

การประมาณค่าเก็็นร็ควอไลเซอร์โดยใช้ตัวดำเนินการเบิร์นสไตน์-บาลัคซ์

APPROXIMATION OF GAIN EQUALIZER BASED ON
BERNSTEIN-BALAZS OPERATORS.



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2560

KMITL-2017-EN-M-230-192

การประมาณค่าเก็นร์อิกวอไลเซอร์โดยใช้ตัวดำเนินการเบิร์นสไตน์-บาลัคซ์

APPROXIMATION OF GAIN EQUALIZER BASED ON
BERNSTEIN-BALAZS OPERATORS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2560

KMITL-2017-EN-M-230-192

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

APPROXIMATION OF GAIN EQUALIZER BASED ON
BERNSTEIN-BALAZS OPERATORS



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN INFORMATION ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2017

KMITL-2017-EN-M-230-192

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2017

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

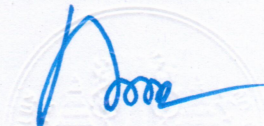
หัวข้อวิทยานิพนธ์ การประมาณค่าเก็็นร็วไอเซอร์โดยตัวดำเนินการเบิร์นสไตน์-บาลัซซ์
Thesis Title Approximation of Gain Equalizer Based on Bernstein-Balazs Operators
นักศึกษา นายพลฤทธิพงษ์ ธาราพิมาณ
รหัสประจำตัว 58601214
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมสารสนเทศ
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ผศ.ดร.วันวิสา ชัชวงษ์
หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2017-EN-M-230-192

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.กนก	เจนจิระพงศ์เวช	
รศ.ดร.ชาลิต	เบญจางคประเสริฐ	
รศ.ดร.ปิติเขต	สุรัชชา	
รศ.ดร.อรรณสิทธิ์	หล้าสกุล	
ผศ.ดร.วันวิสา	ชัชวงษ์	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันพฤหัสบดีที่ 7 ธันวาคม พ.ศ. 2560 เวลา 10.00-12.00 น.
สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 5 ห้องประชุม 1

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
KING MONKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร. คมสัน มาลีสี)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 7 ธันวาคม พ.ศ. 2560

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การประมาณค่าเก็นรัอควอไลเซอร์โดยใช้ตัวดำเนินการเบิร์นสไตน์-บาลัคซ์
นักศึกษา	นายพฤทธิพงษ์ ธาราพิมาณ
รหัสประจำตัว	58601214
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมสารสนเทศ
พ.ศ.	2560
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ผศ.ดร.วันวิสา ชัชวงษ์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการประมาณค่าเพื่อออกแบบวงจรเก็นรัอควอไลเซอร์โดยใช้ตัวดำเนินการเบิร์นสไตน์-บาลัคซ์ ซึ่งมีพารามิเตอร์ที่ใช้ในการปรับค่ามากกว่าโพลีโนเมียลแบบเบิร์นสไตน์ปกติ โดยค่าพารามิเตอร์แอลฟาสามารถปรับผลตอบแทนทางขนาดในช่วงพาสแบนด์และสต็อปแบนด์ให้มีความราบเรียบมากที่สุด ให้คุณลักษณะของเฟสเป็นเชิงเส้น และค่าดีเลย์ใกล้เคียงกับค่าคงที่มากที่สุด นำผลการออกแบบวงจรกรองความถี่ใช้ตัวดำเนินการเบิร์นสไตน์-บาลัคซ์ เพื่อออกแบบวงจรเก็นรัอควอไลเซอร์เพื่อแก้ความผิดเพี้ยนทางขนาดทางอัตราการขยายต่ำ -1dB -2dB และ -3 dB รวมถึงในทางอัตราการขยายสูงที่ +1 dB +2 dB และ +3 dB ในการแก้ไขความผิดเพี้ยนทางขนาดของการส่งสัญญาณโทรทัศนีสื่อ และยังแสดงเสถียรภาพของระบบด้วยกราฟของมิไฮลอฟ

Title	Approximation of Gain Equalizer Based on Bernstein-Balazs Operators
Student	Mr.Pruetthipong Tharaphimaan
Student ID.	58601214
Degree	Master of Engineering
Program	Information Engineering
Year	2017
Thesis Advisor	Asst.Prof.Dr.Vanvisa Chutchavong

