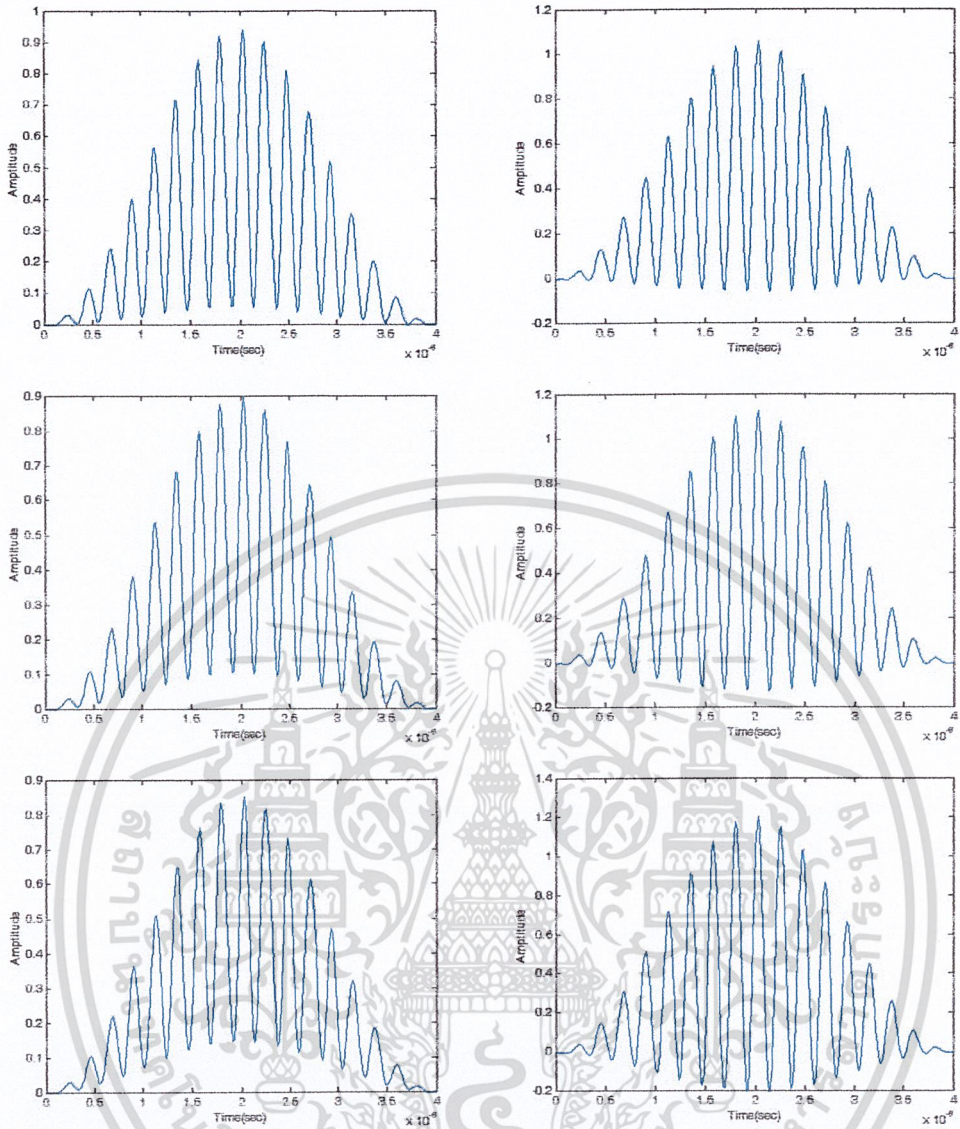
$$A_{(dB)} = 20 \log(A) \tag{3.16}$$



อัตราขยายต่ำ $A = \frac{1 - y}{1 + y}$

อัตราขยายสูง $A = \frac{1 + y}{1 - y}$

รูปที่ 3.14 ความแตกต่างของความผิดเพี้ยนของอัตราขยายอย่างเดียว



รูปที่ 3.15 เปรียบเทียบความแตกต่างของความผิดเพี้ยนของอัตราขยายอย่างเดียว

จากรูปที่ 3.15 ในปฏิญานีพจน์นี้ ได้ทำการศึกษา การผิดเพี้ยนของอัตราขยายอย่างเดียว ซึ่งแบ่ง ออกเป็น ฟังข่ายอัตราขยายต่ำที่ -1 db, -2 db, -3 db ตามลำดับ และฟังข่ายอัตราขยายสูงที่ +1 dB, +2 dB, +3 dB ตามลำดับ

3.4.2 กรณีที่เกิดการผิดเพี้ยนโดยความแตกต่างของกรุปดีเลย์อย่างเดียว

ในกรณีที่ $Y_1 = Y_2$ ซึ่งฐานของพัลส์มีรูปร่างเป็นคลื่นไซน์ที่มีค่ายอดเท่ากันแต่อยู่ตรงข้าม แสดงว่าไม่มีความผิดเพี้ยนทางอัตราขยาย ความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นมีแต่ความผิดเพี้ยนทางด้านกรุปดีเลย์เพียงอย่างเดียว จะพบว่าค่า A มีค่าเท่ากับ หนึ่ง หรือที่ในหน่วยของเดซิเบล คือ ศูนย์ เดซิเบล

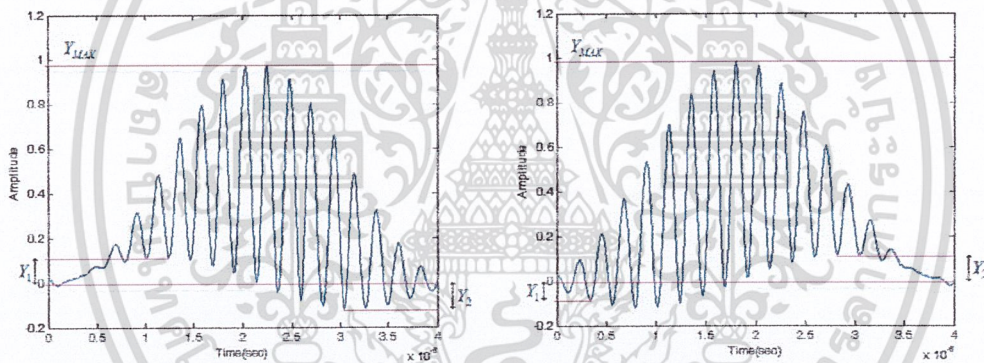
$$A = \frac{1 + (Y/Y_{\max})^2}{1 + (Y/Y_{\min})^2} = 1 = 0dB \quad (3.17)$$

จากสูตรความแตกต่างทางกรุปดีเลย์ ระหว่างสัญญาณสี่กับสัญญาณสองสว่างของสมการที่ (3.6) [3]

$$\tau = \frac{nT}{\pi} \cdot \cos^{-1} \left\{ 1 + \frac{8y_1y_2}{[1 - (y_1 + y_2 + y_1y_2)][1 + (y_1 + y_2 - y_1y_2)]} \right\} \quad (3.18)$$

ในกรณีความผิดเพี้ยนทางด้านกรุปดีเลย์อย่างเดียว จะไม่มีความผิดเพี้ยนทางอัตราการขยายเกิดขึ้นก็คือ $A = 1$ หรือ 0 dB จากสมการที่ (3.18) นำมาเขียนเป็นสมการใหม่

$$\tau = \frac{nT}{\pi} \cdot \tan^{-1} y_1 \quad (3.19)$$



ความผิดเพี้ยนทางดีเลย์

ความผิดเพี้ยนทางแอดวานซ์ดีเลย์

รูปที่ 3.16 ความแตกต่างของความผิดเพี้ยนของกรุปดีเลย์เพียงอย่างเดียว

3.4.3 กรณีที่เกิดการผิดเพี้ยนทางอัตราการขยายและกรุปดีเลย์พร้อมกัน

กรณีที่เกิดการผิดเพี้ยนทางอัตราการขยายและกรุปดีเลย์พร้อมกัน ในกรณีที่เกิดความผิดเพี้ยนทั้งสองแบบ ค่ายอดทั้งบวกและลบ มีค่าแสดงในรูปที่ 3.17 ซึ่ง $\tau \neq 0, A \neq 1$ จะทำให้เกิดความผิดเพี้ยนทางอัตราการขยายและกรุปดีเลย์

เมื่อความผิดเพี้ยนมีค่าน้อย ดังนั้นผลคูณของ Y_1Y_2 สามารถตัดทิ้งได้ สมการ (3.17) และ (3.18) สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$A = \frac{1 - (y_1 + y_2)}{1 + (y_1 + y_2)} \quad (3.19)$$

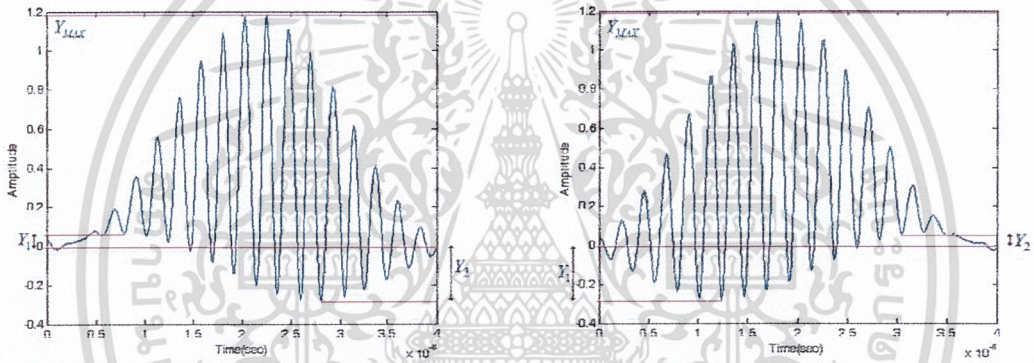
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\tau = \frac{T_0}{\pi} \cos^{-1} \left[1 + \frac{8y_1 y_2}{1 - y_1 y_2} \right] \quad (3.20)$$

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

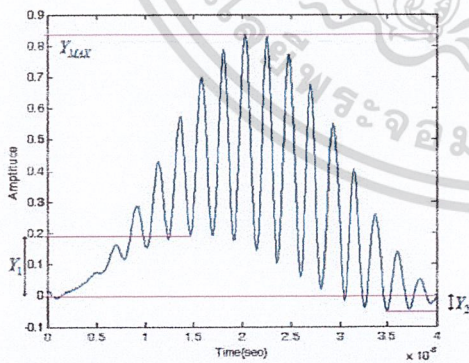
$$\tau = \frac{4T_0}{\pi} \sqrt{-y_1 y_2} \quad (3.21)$$

ความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายคำนวณด้วยสมการ (3.14) และ (3.16) จะได้ค่าที่ใกล้เคียงกันมากและความผิดเพี้ยนทางด้านกรุปดีเลย์ เมื่อคำนวณด้วยสมการ (3.18) และ (3.21) ค่าที่ได้แตกต่างกันเพียงเล็กน้อยเมื่อผลคูณ $Y_1 Y_2$ มีค่าน้อย



ความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายสูง และ ทาง
เวลาประวิงบวก

ความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายสูง และ ทาง
เวลาประวิงลบ



ความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายต่ำ และ ทาง
เวลาประวิงบวก

ความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายต่ำ และ ทาง
เวลาประวิงลบ

รูปที่ 3.17 ความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายและกรุปดีเลย์พร้อมกัน

3.5 สรุป

สัญญาณทดสอบ 20T พัลส์ไซน์กำลังสอง มีความจำเป็นในระบบโทรทัศนเพื่อตรวจสอบว่าสัญญาณโทรทัศนมีความผิดเพี้ยนทางขนาดหรือทางคิเลย์ซึ่ง ในปริภูมิพจน์นี้จะศึกษาเฉพาะระบบ ความผิดเพี้ยนทางขนาด ซึ่งการที่จะแก้ความผิดเพี้ยนทางขนาด จะต้องใช้วงจรอิควอไลเซอร์ มาทำการแก้ความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้น โดยที่วงจรอิควอไลเซอร์ที่ปริภูมิพจน์นี้ ใช้ทฤษฎีของ เบิร์นสไตน์โพลีโนเมียลมาทำการออกแบบวงจรอิควอไลเซอร์



บทที่ 4

การออกแบบ และ การจำลองการทำงานของวงจร โดยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

4.1 บทนำ

การที่จะสร้างวงจรอิกควอลไลเซอร์เพื่อมาแก้ปัญหาความผิดเพี้ยนนั้น มีขั้นตอนในการออกแบบ ซึ่งนำเอาทฤษฎีบทของ เบิร์นสไตน์โพลิโนเมียล อันดับที่ 4 โดยที่ได้กำหนดพารามิเตอร์ให้เป็น $N = 1$, $K=1$ และ $\epsilon=10$ มาทำการคำนวณเพื่อที่จะได้สมการอิกควอลไลเซอร์ และหลังจากนั้นนำเอาสมการที่ได้ มาออกแบบเป็นวงจรในลักษณะ Single Amplifier ซึ่งจะต้องทำวงจร ทั้งหมด 2 วงจร และนำเอาวงจรที่ได้มาทำการต่อแบบ Cascade กันเพื่อให้ได้วงจรอิกควอลไลเซอร์ โดยใช้ เบิร์นสไตน์โพลิโนเมียล อันดับที่ 4 เนื่องมาจากในการต่อวงจรลักษณะนี้เป็นวิธีที่มีประสิทธิภาพและ เป็นที่นิยมกันอย่างแพร่หลาย เพราะสามารถปรับจูนวงจรได้ง่าย อีกทั้งยังออกแบบได้ง่าย [4,5]

4.2 ขั้นตอน การออกแบบสมการวงจรกรองความถี่

จากสมการ order N

$$|N(j\omega)|^2 = \frac{H_0^2 \times (1+\omega^2)^{2N}}{(1+\omega^2)^{2N} + e^2 \omega^{4N} \left(\sum_{i=0}^{N-K} \binom{N}{i} \left(\frac{1}{\omega} \right)^{2i} \right)^2} \quad (4.1)$$

จากสมการที่ (4.1) นำมาทำการออกแบบสมการวงจรความถี่ โดยเลือกพารามิเตอร์เป็น $N=1$, $K=1$

$$|N(j\omega)|^2 = \frac{H_0^2 \times (1+\omega^2)^2}{(1+\omega^2)^2 + \epsilon^2 \omega^4 \left(\sum_{i=0}^1 \binom{1}{i} \left(\frac{1}{\omega} \right)^{2i} \right)^2} \quad (4.2)$$

$$|N(j\omega)|^2 = \frac{H_0^2 \times (1+\omega^2)^2}{(1+\omega^2)^2 + \epsilon^2 \omega^4 \left(\binom{1}{0} \left(\frac{1}{\omega} \right)^0 \right)^2} \quad (4.3)$$

$$|N(j\omega)|^2 = \frac{H_0^2 \times (1 + \omega^2)^2}{(1 + \omega^2)^2 + \varepsilon^2 \omega^4 (1)^2} \quad (4.4)$$

$$|N(j\omega)|^2 = \frac{H_0^2 \times (1 + \omega^2)^2}{1 + \omega^2 + \omega^4 + \varepsilon^2 \omega^4} \quad (4.5)$$

แทน $\omega = \frac{s}{j}$

$$|N(s)|^2 = \frac{H_0^2 \times (1 - s^2)^2}{s^4 - 2s^2 + 1 + \varepsilon^2 s^4} \quad (4.6)$$

$$|N(s)|^2 = \frac{H_0^2 \times (s^4 - 2s^2 + 1)}{s^4 - 2s^2 + 1 + \varepsilon^2 s^4} \quad (4.7)$$

แทน $\varepsilon = 10$

$$|N(s)|^2 = \frac{H_0^2 \times (s^4 - 2s^2 + 1)}{101s^4 - 2s^2 + 1} \quad (4.8)$$

ทำการเปลี่ยนเป็นสมการวงจรถอดโพลเซอร์ จากสูตร [6]

$$|N(s)|^2 = |N(s)|^2 + 1 \quad (4.9)$$

แทนค่าสมการที่ (4.10) ลงในสมการ (4.11) ได้ $|N(s)|^2$ ใหม่เป็น

$$|N(s)|^2 = \frac{H_0^2 \times (s^4 - 2s^2 + 1)}{101s^4 - 2s^2 + 1} + 1 \quad (4.10)$$

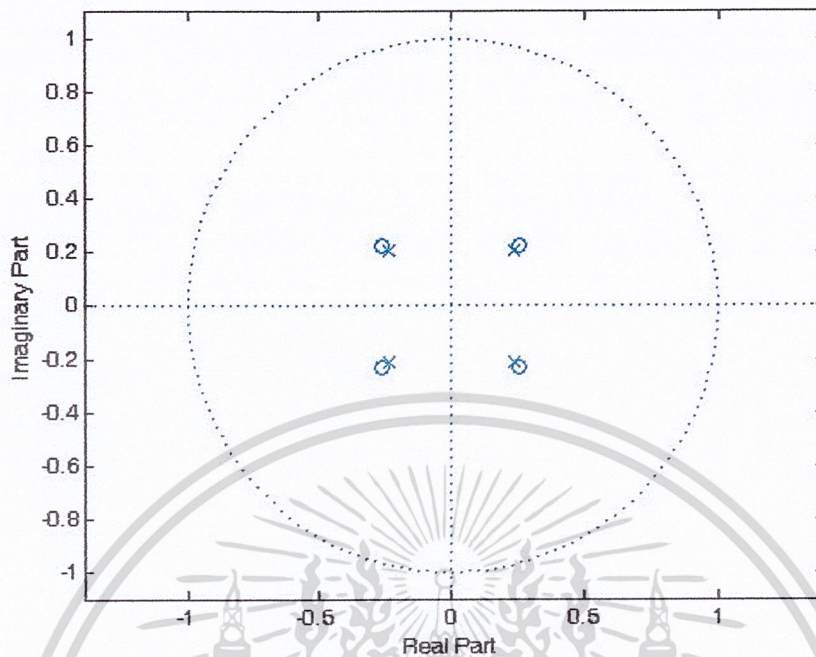
$$|N(s)|^2 = \frac{(H_0^2 + 101)s^4 - (2H_0^2 + 2)s^2 + (H_0^2 + 1)}{101s^4 - 2s^2 + 1} \quad (4.11)$$

กำหนดให้ $H_0^2 = 1$

$$|N(s)|^2 = \frac{102s^4 - 4s^2 + 2}{101s^4 - 2s^2 + 1} \quad (4.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา³⁷ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (4.12) ทำการเลือกโพล และซีโร ได้ผลดังรูปกราฟที่ 4.1



รูปที่ 4.1 ตำแหน่งโพลและซีโร

จากในรูปที่ 4.1 จะแสดงให้เห็นถึงรากของสมการที่ (4.12) โดยที่ 0 แทนด้วยซีโร และ X แทนด้วยโพล โดยในการเลือกของโพล ซีโร นั้นการที่จะทำให่วงจรมีความ เสถียรนั้นจะต้อง เลือกรากฝั่งของ ด้านลบ (left-half plane) จะทำให้ผลการตอบสนองด้าน เฟสอยู่ใน Minimum phase [6]

ทำการเลือกราก โพล ซีโร ของสมการ(4.12)

$$N(s) = \frac{s^2 + 0.4800s + 0.1400}{s^2 + 0.4678s + 0.0995} \quad (4.13)$$

การต่อวงจรในลักษณะ Cascade จะพบว่า $N(s) = N_1(s) \cdot N_2(s)$ ซึ่งนำเอาสมการที่ (4.13) มาทำการต่อ Cascade กับสมการที่ (4.13)

$$N_{LPF}(s) = \frac{s^4 + 1.1301s^3 + 0.5993s^2 + 0.1582s + 0.0196}{s^4 + 0.9355s^3 + 0.4178s^2 + 0.0931s + 0.0099} \quad (4.14)$$

จาก $s = \frac{1}{s}$ หา HPF ได้

$$N_{HPF}(s) = \frac{1.9804s^4 + 15.9826s^3 + 60.5321s^2 + 114.1383s + 101}{s^4 + 9.4021s^3 + 42.1995s^2 + 94.4897s + 101} \quad (4.15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 จำลองการทำงานของวงจรรีควอลไอเซอร์โดยใช้ โปรแกรม Matlab

Matlab เป็นซอฟต์แวร์ที่ออกแบบมาเพื่อใช้ในการ คำนวณสมการทางคณิตศาสตร์ ทางด้านวิศวกรรม และในด้านการวิทยาศาสตร์ อีกทั้งยังมีความสามารถในการจำลอง การทำงานในลักษณะต่าง ๆ ไม่ว่าจะออกมาเป็นในรูปแบบกราฟ หรือ รูปภาพ ซึ่งขึ้นอยู่กับวัตถุประสงค์ในการนำมาใช้งาน

ในปฏิญานิทฉบับนี้ได้นำเอาโปรแกรม Matlab มาประยุกต์ใช้งาน โดยการทำการจำลองการวิเคราะห์ข้อมูลของ สมการฟังก์ชัน วงจรรีควอลไอเซอร์ ที่ใช้ ทฤษฎีเบียร์นสไตน์โพลีโนเมียลอันดับที่ 4 เพื่อศึกษาถึงการตอบสนอง ทางขนาด เฟส และกรุปดีเลย์ของวงจรรีควอลไอเซอร์ที่ +1dB -1dB +2dB -2dB +3dB -3dB ก่อนที่จะทำการนำเอา ฟังก์ชันสมการนี้ไปออกแบบ เป็นวงจรในลำดับต่อไป

ซึ่งการวิเคราะห์ที่ได้มีวิเคราะห์ 3 อย่าง

1. ผลตอบสนองทางขนาด
2. ผลตอบสนองทางเฟส
3. ผลตอบสนองทางกรุปดีเลย์

การจำลองการทำงานของวงจรรีควอลไอเซอร์ -1 dB โดยที่สมการรีควอลไอเซอร์ที่ -1 dB มีสมการเป็น

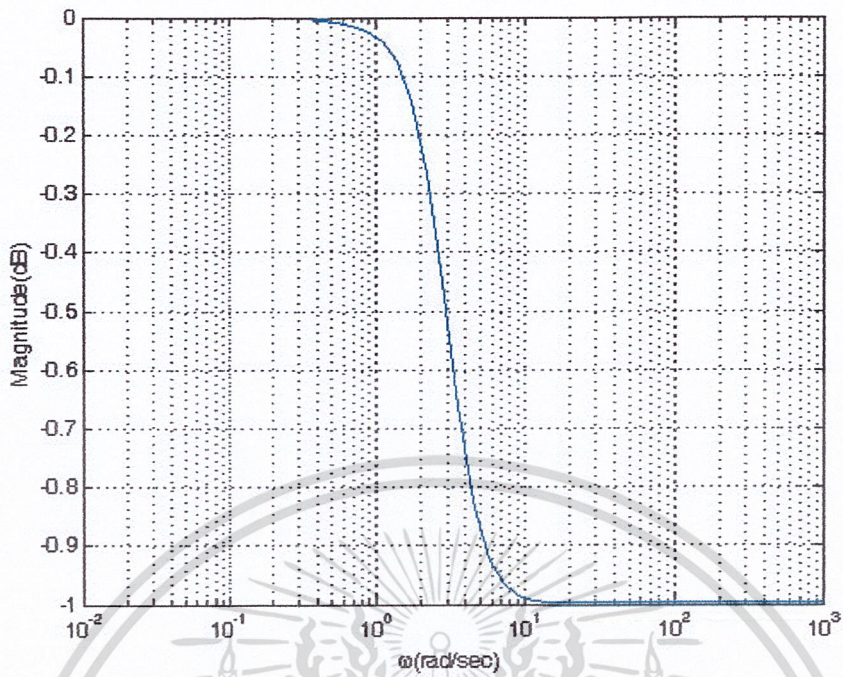
$$N_{LPF}(s) = \frac{0.8916s^4 + 8.3825s^3 + 37.6232s^2 + 84.2429s + 90.0472}{s^4 + 9.1605s^3 + 39.9573s^2 + 86.9268s + 90.0472} \quad (4.16)$$

นำเอาสมการมาจำลองการทำงานเพื่อศึกษาถึงผลตอบสนองทางขนาด ทางเฟส และทางกรุปดีเลย์ ซึ่งได้ผล ดังรูปที่ (4.2), (4.3), (4.4) ตามลำดับ

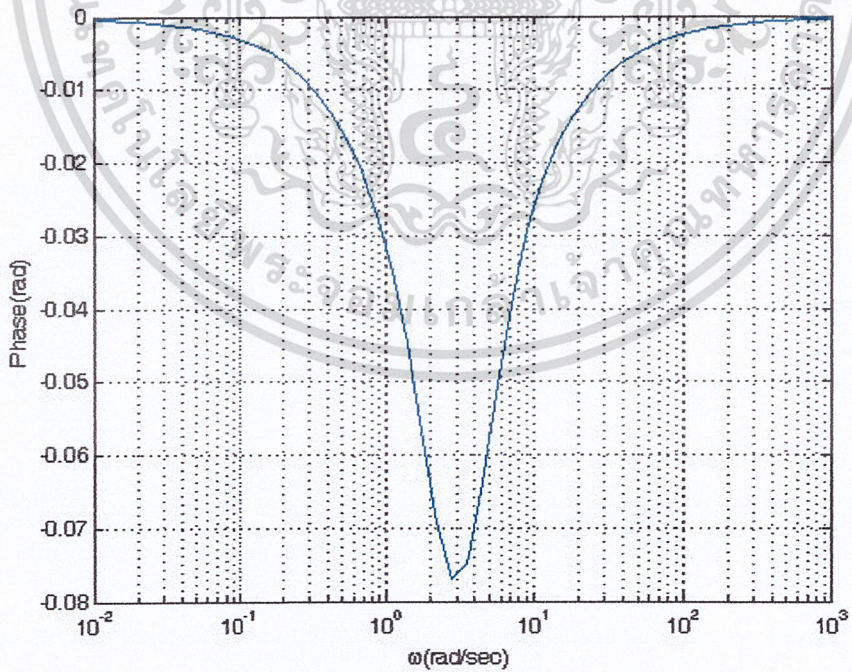
การจำลองการทำงานของวงจรรีควอลไอเซอร์ +1 dB โดยที่สมการรีควอลไอเซอร์ที่ +1 dB มีสมการเป็น

$$N_{HPF}(s) = \frac{1.1216s^4 + 10.2747s^3 + 44.8174s^2 + 97.5001s + 101}{s^4 + 9.4021s^3 + 42.1995s^2 + 94.4897s + 101} \quad (4.17)$$

นำเอาสมการมาจำลองการทำงานเพื่อศึกษาถึงผลตอบสนองทางขนาด ทางเฟส และทางกรุปดีเลย์ ซึ่งได้ผล ดังรูปที่ (4.5), (4.6), (4.7) ตามลำดับ

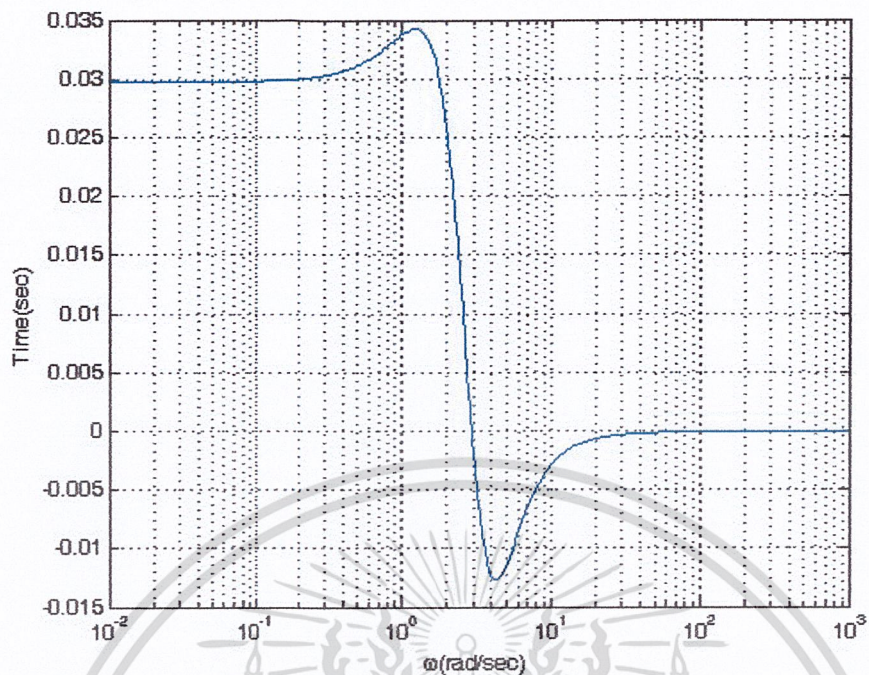


รูปที่ 4.2 ผลตอบสนอง ทางขนาดที่ -1 dB

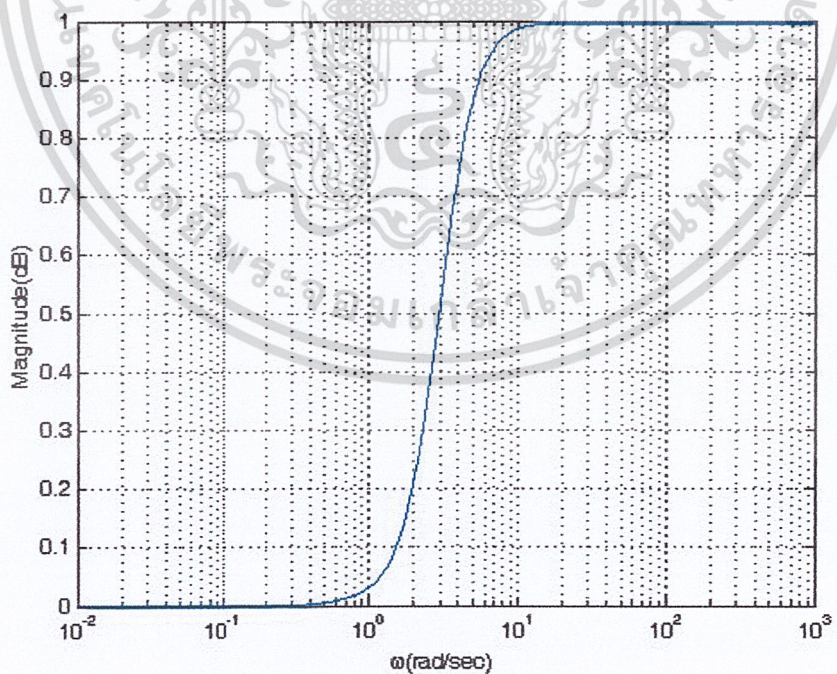


รูปที่ 4.3 ผลตอบสนอง ทางเฟสที่ -1 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

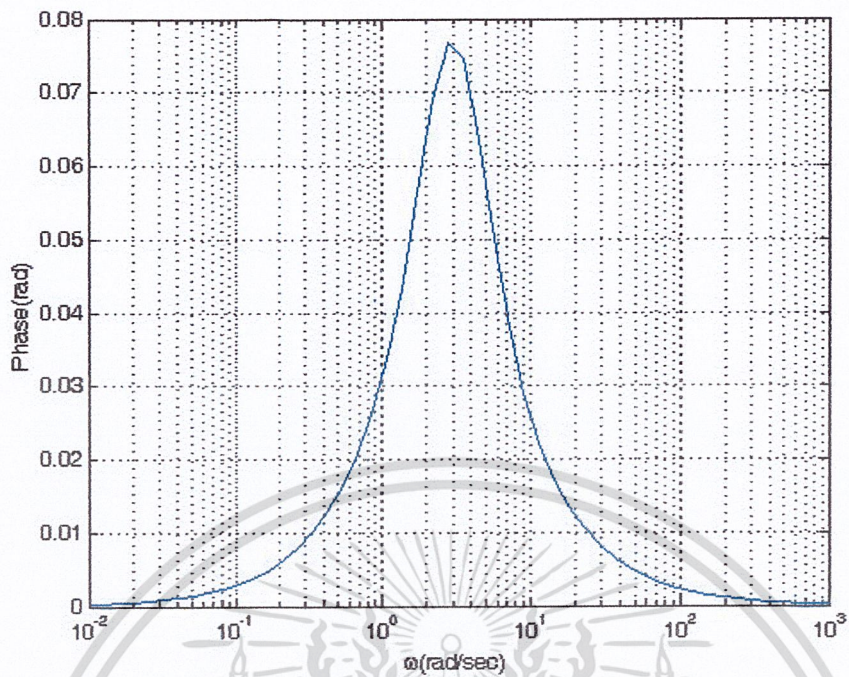


รูปที่ 4.4 ผลตอบสนอง ทางกรุปดีเลย์ที่ -1 dB

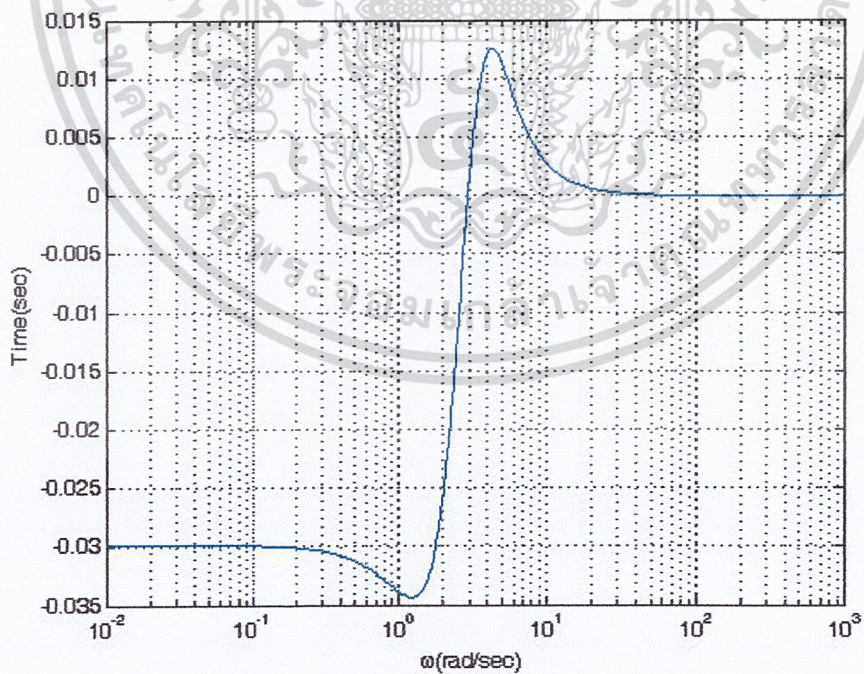


รูปที่ 4.5 ผลตอบสนอง ทางขนาดที่ +1 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 ผลตอบสนอง ทางเฟสที่ +1 dB



รูปที่ 4.7 ผลตอบสนอง ทางกรุปดีเลย์ที่ +1 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การจำลองการทำงานของวงจรถอดไอเซอร์ -2 dB โดยที่สมการถอดไอเซอร์ที่ -2 dB มีสมการเป็น

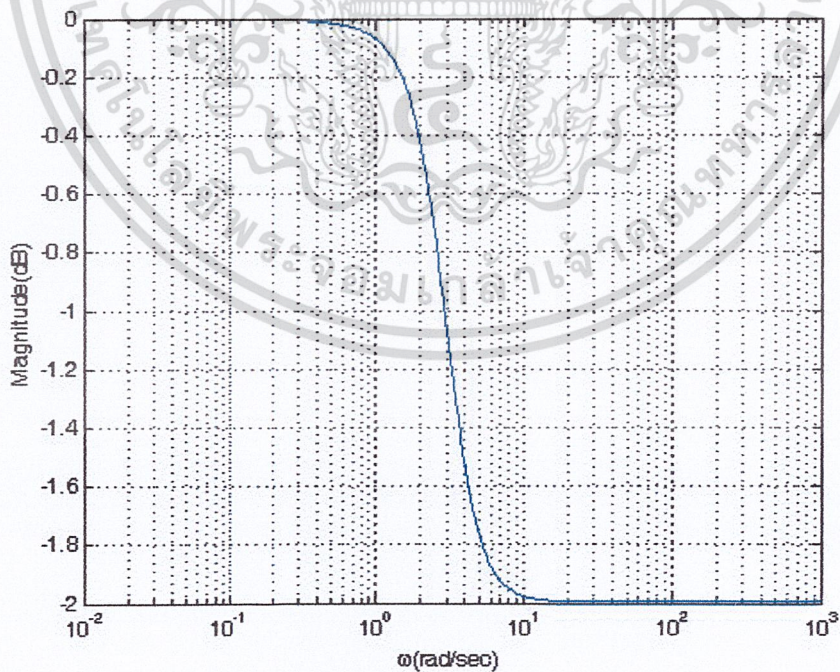
$$N_{LPF}(s) = \frac{0.7951s^4 + 7.4753s^3 + 33.5516s^2 + 75.1260s + 80.3021}{s^4 + 8.9269s^3 + 37.8446s^2 + 79.9951s + 80.3021} \quad (4.18)$$

นำเอาสมการมาจำลองการทำงานเพื่อศึกษาถึงผลตอบสนองทางขนาด ทางเฟส และทางกรุปดีเลย์ ซึ่งได้ผล ดังรูปที่ (4.8), (4.9), (4.10) ตามลำดับ

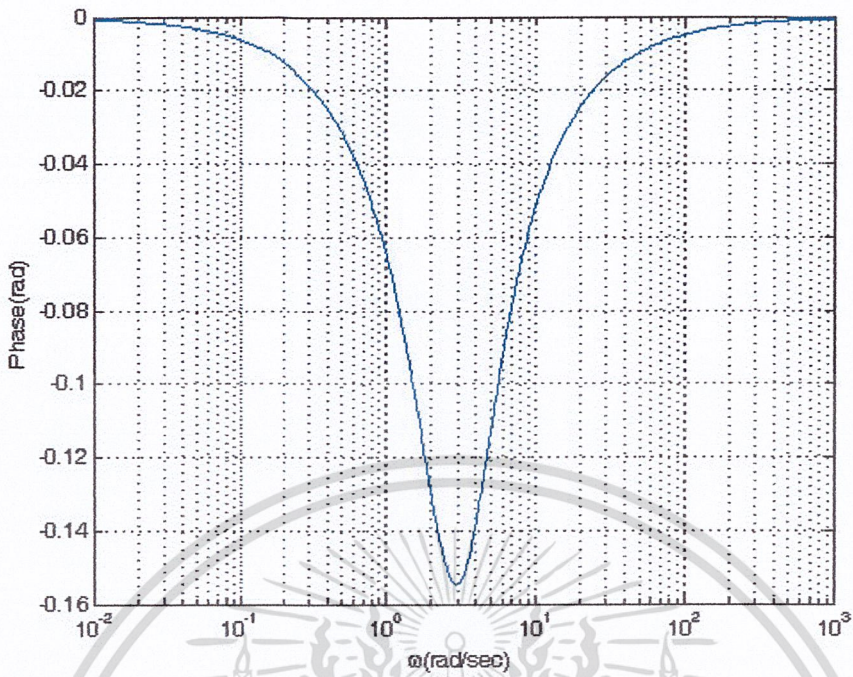
การจำลองการทำงานของวงจรถอดไอเซอร์ +2 dB โดยที่สมการถอดไอเซอร์ที่ +2 dB มีสมการเป็น

$$N_{HPF}(s) = \frac{1.1277s^4 + 11.2278s^3 + 47.5990s^2 + 100.6138s + 101}{s^4 + 9.4021s^3 + 42.1995s^2 + 94.4897s + 101} \quad (4.19)$$

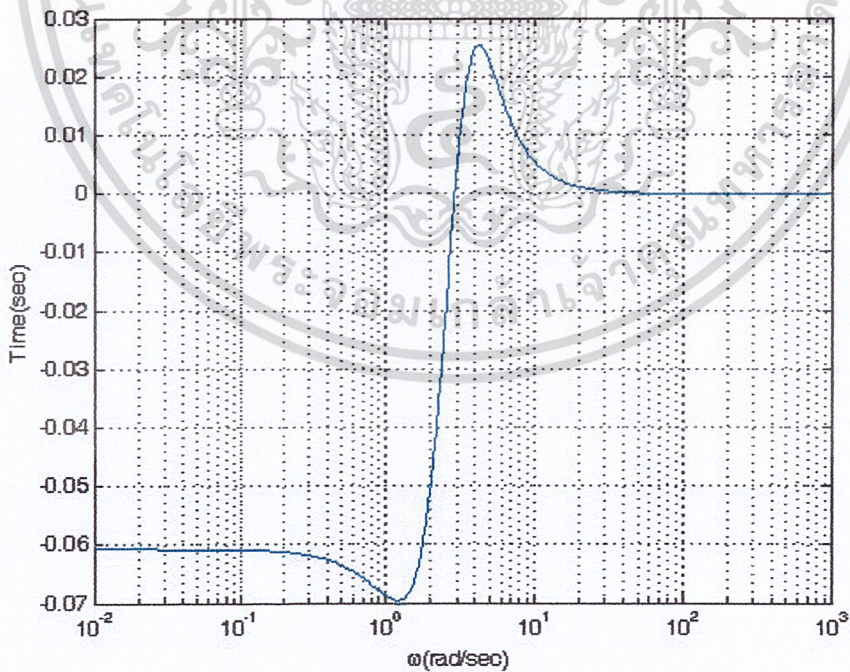
นำเอาสมการมาจำลองการทำงานเพื่อศึกษาถึงผลตอบสนองทางขนาด ทางเฟส และทางกรุปดีเลย์ ซึ่งได้ผล ดังรูปที่ (4.11), (4.12), (4.13) ตามลำดับ