ABSTRACT

This thesis presents an approximation to design gain equalizer using Bernstein-Balazs operators. It has more parameters than classical Bernstein polynomials. The parameters alpha and epsilon can adjust maximally flat in passband and stopband of magnitude response and adjust slope of linear phase and adjust delay to nearly constant value. As the results, the proposed method shows the performance of Bernstein-Balazs operators. The applications of this proposed method is desired to design the gain equalizer at low-gain -1 dB -2 dB and -3 dB and high-gain at +1 dB +2 dB and +3 dB in the color TV transmission system. Additionally, the Mikhailov's criterion is used to examine the stability of transfer function apply to the gain equalizer.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สามารถสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี โดยความเมตตา และความอนุเคราะห์ของ ผศ.ดร.วันวิสา ชัชวงษ์ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษา รวมถึง รศ.ดร.กนก เจนจิระพงศ์เวช และ รศ.ดร.ชวลิต เบญจางคประเสริฐ ที่ให้คำปรึกษา และคำแนะนำในการทำวิจัย และการทำวิทยานิพนธ์ รวมถึงคณาจารย์สาขาวิศวกรรมสารสนเทศทุกท่านที่ให้ความรู้ ที่คอยให้คำปรึกษา ให้คำแนะนำ และชี้แนะแนวทางแก้ไขปัญหาต่าง ๆ รวมถึงให้กำลังใจที่ตีเสมอมา

ขอขอบคุณนายธนวิชัย อนุวงศ์พิณิจ ที่ให้ความช่วยเหลือในการจัดทำวิทยานิพนธ์ และการทำเอกสารทางวิชาการ รวมถึงน้อง ๆ สมาชิกในห้องปฏิบัติการวิจัยห้อง 909 ทุกคน

ขอขอบพระคุณบิดา มารดา และครอบครัวของข้าพเจ้าที่คอยให้กำลังใจ คำแนะนำ สนับสนุน ทำให้ข้าพเจ้าสามารถจัดทำวิทยานิพนธ์จนสำเร็จลุล่วง สำหรับคุณงามความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบให้กับมารดา และครอบครัว ที่รักและเคารพยิ่ง ตลอดจนครู อาจารย์ที่เคารพทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้และถ่ายทอดประสบการณ์ที่ดีให้แก่ข้าพเจ้า และผู้มีพระคุณต่อข้าพเจ้าทุกท่าน

พฤทธิพงษ์ ธาราพิมาณ

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญรูป.....	VI
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญ.....	1
1.2 จุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์.....	1
1.3 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในงานวิจัย.....	1
1.4 ขอบเขตงานวิจัย.....	2
1.5 ขั้นตอนการศึกษา.....	2
บทที่ 2 ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	3
2.1 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	3
2.2 ระบบการส่งสัญญาณโทรทัศน์.....	4
2.2.1 ระบบ NTSC.....	4
2.2.2 ระบบ PAL.....	5
2.2.3 ระบบ SECAM.....	5
2.3 สัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์.....	6
2.4 ความผิดเพี้ยนการส่งสัญญาณโทรทัศน์.....	9
2.4.1 ความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายอย่างเดียว.....	10
2.4.2 ความผิดเพี้ยนทางดีเลย์อย่างเดียว.....	12
2.4.3 ความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายและดีเลย์พร้อมกัน.....	14
2.5 การแก้ความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณสี.....	15