รูปที่ 4.8 ผลตอบสนอง ทางขนาดที่ -2 dB

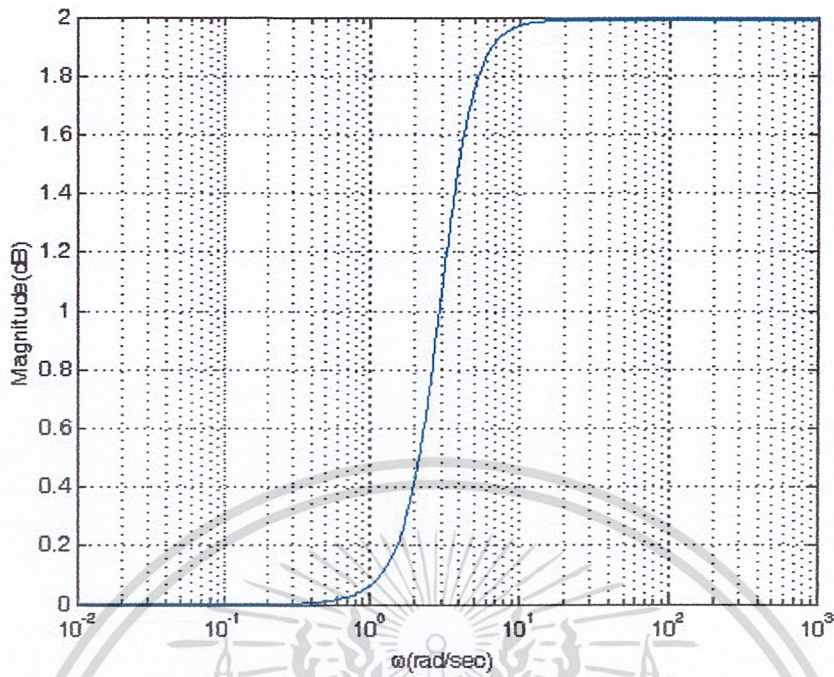


รูปที่ 4.9 ผลตอบสนอง ทางเฟสที่ -2 dB

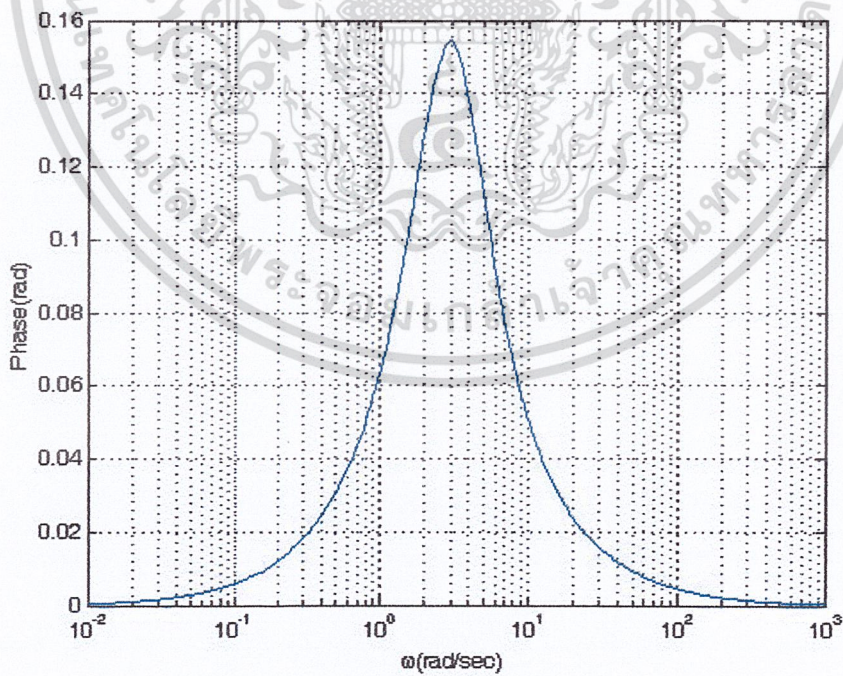


รูปที่ 4.10 ผลตอบสนอง ทางกรุปดีเลย์ที่ -2 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

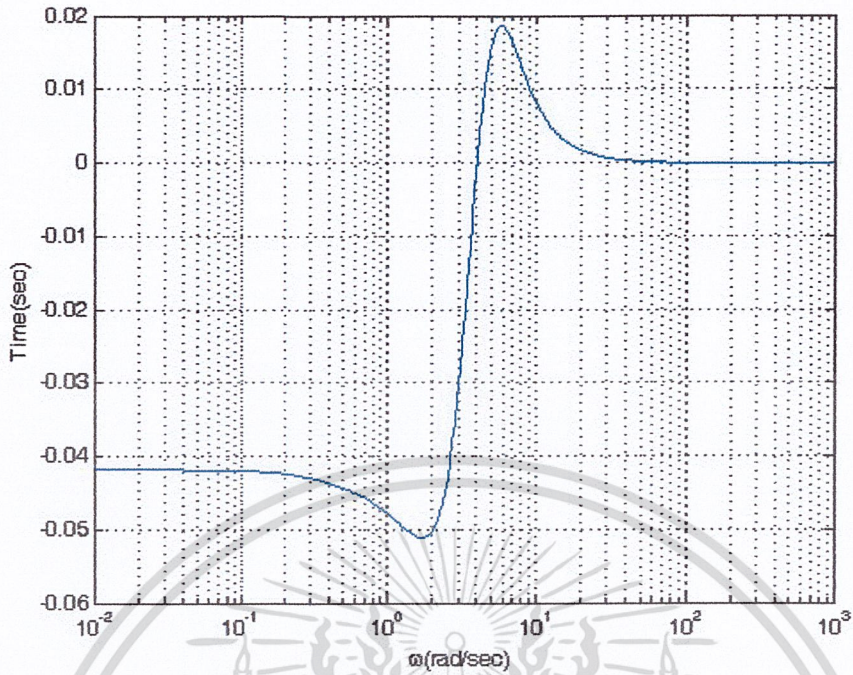


รูปที่ 4.11 ผลตอบสนอง ทางขนาดที่ +2 dB



รูปที่ 4.12 ผลตอบสนอง ทางเฟสที่ +2 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.13 ผลตอบสนอง ทางกรุปดีเลย์ที่ +2 dB

การจำลองการทำงานของวงจรถอไอเซอร์ -3 dB โดยที่สมการอควอไลเซอร์ที่ -3 dB มีสมการเป็น

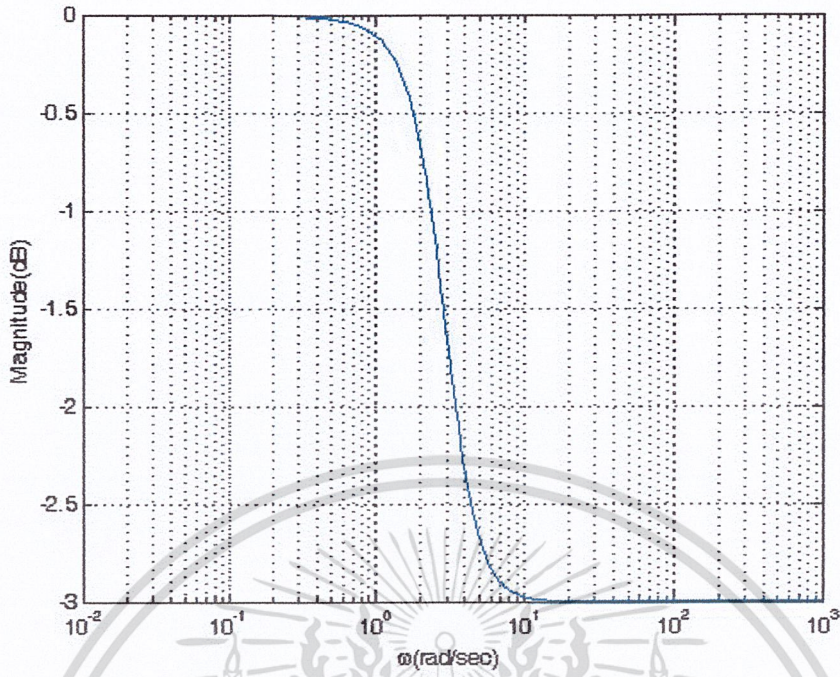
$$N_{LPF}(s) = \frac{0.7121s^4 + 6.6952s^3 + 30.0502s^2 + 67.2860s + 71.9220}{s^4 + 8.7089s^3 + 35.9227s^2 + 73.8577s + 71.9220} \quad (4.20)$$

นำเอาสมการมาจำลองการทำงานเพื่อศึกษาถึงผลตอบสนองทางขนาด ทางเฟส และทางกรุปดีเลย์ ซึ่งได้ผล ดังรูปที่ (4.14), (4.15), (4.16) ตามลำดับ

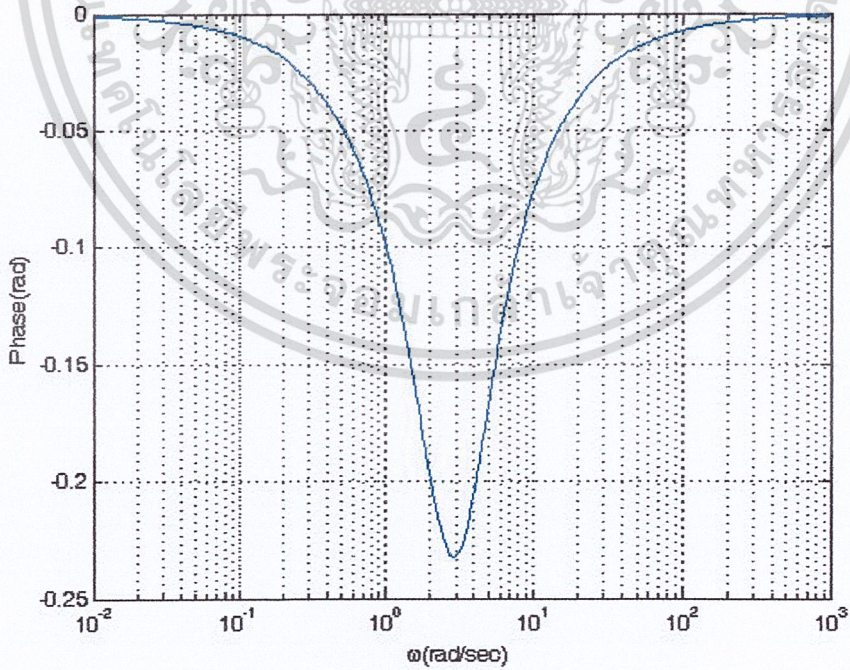
การจำลองการทำงานของวงจรถอไอเซอร์ +3 dB โดยที่สมการอควอไลเซอร์ที่ +3 dB มีสมการเป็น

$$N_{HPF}(s) = \frac{1.4043s^4 + 12.2299s^3 + 50.4463s^2 + 103.7183s + 101}{s^4 + 9.4021s^3 + 42.1995s^2 + 94.4897s + 101} \quad (4.21)$$

นำเอาสมการมาจำลองการทำงานเพื่อศึกษาถึงผลตอบสนองทางขนาด ทางเฟส และทางกรุปดีเลย์ ซึ่งได้ผล ดังรูปที่ (4.17), (4.18), (4.19) ตามลำดับ

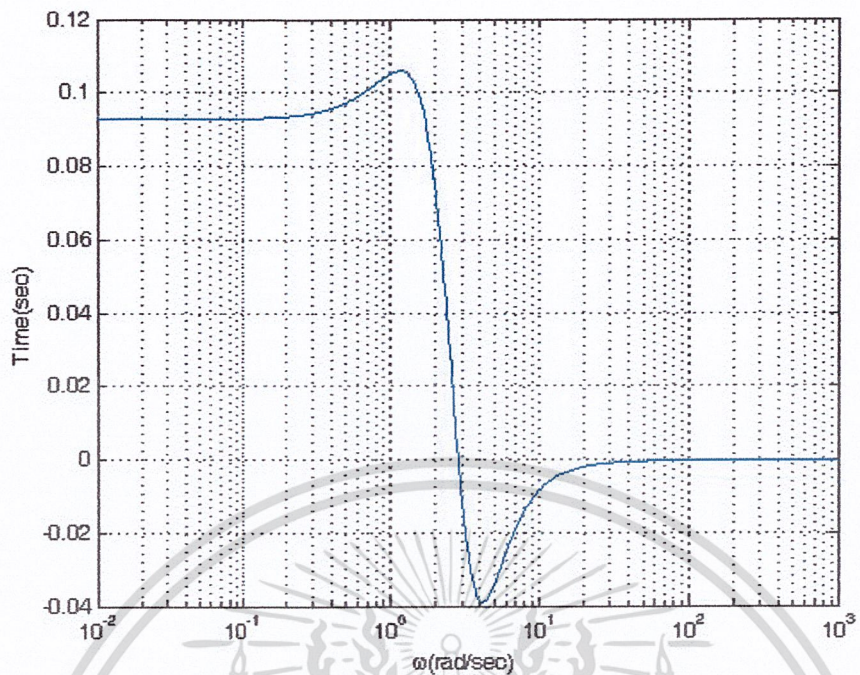


รูปที่ 4.14 ผลตอบสนอง ทางขนาดที่ -3 dB

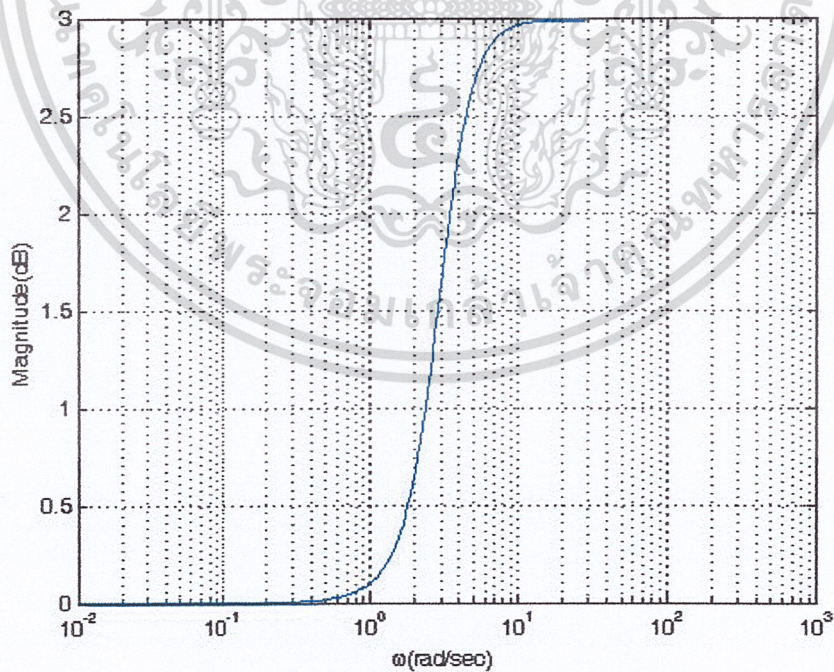


รูปที่ 4.15 ผลตอบสนอง ทางเฟสที่ -3 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

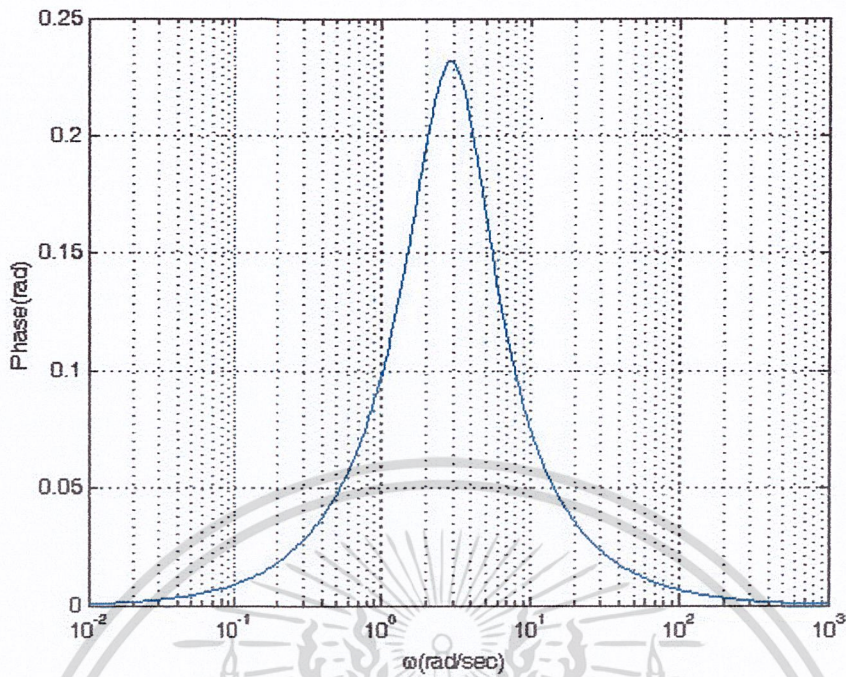


รูปที่ 4.16 ผลตอบสนอง ทางกรูเฟดิลิตี้ที่ -3 dB

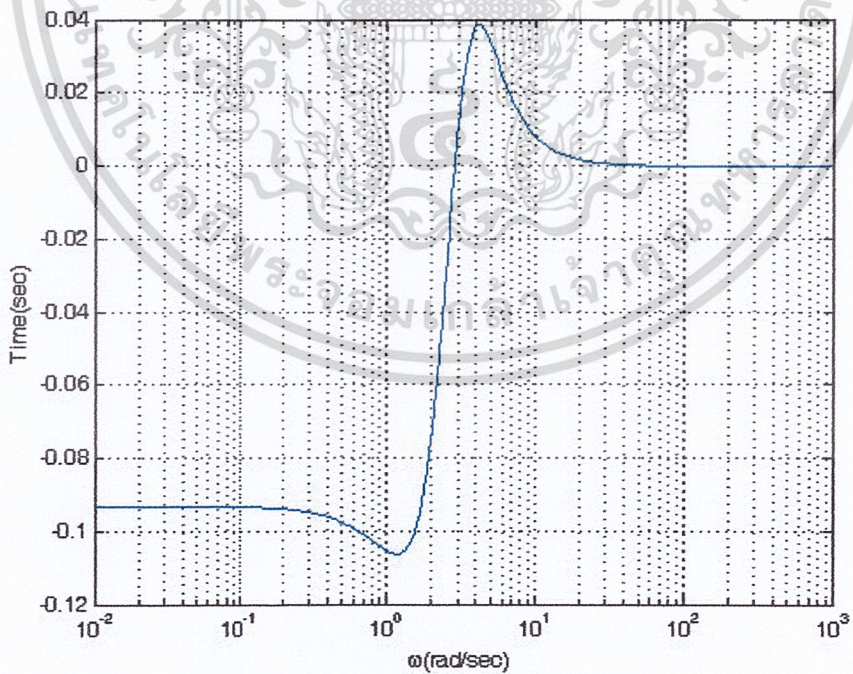


รูปที่ 4.17 ผลตอบสนอง ทางขนาดที่ +3 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.18 ผลตอบสนอง ทางเฟสที่ +3 dB



รูปที่ 4.19 ผลตอบสนอง ทางกรุปดีเลย์ที่ +3 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 การออกแบบวงจรอควาไลเซอร์

การออกแบบวงจรอควาไลเซอร์ใช้หลักการออกแบบ Single Amplifier ซึ่งนำเอาสมการฟังก์ชันถ่ายโอนที่หาได้จาก ทฤษฎีเบิร์ตสไตน์โพลีโนเมียล มาสร้างเป็นวงจรอควาไลเซอร์

4.4.1 การออกแบบวงจรอควาไลเซอร์ -1 dB

จากสมการที่ (4.16) พบว่า $H(s) = H_1(s) \cdot H_2(s)$ โดยที่ $H(s) = H_1(s) \cdot H_2(s)$

$$\therefore H_1 = \frac{0.9442s^2 + 4.4388s + 9.4893}{s^2 + 4.5802s + 9.4893} = \frac{P(s)}{Q(s)}$$

ให้ $D(s) = (s+2)(s+5)$ เมื่อ

$$\frac{P(s)}{D(s)} = Y_1 - Y_2, \frac{Q(s)}{D(s)} = Y_6 - Y_5, \frac{Q(s) - P(s)}{D(s)} = Y_3 - Y_4$$

จาก

$$\frac{P(s)}{sD(s)} = \frac{0.9442s^2 + 4.4388s + 9.4893}{s(s+2)(s+5)} \quad (4.22)$$

$$= \frac{A}{s} + \frac{B}{s+2} + \frac{C}{s+5} \quad (4.23)$$

ดังนั้น

$$A = 0.9489$$

$$B = -0.7314$$

$$C = 0.7267$$

นำไปแทนลงในสมการ (4.23)

$$\frac{P(s)}{D(s)} = \frac{0.9489s}{s} - \frac{0.7314s}{s+2} + \frac{0.7267s}{s+5} = Y_1 - Y_2 \quad (4.24)$$

$$\therefore Y_1 = \frac{0.9489s}{s} + \frac{0.7267s}{s+5} \quad (4.25)$$

$$Y_1 = \frac{1}{1.0539} + \frac{1}{1.3761 + \frac{1}{0.1454s}} \quad (4.26)$$

$$\therefore Y_2 = \frac{0.7267s}{s+2} \quad (4.27)$$

$$Y_2 = \frac{1}{1.3761 + \frac{1}{0.3634s}} \quad (4.28)$$

จาก

$$\frac{D(s)}{sD(s)} = \frac{s^2 + 4.5802s + 9.4893}{s(s+2)(s+5)} \quad (4.29)$$

$$= \frac{D}{s} + \frac{E}{s+2} + \frac{F}{s+5} \quad (4.30)$$

ดังนั้น

$$D = 0.9489$$

$$E = -0.7215$$

$$F = 0.7725$$

นำไปแทนลงในสมการ (4.30)

$$\frac{P(s)}{D(s)} = \frac{0.9489s}{s} - \frac{0.7215s}{s+2} + \frac{0.7725s}{s+5} = Y_6 - Y_5 \quad (4.31)$$

$$\therefore Y_6 = \frac{0.9489s}{s} + \frac{0.7725s}{s+5} \quad (4.32)$$

$$Y_6 = \frac{1}{1.0539} + \frac{1}{1.2944 + \frac{1}{0.1545s}} \quad (4.33)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\therefore Y_5 = \frac{0.7215s}{s+2} \quad (4.34)$$

$$Y_5 = \frac{1}{1.3860 + \frac{1}{0.3608s}} \quad (4.35)$$

จาก

$$Y_3 - Y_4 = (Y_6 - Y_5) - (Y_1 - Y_2) \quad (4.36)$$

แทนค่าลงในสมการ (4.36)

$$= \left(\frac{0.7725s}{s+5} - \frac{0.7215s}{s+2} \right) - \left(\frac{0.7267s}{s+5} - \frac{0.7314s}{s+2} \right) \quad (4.37)$$

$$= \frac{0.0069s}{s+2} + \frac{0.0458s}{s+5} \quad (4.38)$$

$$\therefore Y_4 = 0$$

$$\therefore Y_3 = \frac{0.0069s}{s+2} + \frac{0.0458s}{s+5} \quad (4.39)$$

$$Y_3 = \frac{1}{144.9275 + \frac{1}{0.0035s}} + \frac{1}{21.8341 + \frac{1}{0.0092s}} \quad (4.40)$$

4.4.2 การออกแบบวงจรอควาไลเซอร์ +1 dB

จากสมการที่ (4.17) พบว่า $H(s) = H_1(s) \cdot H_2(s)$ โดยที่ $H(s) = H_1(s) \cdot H_2(s)$

$$\therefore H_1 = \frac{1.0591s^2 + 4.8508s + 10.0499}{s^2 + 4.7010s + 10.0499} = \frac{P(s)}{Q(s)}$$

ให้ $D(s) = (s+2)(s+5)$ เมื่อ

$$\frac{P(s)}{D(s)} = Y_1 - Y_2, \quad \frac{Q(s)}{D(s)} = Y_6 - Y_5, \quad \frac{Q(s) - P(s)}{D(s)} = Y_3 - Y_4$$

จาก

$$\frac{P(s)}{sD(s)} = \frac{1.0591s^2 + 4.8508s + 10.0499}{s(s+2)(s+5)} \quad (4.41)$$

$$= \frac{A}{s} + \frac{B}{s+2} + \frac{C}{s+5} \quad (4.42)$$

ดังนั้น

$$A = 1.0050$$

$$B = -0.7641$$

$$C = 0.8182$$

นำไปแทนลงในสมการ (4.42)

$$\frac{P(s)}{D(s)} = \frac{1.0050s}{s} - \frac{0.7641s}{s+2} + \frac{0.8182s}{s+5} = Y_1 - Y_2 \quad (4.43)$$

$$\therefore Y_1 = \frac{1.0050s}{s} + \frac{0.8182s}{s+5} \quad (4.44)$$

$$Y_1 = \frac{1}{0.9950} + \frac{1}{1.2221 + \frac{1}{0.1636s}} \quad (4.45)$$

$$\therefore Y_2 = \frac{0.7641s}{s+2} \quad (4.46)$$

$$Y_2 = \frac{1}{1.3087 + \frac{1}{0.3821s}} \quad (4.47)$$

จาก

$$\frac{D(s)}{sD(s)} = \frac{s^2 + 4.7010s + 10.0499}{s(s+2)(s+5)} \quad (4.48)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{D}{s} + \frac{E}{s+2} + \frac{F}{s+5} \quad (4.49)$$

ดังนั้น

$$D = 1.0050$$

$$E = -0.7746$$

$$F = 0.7696$$

นำไปแทนลงในสมการ (4.49)

$$\frac{P(s)}{D(s)} = \frac{1.0050s}{s} - \frac{0.7746s}{s+2} + \frac{0.7696s}{s+5} = Y_6 - Y_5 \quad (4.50)$$

$$\therefore Y_6 = \frac{1.0050s}{s} + \frac{0.7696s}{s+5} \quad (4.51)$$

$$Y_6 = \frac{1}{0.9950} + \frac{1}{1.2994 + \frac{1}{0.1539s}} \quad (4.52)$$

$$\therefore Y_5 = \frac{0.7746s}{s+2} \quad (4.53)$$

$$Y_5 = \frac{1}{1.2910 + \frac{1}{0.3873s}} \quad (4.54)$$

จาก

$$Y_3 - Y_4 = (Y_6 - Y_5) - (Y_1 - Y_2) \quad (4.55)$$

แทนค่าลงในสมการ (4.35)

$$= \left(\frac{0.7696s}{s+5} - \frac{0.7746s}{s+2} \right) - \left(\frac{0.8182s}{s+5} - \frac{0.7641s}{s+2} \right) \quad (4.56)$$

$$= -\frac{0.0105s}{s+2} - \frac{0.0486s}{s+5} \quad (4.57)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\therefore Y_3 = 0$$

$$\therefore Y_4 = \frac{0.0105s}{s+2} + \frac{0.0486s}{s+5} \quad (4.58)$$

$$Y_4 = \frac{1}{95.2381 + \frac{1}{0.0053s}} + \frac{1}{20.5761 + \frac{1}{0.0097s}} \quad (4.59)$$

4.4.3 การออกแบบวงจรอีควอไลเซอร์ -2 dB

จากสมการที่ (4.19) พบว่า $H(s) = H_1(s) \cdot H_2(s)$ โดยที่ $H(s) = H_1(s) \cdot H_2(s)$

$$\therefore H_1 = \frac{0.8917s^2 + 4.1918s + 8.9611}{s^2 + 4.4634s + 8.9611} = \frac{P(s)}{Q(s)}$$

ให้ $D(s) = (s+2)(s+5)$ เมื่อ

$$\frac{P(s)}{D(s)} = Y_1 - Y_2, \quad \frac{Q(s)}{D(s)} = Y_6 - Y_5, \quad \frac{Q(s) - P(s)}{D(s)} = Y_3 - Y_4$$

จาก

$$\frac{P(s)}{sD(s)} = \frac{0.8917s^2 + 4.1918s + 8.9611}{s(s+2)(s+5)} \quad (4.60)$$

$$= \frac{A}{s} + \frac{B}{s+2} + \frac{C}{s+5} \quad (4.61)$$

ดังนั้น

$$A = 0.8961$$

$$B = -0.6907$$

$$C = 0.6863$$

นำไปแทนลงในสมการ (4.62)

$$\frac{P(s)}{D(s)} = \frac{0.8961s}{s} - \frac{0.6907s}{s+2} + \frac{0.6863s}{s+5} = Y_1 - Y_2 \quad (4.62)$$

$$\therefore Y_1 = \frac{0.8961s}{s} + \frac{0.6863s}{s+5} \quad (4.63)$$

$$Y_1 = \frac{1}{1.1159} + \frac{1}{1.4571 + \frac{1}{0.1373s}} \quad (4.64)$$

$$\therefore Y_2 = \frac{0.6907s}{s+2} \quad (4.65)$$

$$Y_2 = \frac{1}{1.4478 + \frac{1}{0.3454s}} \quad (4.66)$$

จาก

$$\frac{D(s)}{sD(s)} = \frac{s^2 + 4.4634s + 8.9611}{s(s+2)(s+5)} \quad (4.67)$$

$$= \frac{D}{s} + \frac{E}{s+2} + \frac{F}{s+5} \quad (4.68)$$

ดังนั้น

$$D = 0.8961$$

$$E = -0.6724$$

$$F = 0.7763$$

นำไปแทนลงในสมการ (4.68)

$$\frac{P(s)}{D(s)} = \frac{0.8961s}{s} - \frac{0.6724s}{s+2} + \frac{0.7763s}{s+5} = Y_6 - Y_5 \quad (4.69)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\therefore Y_6 = \frac{0.8961s}{s} + \frac{0.7763s}{s+5} \quad (4.70)$$

$$Y_6 = \frac{1}{1.1159} + \frac{1}{1.2882 + \frac{1}{0.1553s}} \quad (4.71)$$

$$\therefore Y_5 = \frac{0.6724s}{s+2} \quad (4.72)$$

$$Y_5 = \frac{1}{1.4872 + \frac{1}{0.3362s}} \quad (4.73)$$

จาก

$$Y_3 - Y_4 = (Y_6 - Y_5) - (Y_1 - Y_2) \quad (4.74)$$

แทนค่าลงในสมการ (4.74)

$$= \left(\frac{0.7763s}{s+5} - \frac{0.6724s}{s+2} \right) - \left(\frac{0.6863s}{s+5} - \frac{0.6907s}{s+2} \right) \quad (4.75)$$

$$= \frac{0.0183s}{s+2} + \frac{0.09s}{s+5} \quad (4.76)$$

$$\therefore Y_4 = 0$$

$$\therefore Y_3 = \frac{0.0183s}{s+2} + \frac{0.09s}{s+5} \quad (4.77)$$

$$Y_3 = \frac{1}{54.6448 + \frac{1}{0.0092s}} + \frac{1}{11.1111 + \frac{1}{0.018s}} \quad (4.78)$$

4.4.4 การออกแบบวงจรอีควอไลเซอร์ +2 dB

จากสมการที่ (4.20) พบว่า $H(s) = H_1(s) \cdot H_2(s)$ โดยที่ $H(s) = H_1(s) \cdot H_2(s)$

$$\therefore H_1 = \frac{1.1215s^2 + 5.0057s + 10.0499}{s^2 + 4.7010s + 10.0499} = \frac{P(s)}{Q(s)}$$

ให้ $D(s) = (s+2)(s+5)$ เมื่อ

$$\frac{P(s)}{D(s)} = Y_1 - Y_2, \quad \frac{Q(s)}{D(s)} = Y_6 - Y_5, \quad \frac{Q(s) - P(s)}{D(s)} = Y_3 - Y_4$$

จาก

$$\frac{P(s)}{sD(s)} = \frac{1.1215s^2 + 5.0057s + 10.0499}{s(s+2)(s+5)} \quad (4.79)$$

$$= \frac{A}{s} + \frac{B}{s+2} + \frac{C}{s+5} \quad (4.80)$$

ดังนั้น

$$A = 1.0050$$

$$B = -0.7541$$

$$C = 0.8706$$

นำไปแทนลงในสมการ (4.80)

$$\frac{P(s)}{D(s)} = \frac{1.0050s}{s} - \frac{0.7541s}{s+2} + \frac{0.8706s}{s+5} = Y_1 - Y_2 \quad (4.81)$$

$$\therefore Y_1 = \frac{1.0050s}{s} + \frac{0.8706s}{s+5} \quad (4.82)$$

$$Y_1 = \frac{1}{0.9950} + \frac{1}{1.1486 + \frac{1}{0.1741s}} \quad (4.83)$$

$$\therefore Y_2 = \frac{0.7541s}{s+2} \quad (4.84)$$

$$Y_2 = \frac{1}{1.3260 + \frac{1}{0.3771s}} \quad (4.85)$$

จาก

$$\frac{D(s)}{sD(s)} = \frac{s^2 + 4.7010s + 10.0499}{s(s+2)(s+5)} \quad (4.86)$$

$$= \frac{D}{s} + \frac{E}{s+2} + \frac{F}{s+5} \quad (4.87)$$

ดังนั้น

$$D = 1.0050$$

$$E = -0.7746$$

$$F = 0.7696$$

นำไปแทนลงในสมการ (4.87)

$$\frac{P(s)}{D(s)} = \frac{1.0050s}{s} - \frac{0.7746s}{s+2} + \frac{0.7696s}{s+5} = Y_6 - Y_5 \quad (4.88)$$

$$\therefore Y_6 = \frac{1.0050s}{s} + \frac{0.7696s}{s+5} \quad (4.89)$$

$$Y_6 = \frac{1}{0.9950} + \frac{1}{1.2994 + \frac{1}{0.1539s}} \quad (4.90)$$

$$\therefore Y_5 = \frac{0.7746s}{s+2} \quad (4.91)$$

$$Y_5 = \frac{1}{1.2910 + \frac{1}{0.3873s}} \quad (4.92)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จาก

$$Y_3 - Y_4 = (Y_6 - Y_5) - (Y_1 - Y_2) \quad (4.93)$$

แทนค่าลงในสมการ (4.35)

$$= \left(\frac{0.7696s}{s+5} - \frac{0.7746s}{s+2} \right) - \left(\frac{0.8706s}{s+5} - \frac{0.7541s}{s+2} \right) \quad (4.94)$$

$$= -\frac{0.101s}{s+2} - \frac{0.0205s}{s+5} \quad (4.95)$$

$$\therefore Y_3 = 0$$

$$\therefore Y_4 = \frac{0.101s}{s+2} + \frac{0.0205s}{s+5} \quad (4.96)$$

$$Y_4 = \frac{1}{9.9010 + \frac{1}{0.0505s}} + \frac{1}{48.7805 + \frac{1}{0.0041s}} \quad (4.97)$$

4.4.5 การออกแบบวงจรถอดลอจิก -3 dB

จากสมการที่ (4.19) พบว่า $H(s) = H_1(s) \cdot H_2(s)$ โดยที่ $H(s) = H_1(s) \cdot H_2(s)$

$$\therefore H_1 = \frac{0.8439s^2 + 3.9670s + 8.4807}{s^2 + 4.3545s + 8.4807} = \frac{P(s)}{Q(s)}$$

ให้ $D(s) = (s+2)(s+5)$ เมื่อ

$$\frac{P(s)}{D(s)} = Y_1 - Y_2, \quad \frac{Q(s)}{D(s)} = Y_6 - Y_5, \quad \frac{Q(s) - P(s)}{D(s)} = Y_3 - Y_4$$

จาก

$$\frac{P(s)}{sD(s)} = \frac{0.8439s^2 + 3.9670s + 8.4807}{s(s+2)(s+5)} \quad (4.98)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{A}{s} + \frac{B}{s+2} + \frac{C}{s+5} \quad (4.99)$$

ดังนั้น

$$A = 0.8481$$

$$B = -0.6537$$

$$C = 0.6495$$

นำไปแทนลงในสมการ (4.99)

$$\frac{P(s)}{D(s)} = \frac{0.8481s}{s} - \frac{0.6537s}{s+2} + \frac{0.6495s}{s+5} = Y_1 - Y_2 \quad (4.100)$$

$$\therefore Y_1 = \frac{0.8481s}{s} + \frac{0.6495}{s+5} \quad (4.101)$$

$$Y_1 = \frac{1}{1.1791} + \frac{1}{1.5396 + \frac{1}{0.1299s}} \quad (4.102)$$

$$\therefore Y_2 = \frac{0.6537s}{s+2} \quad (4.103)$$

$$Y_2 = \frac{1}{1.5298 + \frac{1}{0.3269s}} \quad (4.104)$$

จาก

$$\frac{D(s)}{sD(s)} = \frac{s^2 + 4.3545s + 8.4807}{s(s+2)(s+5)} \quad (4.105)$$

$$= \frac{D}{s} + \frac{E}{s+2} + \frac{F}{s+5} \quad (4.106)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น

$$D = 0.8481$$

$$E = -0.6268$$

$$F = 0.7806$$

นำไปแทนลงในสมการ (4.106)

$$\frac{P(s)}{D(s)} = \frac{0.8481s}{s} - \frac{0.6268s}{s+2} + \frac{0.7806s}{s+5} = Y_6 - Y_5 \quad (4.107)$$

$$\therefore Y_6 = \frac{0.8481s}{s} + \frac{0.7806s}{s+5} \quad (4.108)$$

$$Y_6 = \frac{1}{1.1791} + \frac{1}{1.2811 + \frac{1}{0.1561s}} \quad (4.109)$$

$$\therefore Y_5 = \frac{0.6268s}{s+2} \quad (4.110)$$

$$Y_5 = \frac{1}{1.5954 + \frac{1}{0.3134s}} \quad (4.111)$$

จาก

$$Y_3 - Y_4 = (Y_6 - Y_5) - (Y_1 - Y_2) \quad (4.112)$$

แทนค่าลงในสมการ (4.35)

$$= \left(\frac{0.7806s}{s+5} - \frac{0.6268s}{s+2} \right) - \left(\frac{0.6495s}{s+5} - \frac{0.6537s}{s+2} \right) \quad (4.113)$$

$$= \frac{0.0269s}{s+2} + \frac{0.1311s}{s+5} \quad (4.114)$$

$$\therefore Y_4 = 0$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\therefore Y_3 = \frac{0.0269s}{s+2} + \frac{0.1311s}{s+5} \quad (4.115)$$

$$Y_3 = \frac{1}{37.1747 + \frac{1}{0.01345s}} + \frac{1}{7.6277 + \frac{1}{0.02622s}} \quad (4.116)$$

4.4.6 การออกแบบวงจรถอดไอเซอร์ +3dB

จากสมการที่ (4.20) พบว่า $H(s) = H_1(s) \cdot H_2(s)$ โดยที่ $H(s) = H_1(s) \cdot H_2(s)$

$$\therefore H_1 = \frac{1.1850s^2 + 5.1602s + 10.0499}{s^2 + 4.7010s + 10.0499} = \frac{P(s)}{Q(s)}$$

ให้ $D(s) = (s+2)(s+5)$ เมื่อ

$$\frac{P(s)}{D(s)} = Y_1 - Y_2, \frac{Q(s)}{D(s)} = Y_6 - Y_5, \frac{Q(s) - P(s)}{D(s)} = Y_3 - Y_4$$

จาก

$$\frac{P(s)}{sD(s)} = \frac{1.1850s^2 + 5.1602s + 10.0499}{s(s+2)(s+5)} \quad (4.117)$$

$$= \frac{A}{s} + \frac{B}{s+2} + \frac{C}{s+5} \quad (4.118)$$

ดังนั้น

$$A = 1.0050$$

$$B = -0.7449$$

$$C = 0.9250$$

นำไปแทนลงในสมการ (4.118)

$$\frac{P(s)}{D(s)} = \frac{1.0050s}{s} - \frac{0.7449s}{s+2} + \frac{0.9250s}{s+5} = Y_1 - Y_2 \quad (4.119)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\therefore Y_1 = \frac{1.0050s}{s} + \frac{0.9250s}{s+5} \quad (4.120)$$

$$Y_1 = \frac{1}{0.9950} + \frac{1}{1.0811 + \frac{1}{0.185s}} \quad (4.121)$$

$$\therefore Y_2 = \frac{0.7449s}{s+2} \quad (4.122)$$

$$Y_2 = \frac{1}{1.3425 + \frac{1}{0.3875s}} \quad (4.123)$$

จาก

$$\frac{D(s)}{sD(s)} = \frac{s^2 + 4.7010s + 10.0499}{s(s+2)(s+5)} \quad (4.124)$$

$$= \frac{D}{s} + \frac{E}{s+2} + \frac{F}{s+5} \quad (4.125)$$

ดังนั้น

$$D = 1.0050$$

$$E = -0.7746$$

$$F = 0.7696$$

นำไปแทนลงในสมการ (4.125)

$$\frac{P(s)}{D(s)} = \frac{1.0050s}{s} - \frac{0.7746s}{s+2} + \frac{0.7696s}{s+5} = Y_6 - Y_5 \quad (4.126)$$

$$\therefore Y_6 = \frac{1.0050s}{s} + \frac{0.7696s}{s+5} \quad (4.127)$$

$$Y_6 = \frac{1}{0.9950} + \frac{1}{1.2994 + \frac{1}{0.1539s}} \quad (4.128)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\therefore Y_5 = \frac{0.7746s}{s+2} \quad (4.129)$$

$$Y_5 = \frac{1}{1.2910 + \frac{1}{0.3873s}} \quad (4.130)$$

จาก

$$Y_3 - Y_4 = (Y_6 - Y_5) - (Y_1 - Y_2) \quad (4.131)$$

แทนค่าลงในสมการ (4.131)

$$= \left(\frac{0.7696s}{s+5} - \frac{0.7746s}{s+2} \right) - \left(\frac{0.9250s}{s+5} - \frac{0.7449s}{s+2} \right) \quad (4.132)$$

$$= \frac{0.0297s}{s+2} - \frac{0.1554s}{s+5} \quad (4.133)$$

$$\therefore Y_3 = 0$$

$$\therefore Y_4 = \frac{0.0297s}{s+2} + \frac{0.1554s}{s+5} \quad (4.134)$$

$$Y_4 = \frac{1}{33.6700 + \frac{1}{0.01485s}} + \frac{1}{6.4350 + \frac{1}{0.03108s}} \quad (4.135)$$

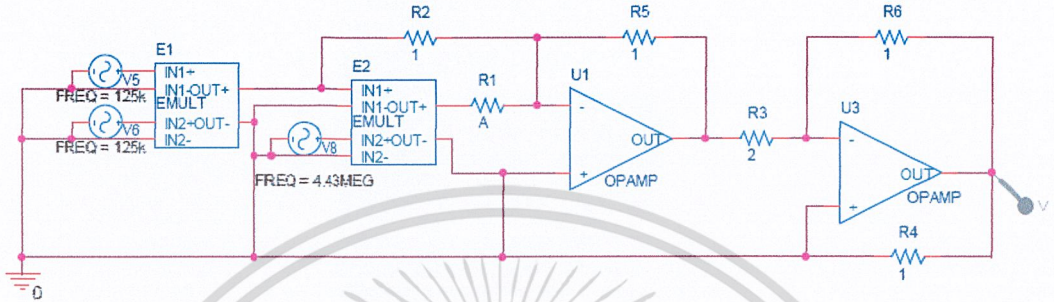
4.5 จำลองการทำงานของวงจรอิกวอไลเซอร์โดยใช้ โปรแกรม Pspice

Pspice เป็นโปรแกรมที่มีความสามารถในการจำลองการทำงาน of วงจรอิเล็กทรอนิกส์ หรือการออกแบบการทำงาน พร้อมทั้งสามารถจำลองคุณลักษณะ ของการตอบสนองทางขนาด ทาง เฟส และรวมถึงกรุปดีเลย์ ซึ่งทำการทดสอบกับวงจรอิกวอไลเซอร์ที่ได้ทำการออกแบบตาม ทฤษฎี เบิร์นสไตน์ โพลีโนเมียล ก่อนที่จะนำวงจรดังกล่าวไปทำการสร้างเพื่อนำไปใช้งานจริง

4.5.1 การจำลองสัญญาณทดสอบ 20T ไชน์กำลังสองพัลส์

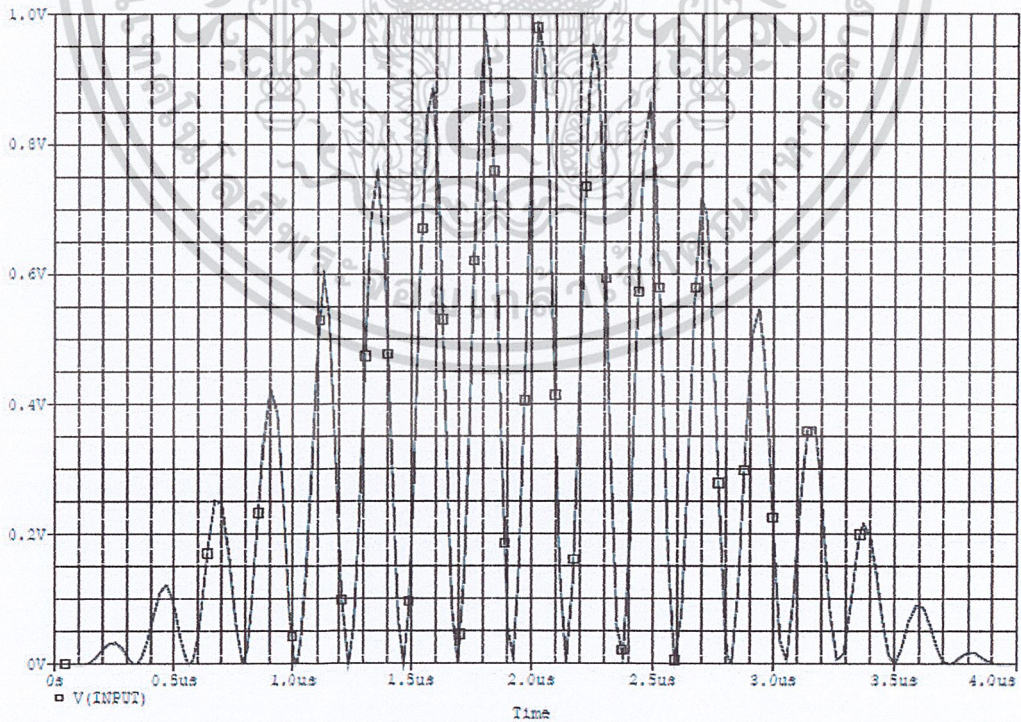
จากสมการสัญญาณทดสอบ 20T ไชน์กำลังสองพัลส์

$$x(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} \sin^2\left(\frac{\pi t}{40T}\right) + \frac{A}{2} \sin^2\left(\frac{\pi(t-\tau)}{40T}\right) \cos \omega_c t & ; |t| \leq 20T \\ 0 & ; |t| > 20T \end{cases} \quad (4.43)$$



รูปที่ 4.20 วงจรกำเนิดสัญญาณทดสอบ 20T ไชน์กำลังสองพัลส์

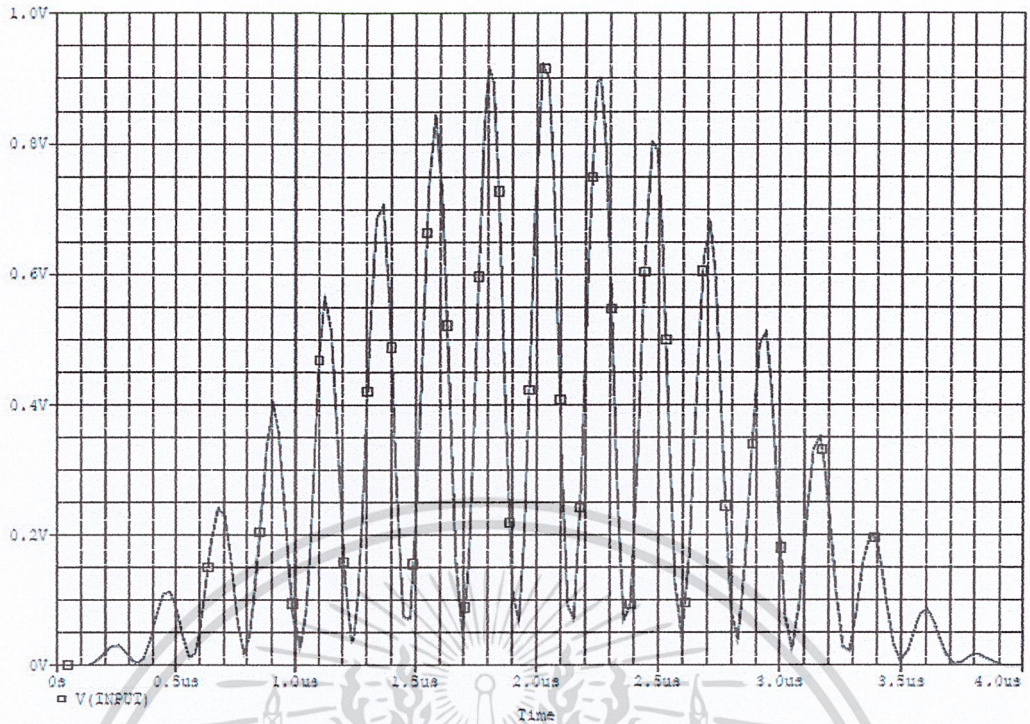
โดยที่วิธีการกำหนดความถี่เฟ้นทางอัตรการขยาย ทำได้จากการใช้ สมการ (3.21) โดยคำนวณหาค่า A และนำไปแทนในวงจรกำเนิดสัญญาณทดสอบ 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ ตรง R1 เมื่อไม่มีความถี่เฟ้นทางขนาดค่า $A=0$



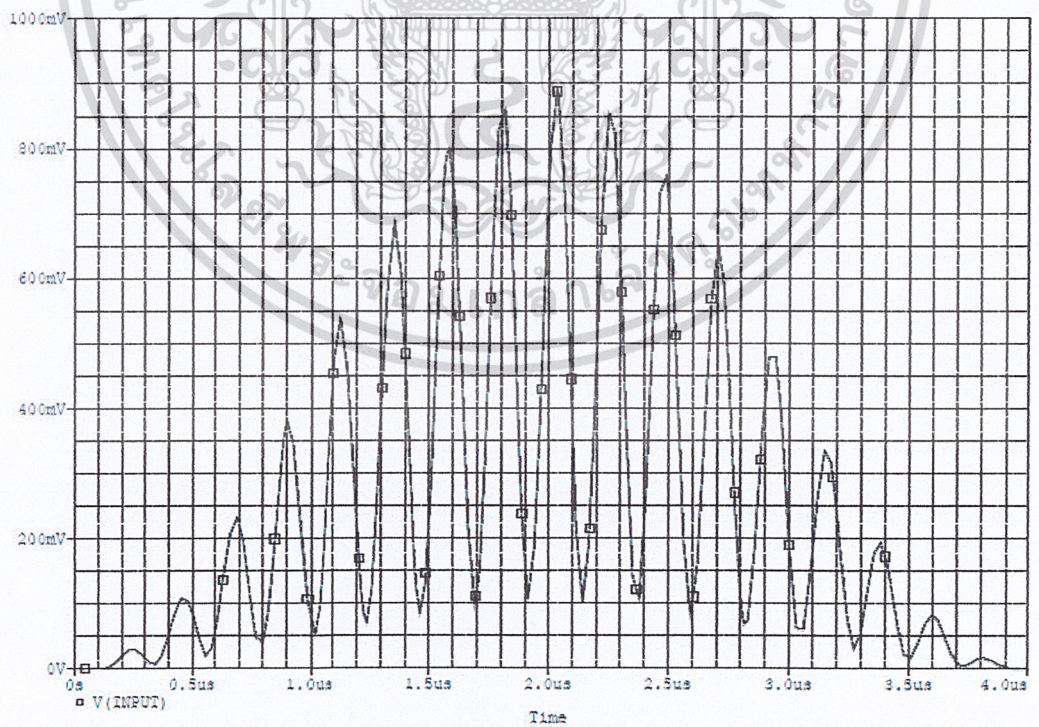
รูปที่ 4.21 การจำลองสัญญาณของ วงจรกำเนิดสัญญาณทดสอบ 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ เมื่อไม่

มีความถี่เฟ้นทางอัตรการขยาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

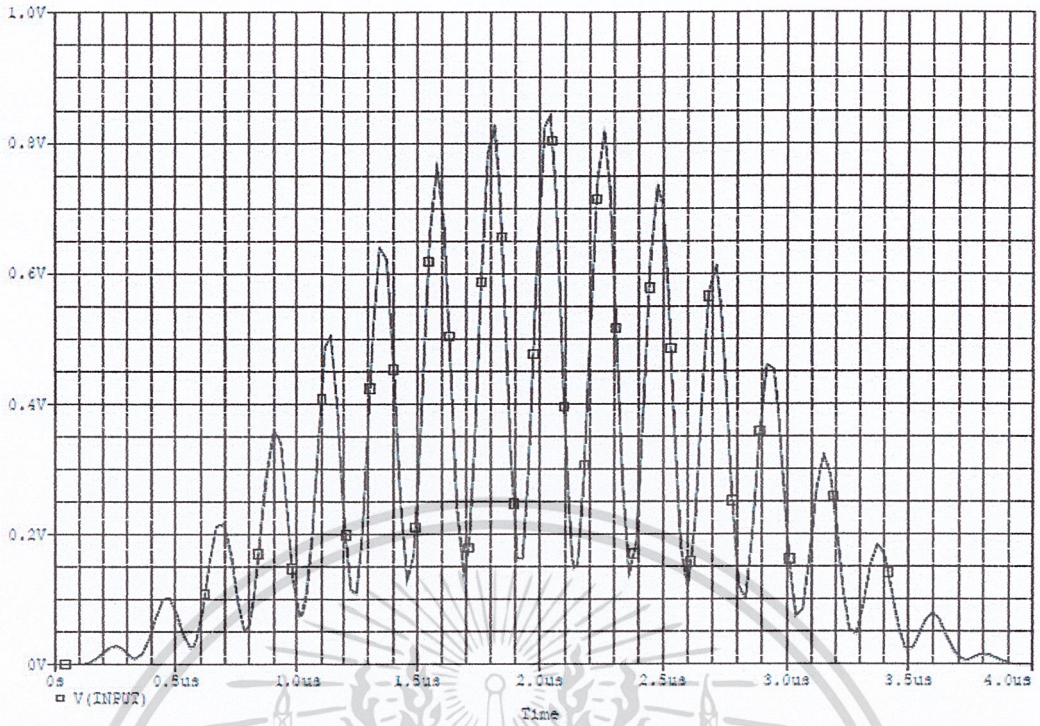


รูปที่ 4.22 การจำลองสัญญาณของ วงจรกำเนิดสัญญาณทดสอบ 20T ไชน์กำลังสองพัลส์เมื่อ
ความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายต่ำที่ -1 dB

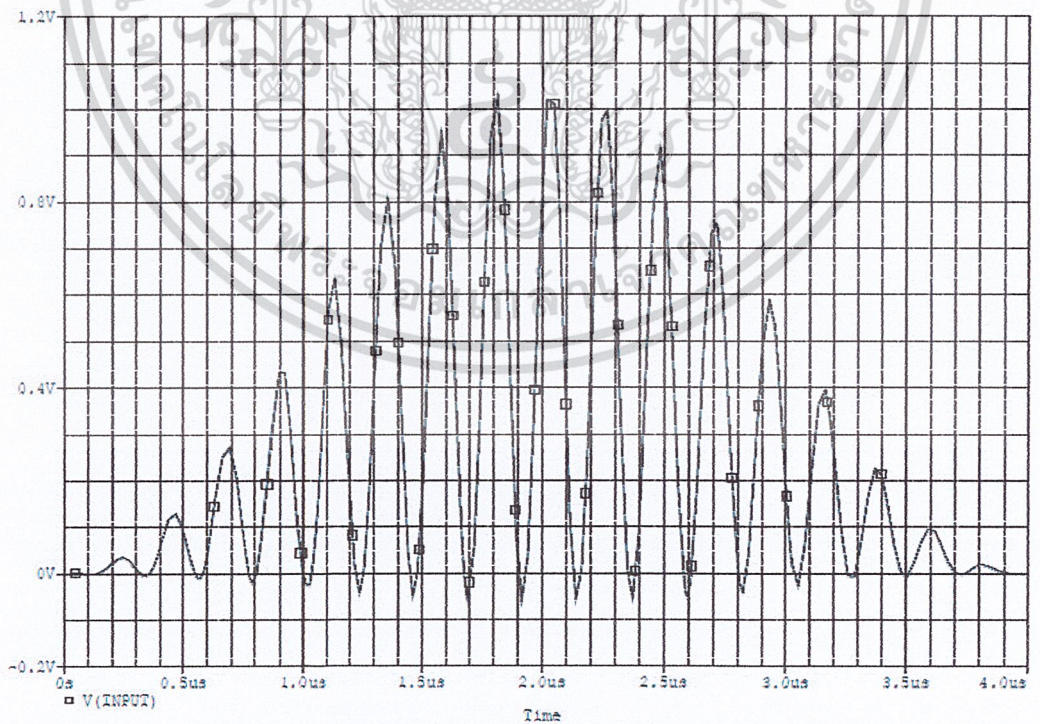


รูปที่ 4.23 การจำลองสัญญาณของ วงจรกำเนิดสัญญาณทดสอบ 20T ไชน์กำลังสองพัลส์เมื่อ
ความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายต่ำที่ -2 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

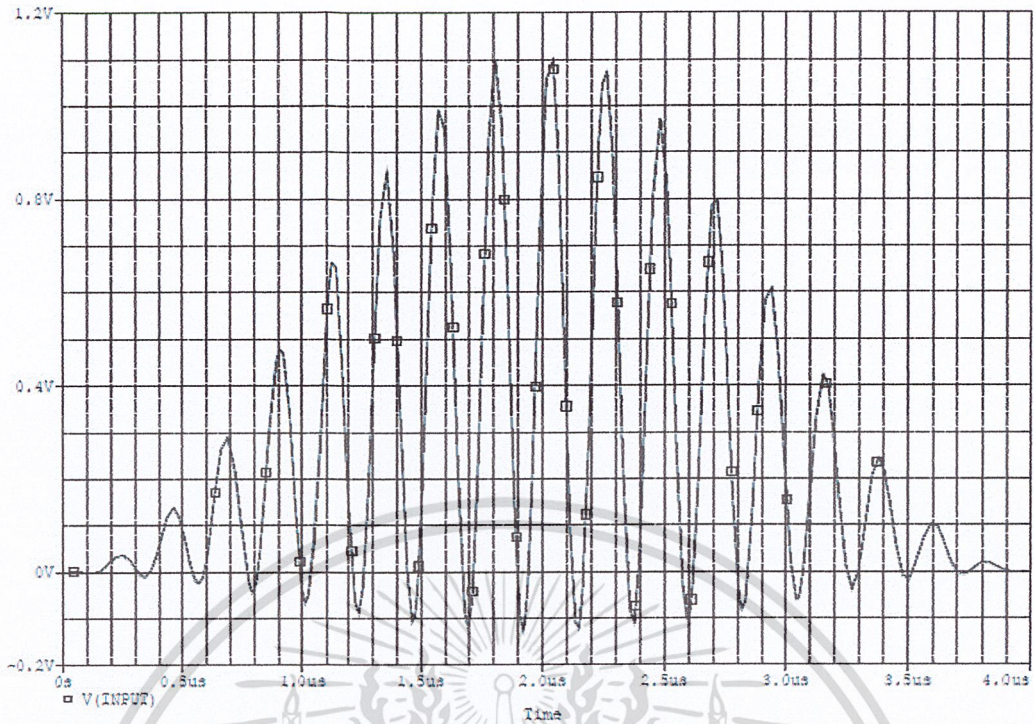


รูปที่ 4.24 การจำลองสัญญาณของ วงจรกำเนิดสัญญาณทดสอบ 20T ไชน์กำลังสองพัลส์เมื่อ
ความผิดเพี้ยนทางอัตรการขยายต่ำที่ -3 dB

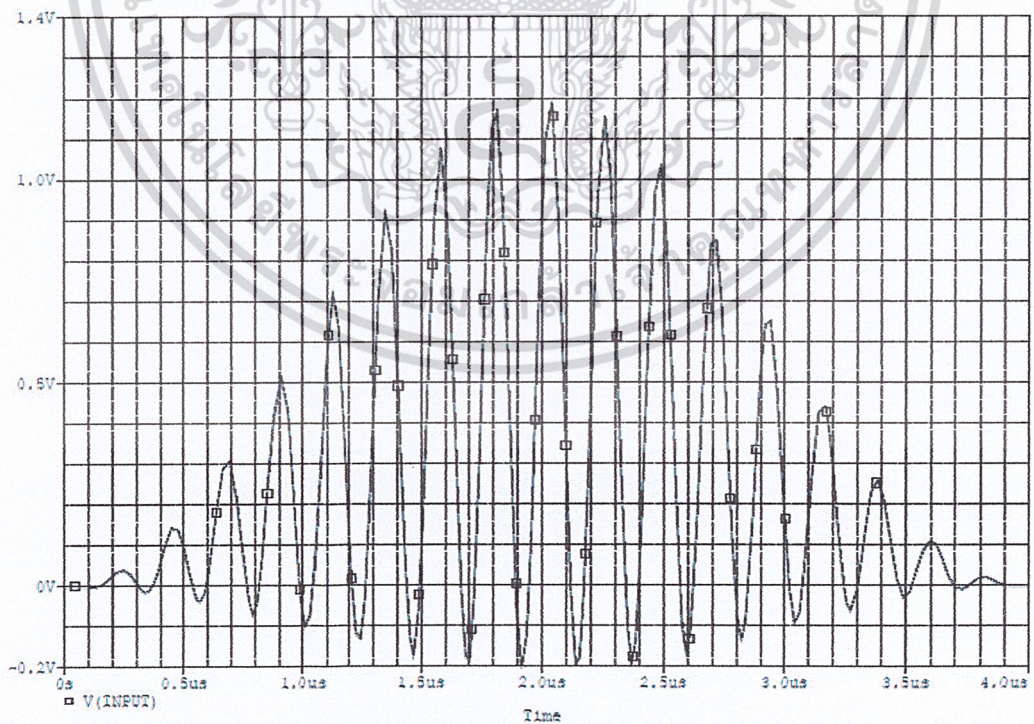


รูปที่ 4.25 การจำลองสัญญาณของ วงจรกำเนิดสัญญาณทดสอบ 20T ไชน์กำลังสองพัลส์เมื่อ
ความผิดเพี้ยนทางอัตรการขยายสูงที่ +1 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.26 การจำลองสัญญาณของ วงจรกำเนิดสัญญาณทดสอบ 20T ไซน์กำลังสองพัลส์เมื่อ
 ความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายสูงที่ +2 dB



รูปที่ 4.27 การจำลองสัญญาณของ วงจรกำเนิดสัญญาณทดสอบ 20T ไซน์กำลังสองพัลส์เมื่อ
 ความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายสูงที่ +3 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5.2 การจำลองผลลัพธ์ของสัญญาณทดสอบเมื่อผ่านวงจรถอไอเซอร์

ในส่วนของหัวข้อนี้จะทำการจำลอง การใช้งานของวงจรถอไอเซอร์ ที่ได้ทำการออกแบบ โดยให้มีความผิดเพี้ยนทางขนาดเกิดขึ้น ในสัญญาณทดสอบ 20T เพื่อดูว่าผลการตอบสนอง ทางขนาด ทางเฟส ทางกรุปดีเลย์ และ สัญญาณภาพที่มีความผิดเพี้ยนเมื่อผ่านวงจรถอไอเซอร์

นำสมการที่ (4.16) มาทำการสร้างวงจรถอไอเซอร์ที่ -1 db ในรูปที่ 4.28 ซึ่งวิธีการคำนวณแสดงให้เห็นในหัวข้อที่ 4.4.1 และได้นำมาจำลองการทำงานโดยที่ได้ ศึกษา ผลตอบสนอง ทางขนาด เฟส กรุปดีเลย์ และ รวมทั้งสัญญาณภาพที่มีความผิดเพี้ยนเมื่อผ่านวงจรถอไอเซอร์ ดังในรูปที่ 4.29, 4.30, 4.31, 4.32 ตามลำดับ

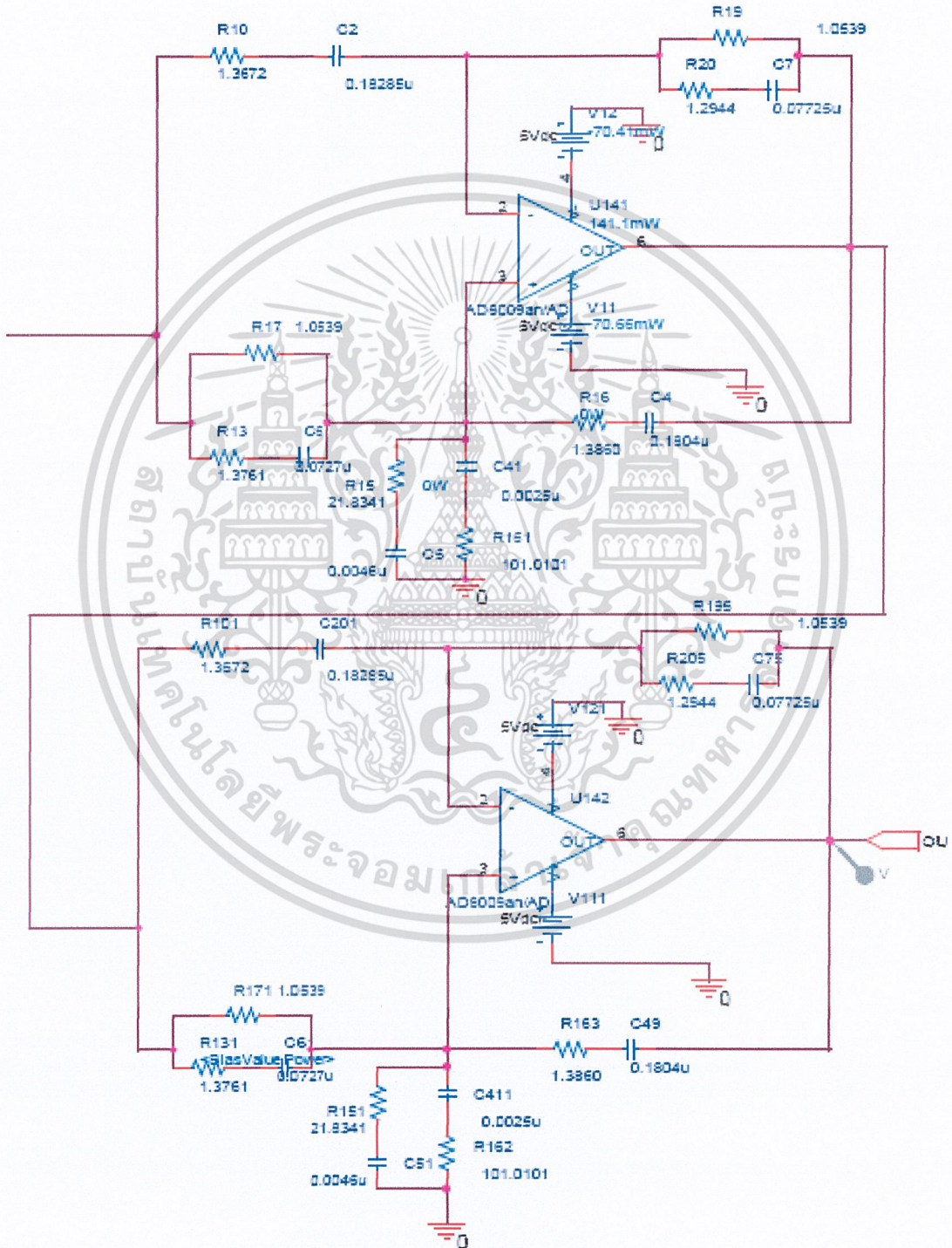
นำสมการที่ (4.17) มาทำการสร้างวงจรถอไอเซอร์ที่ $+1$ db ในรูปที่ 4.33 ซึ่งวิธีการคำนวณแสดงให้เห็นในหัวข้อที่ 4.4.2 และได้นำมาจำลองการทำงานโดยที่ได้ ศึกษา ผลตอบสนอง ทางขนาด เฟส กรุปดีเลย์ และ รวมทั้งสัญญาณภาพที่มีความผิดเพี้ยนเมื่อผ่านวงจรถอไอเซอร์ ดังในรูปที่ 4.34, 4.35, 4.36, 4.37 ตามลำดับ

นำสมการที่ (4.18) มาทำการสร้างวงจรถอไอเซอร์ที่ -2 db ในรูปที่ 4.38 ซึ่งวิธีการคำนวณแสดงให้เห็นในหัวข้อที่ 4.4.3 และได้นำมาจำลองการทำงานโดยที่ได้ ศึกษา ผลตอบสนอง ทางขนาด เฟส กรุปดีเลย์ และ รวมทั้งสัญญาณภาพที่มีความผิดเพี้ยนเมื่อผ่านวงจรถอไอเซอร์ ดังในรูปที่ 4.39, 4.40, 4.41, 4.42 ตามลำดับ

นำสมการที่ (4.19) มาทำการสร้างวงจรถอไอเซอร์ที่ $+2$ db ในรูปที่ 4.43 ซึ่งวิธีการคำนวณแสดงให้เห็นในหัวข้อที่ 4.4.4 และได้นำมาจำลองการทำงานโดยที่ได้ ศึกษา ผลตอบสนอง ทางขนาด เฟส กรุปดีเลย์ และ รวมทั้งสัญญาณภาพที่มีความผิดเพี้ยนเมื่อผ่านวงจรถอไอเซอร์ ดังในรูปที่ 4.44, 4.45, 4.46, 4.47 ตามลำดับ

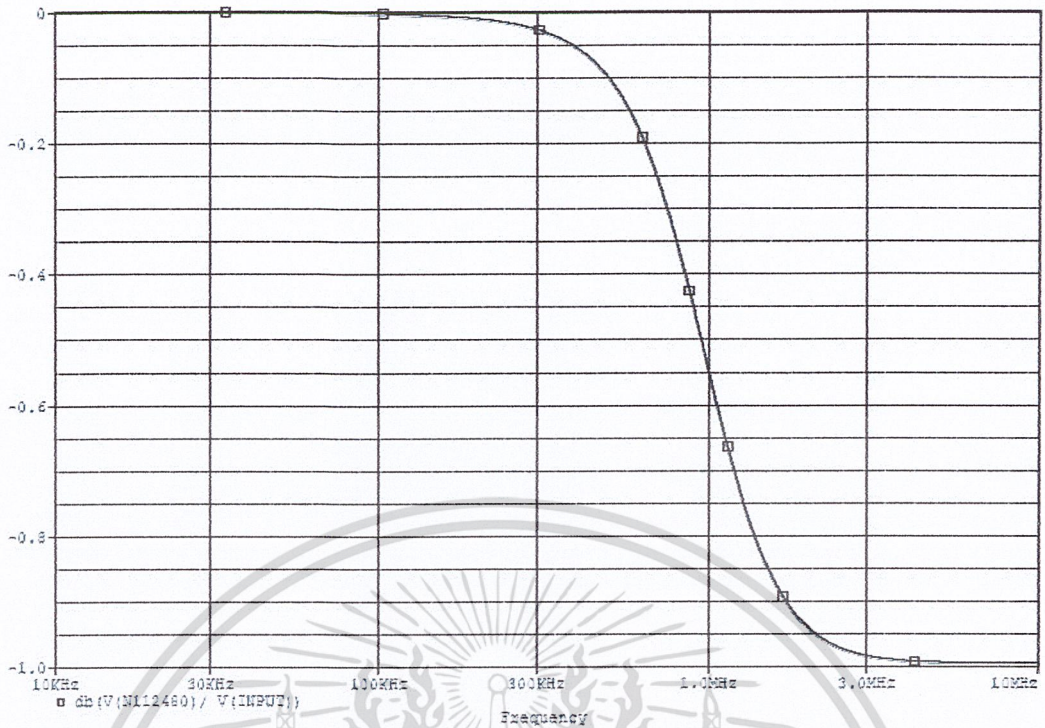
นำสมการที่ (4.20) มาทำการสร้างวงจรถอไอเซอร์ที่ -3 db ในรูปที่ 4.48 ซึ่งวิธีการคำนวณแสดงให้เห็นในหัวข้อที่ 4.4.5 และได้นำมาจำลองการทำงานโดยที่ได้ ศึกษา ผลตอบสนอง ทางขนาด เฟส กรุปดีเลย์ และ รวมทั้งสัญญาณภาพที่มีความผิดเพี้ยนเมื่อผ่านวงจรถอไอเซอร์ ดังในรูปที่ 4.49, 4.50, 4.51, 4.52 ตามลำดับ

นำสมการที่ (4.21) มาทำการสร้างวงจรเพื่อสร้างวงจรรีควอไลเซอร์ที่ +3 db ในรูปที่ 4.53 ซึ่งวิธีการคำนวณแสดงให้เห็นในหัวข้อที่ 4.4.6 และได้นำมาจำลองการทำงาน โดยที่ได้ ศึกษา ผลตอบสนอง ทางขนาด เฟส กรุปดีเลย์ และ รวมทั้งสัญญาณภาพที่มีความผิดเพี้ยนเมื่อผ่านวงจรรีควอไลเซอร์ ดังในรูปที่ 4.54, 4.55, 4.56, 4.57 ตามลำดับ

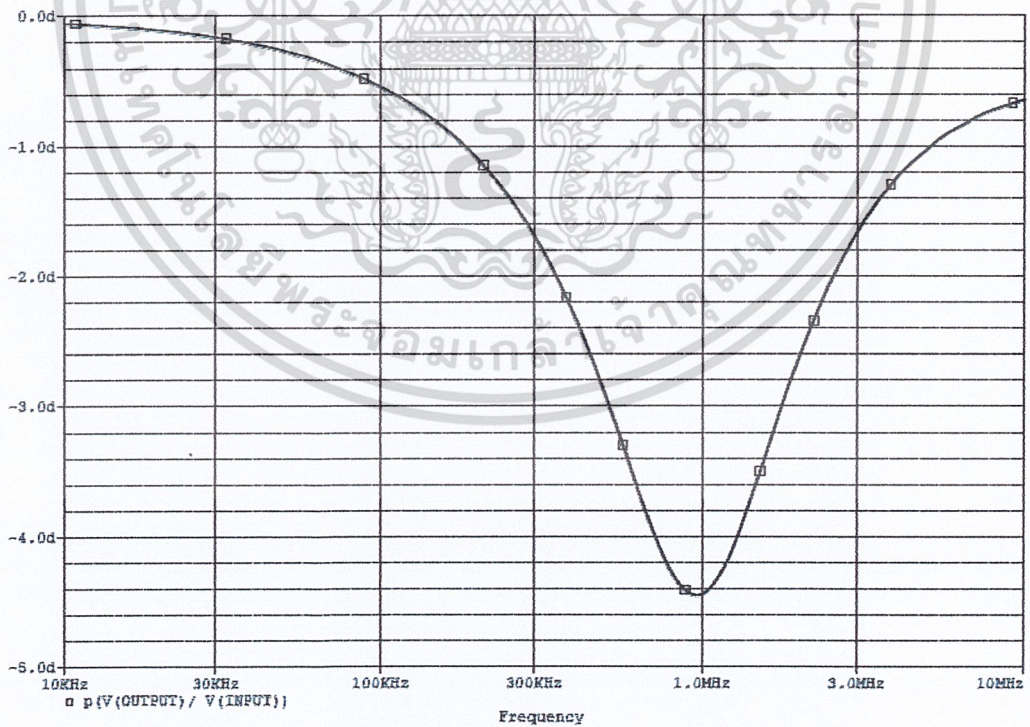


รูปที่ 4.28 วงจรรีควอไลเซอร์ที่ -1 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

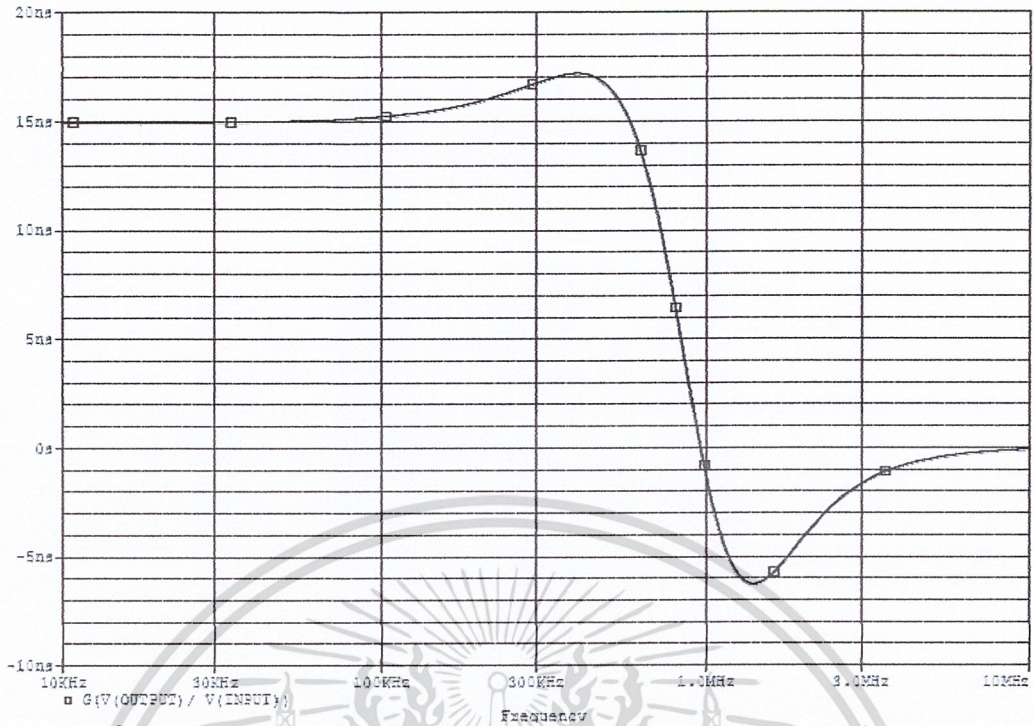


รูปที่ 4.29 จำลองผลตอบสนอง ทางขนาด ของวงจรอควิลเซอร์ที่ -1 dB

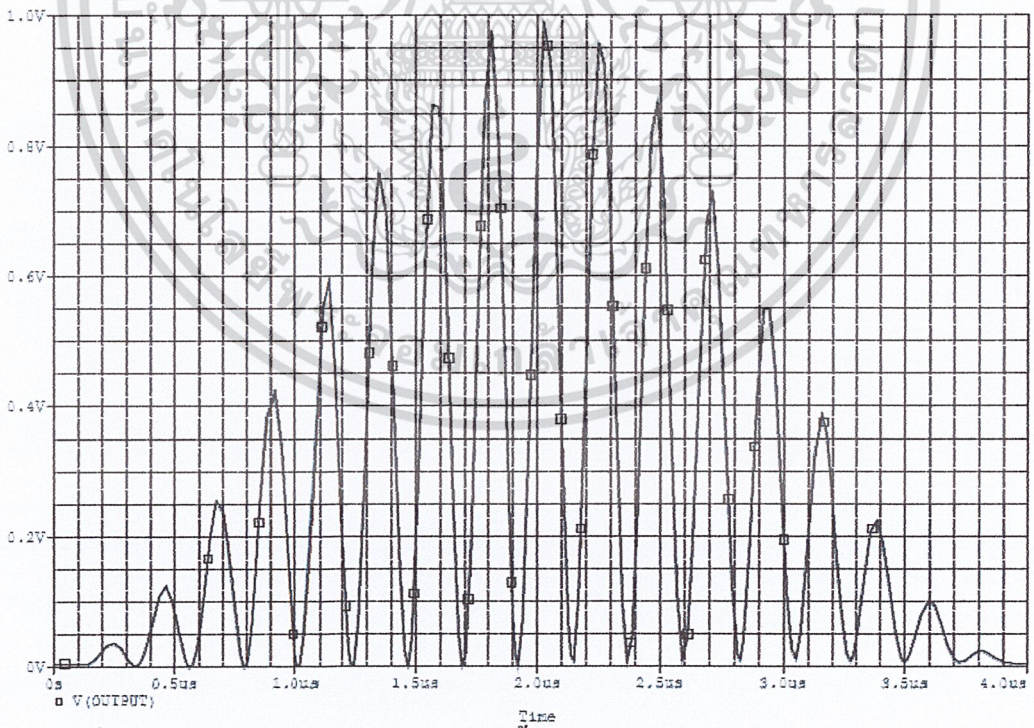


รูปที่ 4.30 จำลองผลตอบสนอง ทางเฟส ของวงจรอควิลเซอร์ที่ -1 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

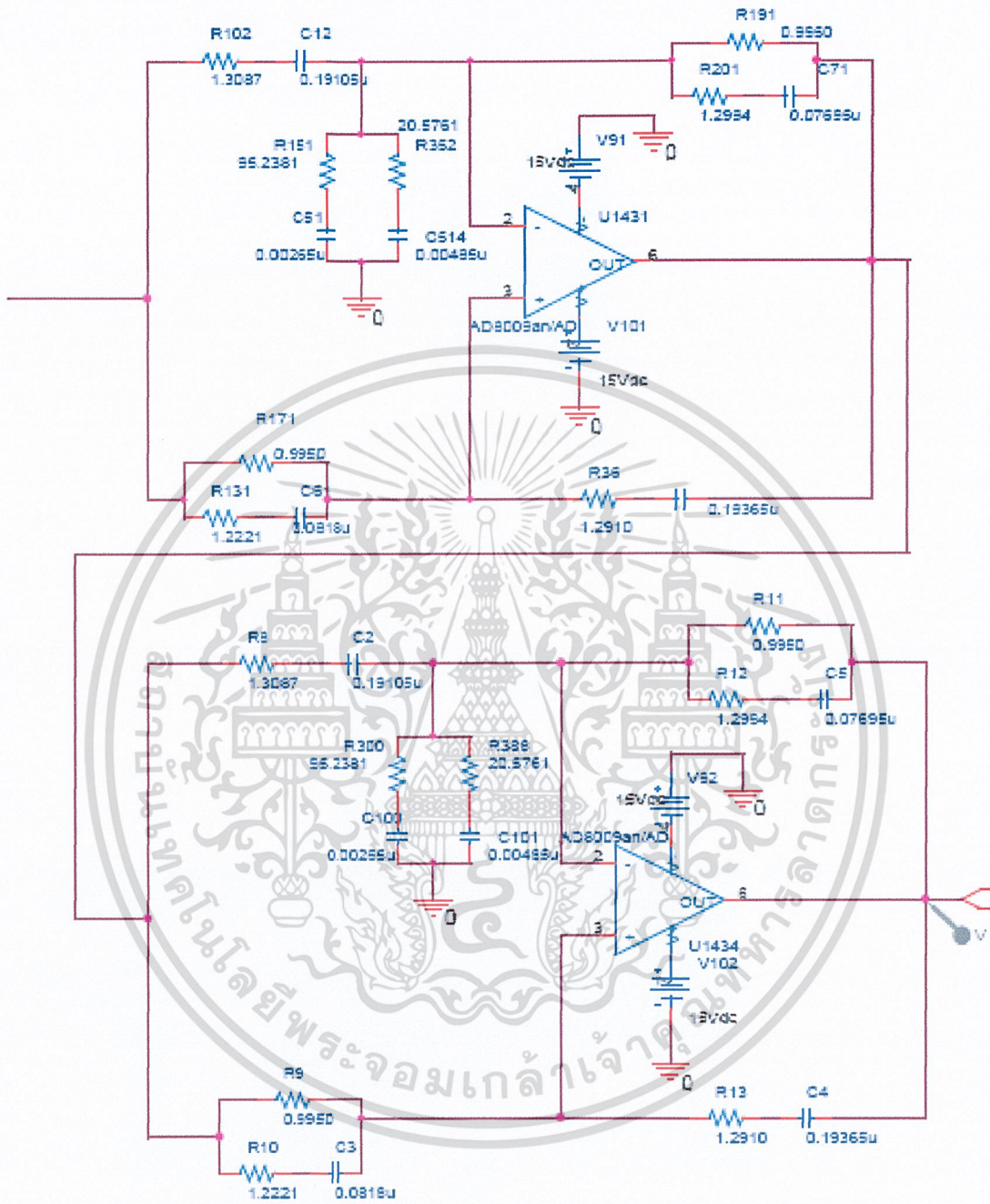


รูปที่ 4.31 จำลองผลตอบสนอง ทางกรุปดีเลย์ ของวงจรถอดไอควอลไลเซอร์ที่ -1 dB



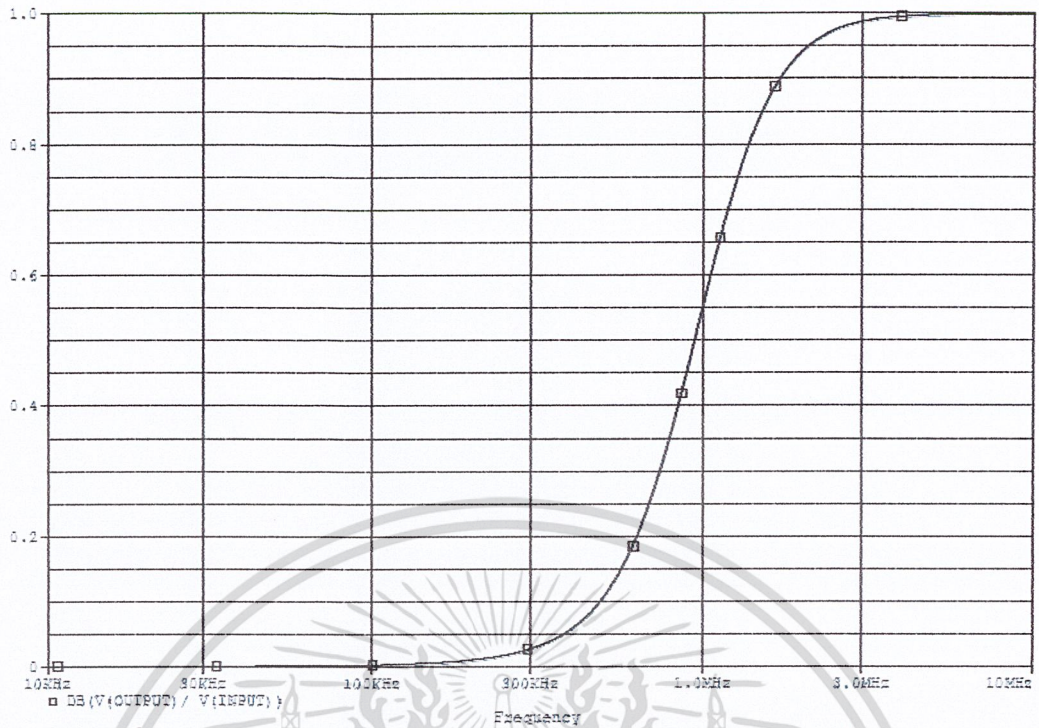
รูปที่ 4.32 จำลองภาพของสัญญาณที่ผิดเพี้ยนที่ -1 dB เมื่อผ่านวงจรถอดไอควอลไลเซอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