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และตัว IV อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 3 เบิร์นสไตน์โพลีโนเมียลและตัวดำเนินการเบิร์นสไตน์-บาล์คซ์.....	17
3.1 การออกแบบวงจรกรองความถี่ด้วยเบิร์นสไตน์โพลีโนเมียล.....	23
3.1.1 การปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ ϵ	24
3.2 ตัวดำเนินการเบิร์นสไตน์-บาล์คซ์.....	26
3.2.1 การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านโดยใช้ตัวดำเนินการเบิร์นสไตน์-บาล์คซ์เมื่อปรับค่าพารามิเตอร์ α	30
3.2.2 การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านโดยใช้ตัวดำเนินการเบิร์นสไตน์-บาล์คซ์เมื่อปรับค่าพารามิเตอร์ ϵ	34
3.3 การเปรียบเทียบกับวงจรกรองความถี่แบบอื่น.....	36
บทที่ 4 การออกแบบเก็็นร็อควอไลเซอร์.....	39
4.1 แนวคิดการออกแบบเก็็นร็อควอไลเซอร์.....	39
4.2 การออกแบบเก็็นร็อควอไลเซอร์โดยใช้วงจรกรองความถี่แบบเบิร์นสไตน์-บาล์คซ์.....	40
4.3 การออกแบบวงเก็็นร็อควอไลเซอร์ ด้วยเทคนิคออปแอมป์เดี่ยว.....	44
4.3.1 การออกแบบเก็็นร็อควอไลเซอร์ที่อัตราขยายต่ำที่ -1 dB	45
4.3.2 การออกแบบเก็็นร็อควอไลเซอร์ที่อัตราขยายต่ำที่ -2 dB	49
4.3.3 การออกแบบเก็็นร็อควอไลเซอร์ที่อัตราขยายต่ำที่ -3 dB	51
4.3.4 การออกแบบเก็็นร็อควอไลเซอร์ที่อัตราขยายต่ำที่ +1 dB	53
4.3.5 การออกแบบเก็็นร็อควอไลเซอร์ที่อัตราขยายต่ำที่ +2 dB	57
4.3.6 การออกแบบเก็็นร็อควอไลเซอร์ที่อัตราขยายต่ำที่ +3 dB	59
4.4 การทดสอบเสถียรภาพของระบบ.....	61
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัย.....	65
เอกสารอ้างอิง.....	66
ภาคผนวก.....	68
ภาคผนวก ก ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์.....	69
ประวัติผู้เขียน	71

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และด้วยVอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 บล็อกไดอะแกรมการสร้างสัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์.....	6
2.2 การรวมสัญญาณสี่กับสัญญาณส่องสว่าง.....	7
2.3 สเปกตรัมความถี่ของสัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์.....	8
2.4 การจำแนกชนิดของความผิดเพี้ยนแบบเชิงเส้น.....	9
2.5 ความไม่เท่ากันทางขนาดของสัญญาณสี่และสัญญาณส่องสว่าง.....	10
2.6 สัญญาณมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ที่มีความผิดเพี้ยนทางอัตรการขยายอย่างเดียว.....	12
2.7 ความไม่เท่ากันทางดีเลย์ของสัญญาณสี่และสัญญาณส่องสว่าง.....	12
2.8 สัญญาณมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ที่มีความผิดเพี้ยนทางดีเลย์อย่างเดียว.....	13
2.9 สัญญาณมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ที่มีความผิดเพี้ยนทางขนาดและดีเลย์พร้อมกัน.....	14
2.10 สัญญาณมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ที่ไม่มีความผิดเพี้ยน.....	16
2.11 สัญญาณมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ที่เกิดความผิดเพี้ยนทางอัตรการขยายต่ำ.....	16
2.12 สัญญาณมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ที่เกิดความผิดเพี้ยนทางอัตรการขยายสูง.....	16
3.1 ตัวอย่างฟังก์ชันการประมาณค่าของเบิร์นสไตน์โพลีโนเมียล.....	17
3.2 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านโดยใช้เบิร์นสไตน์โพลีโนเมียลอันดับ 4.....	21
3.3 ผลตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านโดยใช้เบิร์นสไตน์โพลีโนเมียลอันดับ 4.....	22
3.4 ผลตอบสนองทางดีเลย์ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านโดยใช้เบิร์นสไตน์โพลีโนเมียลอันดับ 4.....	22
3.5 การเปรียบเทียบผลตอบสนองทางขนาด เมื่อเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ ϵ	24
3.6 การเปรียบเทียบผลตอบสนองทางเฟส เมื่อเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ ϵ	25
3.7 การเปรียบเทียบผลตอบสนองทางเวลาประวิง เมื่อเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ ϵ	25
3.8 ผลตอบสนองทางขนาดโดยใช้ตัวดำเนินการเบิร์นสไตน์-บาลัคซ์.....	28
3.9 ผลตอบสนองทางเฟสโดยใช้ตัวดำเนินการเบิร์นสไตน์-บาลัคซ์.....	29
3.10 ผลตอบสนองทางดีเลย์โดยใช้ตัวดำเนินการเบิร์นสไตน์-บาลัคซ์.....	29
3.11 การเปรียบเทียบผลตอบสนองทางขนาดความถี่ต่ำผ่านโดยปรับค่า $\alpha = 0.1, 1, 10, 50$ และ 100.....	31