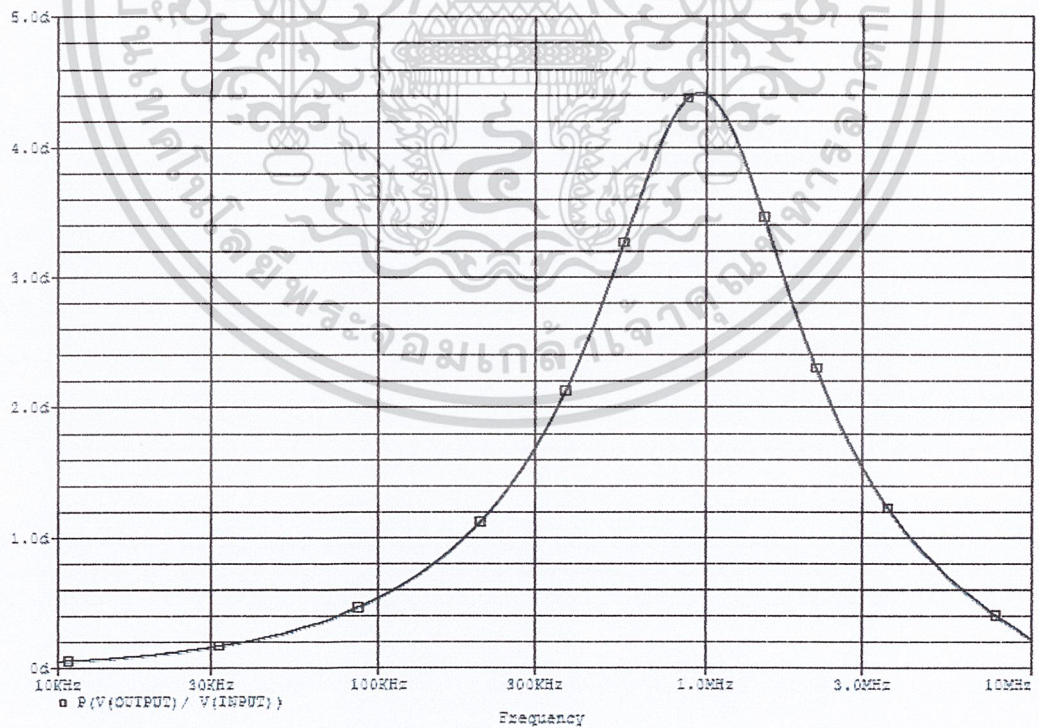


รูปที่ 4.33 วงจรอิกควอไลเซอร์ที่ +1 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

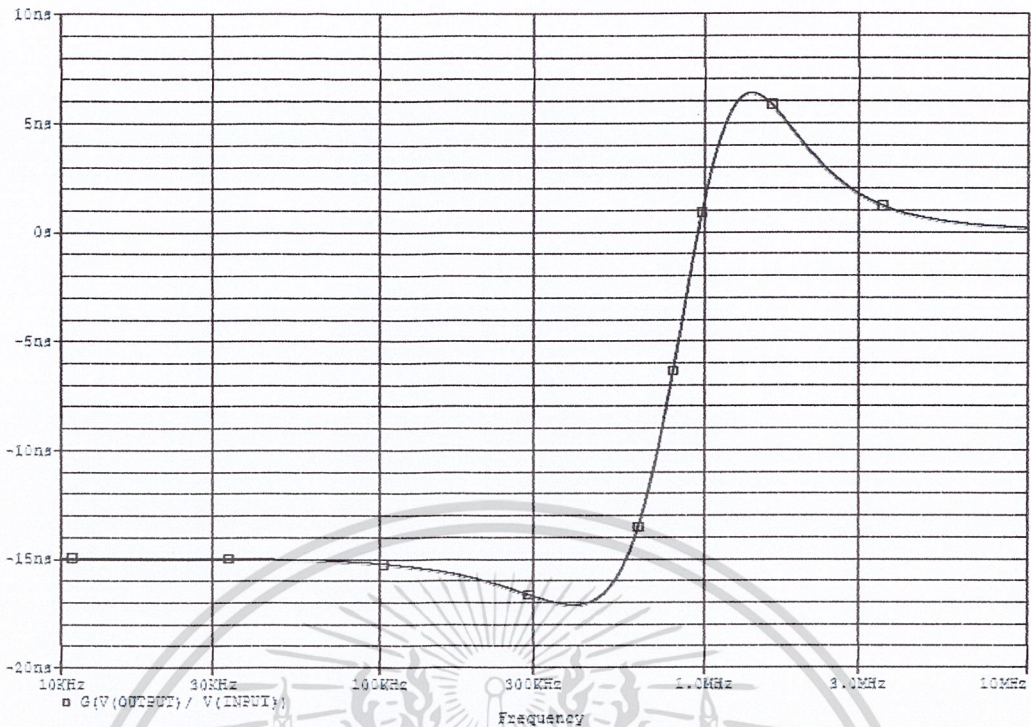


รูปที่ 4.34 จำลองผลตอบสนอง ทางขนาด ของวงจรรีควอไลเซอร์ที่ +1 dB

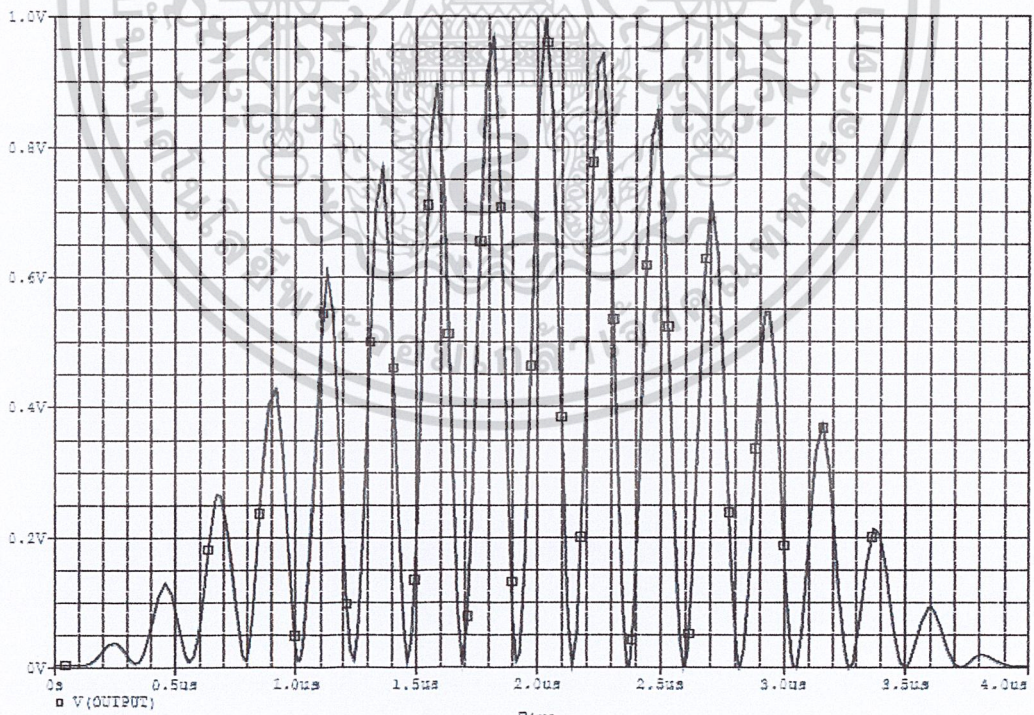


รูปที่ 4.35 จำลองผลตอบสนอง ทางเฟส ของวงจรรีควอไลเซอร์ที่ +1 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

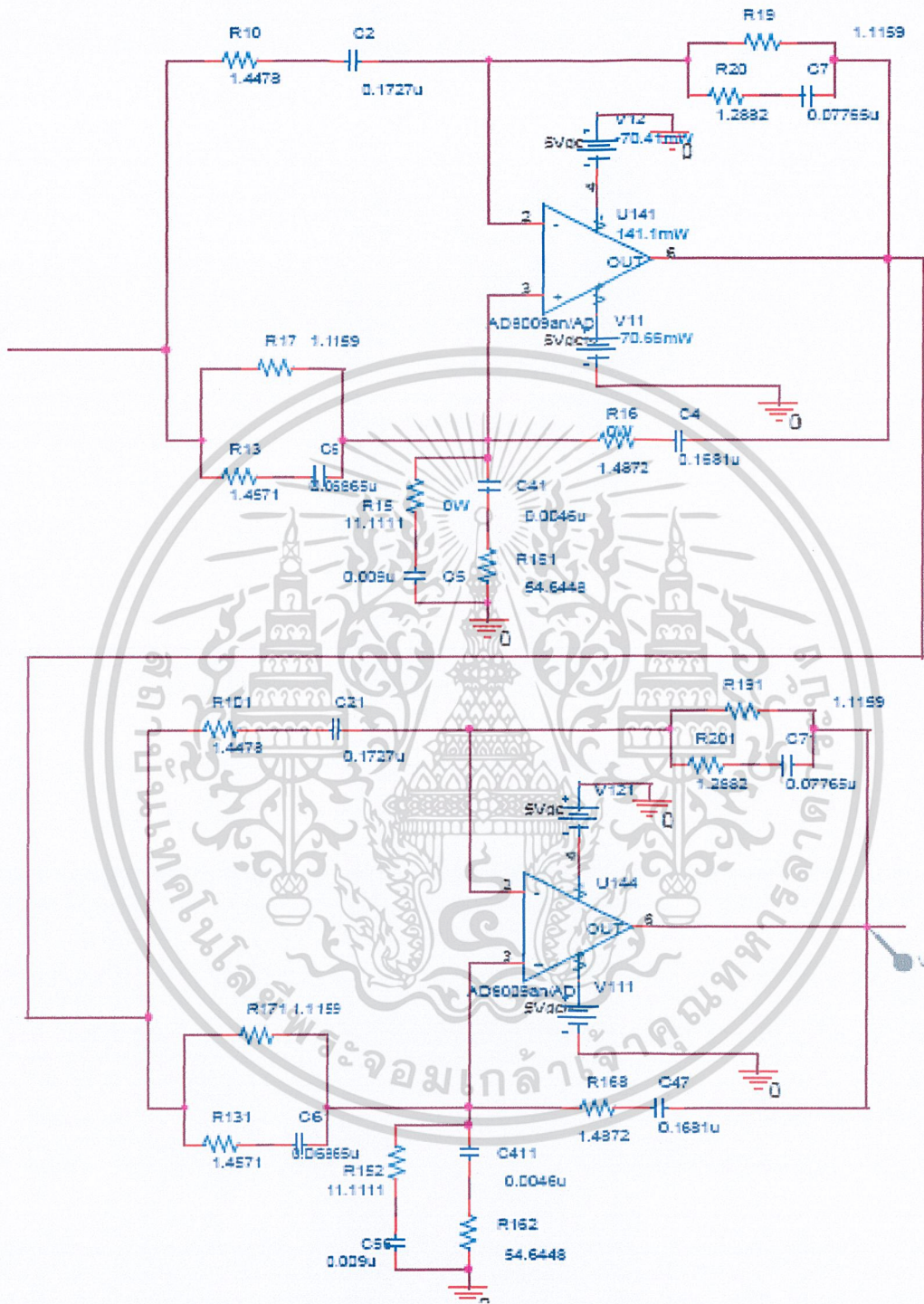


รูปที่ 4.36 จําลองผลตอบสนอง ทางกรุปดีเลย์ ของวงจรรีควอไลเซอร์ที่ +1 dB



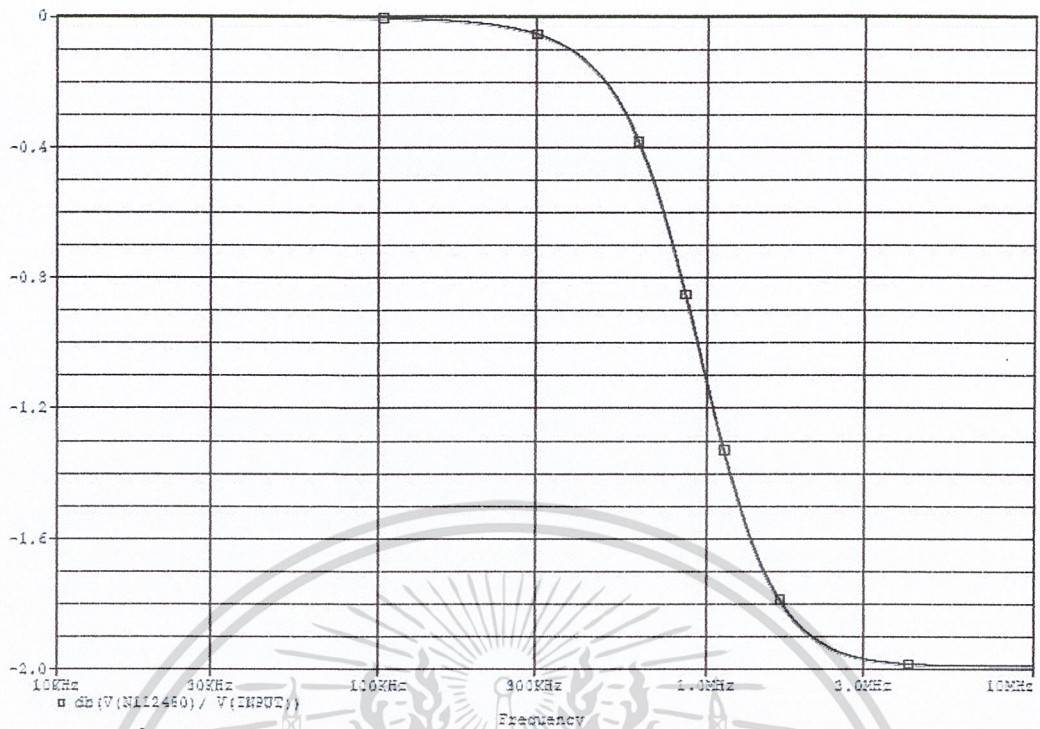
รูปที่ 4.37 จําลองภาพของสัญญาณที่ผิดเพี้ยนที่ +1 dB เมื่อผ่านวงจรรีควอไลเซอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

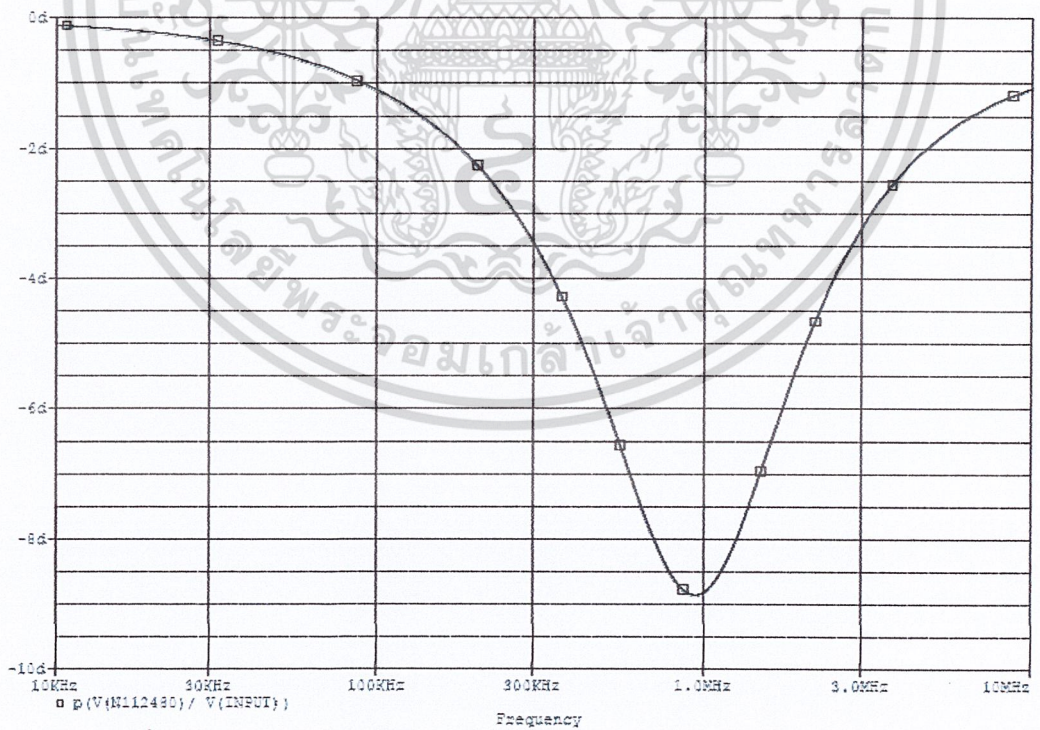


รูปที่ 4.38 วงจรอิกควอลไลเซอร์ที่ -2 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

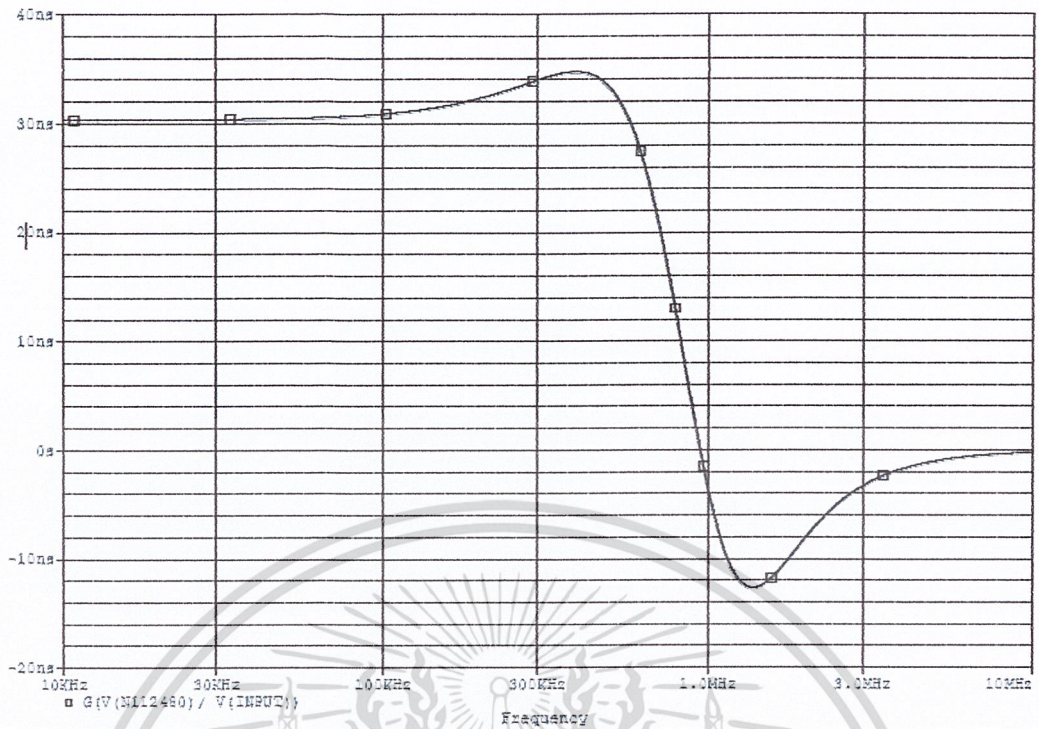


รูปที่ 4.39 จำลองผลตอบสนอง ทางขนาด ของวงจรรีควอไลเซอร์ที่ -2 dB

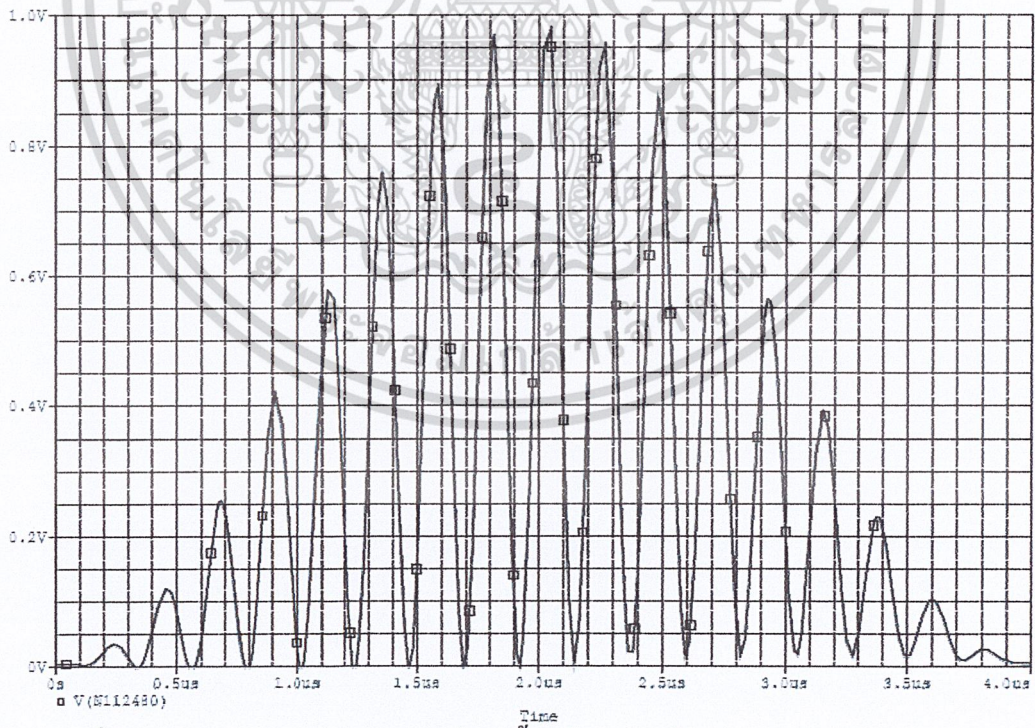


รูปที่ 4.40 จำลองผลตอบสนอง ทางเฟส ของวงจรรีควอไลเซอร์ที่ -2 dB

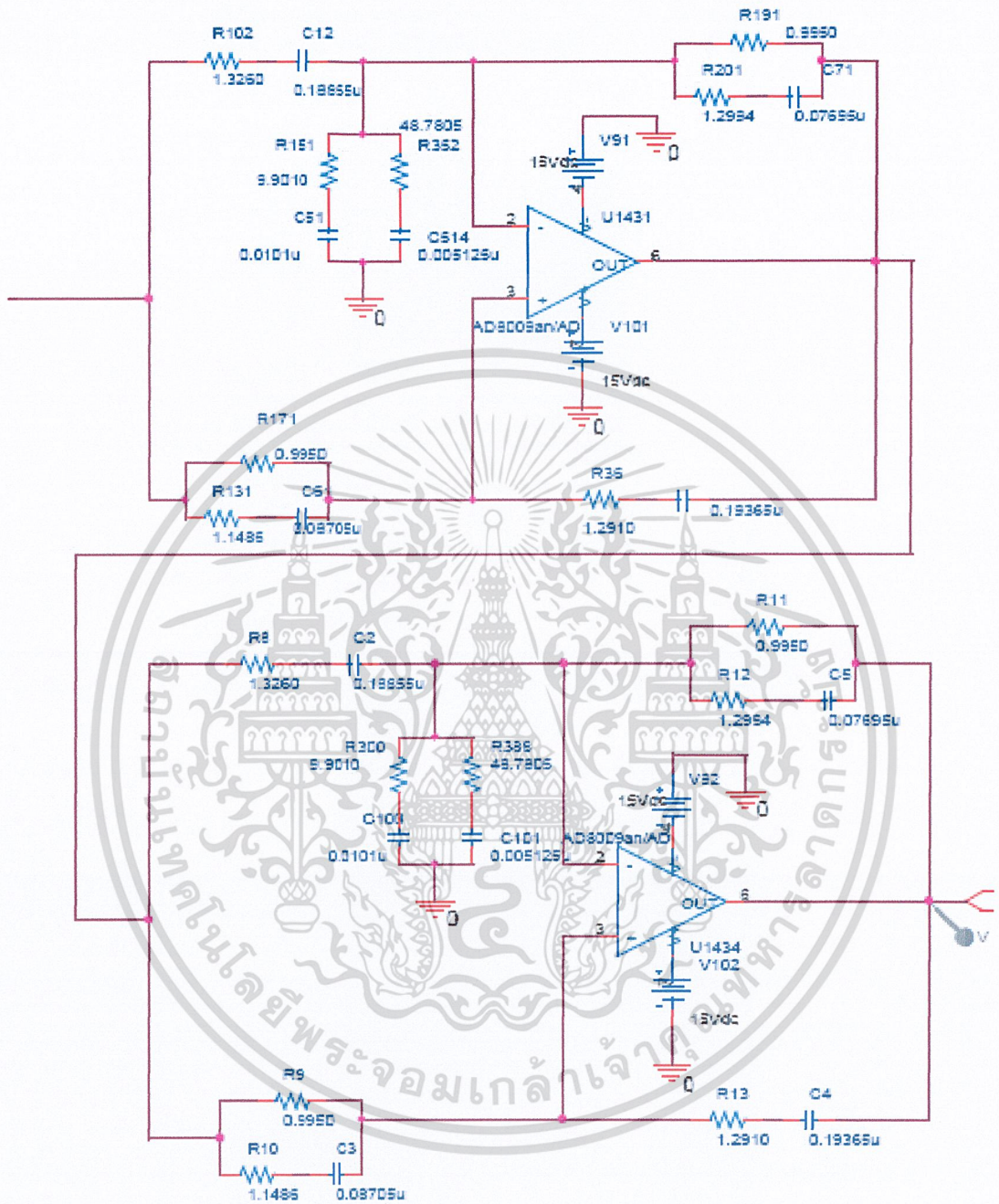
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.41 จ้างลองผลตอบสนอง ทางกรุปดีเลย์ ของวงจรรีควอไลเซอร์ที่ -2 dB

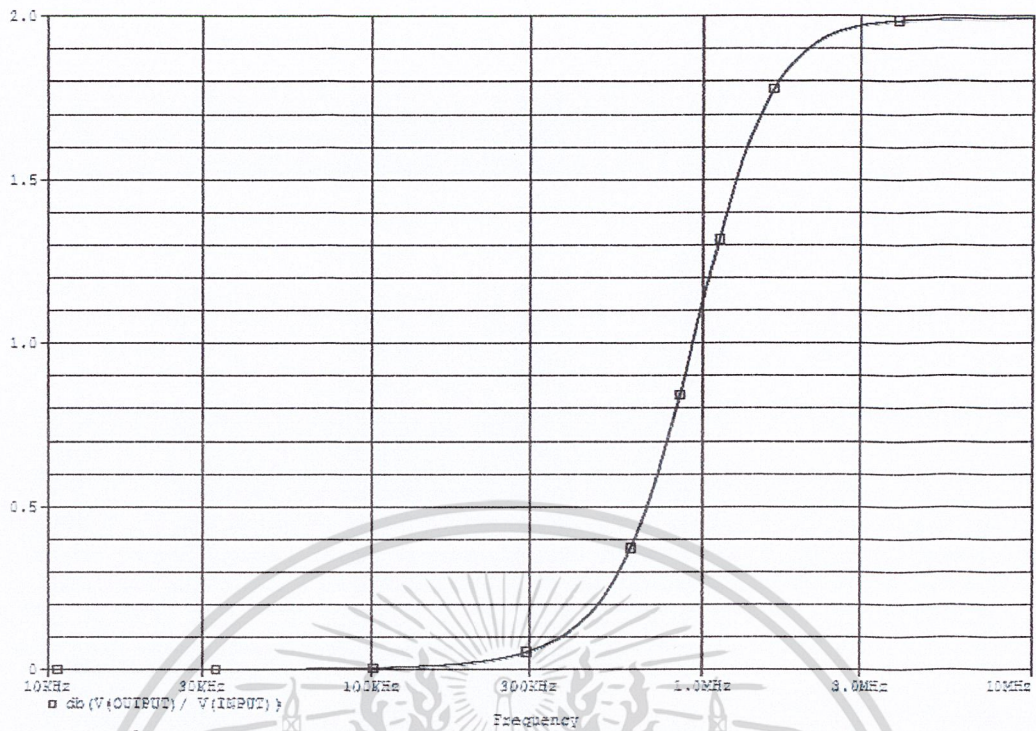


รูปที่ 4.42 จ้างลองภาพของสัญญาณที่ผิดเพี้ยนที่ -2 dB เมื่อผ่านวงจรรีควอไลเซอร์

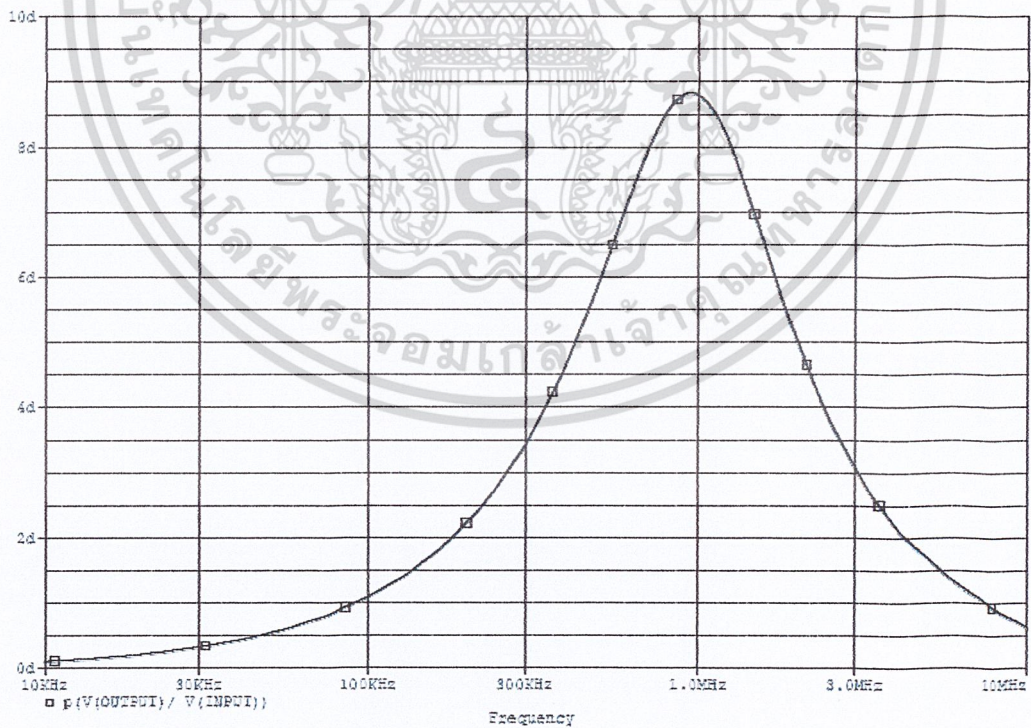


รูปที่ 4.43 วงจรอิกควอลไลเซอร์ที่ +2 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

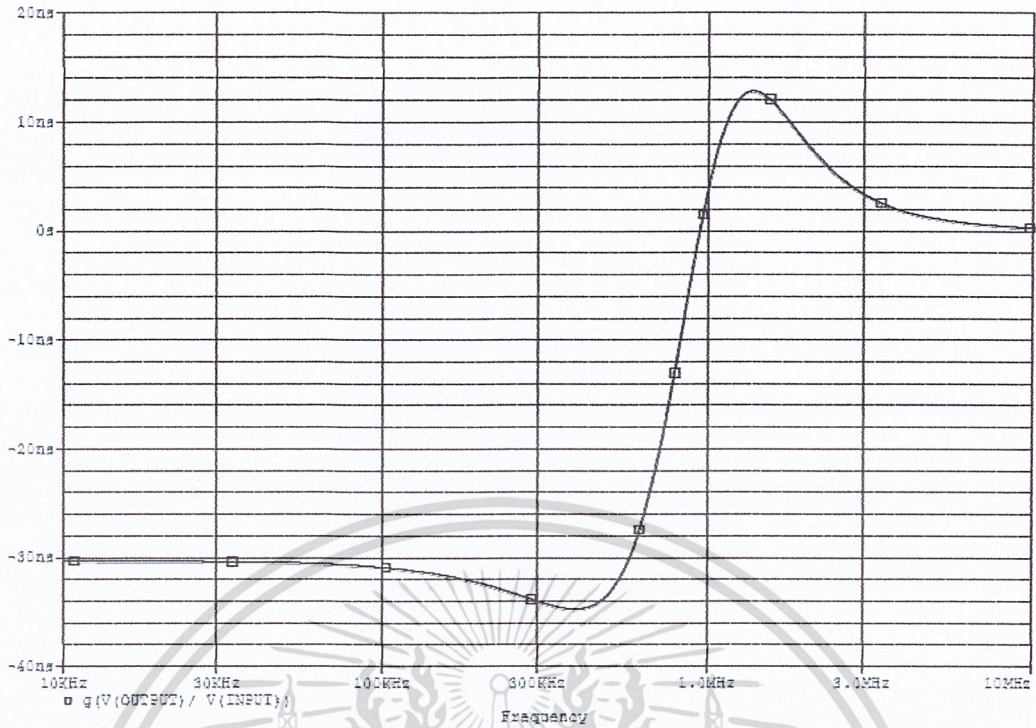


รูปที่ 4.44 จำลองผลตอบสนอง ทางขนาด ของวงจรคัตวอไลเซอร์ที่ +2 dB

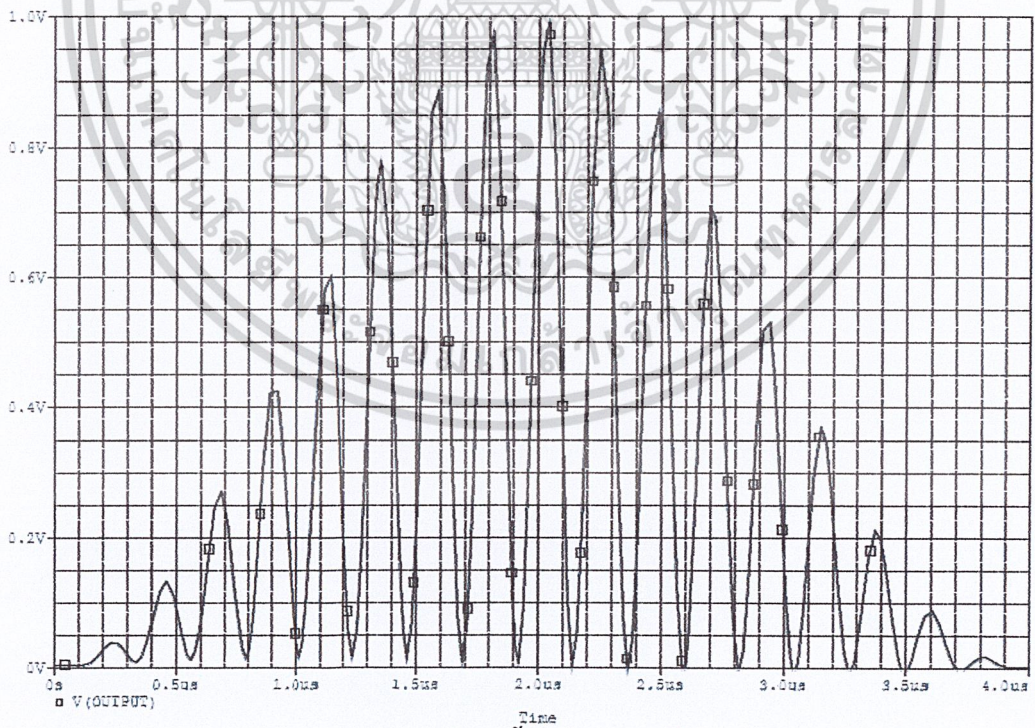


รูปที่ 4.45 จำลองผลตอบสนอง ทางเฟส ของวงจรคัตวอไลเซอร์ที่ +2 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

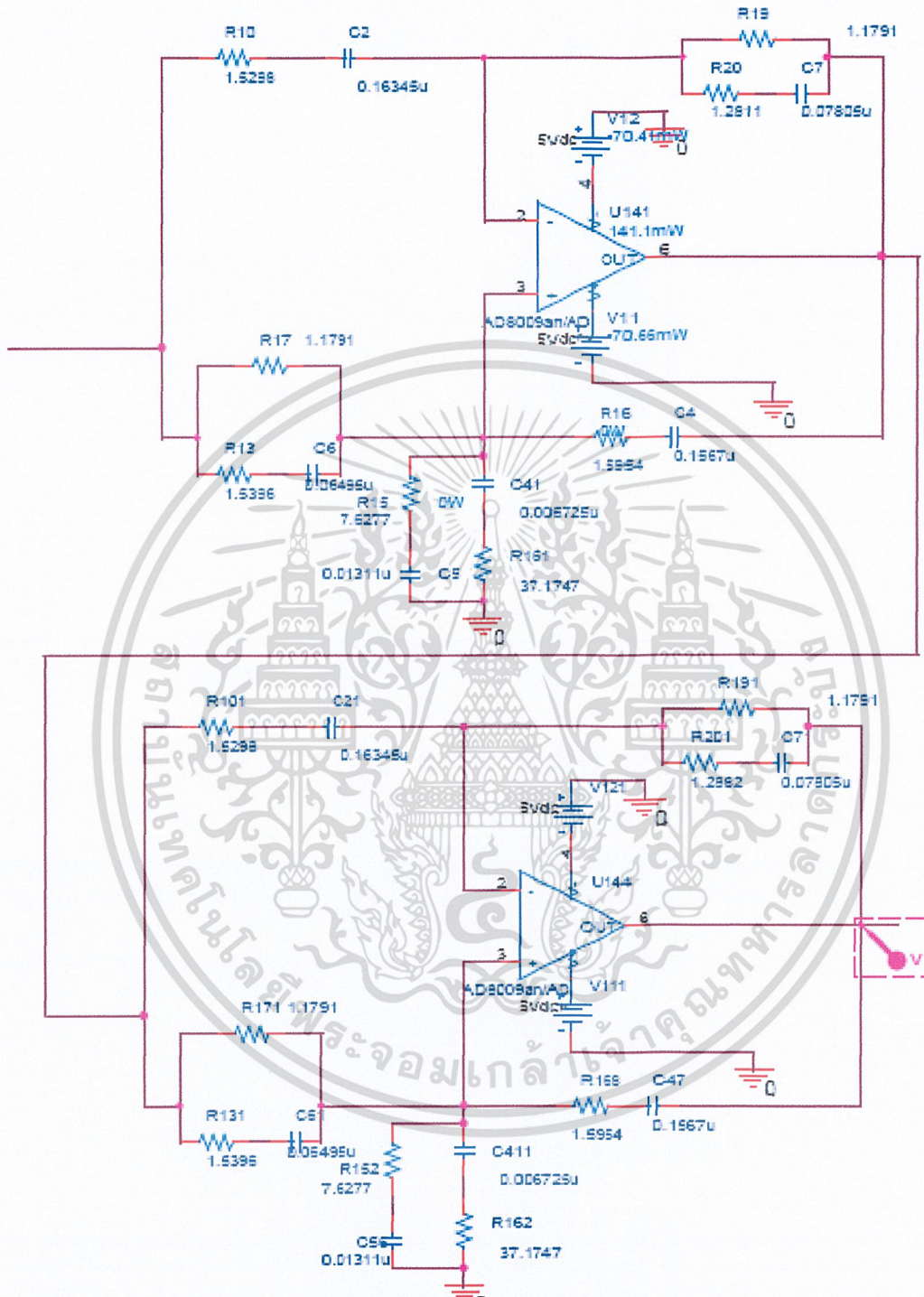


รูปที่ 4.46 จำลองผลตอบสนอง ทางกริบัติเลย ของวงจรควไลเซอร์ที่ +2 dB



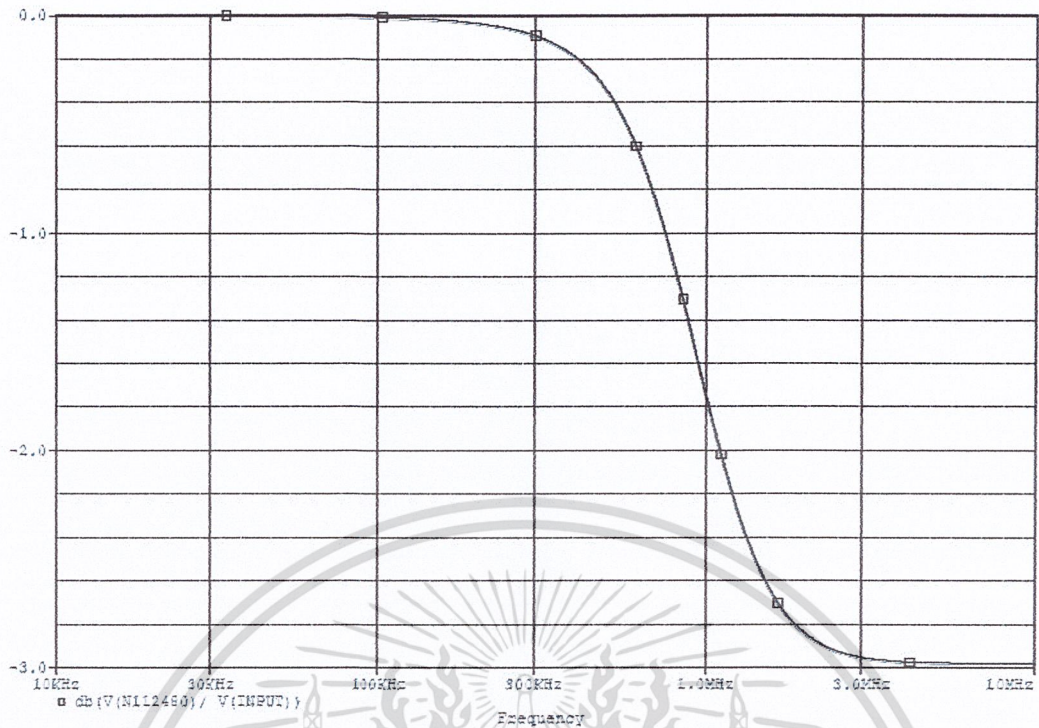
รูปที่ 4.47 จำลองภาพของสัญญาณที่ผิดเพี้ยนที่ +2 dB เมื่อผ่านวงจรควไลเซอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

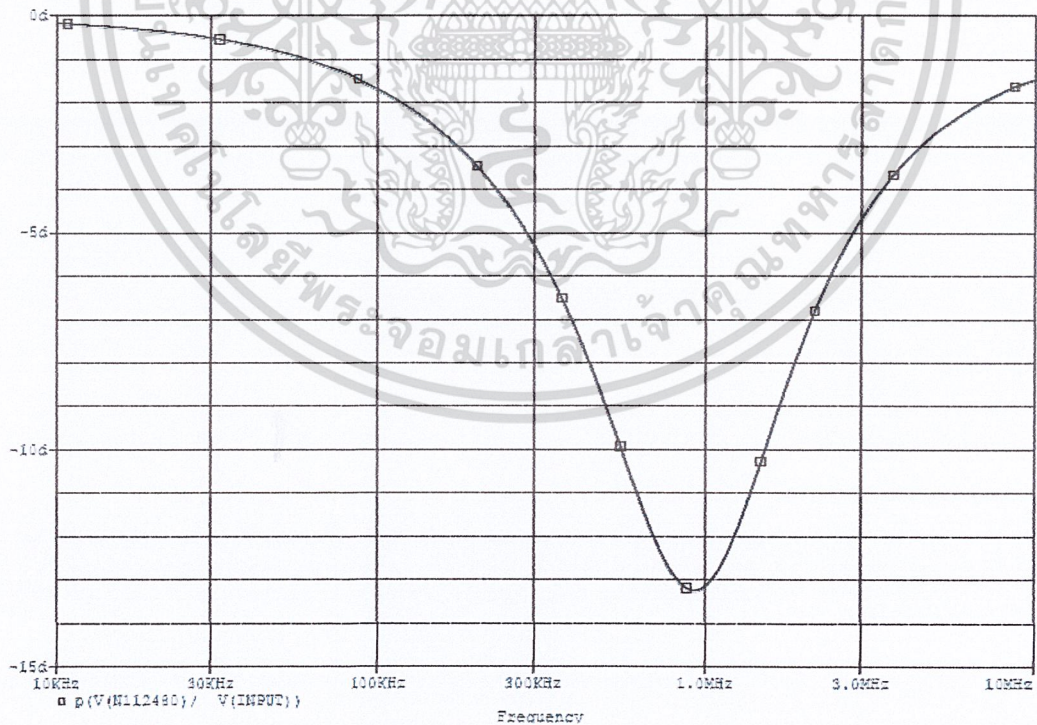


รูปที่ 4.48 วงจรอิกวอลไลเซอร์ที่ -3 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

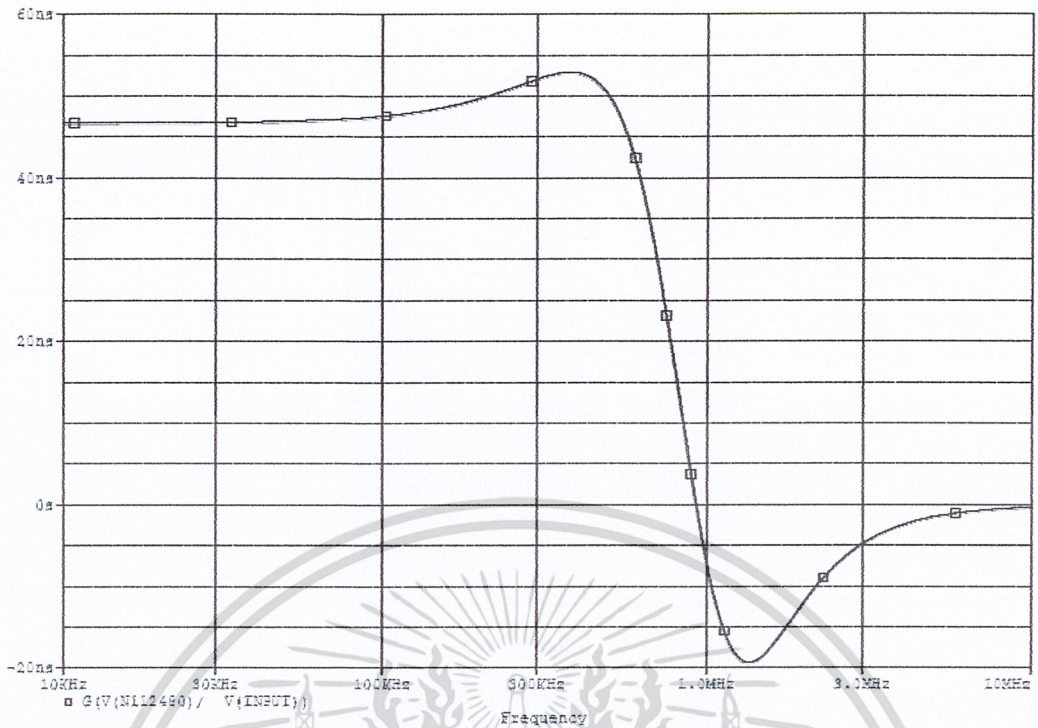


รูปที่ 4.49 จำลองผลตอบสนอง ทางขนาด ของวงจรคutoffโลเชอร์ที่ -3 dB

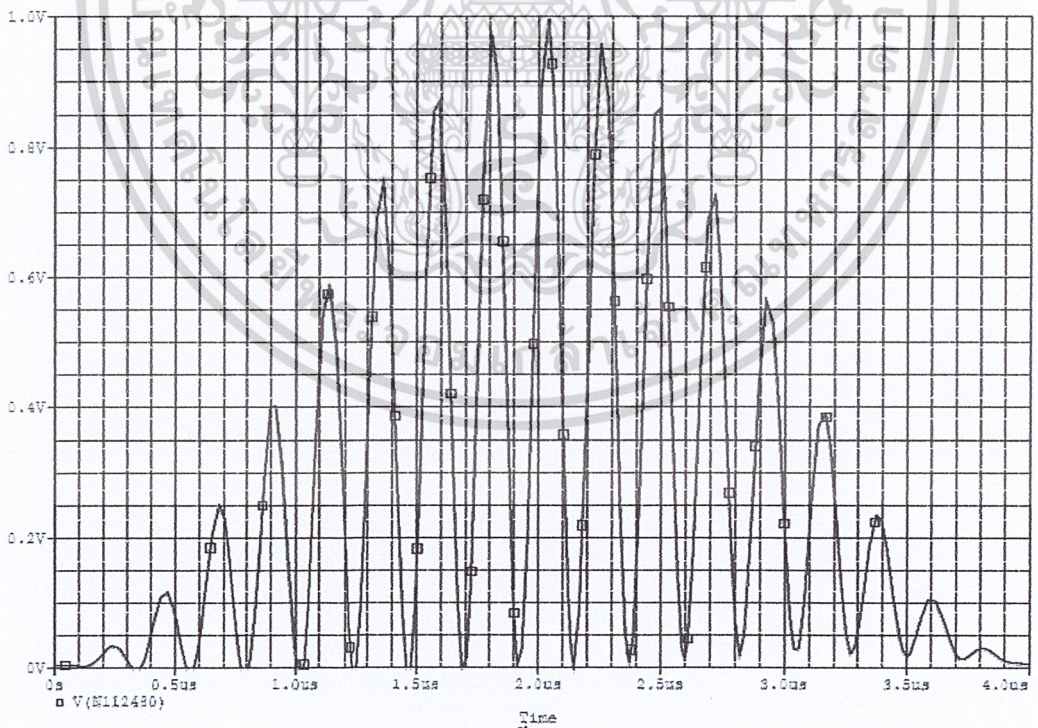


รูปที่ 4.50 จำลองผลตอบสนอง ทางเฟส ของวงจรคutoffโลเชอร์ที่ -3 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

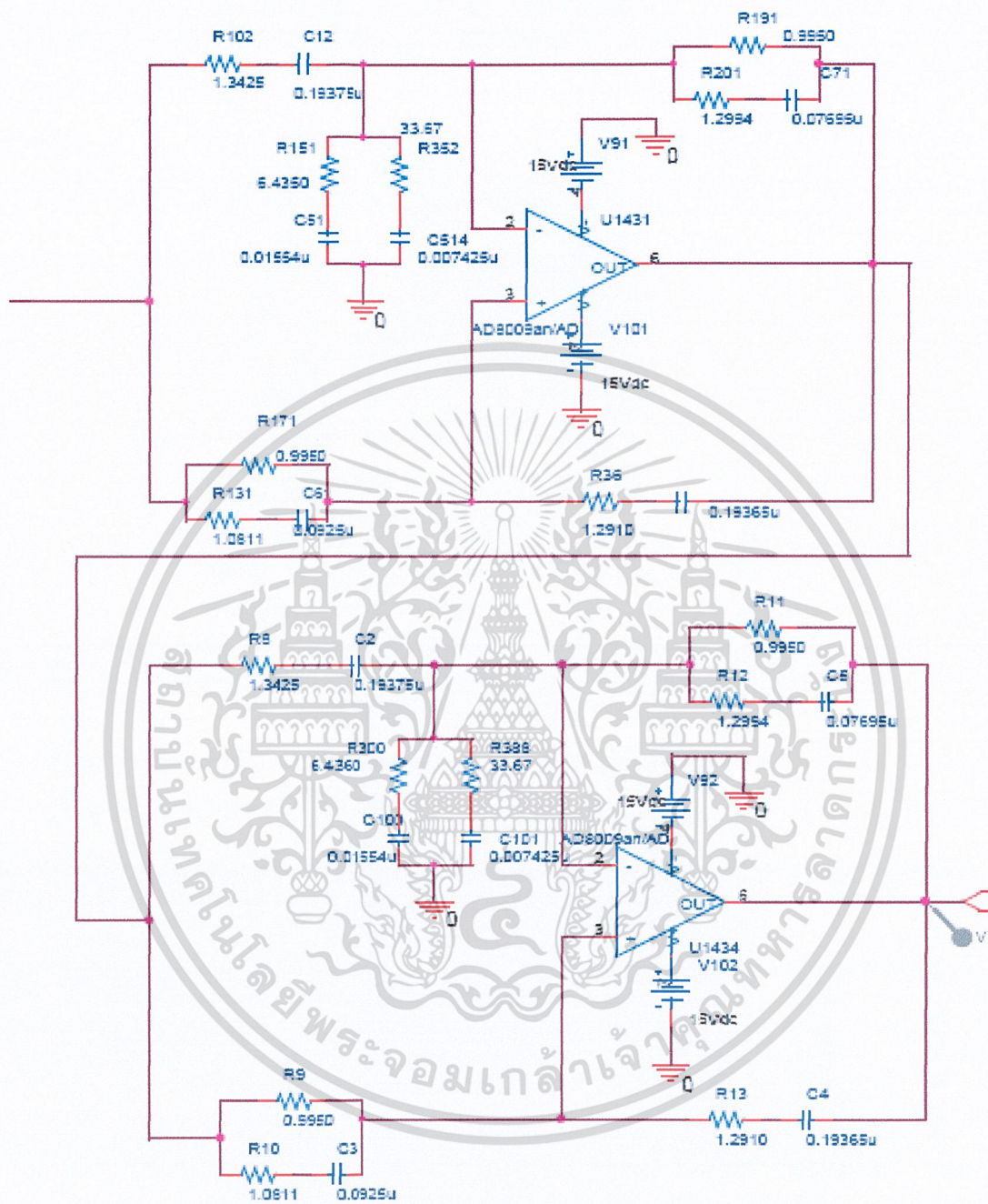


รูปที่ 4.51 จ้างลองผลตอบสนอง ทางกรุปดีเลย์ ของวงจรอควาไลเซอร์ที่ -3 dB



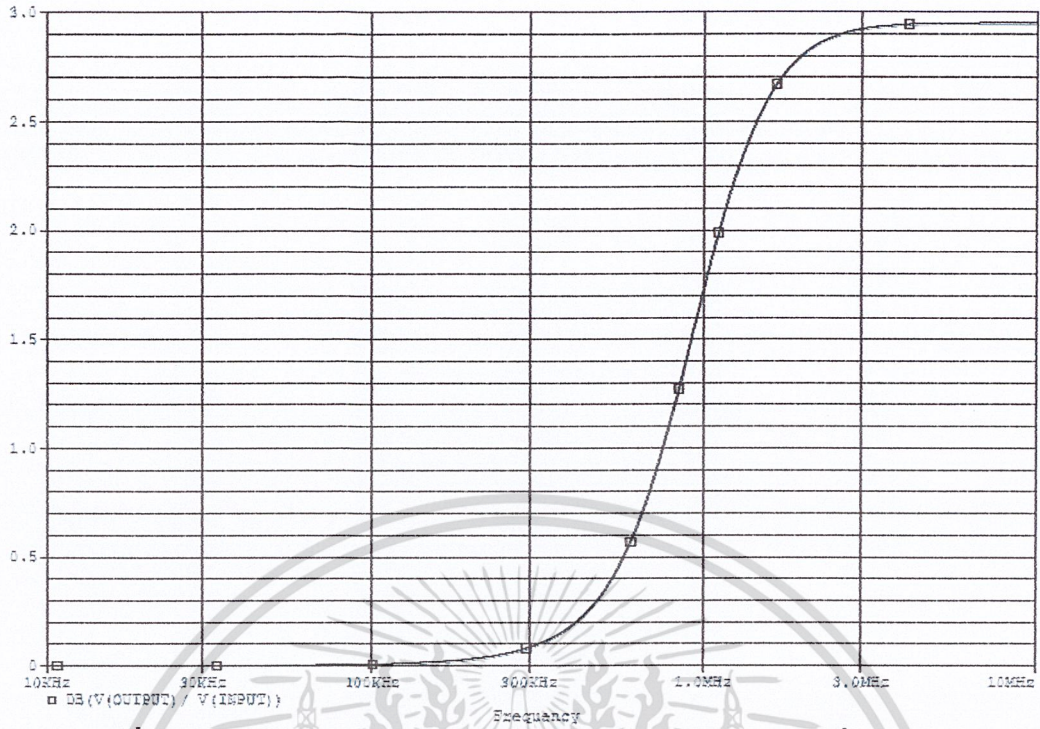
รูปที่ 4.52 จ้างลองภาพของสัญญาณที่ผิดเพี้ยนที่ -3 dB เมื่อผ่านวงจรอควาไลเซอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

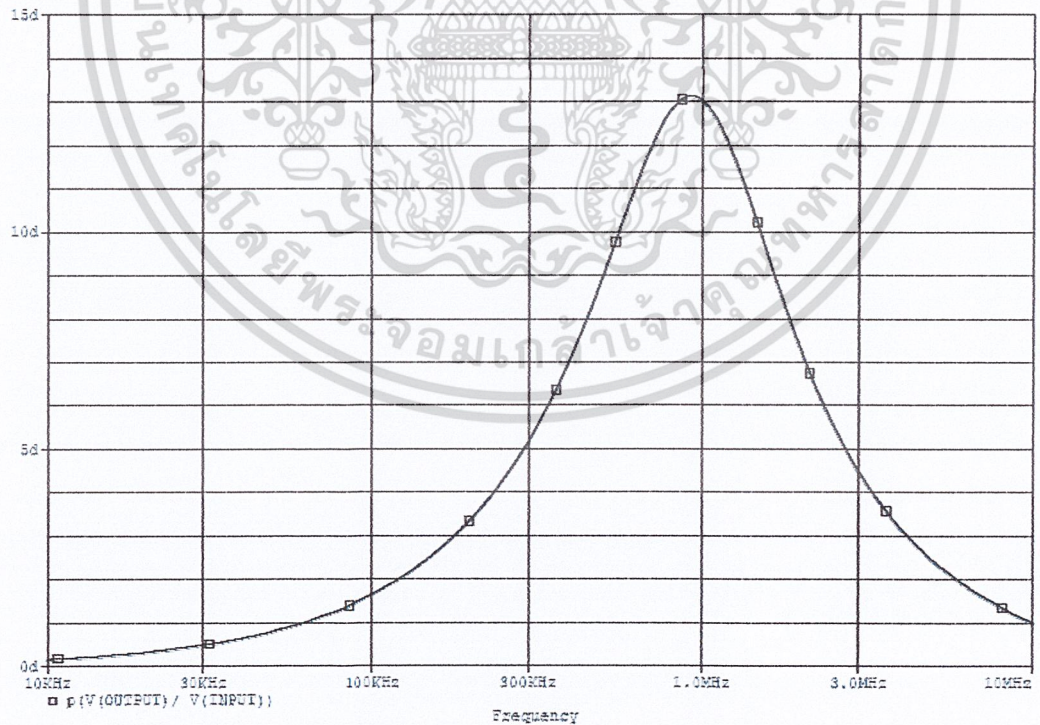


รูปที่ 4.53 วงจรอควอไลเซอร์ที่ +3 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

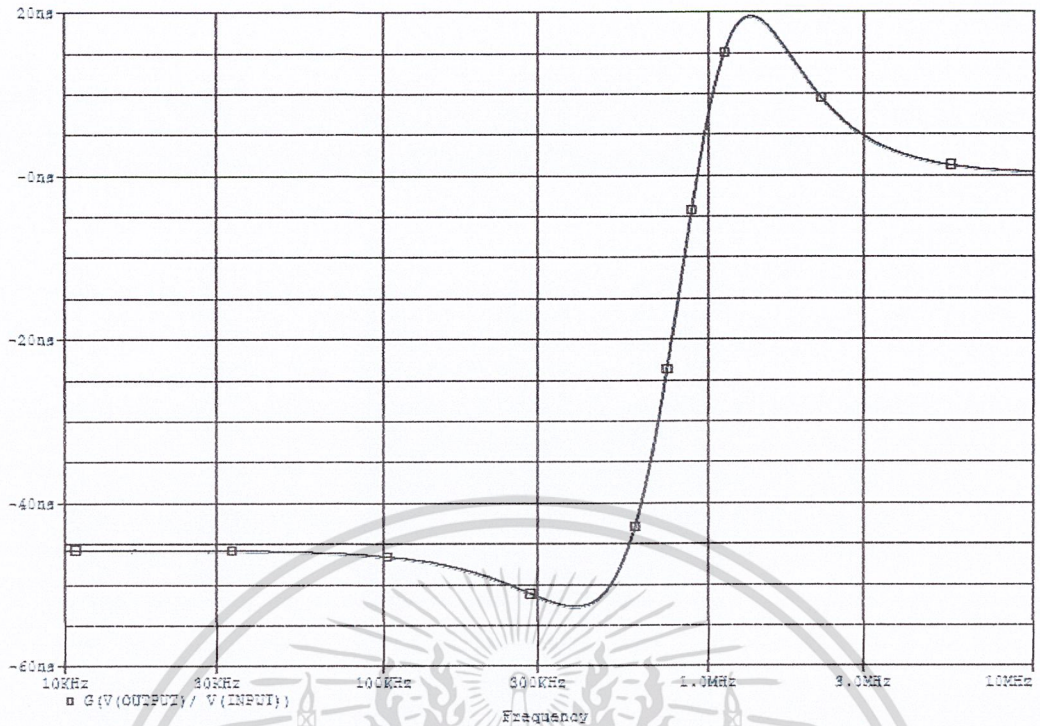


รูปที่ 4.54 จำลองผลตอบสนอง ทางขนาด ของวงจรรีควอทไลเซอร์ที่ +3 dB

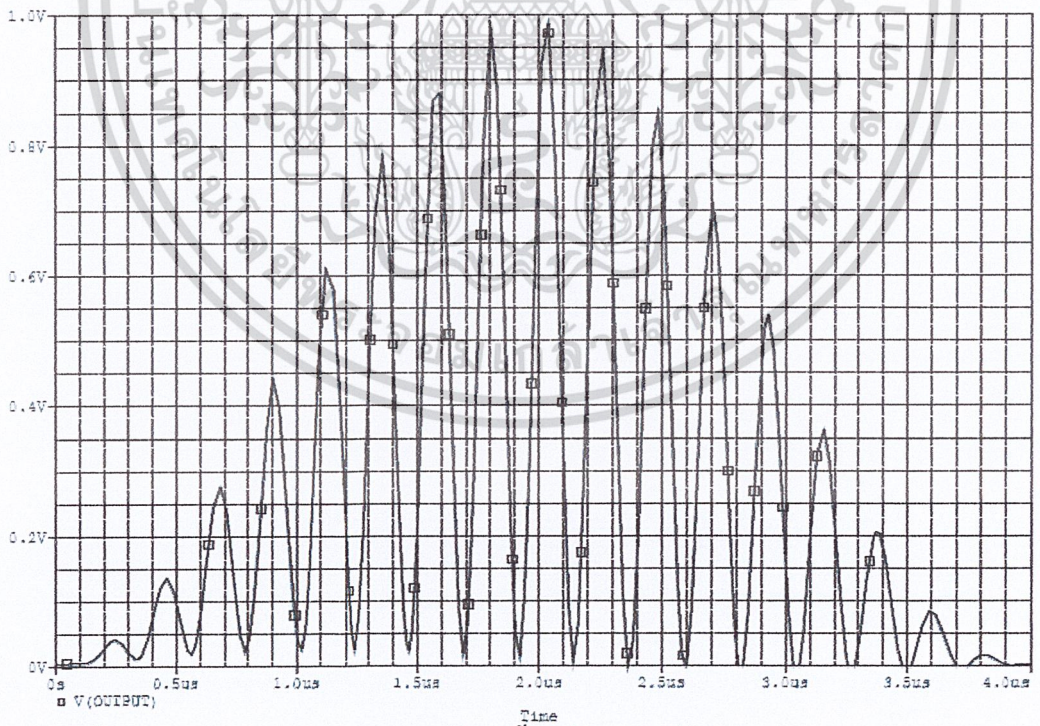


รูปที่ 4.55 จำลองผลตอบสนอง ทางเฟส ของวงจรรีควอทไลเซอร์ที่ +3 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.56 จำลองผลตอบสนอง ทางกริบัติเลย ของวงจรถอikovไลเซอร์ที่ +3 dB



รูปที่ 4.57 จำลองภาพของสัญญาณที่ผิดเพี้ยนที่ +3 dB เมื่อผ่านวงจรถอikovไลเซอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.6 สรุปผลจากการจำลองการทำงานวงจรอิกวอไลเซอร์

ในการออกแบบวงจรอิกวอไลเซอร์ตามทฤษฎี เบิร์นสไตน์โพลีโนเมียล ซึ่งได้นำเอาสมการมาทำการวิเคราะห์ผ่าน โปรแกรม Matlab และ Pspice ได้ผลเป็นที่น่าพอใจแต่จะพบว่าสัญญาณทดสอบ 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ที่มีความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายเกิดขึ้น เมื่อผ่านวงจรอิกวอไลเซอร์ที่ออกแบบตามทฤษฎี เบิร์นสไตน์โพลีโนเมียล ได้ผลเป็นที่น่าพอใจ ซึ่งพบว่าสัญญาณมีความใกล้เคียงกับสัญญาณทดสอบ 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ ที่ไม่มีความผิดเพี้ยน อาจจะมีบางจุดที่มีความผิดพลาดบ้างเล็กน้อย



บทที่ 5

ผลการทดลอง

5.1 บทนำ

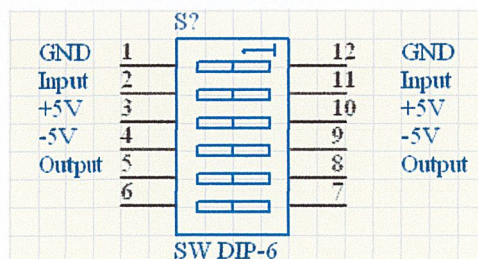
การทดสอบเพื่อตรวจสอบประสิทธิภาพ เครื่องปรับเท่าทางอัตรการขยายของสัญญาณสี่ โดยใช้โพลีโนเมียลแบบเบิร์นสไตน์ (Gain Chrominance Equalizer using Bernstein Polynomials) จึงจำเป็นต้องมีการทดลองกับ ระบบโทรทัศน์สี เพื่อทราบถึงผลการทำงานของ เครื่องปรับเท่าทางอัตรการขยายของสัญญาณสี่ โดยใช้โพลีโนเมียลแบบเบิร์นสไตน์ สำหรับการ แก้ปัญหาทางอัตรการขยายที่ -1 dB -2 dB -3 dB +1 dB +2 dB และ +3 dB ตามลำดับ โดยที่ จะทำการดูผลกระทบที่เกิดขึ้นกับ สัญญาณทดสอบ 20T ไลน์กำลังสองพัลส์ โดยที่ทำการต่อเข้ากับ ออสซิลโลสโคป เพื่อตรวจสอบสัญญาณ มีการยกระดับ และการลดระดับของสัญญาณที่ เกิดขึ้น ตามทฤษฎีที่ได้ทำการคำนวณ

5.2 การออกแบบวงจร ปรับเท่าทางอัตรการขยายของสัญญาณสี่ โดยใช้โพลีโนเมียลแบบ เบิร์นสไตน์

ใน ตัวเครื่องปรับเท่าทางอัตรการขยายของสัญญาณสี่ โดยใช้โพลีโนเมียลแบบเบิร์นสไตน์ มีวงจรหลัก ๆ อยู่ 3 วงจรประกอบไปด้วย

5.2.1 วงจรสวิตซ์การปรับเปลี่ยนการทำงาน

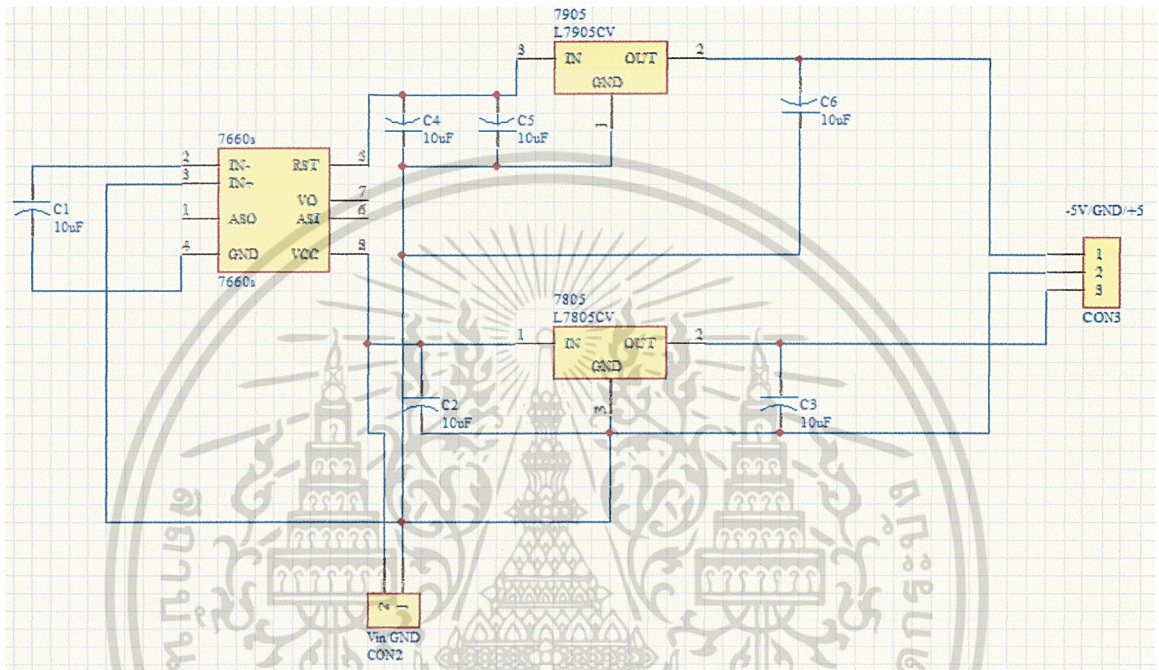
ส่วนของวงจรสวิตซ์นั้น เป็นส่วนที่ทำเพื่อควบคุมในการสลับปรับเปลี่ยน การทำงานของ วงจรปรับเท่าทางที่ -1 dB -2 dB -3 dB +1 dB +2 dB และ +3 dB ตามผู้ที่ใช้งานต้องการโดย วงจรมีลักษณะดังรูปที่ 5.1



รูปที่ 5.1 วงจรสวิตซ์ในการปรับเปลี่ยนการทำงาน

5.2.2 วงจร แปลงแรงดันไฟฟ้าจาก 12V เป็นแรงดันไฟฟ้า +5V และ -5V

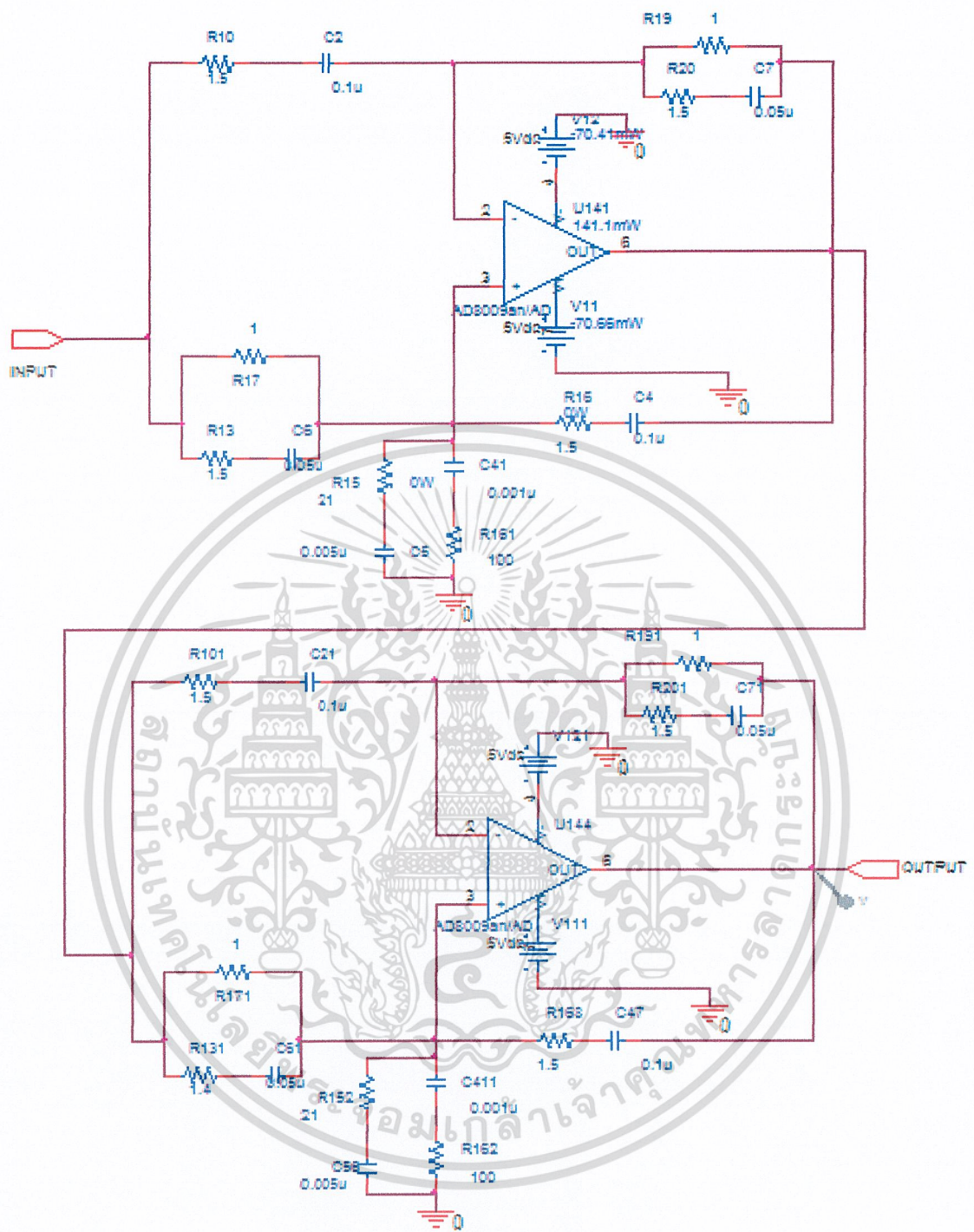
ในส่วนของวงแปลงแรงดันไฟฟ้า จาก 12V เป็นเพื่อให้มีแรงดันไฟฟ้า +5V และ -5V เนื่องจาก ในส่วนของไอซี AD8009 ได้ มีความต้องการใช้งานในแรงดันไฟฟ้า +5V และ -5V ตามลำดับจึงต้องมีในส่วนของวงจร ที่ได้ทำการแปลงแรงดันไฟฟ้าที่อินพุต 12V โดยที่ลักษณะ วงจรแปลงแรงดันไฟฟ้า เป็นดังรูปที่ 5.2



รูปที่ 5.2 วงจรแปลงแรงดันไฟฟ้า

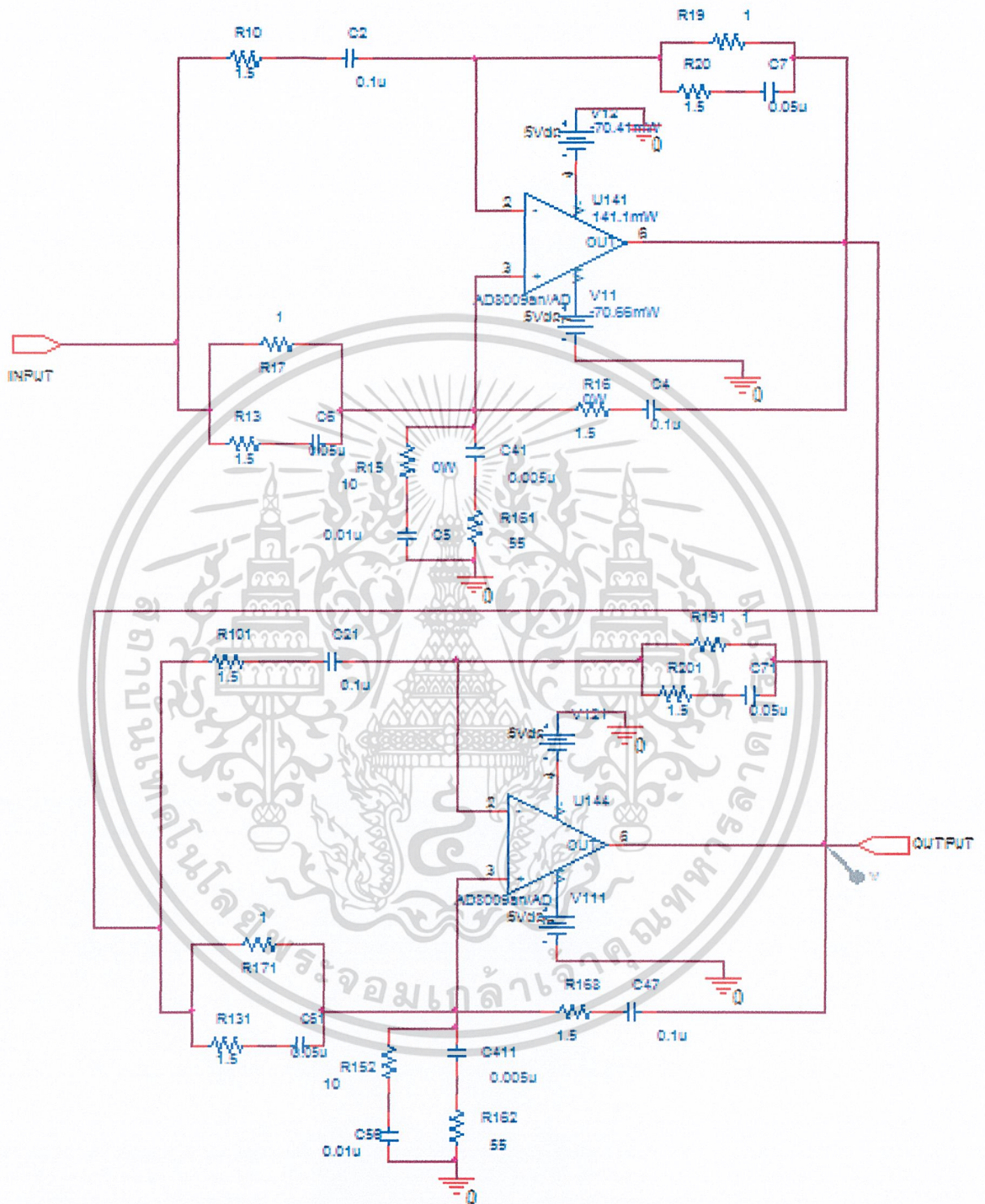
5.2.3 วงจรปรับเท่าทางขนาดที่ใช้ทฤษฎีเบียร์นส์ไตน์

ในส่วนของวงจร ปรับเท่าทางขนาดนี้ ได้ทำการนำเอาที่ได้จากการคำนวณ ในหัวข้อที่แล้วมาทำการสร้างวงจรเพื่อนำมาใช้ทำการทดลองจริง โดยที่เนื่องจาก R และ C มีความละเอียดมาก จึงได้ทำการปรับค่า R และ C ให้มีตามในท้องตลาดโดยใช้หลักการ การสเกล [7] เพื่อให้ วงจรยังคงคุณลักษณะต่าง ๆ ของวงจรไม่เปลี่ยนแปลง ซึ่งได้ผลดังรูปที่ 5.3 รูปที่ 5.4 รูปที่ 5.5 รูปที่ 5.6 รูปที่ 5.7 และรูปที่ 5.8 ตามลำดับ



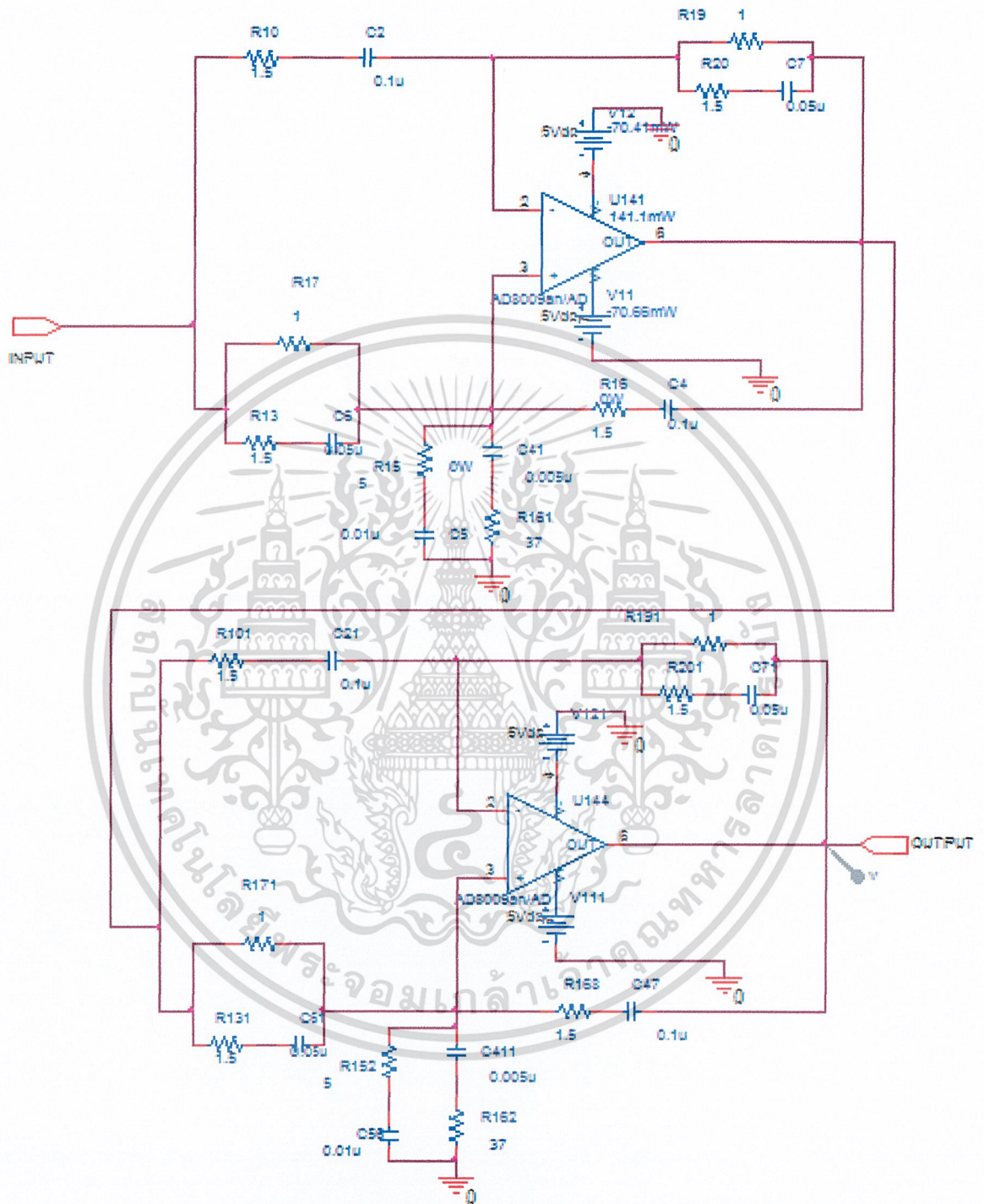
รูปที่ 5.3 วงจรปรับเท่าทางขนาดที่ -1 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



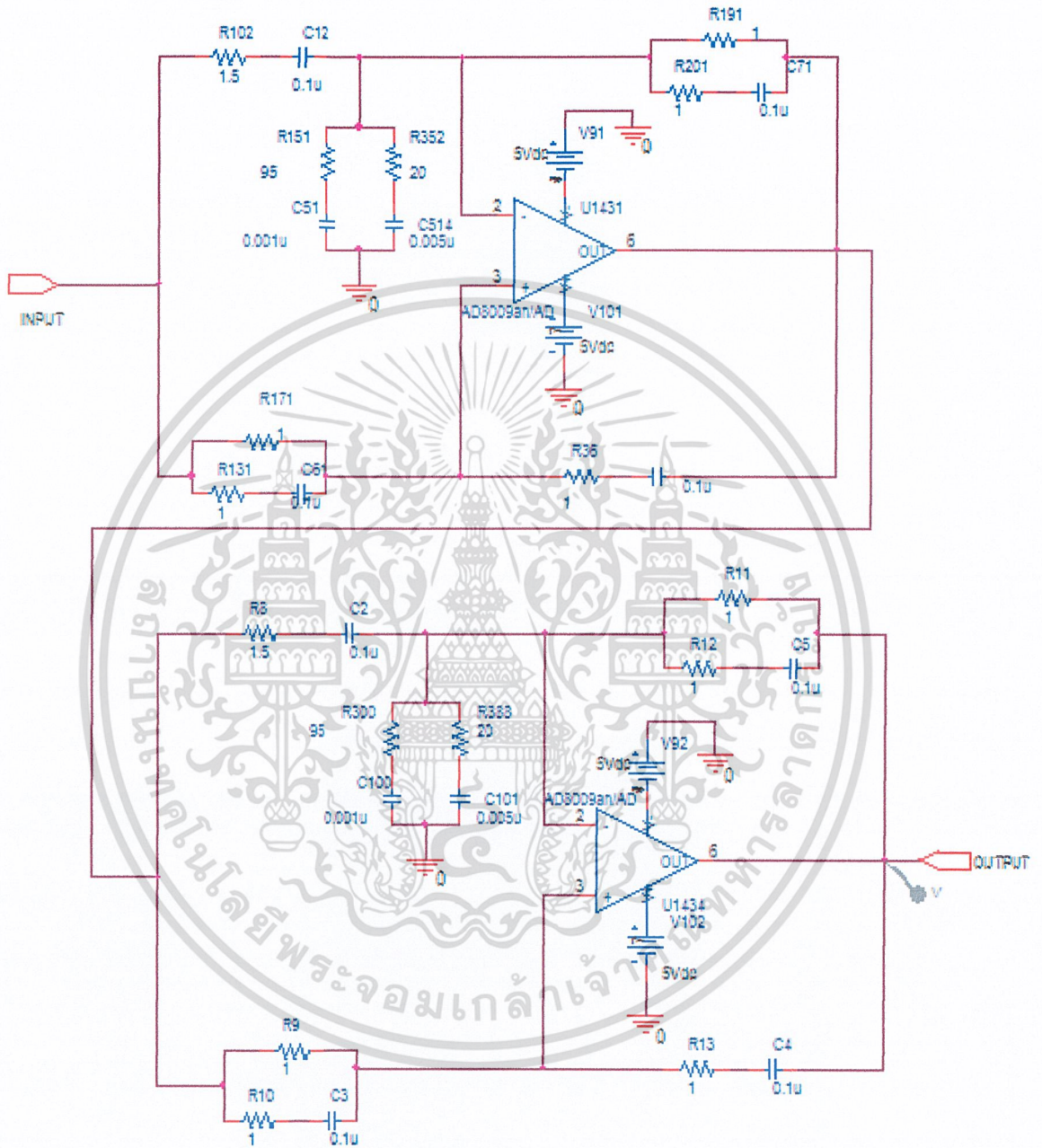
รูปที่ 5.4 วงจรปรับเท่าทางขนาดที่ -2 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



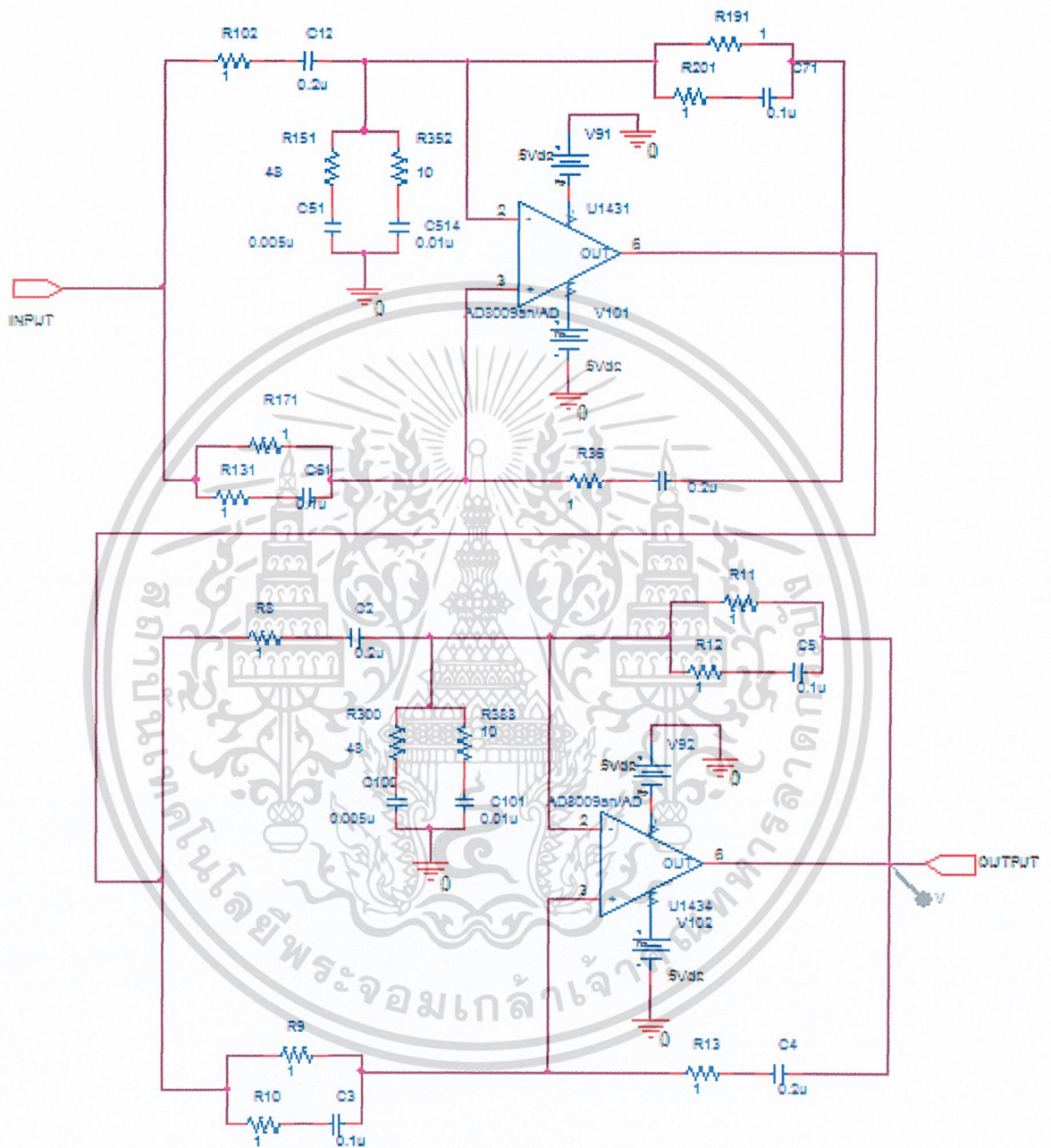
รูปที่ 5.5 วงจรปรับเท่าทางขนาดที่ -3 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



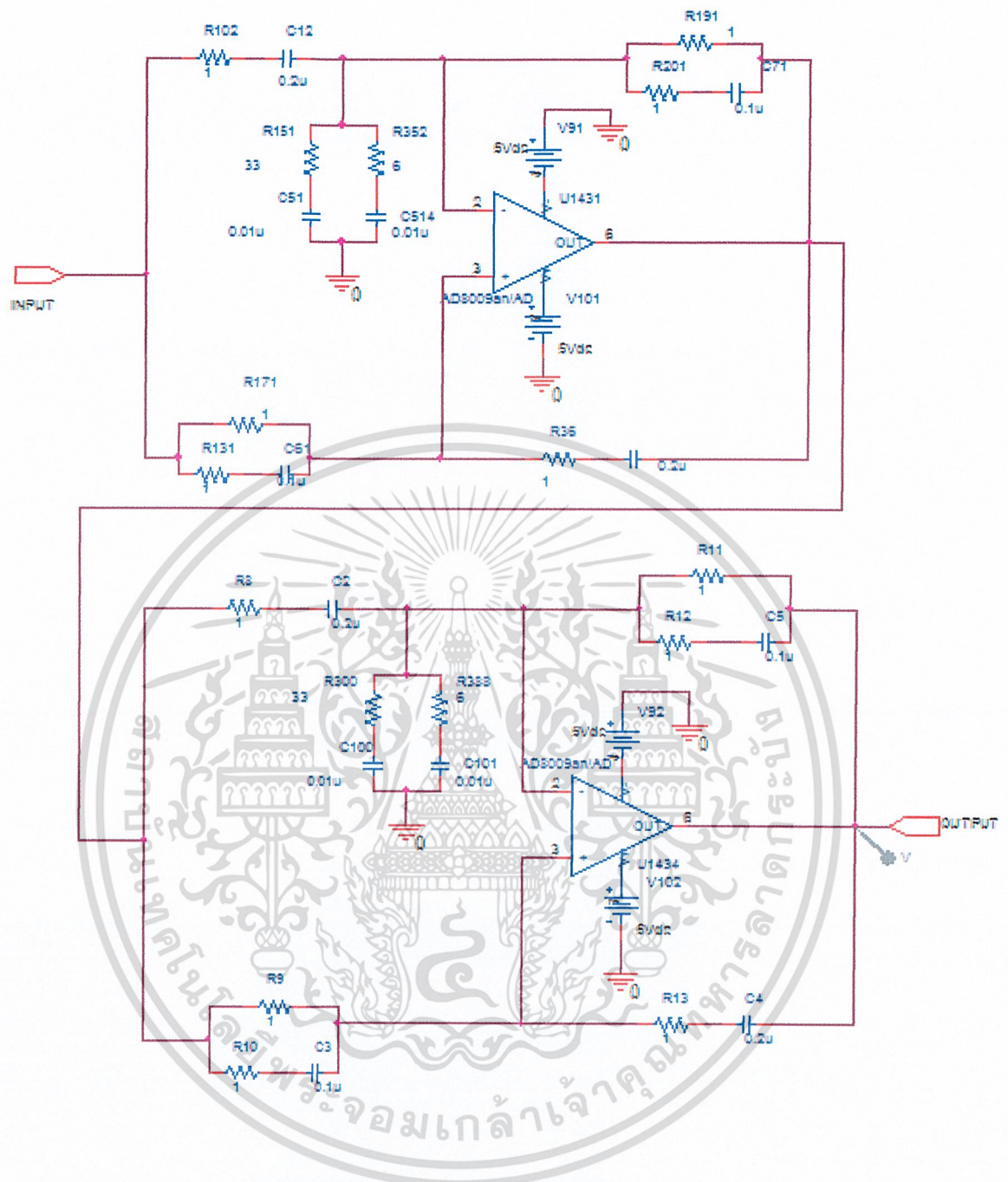
รูปที่ 5.6 วงจรปรับเท่าทางขนาดที่ +1 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



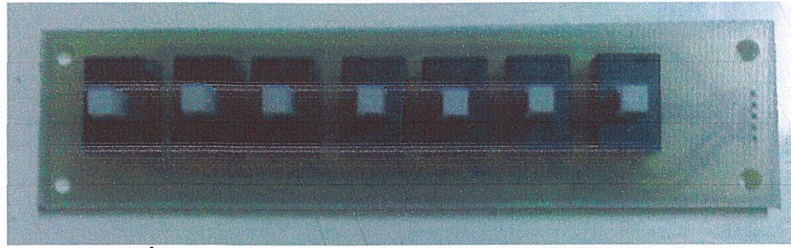
รูปที่ 5.7 วงจรปรับเท่าทางขนาดที่ +2 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

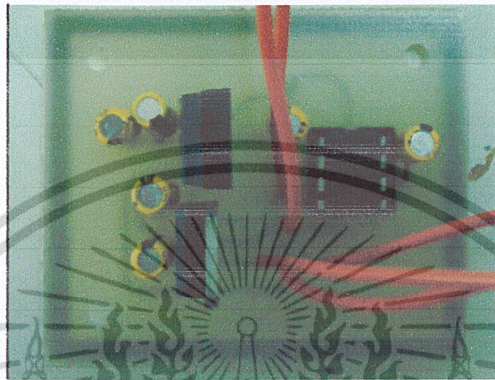


รูปที่ 5.8 วงจรปรับเท่าทางขนาดที่ +3 dB

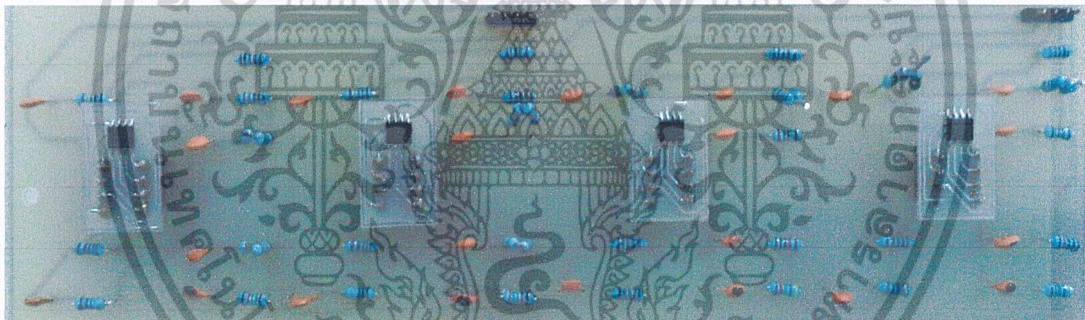
หลังจากที่ได้ทำการออกแบบวงจร ทั้งหมดก็นำเอาวงจรที่ได้ทำการออกแบบ นำไปทำเป็นแผ่น PCB เพื่อนำไปประกอบเป็นเครื่องปรับเท่าทางอัตรการขยายของสัญญาณ โดยใช้โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์ ในขั้นตอนต่อไป โดยจะแสดงได้ดังรูปข้างล่างถึงลักษณะ วงจรหลังทำเป็นแผ่น PCB แล้ว



รูปที่ 5.9 แผ่น PCB ของวงจรปรับเปลี่ยนการทำงาน



รูปที่ 5.10 แผ่น PCB ของวงจรแปลงแรงดันไฟฟ้า



รูปที่ 5.11 แผ่น PCB ของวงจรปรับเท่าทางขนาดที่ ± 1 dB ± 2 dB และ ± 3 dB

5.3 ขั้นตอนการทดลอง

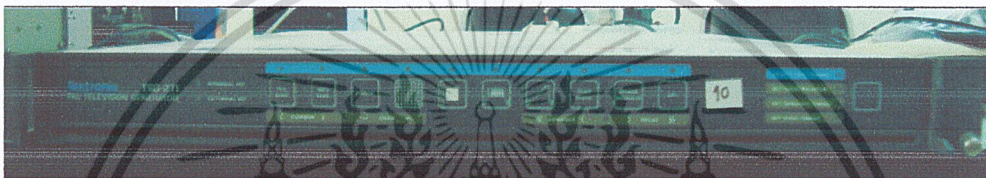
ในส่วนของปริญญาณิพจน์นี้ ได้แบ่งการทดลองออกเป็น 2 ส่วนในส่วนแรกจะเป็นการเปรียบเทียบเพื่อให้เห็นผลกระทบของความผิดเพี้ยนทางอัตรการขยายอย่างเดีวในภาพสีผ่านทางโทรทัศน์ และในส่วนที่ 2 จะเป็นการทดลองเพื่อ ต้องการดูสัญญาณเอาต์พุตหลังจากผ่านเครื่องปรับเท่าทางอัตรการขยายของสัญญาณสี โดยใช้โพลีโนเมียลแบบเบิร์นสไตน์ (Gain Chrominance Equalizer using Bernstein Polynomials) ว่าสามารถยกระดับที่ +1 dB +2 dB +3 dB และลดระดับที่ -1 dB -2 dB -3 dB ได้จริง

5.3.1 ผลกระทบของความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายที่มีต่อภาพโทรทัศน์สีจริง

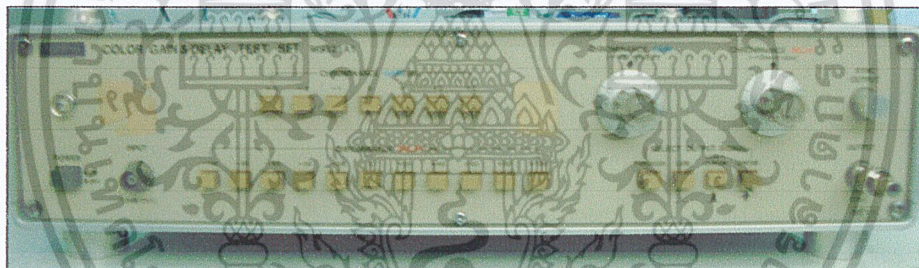
ในการทดลองนี้เป็นการจำลองการแสดงให้เห็นถึง ภาพโทรทัศน์สี เมื่อได้รับผลกระทบของความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายเกิดขึ้นที่ +1 dB +2 dB +3 dB -1 dB -2 dB และ -3 dB เพื่อที่จะได้เห็นถึงความเปลี่ยนแปลงของภาพที่เกิดขึ้นกับแม่สี R G B ซึ่งจะเปรียบเทียบกับภาพที่ไม่มีความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้น

อุปกรณ์ที่จะใช้ทำการทดลองในส่วนนี้มี

1. โทรทัศน์สี
2. PAL Television Generator TSG-271
3. Color Gain & Delay Test Set MS 321A

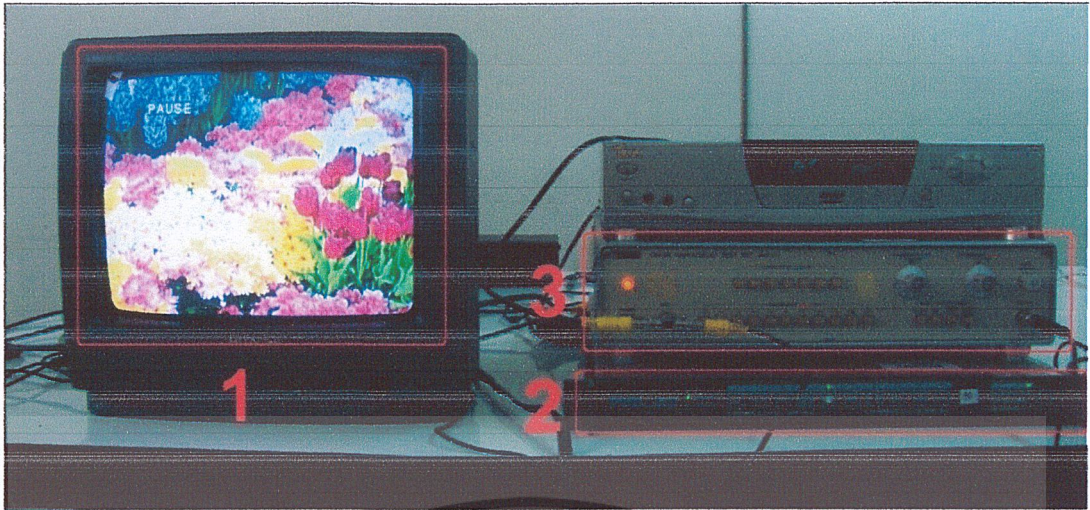


รูปที่ 5.12 เครื่อง PAL Television Generator TSG-271



รูปที่ 5.13 เครื่อง Color Gain & Delay Test Set MS 321A

การติดตั้งอุปกรณ์ โดยให้เครื่อง PAL Television Generator เป็นตัวกำเนิดสัญญาณทดสอบในระบบ PAL เพื่อนำไปรวมกับสัญญาณที่ออกมาจาก เครื่องเล่น VCD จะได้ภาพที่มีสัญญาณทดสอบ 20T ไซน์กำลังสองพัลส์ อยู่หลังจากนั้นสัญญาณ ก็จะผ่านเครื่อง Color Gain & Delay Test Set เพื่อที่จะสร้าง สัญญาณให้เกิดความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายที่ +1 dB +2 dB +3 dB -1 dB -2 dB และ -3 dB เมื่อเราได้ภาพสีที่มีความผิดเพี้ยนทางอัตราขยาย ก็จะนำภาพมาแสดงขึ้นที่ทางหน้าจอ โทรทัศน์สีเพื่อทำแสดงให้เห็นถึงข้อแตกต่างของภาพสี เมื่อเกิดความผิดเพี้ยนทางอัตราขยาย โดยการต่ออุปกรณ์จะแสดงในดังรูปที่ 5.14



รูปที่ 5.14 การแสดง ผลกระทบของความผิดเพี้ยนทาง
อัตราขยายอย่างเฉียวที่มีต่อภาพ โทรทัศน์สีจริง

โดยการทดลองส่วนนี้เราจะได้นำเอาภาพสีจากเครื่องเล่น VCD ที่ได้ทำการเลือกมา 1 ภาพ เพื่อเป็นภาพสีที่เราใช้อ้างอิง (ในรูปที่ 5.15) ภาพสีไม่มีความผิดเพี้ยนทางขนาดเกิดขึ้น มา โดยเมื่อภาพได้ผ่านเครื่อง Color Gain & Delay Test Set ภาพดังกล่าวก็จะมี ความผิดเพี้ยนทาง อัตราการขยาย เกิดขึ้นซึ่งจะทำให้ภาพสีมีความแตกต่างกันเกิดขึ้น โดยได้ทำการนำเอาไปผ่าน กระบวนการ Image process เพื่อทำการเปรียบเทียบให้เห็นถึงความแตกต่างระหว่าง ภาพถึงระดับ ค่าของแม่สี RGB



รูปที่ 5.15 ภาพสีที่ใช้เป็นภาพอ้างอิงหรือภาพสีที่ไม่มีความผิดเพี้ยน

หลังจากสัญญาณภาพสีได้ผ่านเครื่อง Color Gain & Delay Test Set เพื่อปรับค่าความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายที่ +1 dB +2 dB +3 dB -1 dB -2 dB และ -3 dB ซึ่งจะทำให้เกิดภาพสีที่มีความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายเกิดขึ้น ที่จะแสดงในรูปที่ 5.16 รูปที่ 5.17 รูปที่ 5.18 รูปที่ 5.19 รูปที่ 5.20 และ รูปที่ 5.21 ตามลำดับ



รูปที่ 5.16 ผลกระทบเมื่อเกิดความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายที่ +1 dB



รูปที่ 5.17 ผลกระทบเมื่อเกิดความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายที่ +2 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.18 ผลกระทบเมื่อเกิดความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายที่ +3 dB



รูปที่ 5.19 ผลกระทบเมื่อเกิดความเกิดความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายที่ -1 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.20 ผลกระทบเมื่อเกิดความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายที่ -2 dB



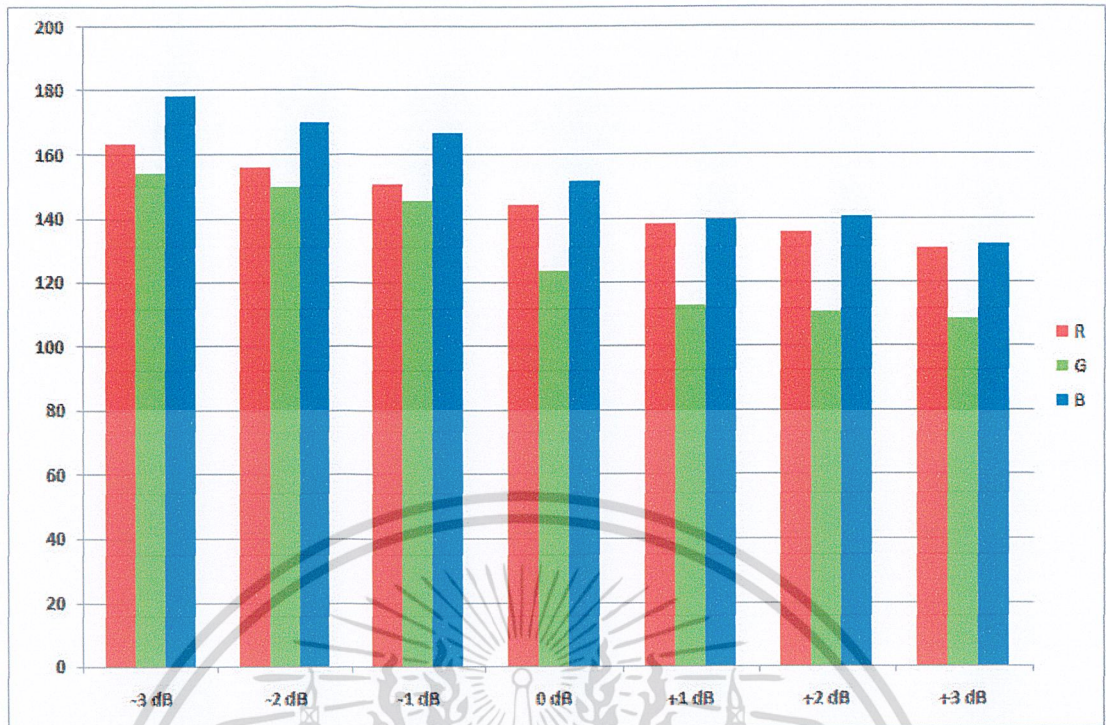
รูปที่ 5.21 ผลกระทบเมื่อเกิดความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายที่ -3 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากภาพสีที่ได้จะแสดงให้เห็นว่า จากการทดลองพบว่าถ้ามีความผิดเพี้ยนทางอัตราการขยายที่ -1 dB -2 dB และ -3 dB ทำให้ภาพสีมีความสว่างมากขึ้นตามลำดับการขยายในขณะที่ ความผิดเพี้ยนที่กำลังขยายที่ +1 dB +2dB และ +3 dB ทำให้ภาพสีมีความเข้มขึ้นตามลำดับ เมื่อได้ภาพจากโทรทัศน์แล้ว ทำการเปรียบเทียบเห็นข้อแตกต่างระหว่างค่าของแม่สี RGB โดยใช้กระบวนการ image process ในการหาระดับความเข้มของสีแต่ละภาพสี ซึ่งจะให้เห็นผลชัดเจนซึ่งได้เปรียบเทียบค่าแม่สีในตารางที่ 5.1 และนำเอาค่าจากตารางที่ได้มาวิเคราะห์เป็นกราฟ ที่จะแสดงดังรูปที่ 5.22

ตารางที่ 5.1 เปรียบเทียบค่าแม่สี R G B ของภาพสีที่ไม่มี ความผิดเพี้ยน กับภาพสีที่มีความผิดเพี้ยนทางอัตราการขยายอย่างเคียวที่ ± 1 dB ± 2 dB และ ± 3 dB

ความผิดเพี้ยนของภาพ	R	G	B
ภาพสีที่ไม่มี ความผิดเพี้ยน(0 dB)	144.6109	123.6854	151.8935
ภาพสีที่ความผิดเพี้ยนทางอัตราการขยายที่ +1 dB	138.2404	112.9378	139.5828
ภาพสีที่ความผิดเพี้ยนทางอัตราการขยายที่ +2 dB	135.8221	110.7874	140.5764
ภาพที่ความผิดเพี้ยนทางอัตราการขยายที่ +3 dB	130.6430	108.5881	131.8870
ภาพที่ความผิดเพี้ยนทางอัตราการขยายที่ -1 dB	150.8768	145.7451	166.9841
ภาพที่ความผิดเพี้ยนทางอัตราการขยายที่ -2 dB	156.1989	150.2110	170.0931
ภาพที่ความผิดเพี้ยนทางอัตราการขยายที่ -3 dB	163.4831	154.2142	178.6273



รูปที่ 5.22 กราฟแสดงเปรียบเทียบค่าแม่สี R G B ของภาพสีที่ไม่มี ความชัดเพี้ยนทางอัตรการขยายอย่างเดียวกันกับ ภาพสีที่มีความชัดเพี้ยนทางอัตรการขยายอย่างเดียวกันที่ ± 1 dB ± 2 dB และ ± 3 dB

จากกราฟที่ 5.22 จะแสดงให้เห็นว่า เมื่อ เกิดความชัดเพี้ยนทางอัตรการขยายสูง ค่าแม่สี R G B มีค่าลดลง ซึ่งจะทำให้ภาพสีที่แสดงออกมาจากโทรทัศน์สี ได้รับผลกระทบคือ มีความสว่างน้อยลง แต่ที่ความชัดเพี้ยนทางอัตรการขยายต่ำ ค่าแม่สี R G B มีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้ภาพสีที่แสดงออกมาจากโทรทัศน์สีนั้น ได้รับผลกระทบ คือภาพสีมีความสว่างมากขึ้น ซึ่งจากการทดลองนี้ แสดงให้เห็นถึงภาพสีที่ได้รับผลกระทบก่อนที่จะได้รับการแก้ไข โดยใช้เครื่องปรับเท่าทางอัตรการขยายของสัญญาณสี โดยใช้โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์ จะทำหน้าที่ลดระดับสัญญาณและ ขระดับบสัญญาณเพื่อแก้ปัญหาที่เกิดขึ้น

5.3.2 ทดสอบการทำงานของ เครื่องปรับเท่าทางอัตรการขยายของสัญญาณสี โดยใช้โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์

ในการทดลองนี้จะแสดงให้เห็นถึงการทำงานของ เครื่องปรับเท่าทางอัตรการขยายของสัญญาณสี โดยใช้โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์ ที่ได้นำเอาทฤษฎีเบียร์นสไตน์มาใช้งานในการออกแบบวงจรปรับเท่าทาง เพื่อแก้ปัญหาความชัดเพี้ยนทางอัตรการขยายอย่างเดียวกันที่เกิดขึ้น โดยที่จะทำการวัดค่าโดยผ่านเครื่อง ออสซิลโบสโคป เพื่อดูสัญญาณทดสอบ 20T ไซน์กำลังสองพัลส์ ว่ามีการขระดับของสัญญาณ หรือลดระดับของสัญญาณ ของเครื่องปรับเท่าทางอัตรการขยายของสัญญาณสี โดยใช้โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อุปกรณ์ที่จะใช้ทำการทดลองในส่วนนี้มี

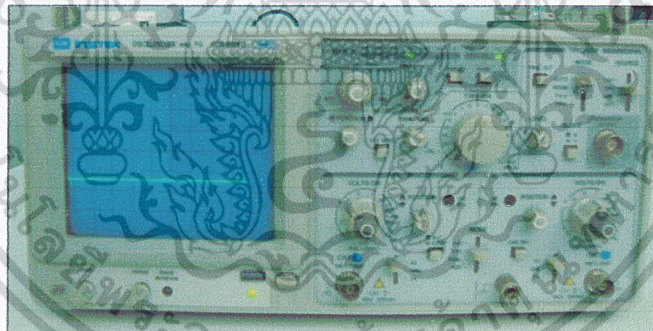
1. PAL Television Generator TSG-271
2. เครื่องปรับเท่าทางอัตรการขยายของสัญญาณที โดยใช้โพลิโนเมียลแบบเบิร์นสไตน์
3. ออสซิลโลสโคป



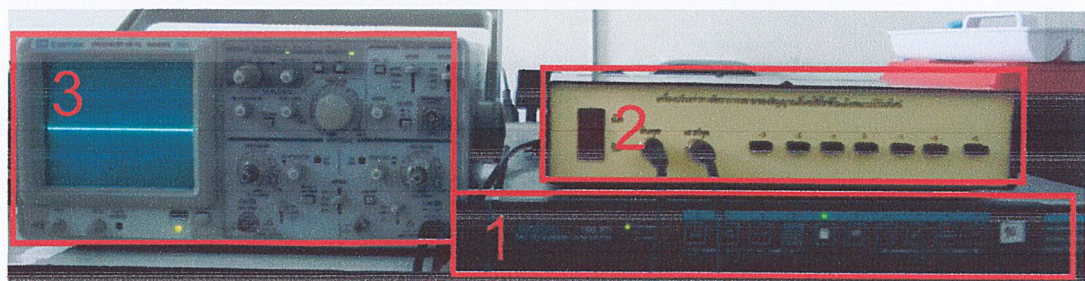
รูปที่ 5.23 เครื่อง PAL Television Generator



รูปที่ 5.24 เครื่องปรับเท่าทางอัตรการขยายของสัญญาณที โดยใช้โพลิโนเมียลแบบเบิร์นสไตน์



รูปที่ 5.25 เครื่อง ออสซิลโลสโคป



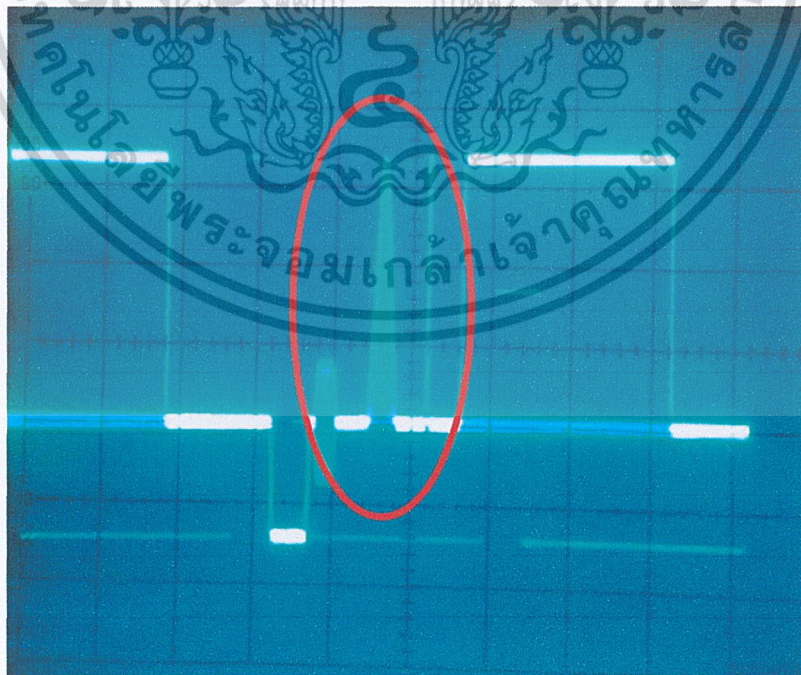
รูปที่ 5.26 การทดลองเครื่องปรับเท่าทางอัตรการขยายของสัญญาณที

โดยใช้โพลิโนเมียลแบบเบิร์นสไตน์

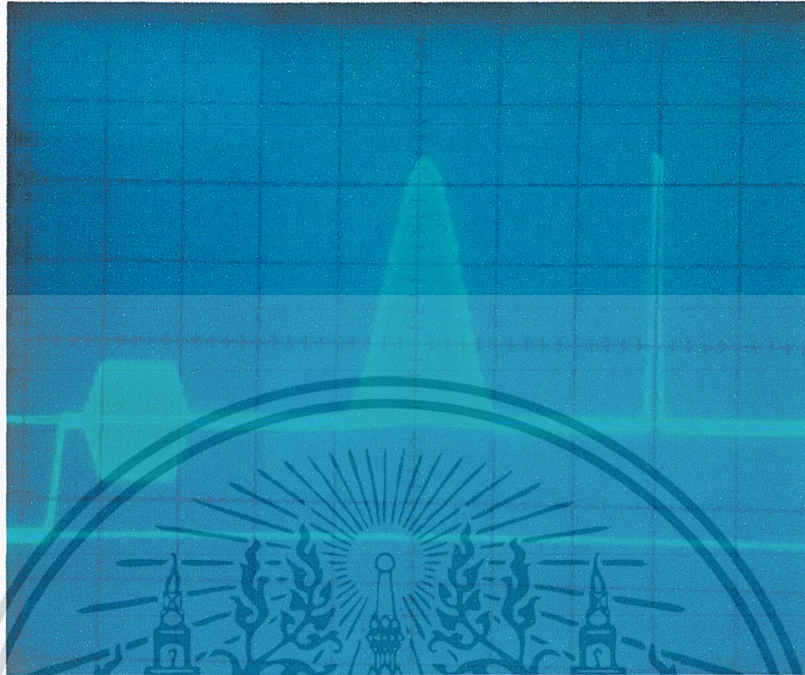
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการติดตั้งอุปกรณ์ดัง ในรูปที่ 5.26 โดยให้ เครื่อง PAL Television Generator เป็นตัวกำเนิดสัญญาณทดสอบ (Test Signal) จะแสดงให้เห็นดังรูปที่ 5.27 โดยเราจะเจาะจงดูไปที่ ในส่วนเฉพาะของสัญญาณทดสอบ 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ ที่วงกลมสีแดงในรูปที่ 5.27 ซึ่งเป็นส่วนที่บ่งบอกว่าสัญญาณ ภาพนั้นมีความผิดเพี้ยนเกิดขึ้น โดยที่จะทำการ วัด โดยต่อผ่านเครื่องมือวัดคือ ออสซิลโลสโคป ซึ่งสามารถแสดงให้เห็นถึงสัญญาณทดสอบ 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ ที่เกิดจากตัวกำเนิดของสัญญาณมาจากเครื่อง PAL Television Generator โดยที่ยังไม่ผ่าน เครื่องปรับเท่าทางอัตราขยายของสัญญาณ โดยใช้โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์ ซึ่งจะทำหน้าที่ขจัดระดับสัญญาณ หรือลดระดับของสัญญาณ จะได้สัญญาณที่ไม่มีความผิดเพี้ยนเกิดขึ้น ดังที่จะแสดงในรูปที่ 5.28

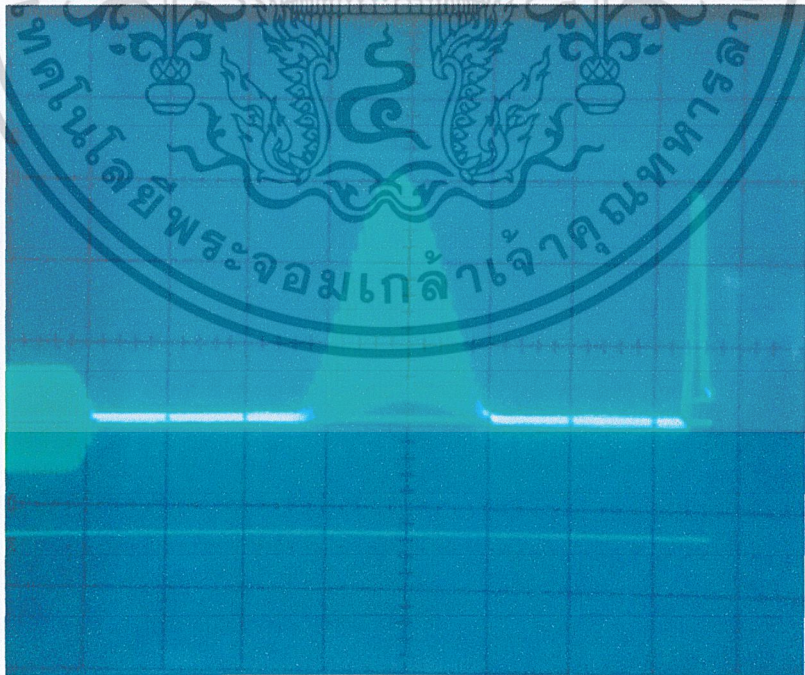
หลังจากที่ได้ วัดสัญญาณที่ไม่มีความผิดเพี้ยนแล้ว ได้นำเอาเครื่องปรับเท่าทางอัตราขยายของสัญญาณ โดยใช้โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์ มาทำการต่อเข้าระหว่าง เครื่อง PAL Television Generator กับ ออสซิลโลสโคป เพื่อทำการวัด ดูว่าเครื่องปรับเท่าทางอัตราขยายของสัญญาณ โดยใช้โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์ สามารถ ขจัดระดับของสัญญาณ หรือ ลดระดับของสัญญาณทดสอบ 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ได้ ตามที่ได้ออกแบบ และจำลองการทำงาน โดยที่ จะแสดงดังรูปที่ 5.29 รูปที่ 5.30 รูปที่ 5.31 รูปที่ 5.32 รูปที่ 5.33 และรูปที่ 5.34



รูปที่ 5.27 สัญญาณทดสอบเส้นที่ 17 ในโทรทัศน์ระบบ PAL



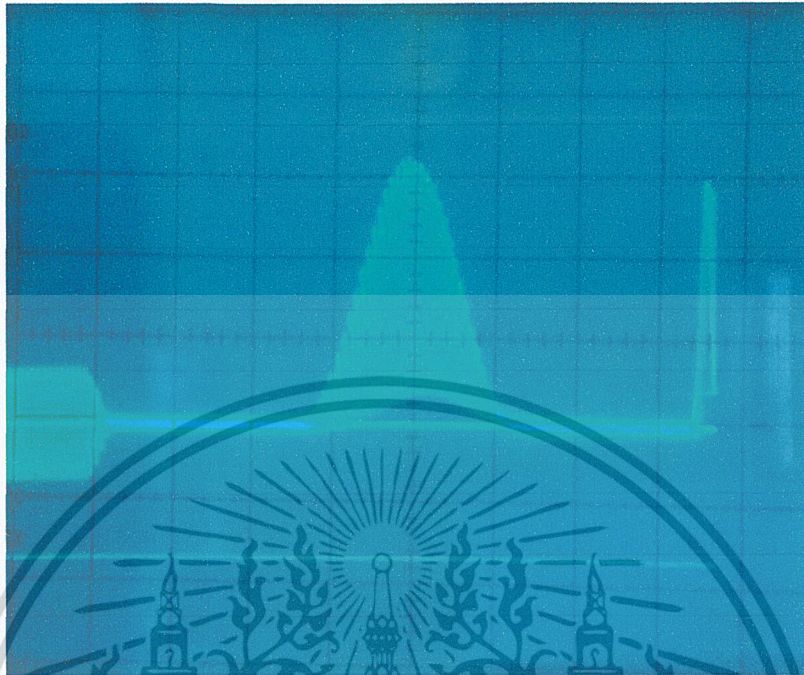
รูปที่ 5.28 สัญญาณทดสอบ 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ที่ไม่มีความผิดเพี้ยน



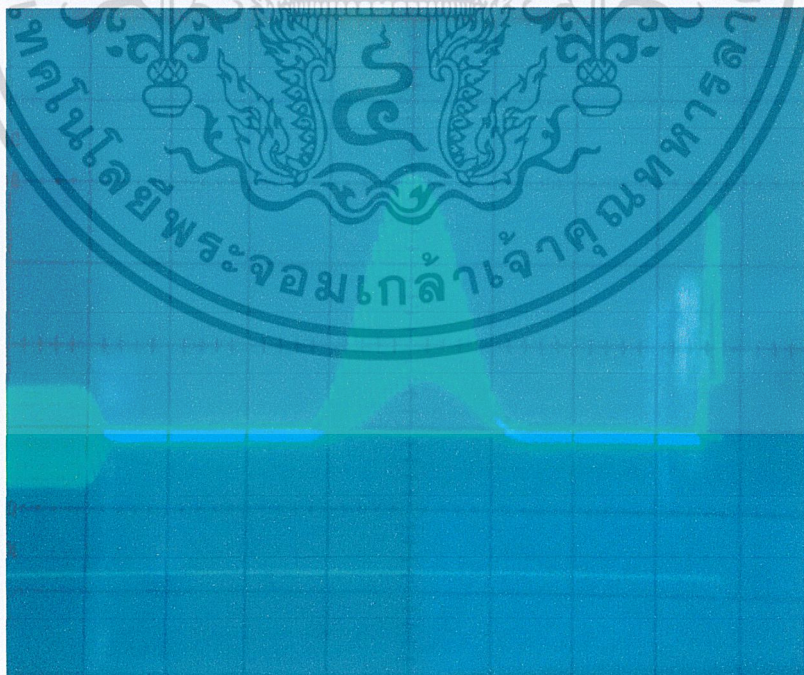
รูปที่ 5.29 สัญญาณทดสอบ 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ที่ผ่าน

เครื่องปรับเท่าทางอัตรการขยายของสัญญาณสี่ โดยใช้โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์ที่ -1 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

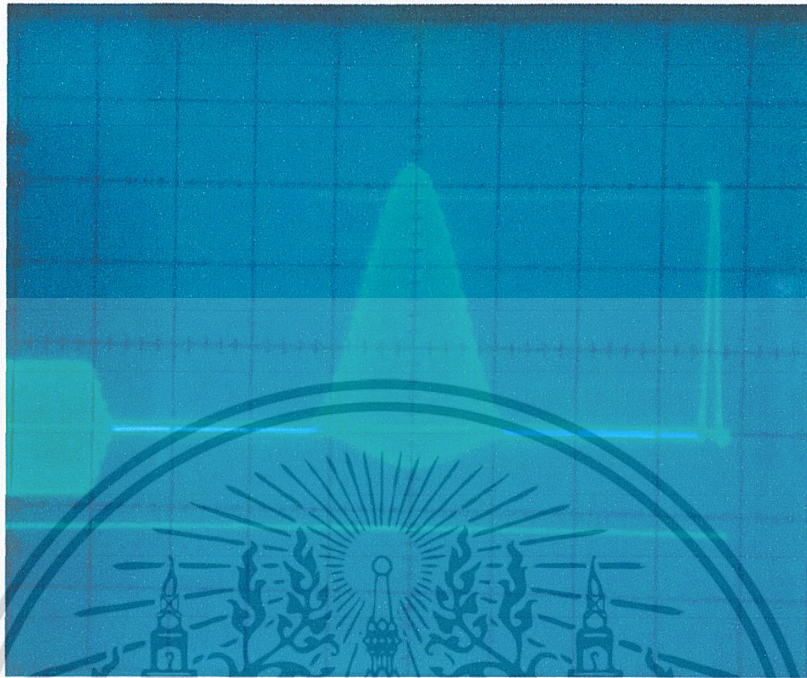


รูปที่ 5.30 สัญญาณทดสอบ 20T ไลน์กำลังสองพัลส์ที่ผ่าน
เครื่องปรับเท่าทางอัตรการขยายของสัญญาณสี่ โดยใช้โพลิโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์ที่ -2 dB

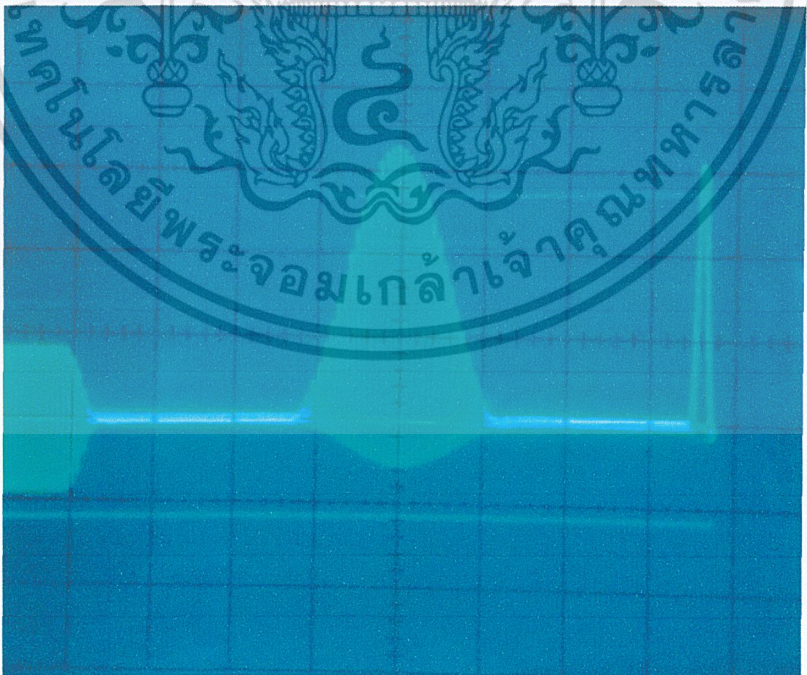


รูปที่ 5.31 สัญญาณทดสอบ 20T ไลน์กำลังสองพัลส์ที่ผ่าน
เครื่องปรับเท่าทางอัตรการขยายของสัญญาณสี่ โดยใช้โพลิโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์ที่ -3 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

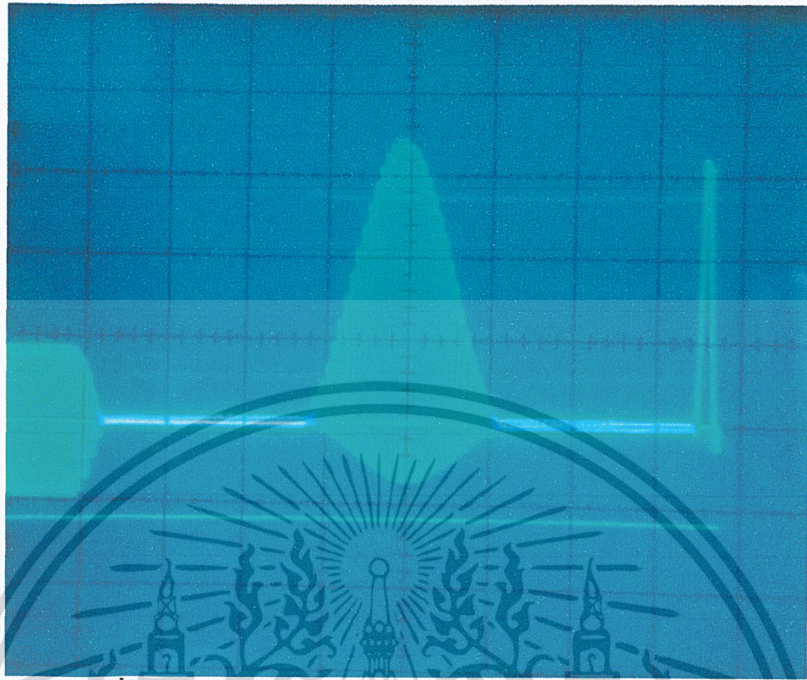


รูปที่ 5.32 สัญญาณทดสอบ 20T ไซน์กำลังสองพัลส์ที่ผ่าน
เครื่องปรับเท่าทางอัตราการขยายของสัญญาณสี่ โดยใช้โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์ ที่ +1 dB



รูปที่ 5.33 สัญญาณทดสอบ 20T ไซน์กำลังสองพัลส์ที่ผ่าน
เครื่องปรับเท่าทางอัตราการขยายของสัญญาณสี่ โดยใช้โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์ที่ +2 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.34 สัญญาณทดสอบ 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ที่ผ่าน
เครื่องปรับเท่าทางอัตรการขยายของสัญญาณสี โดยใช้โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์ที่ +3 dB

เมื่อปรับ อัตรการขยายไปที่ -1 dB -2 dB และ -3 dB สัญญาณถูกลดระดับลง ไปจากเดิมเมื่อเทียบกับสัญญาณทดสอบ 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ที่ไม่มีความผิดเพี้ยนเกิดขึ้น แต่เมื่อปรับ อัตรการขยายที่ +1 dB +2 dB และ +3 dB สัญญาณ มีการยกระดับขึ้นมาเมื่อเทียบกับสัญญาณทดสอบ 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ ในลำดับต่อไปก็จะนำเอาภาพสีที่ใช้ในการอ้างอิงจากการทดลอง ที่ผ่าน มาทำการแก้ปัญหาคำผิดเพี้ยนทางอัตรการขยาย เพื่อเปรียบเทียบค่าแม่สี R G B ว่าสามารถแก้ปัญหาคำผิดเพี้ยนทางอัตรการขยาย ที่เกิดขึ้น สามารถทำให้ภาพสีที่มีความผิดเพี้ยน กลับมาเป็นภาพสีที่ไม่มีความผิดเพี้ยนเกิดขึ้น จะเปรียบเทียบภาพ ก่อนการแก้คำผิดเพี้ยน และหลังที่จากผ่านเครื่องปรับเท่าทางอัตรการขยายของสัญญาณสี โดยใช้โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์ เพื่อแก้คำผิดเพี้ยนแล้ว ในรูปที่ 5.35 รูปที่ 5.36 รูปที่ 5.37 รูปที่ 5.38 รูปที่ 5.39 และรูปที่ 5.40 โดยที่รูปด้านบนจะเป็นภาพที่มีความผิดเพี้ยนทางอัตรการขยาย รูปด้านล่างจะเป็นภาพหลังการแก้ไขคำผิดเพี้ยนทางอัตรการขยายแล้ว



รูปที่ 5.35 เปรียบเทียบของภาพที่มีความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายที่ +1 dB
และ ภาพหลังการแก้ไขความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.36 เปรียบเทียบของภาพที่มีความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายที่ +2 dB
และ ภาพหลังการแก้ไขความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.37 เปรียบเทียบของภาพที่มีความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายที่ +3 dB และ ภาพหลังการแก้ไขความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.38 เปรียบเทียบของภาพที่มีความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายที่ -1 dB
และ ภาพหลังการแก้ไขความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.39 เปรียบเทียบของภาพที่มีความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายที่ -2 dB
และ ภาพหลังการแก้ไขความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



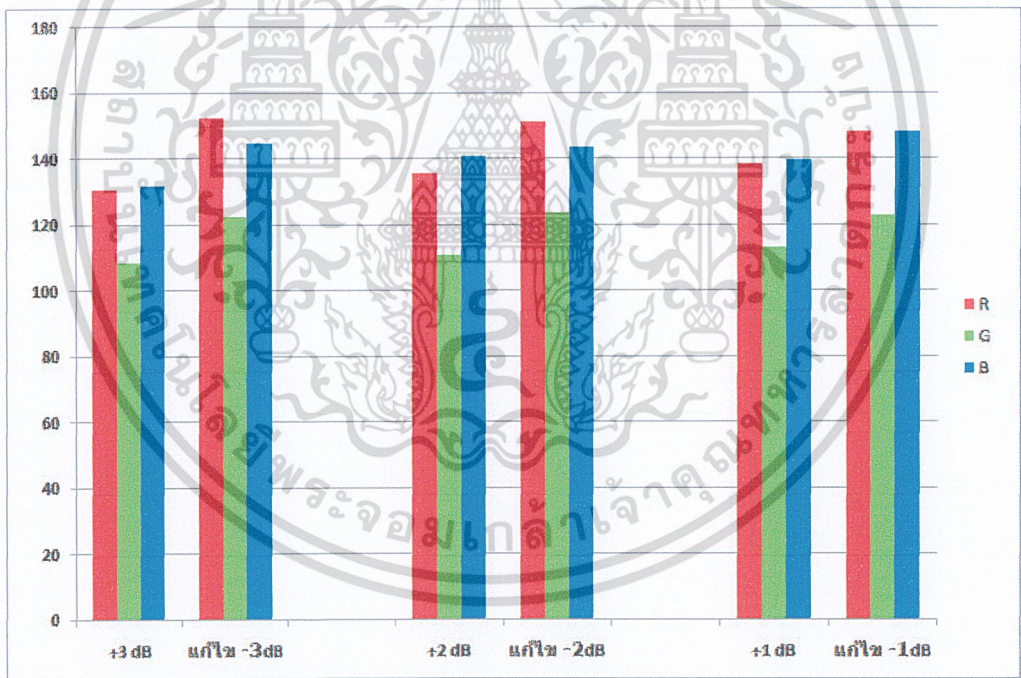
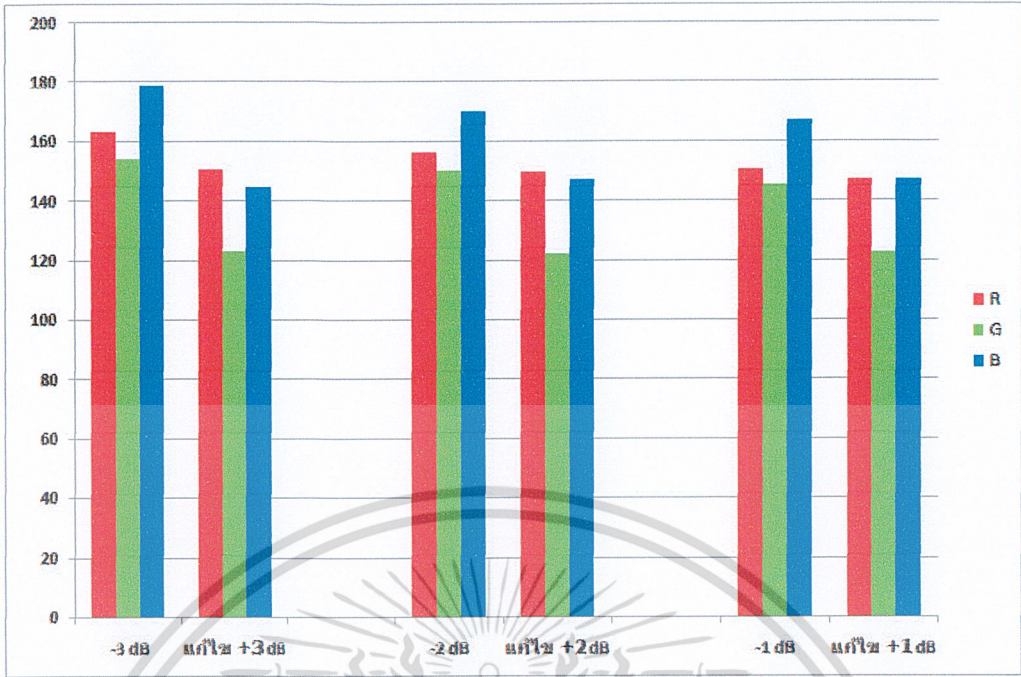
รูปที่ 5.40 เปรียบเทียบของภาพที่มีความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายที่ -3 dB
และ ภาพหลังการแก้ไขความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากภาพสีโทรทัศน์มีความใกล้เคียงกันมาก หากที่จะเปรียบเทียบกับตาเปล่ากับภาพสีที่ไม่มีคามผิดเพี้ยน จึงนำเข้าสู่กระบวนการ image process เพื่อหาค่าแม่สี R G B เปรียบเทียบภาพระหว่างก่อนแก้ไขความผิดเพี้ยนทางอัตราขยาย และ หลังจากการแก้ไขความผิดเพี้ยนทางอัตราขยาย

ตารางที่ 5.2 เปรียบเทียบค่าแม่สี R G B ของภาพสีที่มีความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายอย่างเดียว และภาพสีหลังผ่านการแก้ปัญหาความผิดเพี้ยนด้วยเครื่องปรับเท่าทางอัตราขยายของสัญญาณสี โดยใช้โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์

ความผิดเพี้ยนของภาพ	R	G	B
ภาพสีที่ไม่มีคามผิดเพี้ยน(0 dB)	144.6109	123.6854	151.8935
ภาพสีที่ความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายที่ +1 dB	138.2404	112.9378	139.5828
ภาพสีที่ทำการลดระดับสัญญาณที่ -1 dB	148.1456	122.8404	148.1272
ภาพสีที่ความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายที่ +2 dB	135.8221	110.7874	140.5764
ภาพสีที่ทำการลดระดับสัญญาณที่ -2 dB	151.038	123.6864	143.2627
ภาพสีที่ความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายที่ +3 dB	130.6430	108.5881	131.8870
ภาพสีที่ทำการลดระดับสัญญาณที่ -3 dB	152.4873	122.5779	144.7792
ภาพสีที่ความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายที่ -1 dB	150.8768	145.7451	166.9841
ภาพสีที่ทำการขยายระดับสัญญาณที่ +1 dB	147.4413	122.7502	147.3552
ภาพสีที่ความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายที่ -2 dB	156.1989	150.2110	170.0931
ภาพสีที่ทำการขยายระดับสัญญาณที่ +2 dB	149.7891	122.3782	147.4722
ภาพสีที่ความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายที่ -3 dB	163.4831	154.2142	178.6273
ภาพสีที่ทำการขยายระดับสัญญาณที่ +3 dB	150.7315	123.0270	144.9127



ข.

รูปที่ 5.41 เปรียบเทียบค่าแม่สี RGB ของภาพสีที่มีความผิดเพี้ยนทางอัตราขยาย และ ภาพสีที่ได้รับการแก้ไขความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายด้วยเครื่องปรับเท่าทางอัตราขยายของสัญญาณสี โดยใช้โพลีโนเมียลแบบเบิร์นสไตน์

ก. คือ ปรับเครื่องปรับเท่าทางอัตราขยายของสัญญาณสีที่ +1dB +2dB และ +3dB

ข. คือ ปรับเครื่องปรับเท่าทางอัตราขยายของสัญญาณสีที่ -1dB -2dB และ -3dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อภาพสีที่มีความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายที่ +1 dB +2 dB และ +3 dB ภาพสีจะถูกแก้ไขปัญหาที่เกิดขึ้น โดยทำการลดระดับสัญญาณลง ซึ่งทำให้ภาพที่มีความเข้มมาก ถูกลดระดับความเข้มให้กลับมามีค่าที่ปกติ ภาพสีที่ไม่มีความผิดเพี้ยนเกิดขึ้น แต่ภาพสีที่มีความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายที่ -1 dB -2 dB และ -3 dB ภาพสีจะถูกแก้ไขปัญหาที่เกิดขึ้น โดยทำการเพิ่มระดับสัญญาณขึ้น ซึ่งทำให้ภาพที่มีความสว่างมากถูกลดระดับความสว่างให้กลับมามีค่าที่ปกติ ภาพสีที่ไม่มีความผิดเพี้ยนเกิดขึ้น ซึ่งมีความใกล้เคียงกับภาพสีที่ไม่มีความผิดเพี้ยนทางอัตราขยาย

5.4 สรุป

จากการทดสอบตรวจสอบประสิทธิภาพการทำงานของ เครื่องปรับแก้ทางอัตราขยายของสัญญาณสี โดยใช้โพลิโนเมียลแบบเบิร์ตสไตน์ พบว่าเครื่องสามารถ ขระดับสัญญาณที่ +1 dB +2 dB และ +3 dB ลดระดับสัญญาณที่ -1 dB -2dB และ -3 dB อีกทั้งยัง แก้ไขปัญหาความผิดเพี้ยนทางอัตราขยาย ได้ จนเกือบจะได้ภาพสี ที่ไม่มีความผิดเพี้ยนทางอัตราขยาย แต่ก็ยังมีปัจจัยภายนอกอื่น ๆ ที่ทำให้เกิดผลกระทบ ต่อภาพสีซึ่งยังคง มีความผิดเพี้ยนอยู่เล็กน้อย เนื่องมาจากการปรับเปลี่ยนค่า R และ C ให้มีค่าตามท้องตลาดซึ่งราคา ถูกกว่า รวมทั้งปัญหาความผิดเพี้ยนทางกรู๊ปดีเลย์ รวมทั้งปัจจัยภายนอกอื่น ๆ ซึ่งทำให้เกิดผลกระทบเกิดขึ้น

บทที่ 6

สรุป และแนวทางในการพัฒนาต่อไป

6.1 บทสรุปผลการวิจัย

ทฤษฎีการประมาณของเบิร์นสไตน์ มีความยืดหยุ่นในการปรับเปลี่ยนตัวแปร ถึง 3 พารามิเตอร์ ทำให้มีความเหมาะสมในการออกแบบวงจรกรองความถี่ เพื่อที่จะสามารถลดระดับของสัญญาณ และ เพิ่มระดับของสัญญาณที่ความถี่ 4.43 เมกะเฮิรต์ ของสัญญาณในระบบการส่งภาพโทรทัศน์สี ซึ่งที่การออกแบบได้ทำการออกแบบวงจรอันดับที่ 4 ซึ่งจะทำให้ได้ค่าที่มีประสิทธิภาพที่ดีกว่าวงจรอันดับที่มีอันดับน้อยกว่า

จากการจำลองการทำงาน โดยใช้โปรแกรม Matlab และ Pspice ได้ผลเป็นที่น่าพึงพอใจตามทฤษฎี แต่ในการที่จะหาค่าที่มีความละเอียดตามที่องตลาด เป็นไปได้ยากและ ต้องใช้งบประมาณจำนวนมาก ซึ่งต้องทำการสเกลเพื่อให้ เราสามารถ หา R และ C ได้ตามที่องตลาดทำให้ มีความคลาดเคลื่อนอยู่บ้างจากการจำลอง ผลอาจจะมาจากปัจจัยของความผิดพลาดทางกรุปดิเลย์

โดยที่การทดสอบประสิทธิภาพของ เครื่องปรับเท่าทางอัตรการขยายของสัญญาณสี จะเห็นได้ว่ามีความสามารถ ในการยกระดับของสัญญาณ อีกทั้งยังสามารถลดระดับของสัญญาณ เพื่อที่จะนำมาแก้ปัญหาความผิดเพี้ยนทางอัตรการขยายที่เกิดขึ้นที่ +1 dB +2 dB +3 dB -1 dB -2 dB และ -3 dB อีกทั้งจากการทดลองผ่านการ ใช้โทรทัศน์สีจริง โดยใช้ภาพสีโทรทัศน์ซึ่งสามารถทำให้ค่าแม่สี R G B ที่มีความผิดเพี้ยนทางอัตรการขยาย แก้ปัญหาให้ค่าแม่สี R G B ปรับกลับมาสู่ภาพสี ที่ไม่มีความผิดเพี้ยนทางอัตรการขยายเกิดขึ้น

เครื่องปรับเท่าทางอัตรการขยายสามารถแก้ปัญหาได้ระดับแต่ ยังไม่สามารถแก้ไข ปัญหาที่เกิดจากความผิดเพี้ยนทางขนาด ได้ให้กลับสู่ภาพที่ไม่มีความผิดเพี้ยนทางอัตรการขยาย เนื่องมาจากการปรับค่า R และ C ให้มีตามที่องตลาด รวมทั้งปัจจัยที่มีผลกระทบ ต่าง ๆ ที่เกิดขึ้น จึงทำให้ประสิทธิภาพในการแก้ปัญหาลดลง

จากวงจรที่ได้ออกแบบนี้เป็นพื้นฐาน หรือแนวคิด เพื่อที่จะพัฒนาวงจรใหม่ให้มีประสิทธิภาพ และการประโยชน์การใช้งานกว้างขึ้น ซึ่งในอนาคตอาจจะมีการออกแบบ วงจรเพื่อ แก้ปัญหาที่เกิดจากทางกรุปดิเลย์ หรือการออกแบบ วงจรที่มีประสิทธิภาพมากกว่า ปริมาณนิพจน์นี้ ซึ่งทางผู้จัดทำหวังว่าปริณูณานิพนธ์เล่มนี้ จะเป็นประโยชน์ต่อผู้ที่ต้องการศึกษาต่อไป

6.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนาต่อไป

6.2.1 จากวงจรกรองความถี่ที่ได้ออกแบบนี้จะเป็นตัวอย่างเพื่อใช้ในการพัฒนาวงจรใหม่ให้มีประสิทธิภาพ และประโยชน์ในการใช้งานได้กว้างขึ้น ซึ่งในอนาคตอาจจะออกแบบวงจรโดยพัฒนาให้สามารถแก้ไขปัญหาความผิดเพี้ยนทางดีเลย์ได้ด้วย

6.2.2 การสร้างวงจรกรองความถี่ในปริภูมิตวินนัลระดับนี้อาศัยการต่อวงจร Single Amplifier แบบ Cascade กล่าวคือเป็นการนำวงจรออปแอมป์ 2 วงจรมาต่ออนุกรมกันทำให้วงจรมีข้อจำกัดอยู่บ้าง ทั้งในเรื่องของการออกแบบ ขนาดของวงจร ราคา จึงแนะนำว่าควรพัฒนาให้เป็นวงจร Single Amplifier

6.2.3 การจำลองผ่าน โปรแกรม จำลองการทำงาน เช่น Matlab และ Pspice เป็นเพียงแค่โปรแกรมช่วยในการจำลอง ทางทฤษฎีจะเห็นได้ว่า ยังมีความคลาดเคลื่อนอยู่ เมื่อทำการออกแบบจริง ซึ่งอาจจะมีโปรแกรมที่มีความสามารถในการจำลองการทำงานมากกว่า 2 โปรแกรมดังกล่าว

6.2.4 การสร้างวงจรกรองความถี่ อาศัยคอมพิวเตอร์มาช่วยในการคำนวณอย่างละเอียด และมีการประมาณค่าของอุปกรณ์ หากเรานำค่าของอุปกรณ์ที่นำมาใช้มีค่าใกล้เคียงกับการคำนวณ ก็ได้วงจรที่มีประสิทธิภาพมากขึ้น

6.2.5 ปริภูมิตวินนัลนี้เป็น แนวทางหนึ่งในการนำทฤษฎีทางคณิตศาสตร์มาประยุกต์ใช้ คือ ทฤษฎีการประมาณ แบบเบร็นส์ไตน์ ซึ่งแท้ที่จริงแล้วเป็นเพียงแนวทาง ตัวอย่างในการออกแบบวงจรกรองความถี่อย่างหนึ่ง อาจจะมีวิธีที่มีประสิทธิภาพมากกว่าแนวคิดทฤษฎีนี้

6.2.6 ปริภูมิตวินนัลนี้เป็นเพียงแค่ทางเลือกในการปัญหาความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายที่เกิดขึ้น ปัจจัยในการเกิดความผิดเพี้ยน อาจจะมีสาเหตุเกิดจาก ผลกระทบอื่นเช่น สายส่ง วงจรภายใน ซึ่งการใช้วงจรกรองความถี่เป็นเพียงแค่ วิธีการหนึ่ง อาจจะมีวิธีการแก้ปัญหาที่มีประสิทธิภาพ หรือความเหมาะสมกว่าการใช้วงจรกรองความถี่

บรรณานุกรม

- [1] L. R Rajagopal, and S. C Dutta-Roy, "Design of Maximally-Flat FIR Filters Using The Bernstein Polynomial" IEEE Trans. On Circuits and Systems, vol. CAS-32, pp. 1587-1590, Dec. 1987.
- [2] กนก เจนจิระพงศ์เวช, "การตรวจสอบสัญญาณวีดีโอ", คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- [3] ประทีป เทียนชัยอนันต์ และ ประสิทธิ์ แซ่เบ้, "การออกแบบวงจรอิกควอไลเซอร์เพื่อแก้ความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณสีโดยใช้เบรินสไตน์โพลีโนเมียล", 2550
- [4] ลอเรนซ์ พี. สุขสมาน, "การออกแบบวงจรกรองแอนะล็อก Active and Passive Analog Filter Design". แปลโดย จิรยุทธ์ มัทธนกุล. กรุงเทพฯ : แมคกรอ-ฮิล ,2544
- [5] Delton T. Horn, "Designing and Building Electronic Filters", McGraw-Hill,1992
- [6] Wai-Kai Chen, "Passive and Active Filters Theory and Implements", Wiley & Sons,1986
- [7] วิษณุ เหลืองอร่าม และ สุวัฒน์ ภัณฑารักษ์สกุล, "วงจรรีเลย์ที่พีโครมิแนนซ์อิกควอไลเซอร์", 2542
- [8] พิสุทธิ สรรพสุข และ สิริพิชญ์ พวงพยอม, "การแก้ความผิดเพี้ยนของสัญญาณสีในเครื่องรับโทรทัศน์บนพื้นฐาน LMS อัลกอริทึมโดยใช้ TMS 320C6416 DSK",2550
- [9] V. Chutchavong, O. Sangaroon, C. Benjargkapa and K. Janchitrapongues , "IEEJ Transaction on Electronics Information and System", Sanbi Printing, pp. 1411-1422, Aug. 2010
- [10] D. Baez-Lopez, "The Bernstein Filter A New Class of Linear Phase Filter Approximation," Proc. IEEE, vol. 2, pp. 704-707, May 1991.
- [11] D. Baez-Lopez, "Linear Phase IIR Digital Filters Using the Bernstein Polynomial, "in Proc. ICASSP-91, vol. 3, pp. 1661-1664, Apr. 1991.
- [12] มนต์ สัจวรศิลป์ และ วรรัตน์ ภัทรอมรกุล, "คู่มือการใช้งาน MATLAB ฉบับสมบูรณ์", อิน โฟเพรส, 2543



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรม เปรียบเทียบแม่สี RGB ของรูปภาพ

```
clear all;
img{1}=imread('0_0.bmp');
img{2}=imread('+1_0.bmp');
img{3}=imread('+2_0.bmp');
img{4}=imread('+3_0.bmp');
img{5}=imread('-1_0.bmp');
img{6}=imread('-2_0.bmp');
img{7}=imread('-3_0.bmp');

for im=1:15
    [row,col,band]=size(img{im});
    for j=1:band

dim{im}(j)=sum(sum(img{im}(:, :, j)))/(col*row);
    end

end
```

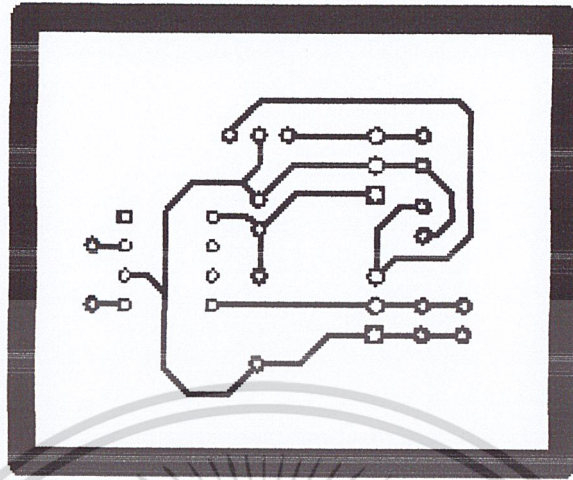
โปรแกรม สัญญาณทดสอบ 20T ไชน์กำลังสองพัลส์

```
clc;
clear all;
T0 = 0.1*10^-6;
t = linspace(0,4*10^-6,300);
w = 2*pi*4.43*10^6;
A = 1.4125;
torr = -300*10^-9;
for k = 1:1:300
x(k) = 0.5*(sin(pi*t(k)/(40*T0)))^2+A/2*
((sin(pi*(t(k)-torr)/(40*T0)))^2)*cos(w*t(k));
end
plot(t,x)
ylabel('Amplitude')
xlabel('Time(sec)')
```

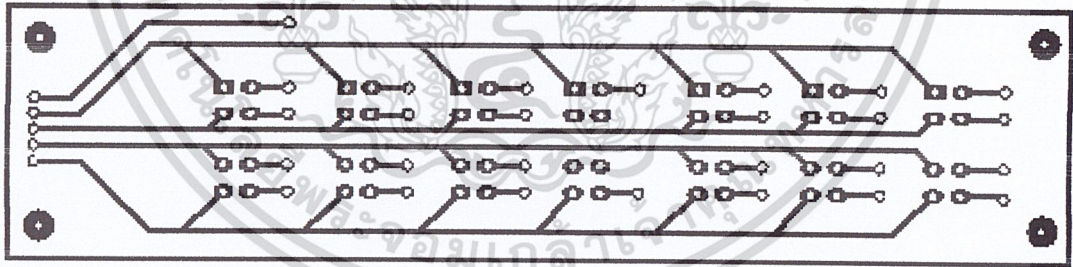


ทบวงศึกษาฯ
ทบวงการศึกษาฯ

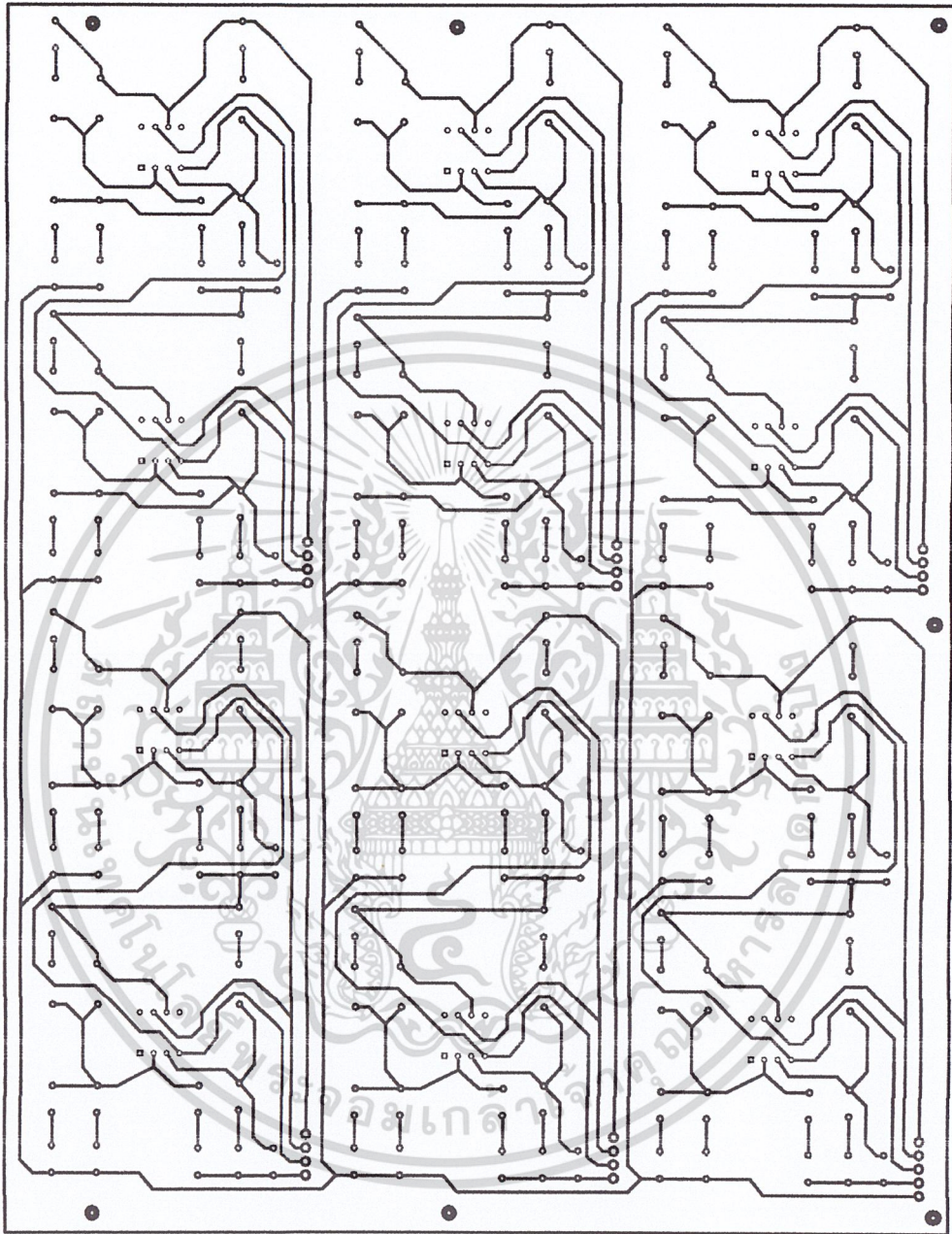
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ข.1 แผ่น PCB ของวงจรแปลงแรงดันไฟฟ้า



รูปที่ ข.2 แผ่นPCB ของวงจรปรับเปลี่ยนการทำงาน



รูปที่ ข.3 แผ่น PCB ของวงจรปรับเท่าทางขนาดที่ ± 1 dB ± 2 dB และ ± 3 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ค.

IC AD 8009

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AD8009

FEATURES

Ultrahigh Speed

5,500 V/ μ s Slew Rate, 4 V Step, G = +2

545 ps Rise Time, 2 V Step, G = +2

Large Signal Bandwidth

440 MHz, G = +2

320 MHz, G = +10

Small Signal Bandwidth (-3 dB)

1 GHz, G = +1

700 MHz, G = +2

Settling Time 10 ns to 0.1%, 2 V Step, G = +2

Low Distortion over Wide Bandwidth

SFDR

-66 dBc @ 20 MHz, Second Harmonic

-75 dBc @ 20 MHz, Third Harmonic

Third Order Intercept (3IP)

26 dBm @ 70 MHz, G = +10

Good Video Specifications

Gain Flatness 0.1 dB to 75 MHz

0.01% Differential Gain Error, $R_L = 150 \Omega$

0.01° Differential Phase Error, $R_L = 150 \Omega$

High Output Drive

175 mA Output Load Drive

10 dBm with -38 dBc SFDR @ 70 MHz, G = +10

Supply Operation

+5 V to ± 5 V Voltage Supply

14 mA (Typ) Supply Current

APPLICATIONS

Pulse Amplifier

IF/RF Gain Stage/Amplifiers

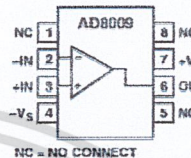
High Resolution Video Graphics

High Speed Instrumentations

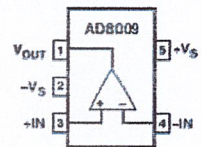
CCD Imaging Amplifier

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAMS

8-Lead Plastic SOIC (R-8)



5-Lead SOT-23 (KT-5)



NC = NO CONNECT

PRODUCT DESCRIPTION

The AD8009 is an ultrahigh speed current feedback amplifier with a phenomenal 5,500 V/ μ s slew rate that results in a rise time of 545 ps, making it ideal as a pulse amplifier.

The high slew rate reduces the effect of slew rate limiting and results in the large signal bandwidth of 440 MHz required for high resolution video graphic systems. Signal quality is maintained over a wide bandwidth with worst-case distortion of -40 dBc @ 250 MHz (G = +10, 1 V p-p). For applications with multitone signals, such as IF signal chains, the third order intercept (3IP) of 12 dBm is achieved at the same frequency. This distortion performance coupled with the current feedback architecture make the AD8009 a flexible component for a gain stage amplifier in IF/RF signal chains.

The AD8009 is capable of delivering over 175 mA of load current and will drive four back terminated video loads while maintaining low differential gain and phase error of 0.02% and 0.04°, respectively. The high drive capability is also reflected in the ability to deliver 10 dBm of output power @ 70 MHz with -38 dBc SFDR.

The AD8009 is available in a small SOIC package and will operate over the industrial temperature range -40°C to +85°C. The AD8009 is also available in an SOT-23-5 and will operate over the commercial temperature range of 0°C to 70°C.

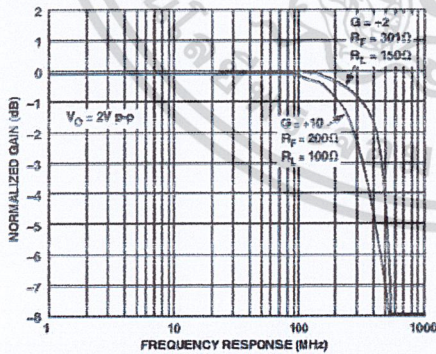


Figure 1. Large Signal Frequency Response; G = +2 and +10
REV. F

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 that may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

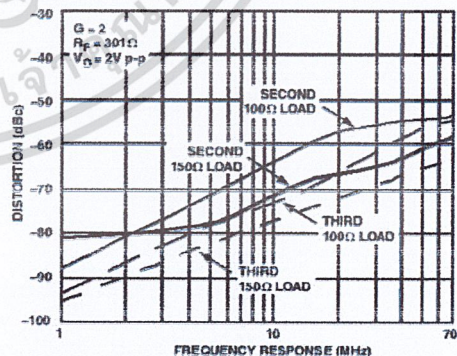


Figure 2. Distortion vs. Frequency; G = +2

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781/329-4700 www.analog.com
Fax: 781/326-8703 © 2004 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

AD8009—SPECIFICATIONS

(@ $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 5\text{ V}$, $R_L = 100\ \Omega$; for R Package: $R_F = 301\ \Omega$ for $G = +1$, $+2$, $R_F = 200\ \Omega$ for $G = +10$; for RT Package: $R_F = 332\ \Omega$ for $G = +1$, $R_F = 226\ \Omega$ for $G = +2$ and $R_F = 191\ \Omega$ for $G = +10$, unless otherwise noted.)

Model	Conditions	AD8009AR/JRT			Unit	
		Min	Typ	Max		
DYNAMIC PERFORMANCE						
-3 dB Small Signal Bandwidth, $V_O = 0.2\text{ V p-p}$	R Package	$G = +1$, $R_F = 301\ \Omega$		1,000	MHz	
	RT Package	$G = +1$, $R_F = 332\ \Omega$		845	MHz	
Large Signal Bandwidth, $V_O = 2\text{ V p-p}$		$G = +2$	480	700	MHz	
		$G = +10$	300	350	MHz	
		$G = +2$	390	440	MHz	
Gain Flatness 0.1 dB, $V_O = 0.2\text{ V p-p}$		$G = +10$	235	320	MHz	
		$G = +2$, $R_L = 150\ \Omega$	45	75	MHz	
Slew Rate		$G = +2$, $R_L = 150\ \Omega$, 4 V Step	4,500	5,500	V/ μs	
Settling Time to 0.1%		$G = +2$, $R_L = 150\ \Omega$, 2 V Step		10	ns	
		$G = +10$, 2 V Step		25	ns	
Rise and Fall Time		$G = +2$, $R_L = 150\ \Omega$, 4 V Step		0.725	ns	
HARMONIC/NOISE PERFORMANCE						
Second Harmonic $G = +2$, $V_O = 2\text{ V p-p}$		10 MHz		-73	dBc	
		20 MHz		-66	dBc	
		70 MHz		-56	dBc	
Third Harmonic		10 MHz		-77	dBc	
		20 MHz		-75	dBc	
		70 MHz		-58	dBc	
Third Order Intercept (3IP) W.R.T. Output, $G = +10$		70 MHz		26	dBm	
		150 MHz		18	dBm	
		250 MHz		12	dBm	
Input Voltage Noise		$f = 10\text{ MHz}$		1.9	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	
Input Current Noise		$f = 10\text{ MHz}$, $+I_n$		46	pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$	
		$-I_n$		41	pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$	
Differential Gain Error		NTSC, $G = +2$, $R_L = 150\ \Omega$		0.01	0.03	%
		$R_L = 37.5\ \Omega$		0.02	0.05	%
Differential Phase Error		NTSC, $G = +2$, $R_L = 150\ \Omega$		0.01	0.03	Degrees
		$R_L = 37.5\ \Omega$		0.04	0.08	Degrees
DC PERFORMANCE						
Input Offset Voltage				2	5	mV
		T_{MIN} to T_{MAX}			7	mV
Offset Voltage Drift				4		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
		T_{MIN} to T_{MAX}		50	150	$\pm\mu\text{A}$
-Input Bias Current				75		$\pm\mu\text{A}$
		T_{MIN} to T_{MAX}		50	150	$\pm\mu\text{A}$
+Input Bias Voltage				75		$\pm\mu\text{A}$
		T_{MIN} to T_{MAX}		90	250	k Ω
Open-Loop Transresistance				170		k Ω
		T_{MIN} to T_{MAX}				
INPUT CHARACTERISTICS						
Input Resistance		+Input		110		k Ω
		-Input		8		Ω
Input Capacitance		+Input		2.6		pF
Input Common-Mode Voltage Range				3.8		$\pm\text{V}$
Common-Mode Rejection Ratio		$V_{\text{CM}} = \pm 2.5$	50	52		dB
OUTPUT CHARACTERISTICS						
Output Voltage Swing			± 3.7	± 3.8		V
Output Current		$R_L = 10\ \Omega$, P_D Package = 0.7 W	150	175		mA
Short-Circuit Current				330		mA
POWER SUPPLY						
Operating Range			+5	± 6		V
Quiescent Current				14	16	mA
		T_{MIN} to T_{MAX}			18	mA
Power Supply Rejection Ratio		$V_S = \pm 4\text{ V to } \pm 6\text{ V}$	64	70		dB

Specifications subject to change without notice.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SPECIFICATIONS (@ $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = +5\text{ V}$, $R_L = 100\ \Omega$, for R Package: $R_F = 301\ \Omega$ for $G = +1, +2$, $R_F = 200\ \Omega$ for $G = +10$).

Model	Conditions	AD8009AR/JRT			Unit
		Min	Typ	Max	
DYNAMIC PERFORMANCE					
-3 dB Small Signal Bandwidth, $V_O = 0.2\text{ V p-p}$	$G = +1$, $R_F = 301\ \Omega$		630		MHz
	$G = +2$		430		MHz
Large Signal Bandwidth, $V_O = 2\text{ V p-p}$	$G = +10$		300		MHz
	$G = +2$		365		MHz
Gain Flatness 0.1 dB, $V_O = 0.2\text{ V p-p}$	$G = +10$		250		MHz
	$G = +2$, $R_L = 150\ \Omega$		65		MHz
Slew Rate	$G = +2$, $R_L = 150\ \Omega$, 4 V Step		2,100		V/ μs
Settling Time to 0.1%	$G = +2$, $R_L = 150\ \Omega$, 2 V Step		10		ns
	$G = +10$, 2 V Step		25		ns
Rise and Fall Time	$G = +2$, $R_L = 150\ \Omega$, 4 V Step		0.725		ns
HARMONIC/NOISE PERFORMANCE					
Second Harmonic $G = +2$, $V_O = 2\text{ V p-p}$	10 MHz		-74		dBc
	20 MHz		-67		dBc
	70 MHz		-48		dBc
Third Harmonic	10 MHz		-76		dBc
	20 MHz		-72		dBc
	70 MHz		-44		dBc
Input Voltage Noise	$f = 10\text{ MHz}$		1.9		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
Input Current Noise	$f = 10\text{ MHz}$, $+I_n$		46		$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
	$-I_n$		41		$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
DC PERFORMANCE					
Input Offset Voltage			1	4	mV
-Input Bias Current			50	150	$\pm\mu\text{A}$
+Input Bias Current			50	150	$\pm\mu\text{A}$
INPUT CHARACTERISTICS					
Input Resistance	+Input		110		k Ω
	-Input		8		Ω
Input Capacitance	+Input		2.6		pF
Input Common-Mode Voltage Range			1.2 to 3.8		V
Common-Mode Rejection Ratio	$V_{CM} = 1.5\text{ V to }3.5\text{ V}$	50	52		dB
OUTPUT CHARACTERISTICS					
Output Voltage Swing			1.1 to 3.9		V
Output Current	$R_L = 10\ \Omega$, P_D Package = 0.7 W		175		mA
Short-Circuit Current			330		mA
POWER SUPPLY					
Operating Range		+5		± 6	V
Quiescent Current			10	12	mA
Power Supply Rejection Ratio	$V_S = 4.5\text{ V to }5.5\text{ V}$	64	70		dB

Specifications subject to change without notice.

AD8009

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS¹

Supply Voltage	12.6 V
Internal Power Dissipation ²	
Small Outline Package (R)	0.75 W
Input Voltage (Common-Mode)	$\pm V_S$
Differential Input Voltage	± 3.5 V
Output Short-Circuit Duration	Observe Power Derating Curves
Storage Temperature Range R Package	-65°C to +125°C
Operating Temperature Range (A Grade)	-40°C to +85°C
Operating Temperature Range (J Grade)	0°C to 70°C
Lead Temperature Range (Soldering 10 sec)	300°C

NOTES

¹Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only; functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational section of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

²Specification is for device in free air.

8-Lead SOIC Package: $\theta_{JA} = 135^\circ\text{C/W}$.

5-Lead SOT-23 Package: $\theta_{JA} = 240^\circ\text{C/W}$.

MAXIMUM POWER DISSIPATION

The maximum power that can be safely dissipated by the AD8009 is limited by the associated rise in junction temperature. The maximum safe junction temperature for plastic encapsulated devices is determined by the glass transition temperature of the plastic, approximately 150°C. Exceeding this limit temporarily may cause a shift in parametric performance due to a change in the stresses exerted on the die by the package. Exceeding a junction temperature of 175°C for an extended period can result in device failure.

While the AD8009 is internally short circuit protected, this may not be sufficient to guarantee that the maximum junction temperature (150°C) is not exceeded under all conditions. To ensure proper operation, it is necessary to observe the maximum power derating curves.

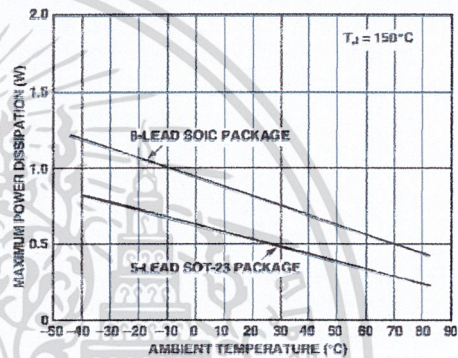


Figure 3. Plot of Maximum Power Dissipation vs. Temperature

ORDERING GUIDE

Model	Temperature Range	Package Description	Package Option	Branding
AD8009AR	-40°C to +85°C	8-Lead SOIC	R-8	
AD8009AR-REEL	-40°C to +85°C	8-Lead SOIC	R-8	
AD8009AR-REEL7	-40°C to +85°C	8-Lead SOIC	R-8	
AD8009ARZ*	-40°C to +85°C	8-Lead SOIC	R-8	
AD8009ARZ-REEL*	-40°C to +85°C	8-Lead SOIC	R-8	
AD8009ARZ-REEL7*	-40°C to +85°C	8-Lead SOIC	R-8	
AD8009JRT-R2	0°C to 70°C	5-Lead SOT-23	RT-5	HKJ
AD8009JRT-REEL	0°C to 70°C	5-Lead SOT-23	RT-5	HKJ
AD8009JRT-REEL7	0°C to 70°C	5-Lead SOT-23	RT-5	HKJ
AD8009JRTZ-REEL*	0°C to 70°C	5-Lead SOT-23	RT-5	HKJ
AD8009JRTZ-REEL7*	0°C to 70°C	5-Lead SOT-23	RT-5	HKJ
AD8009ACHIPS		Die		

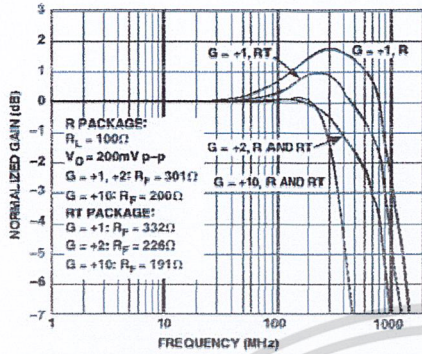
*Z = Pb-free part.

CAUTION

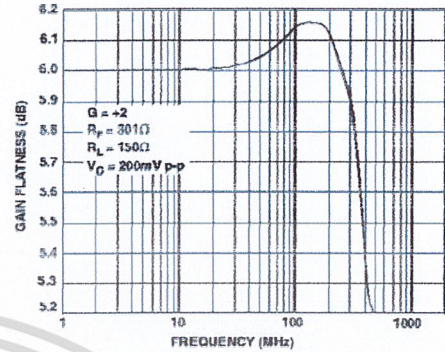
ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Electrostatic charges as high as 4000 V readily accumulate on the human body and test equipment and can discharge without detection. Although the AD8009 features proprietary ESD protection circuitry, permanent damage may occur on devices subjected to high energy electrostatic discharges. Therefore, proper ESD precautions are recommended to avoid performance degradation or loss of functionality.



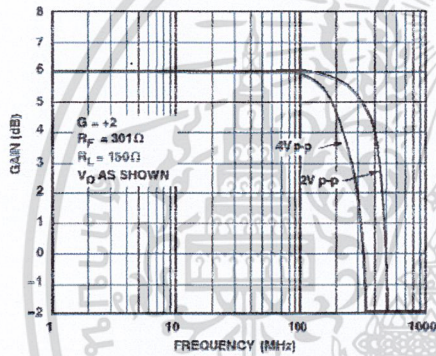
Typical Performance Characteristics—AD8009



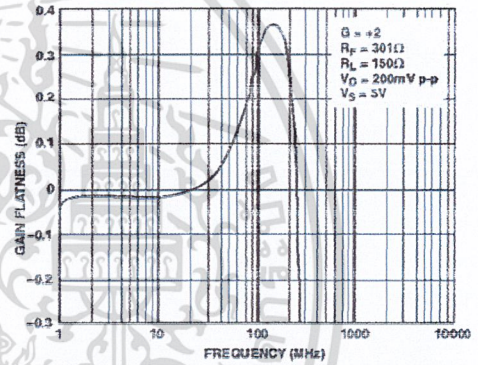
TPC 1. Frequency Response; $G = +1, +2, +10$, R and RT Packages



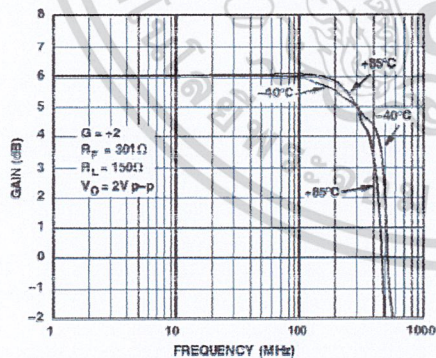
TPC 4. Gain Flatness; $G = +2$



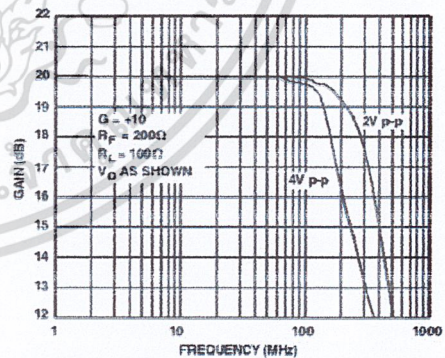
TPC 2. Large Signal Frequency Response; $G = +2$



TPC 5. Gain Flatness; $G = +2$; $V_S = 5\text{V}$



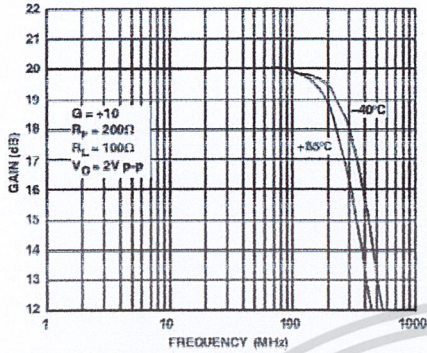
TPC 3. Large Signal Frequency Response vs. Temperature; $G = +2$



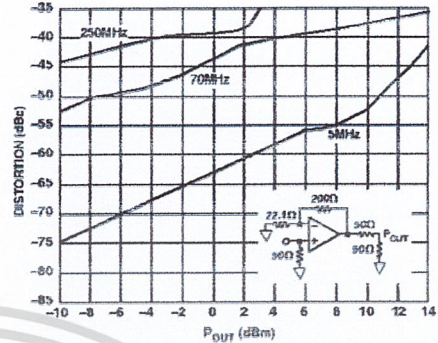
TPC 6. Large Signal Frequency Response; $G = +10$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

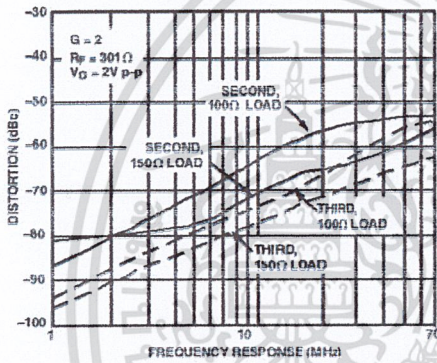
AD8009



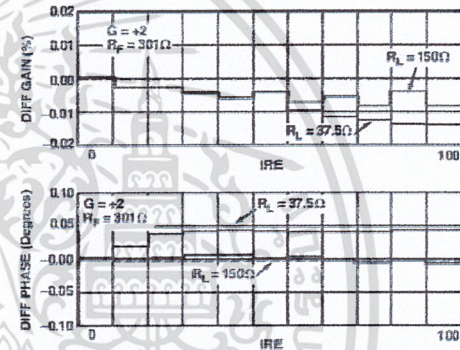
TPC 7. Large Signal Frequency Response vs. Temperature; $G = +10$



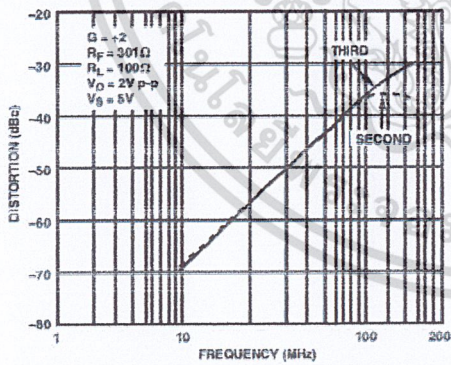
TPC 10. Second Harmonic Distortion vs. P_{OUT} ; ($G = +10$)



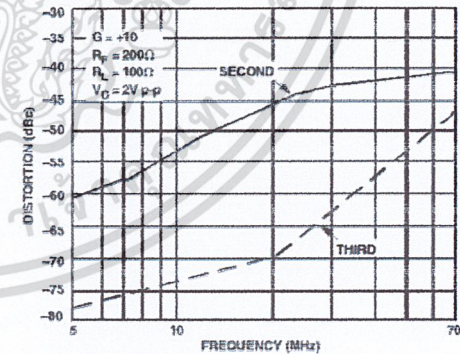
TPC 8. Distortion vs. Frequency; $G = +2$



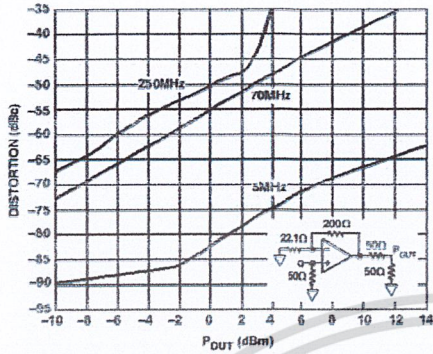
TPC 11. Differential Gain and Phase



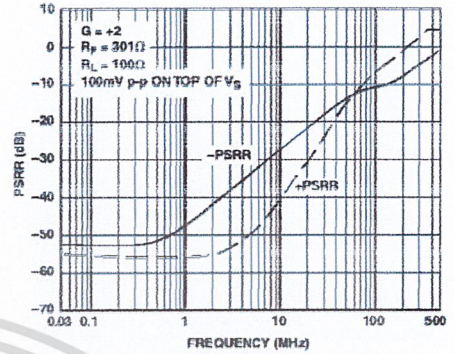
TPC 9. Distortion vs. Frequency; $G = +2$; $V_S = 5 V$



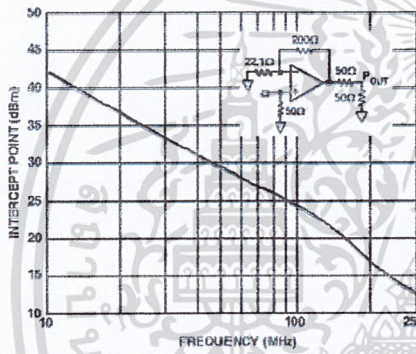
TPC 12. Distortion vs. Frequency; $G = +10$



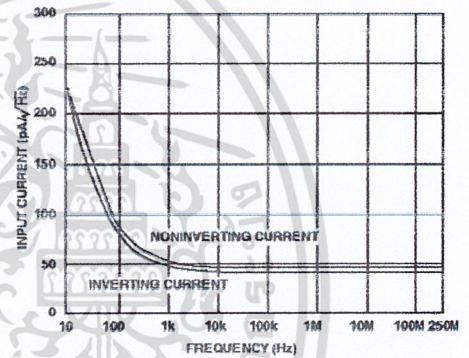
TPC 13. Third Harmonic Distortion vs. P_{OUT} ; ($G = +10$)



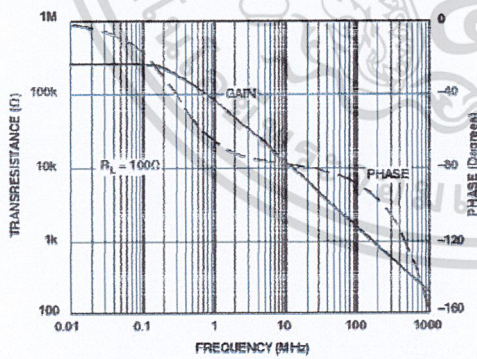
TPC 16. PSRR vs. Frequency



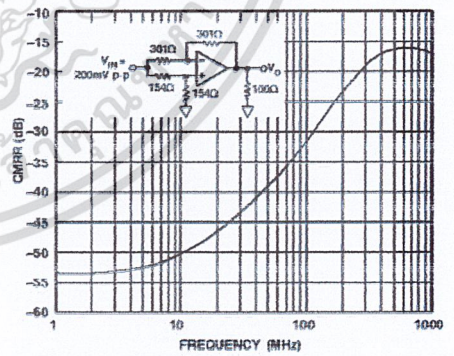
TPC 14. Two Tone, Third Order IMD Intercept vs. Frequency; $G = +10$



TPC 17. Current Noise vs. Frequency

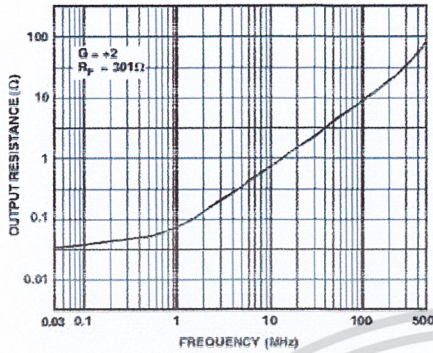


TPC 15. Transresistance and Phase vs. Frequency

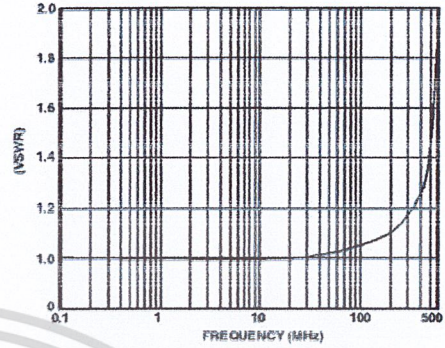


TPC 18. CMRR vs. Frequency

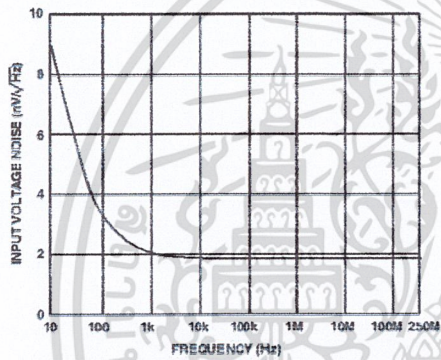
AD8009



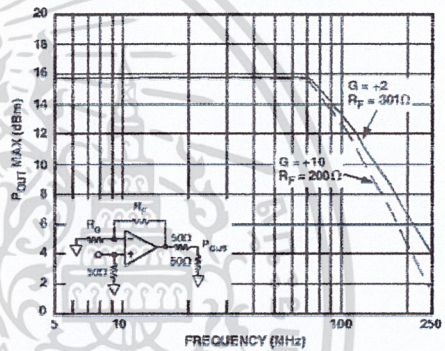
TPC 19. Output Resistance vs. Frequency



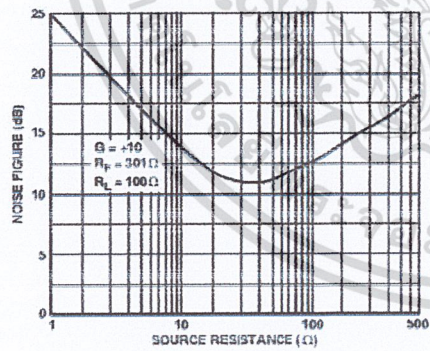
TPC 22. Input VSWR; $G = +10$



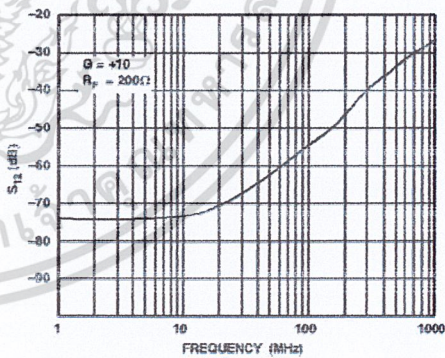
TPC 20. Voltage Noise vs. Frequency



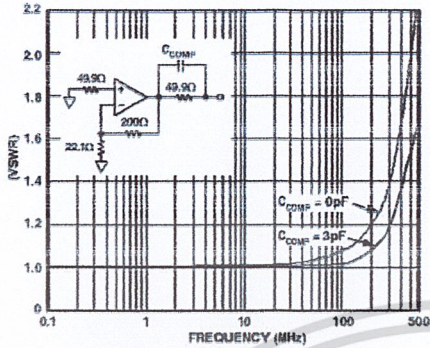
TPC 23. Maximum Output Power vs. Frequency



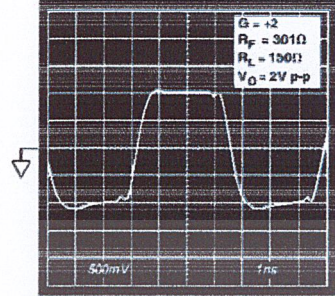
TPC 21. Noise Figure



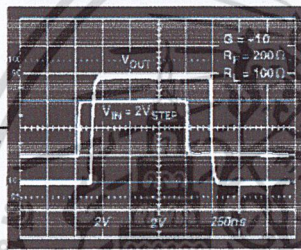
TPC 24. Reverse Isolation (S_{12}); $G = +10$



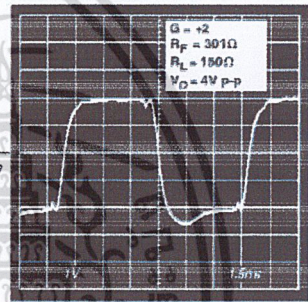
TPC 25. Output VSWR; G = +10



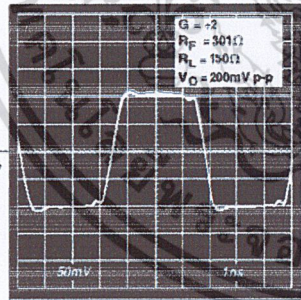
TPC 28. 2 V Transient Response; G = +2



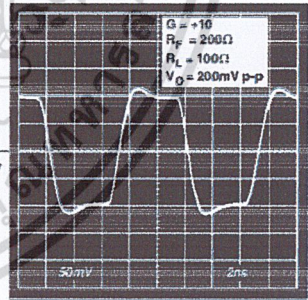
TPC 26. Overdrive Recovery; G = +10



TPC 29. 4 V Transient Response; G = +2

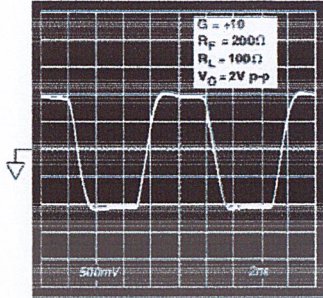


TPC 27. 2 V Transient Response; G = +2

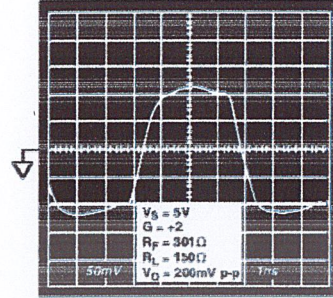


TPC 30. Small Signal Transient Response; G = +10

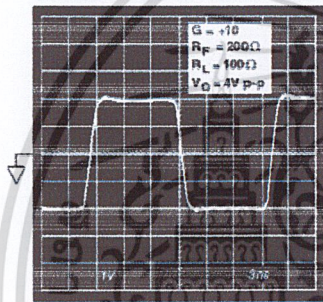
AD8009



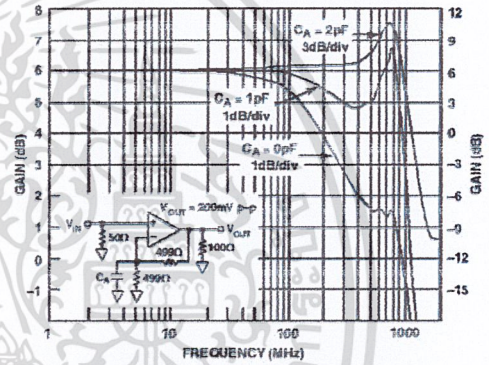
TPC 31. 2 V Transient Response; $G = +10$



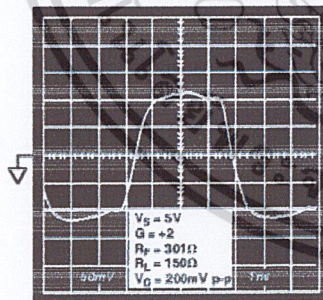
TPC 34. 2 V Transient Response; $V_S = 5\text{ V}$; $G = +2$



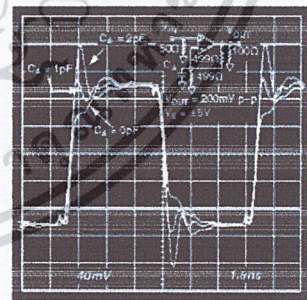
TPC 32. 4 V Transient Response; $G = +10$



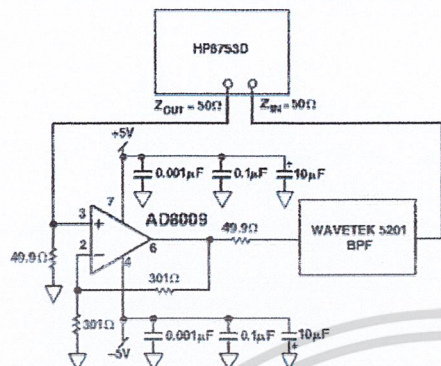
TPC 35. Small Signal Frequency Response vs. Parasitic Capacitance



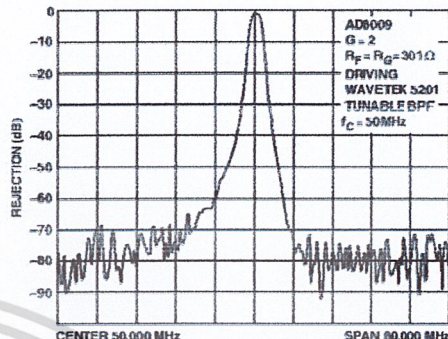
TPC 33. Small Signal Transient Response; $V_S = 5\text{ V}$; $G = +2$



TPC 36. Small Signal Pulse Response vs. Parasitic Capacitance



TPC 37. AD8009 Driving a Band-Pass RF Filter



TPC 38. Frequency Response of Band-Pass Filter Circuit

APPLICATIONS

All current feedback op amps are affected by stray capacitance on their $-$ INPUT. TPCs 35 and 36 illustrate the AD8009's response to such capacitance.

TPC 35 shows the bandwidth can be extended by placing a capacitor in parallel with the gain resistor. The small signal pulse response corresponding to such an increase in capacitance/bandwidth is shown in TPC 36.

As a practical consideration, the higher the capacitance on the $-$ INPUT to GND, the higher R_F needs to be to minimize peaking/ringing.

RF Filter Driver

The output drive capability, wide bandwidth, and low distortion of the AD8009 are well suited for creating gain blocks that can drive RF filters. Many of these filters require that the input be driven by a 50Ω source, while the output must be terminated in 50Ω for the filters to exhibit their specified frequency response.

TPC 37 shows a circuit for driving and measuring the frequency response of a filter, a Wavetek 5201 tunable band-pass filter that is tuned to a 50 MHz center frequency. The HP8753D network provides a stimulus signal for the measurement. The analyzer has a 50Ω source impedance that drives a cable that is terminated in 50Ω at the high impedance noninverting input of the AD8009.

The AD8009 is set at a gain of $+2$. The series 50Ω resistor at the output, along with the 50Ω termination provided by the filter and its termination, yield an overall unity gain for the measured path. The frequency response plot of TPC 38 shows the circuit to have an insertion loss of 1.3 dB in the pass band and about 75 dB rejection in the stop band.

AD8009

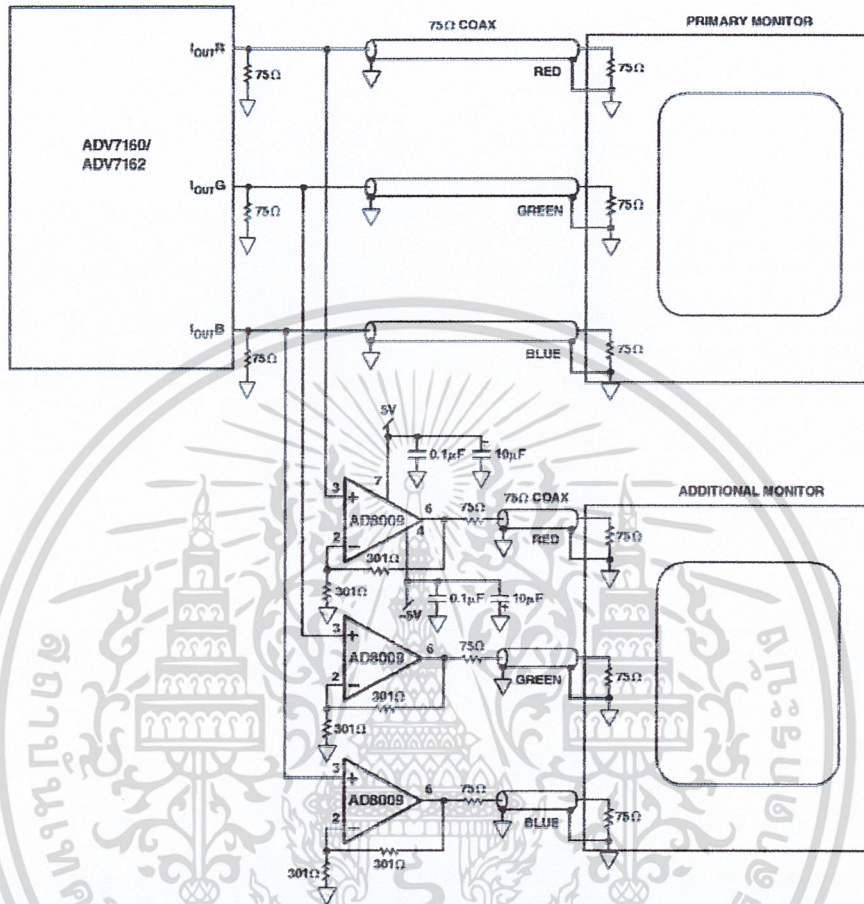


Figure 4. Driving an Additional High Resolution Monitor Using Three AD8009s

RGB Monitor Driver

High resolution computer monitors require very high full power bandwidth signals to maximize their display resolution. The RGB signals that drive these monitors are generally provided by a current-out RAMDAC that can directly drive a 75 Ω doubly terminated line.

There are times when the same output wants to be delivered to additional monitors. The termination provided internally by each monitor prohibits the ability to simply connect a second monitor in parallel with the first. Additional buffering must be provided.

Figure 4 shows a connection diagram for two high resolution monitors being driven by an ADV7160 or ADV7162, a 220 MHz (Megapixel per second) triple RAMDAC. This pixel rate requires a driver whose full power bandwidth is at least half the pixel rate or 110 MHz. This is to provide good resolution for a worst-case signal that swings between zero scale and full scale on adjacent pixels.

The primary monitor is connected in the conventional fashion with a 75 Ω termination to ground at each end of the 75 Ω cable. Sometimes this configuration is called “doubly terminated” and is used when the driver is a high output impedance current source.

For the additional monitor, each of the RGB signals close to the RAMDAC output is applied to a high input impedance, noninverting input of an AD8009 that is configured for a gain of +2. The outputs each drive a series 75 Ω resistor, cable, and termination resistor in the monitor that divides the output signal by two, thus providing an overall unity gain. This scheme is referred to as “back termination” and is used when the driver is a low output impedance voltage source. Back termination requires that the voltage of the signal be double the value that the monitor sees. Double termination requires that the output current be double the value that flows in the monitor termination.

Driving a Capacitive Load

A capacitive load, like that presented by some A/D converters, can sometimes be a challenge for an op amp to drive depending on the architecture of the op amp. Most of the problem is caused by the pole created by the output impedance of the op amp and the capacitor that is driven. This creates extra phase shift that can eventually cause the op amp to become unstable.

One way to prevent instability and improve settling time when driving a capacitor is to insert a resistor in series between the op amp output and the capacitor. The feedback resistor is still connected directly to the output of the op amp, while the series resistor provides some isolation of the capacitive load from the op amp output.

Figure 5 shows such a circuit with an AD8009 driving a 50 pF load. With $R_S = 0$, the AD8009 circuit will be unstable. For a gain of +2 and +10, it was found experimentally that setting R_S to 42.2 Ω will minimize the 0.1% settling time with a 2 V step at the output. The 0.1% settling time was measured to be 40 ns with this circuit.

For smaller capacitive loads, a smaller R_S will yield optimal settling time, while a larger R_S will be required for larger capacitive loads. Of course, a larger capacitance will always require more time for settling to a given accuracy than a smaller one, and this will be lengthened by the increase in R_S required. At best, a given RC combination will require about seven time constants by itself to settle to 0.1%, so a limit will be reached where too large a capacitance cannot be driven by a given op amp and still meet the system's required settling time specification.

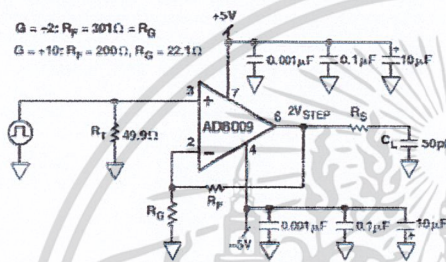


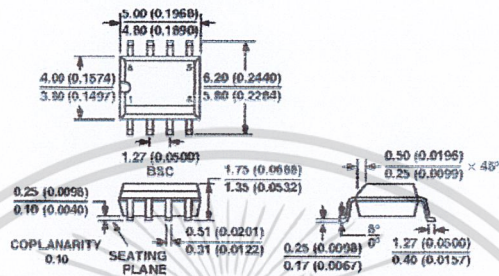
Figure 5. Capacitive Load Drive Circuit

AD8009

OUTLINE DIMENSIONS

8-Lead Standard Small Outline Package [SOIC]
(R-8)

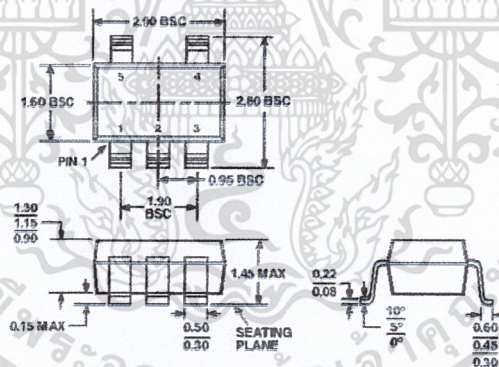
Dimensions shown in millimeters and (inches)



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MS-012AA
CONTROLLING DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS; INCH DIMENSIONS
(IN PARENTHESES) ARE ROUNDED-OFF MILLIMETER EQUIVALENTS FOR
REFERENCE ONLY AND ARE NOT APPROPRIATE FOR USE IN DESIGN

5-Lead Small Outline Transistor Package [SOT-23]
(RT-5)

Dimensions shown in millimeters



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS NO-178AA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้