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และตั้ง VI อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.12 การเปรียบเทียบผลตอบสนองทางขนาดความถี่ต่ำผ่านโดยปรับค่า $\alpha = 0.1, 0.3, 0.5,$ 0.8 และ 1.....	32
3.13 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางเฟสความถี่ต่ำผ่านโดยปรับค่า $\alpha = 0.1, 0.3, 0.5, 0.8$ และ 1...	33
3.14 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางดีเลย์ความถี่ต่ำผ่านโดยปรับค่า $\alpha = 0.1, 0.3, 0.5, 0.8$ และ 1...	33
3.16 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางขนาดความถี่ต่ำผ่านโดยปรับค่า $\epsilon = 1, 1.5, 2.5, 5$ และ 10.....	35
3.17 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางเฟสความถี่ต่ำผ่านโดยปรับค่า $\epsilon = 1, 1.5, 2.5, 5$ และ 10.....	35
3.18 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางดีเลย์ความถี่ต่ำผ่านโดยปรับค่า $\epsilon = 1, 1.5, 2.5, 5$ และ 10.....	36
3.19 การเปรียบเทียบผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน อันดับ 4.....	37
3.20 การเปรียบเทียบผลตอบสนองทางเฟสของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน อันดับ 4.....	38
3.21 การเปรียบเทียบผลตอบสนองทางดีเลย์ของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน อันดับ 4.....	38
4.1 แนวคิดของวงจรถักหรือควอไลเซอร์เพื่อแก้ความผิดเพี้ยนทางขนาด.....	39
4.2 ตัวอย่างการแก้ความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายของสัญญาณที่ ± 3 dB	40
4.3 ผลตอบสนองทางขนาดวงจรปรับเท่าที่ -1 dB.....	41
4.4 ผลตอบสนองทางเฟสวงจรปรับเท่าที่ -2 dB.....	41
4.5 ผลตอบสนองทางดีเลย์วงจรปรับเท่าที่ -3 dB.....	42
4.6 ผลตอบสนองทางขนาดวงจรปรับเท่าที่ +1 dB.....	43
4.7 ผลตอบสนองทางเฟสวงจรปรับเท่าที่ +2 dB.....	43
4.8 ผลตอบสนองทางดีเลย์วงจรปรับเท่าที่ +3 dB.....	44
4.9 วงจรสำหรับวิธี Single Amplifier.....	44
4.10 วงจรถักหรือควอไลเซอร์ที่ -1 dB.....	49
4.11 วงจรถักหรือควอไลเซอร์ที่ -2 dB.....	51
4.12 วงจรถักหรือควอไลเซอร์ที่ -3 dB.....	53
4.13 วงจรถักหรือควอไลเซอร์ที่ +1 dB.....	57
4.14 วงจรถักหรือควอไลเซอร์ที่ +2 dB.....	59
4.15 วงจรถักหรือควอไลเซอร์ที่ +3 dB.....	61
4.16 เสถียรภาพที่ใช้ไฮโดกราฟของมิไฮลอฟ -1 dB.....	63
4.17 เสถียรภาพที่ใช้ไฮโดกราฟของมิไฮลอฟ -2 dB.....	63
4.18 เสถียรภาพที่ใช้ไฮโดกราฟของมิไฮลอฟ -3 dB.....	64

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และตั้ง VII จึงอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญ

ระบบการส่งสัญญาณโทรทัศน เป็นระบบที่มีความสำคัญ และจำเป็นต่อชีวิตประจำวันของมนุษย์ในการรับชมข่าวสาร ความบันเทิง หรือรายการต่าง ๆ เพื่อตอบสนองความต้องการของมนุษย์ ความถูกต้องของสัญญาณภาพทั้งในฝั่งภาคส่ง และภาครับ จึงมีความสำคัญอย่างยิ่ง สำหรับการส่งสัญญาณภาพนั้น โดยทั่วไปแล้วสัญญาณภาพจะผ่านวงจรอิเล็กทรอนิกส์ต่าง ๆ ก่อนที่จะส่งสัญญาณภาพออกไป และในระหว่างการส่งผ่านตัวกลาง หรือสื่อกลางต่าง ๆ ก็จะทำให้เกิดสัญญาณรบกวน หรือกระบวนการอื่น ๆ ที่ทำให้เกิดความผิดเพี้ยน (Distortion) ของการส่งสัญญาณภาพ โดยความผิดเพี้ยนนี้ มีลักษณะที่เกิดจากความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายของสัญญาณ โดยสัญญาณสี หรือสัญญาณโครมิแนนซ์ มีค่าไม่เท่ากับสัญญาณส่องสว่าง หรือสัญญาณลูมิแนนซ์ในสัญญาณภาพ ทำให้เกิดความผิดเพี้ยนทางขนาด และสัญญาณภาพในภาครับนั้น มีค่าผิดเพี้ยนไปไม่ตรงกับในทางภาคส่ง

ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงได้พัฒนาและออกแบบวงจรปรับเท่าทางขนาด โดยการออกแบบจากวงจรกรองความถี่ (Filter) โดยใช้ตัวดำเนินการเบิร์นสไตน์-บาลัคซ์ในการออกแบบวงจร โดยทำการจำลองใช้โปรแกรม MATLAB จำลองการทำงานของวงจรกรองความถี่ ทดลองปรับค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ เพื่อเปรียบเทียบผลตอบสนองทางขนาด เฟส และดีเลย์ แล้วจึงนำไปออกแบบวงจรปรับเท่า หรืออีควอไลเซอร์ (Equalizer) เพื่อแก้ไขความผิดเพี้ยนทางขนาดของการส่งสัญญาณโทรทัศนส์

1.2 วัตถุประสงค์การวิจัย

1. เพื่อศึกษาสมการทางคณิตศาสตร์ของตัวดำเนินการเบิร์นสไตน์-บาลัคซ์
2. เพื่อออกแบบวงจรกรองความถี่แบบต่ำผ่าน และแบบสูงผ่าน โดยใช้ตัวดำเนินการเบิร์นสไตน์-บาลัคซ์ ให้มีผลตอบสนองทางขนาดที่มีความราบเรียบมากที่สุด (Maximally Flat) ในช่วงความถี่ผ่าน หรือพาสแบนด์ (Pass Band) และในช่วงความถี่ไม่ผ่าน หรือสตอปแบนด์ (Stop Band) มีเฟสเป็นเชิงเส้น และมีดีเลย์ที่ใกล้เคียงกับค่าคงที่
3. เพื่อนำวงจรกรองความถี่ที่ออกแบบโดยใช้ตัวดำเนินการเบิร์นสไตน์-บาลัคซ์ มาประยุกต์ใช้ออกแบบวงจรเก็มน์หรืออีควอไลเซอร์เพื่อแก้ความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณภาพที่อัตราขยายต่ำ -1 dB -2 dB -3 dB และที่อัตราขยายสูง +1 dB +2 dB และ +3 dB

1.3 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

การออกแบบวงจรกรองความถี่แบบต่ำผ่าน และสูงผ่าน โดยใช้คุณสมบัติของโพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์ ทำให้ได้ผลตอบสนองทางขนาดที่มีความราบเรียบมากที่สุดในช่วงความถี่ผ่าน และช่วงความถี่หยุด มีเฟสเป็นเชิงเส้น และมีค่าดีเลย์ที่ใกล้เคียงกับค่าคงที่มากที่สุด แต่ในงานวิจัยที่ผ่านมา นั้นได้มีการใช้โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์ประยุกต์ใช้ร่วมกับตัวดำเนินการ หรือฟังก์ชันพิเศษอื่น ๆ เพื่อให้มีพารามิเตอร์ในการปรับค่ามากยิ่งขึ้น ในวิทยานิพนธ์นี้จึงใช้ตัวดำเนินการของบาลัคซ์มาประยุกต์ใช้ร่วมกับโพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์เพื่อให้มีพารามิเตอร์ที่สามารถปรับค่าได้มากขึ้น เพื่อให้วงจรกรองความถี่นั้นมีคุณภาพที่ดีมากขึ้นกว่าเดิม และนำวงจรกรองความถี่ที่ได้ทำการออกแบบโดยใช้ตัวดำเนินการเบียร์นสไตน์-บาลัคซ์นำไปออกแบบและพัฒนางจรอิกควอลไลเซอร์เพื่อแก้ไขความผิดเพี้ยนทางขนาดในระบบการส่งสัญญาณโทรทัศนส์

1.4 ขอบเขตงานวิจัย

1. ออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน และสูงผ่านโดยใช้ตัวดำเนินการเบียร์นสไตน์-บาลัคซ์ ที่มีค่าพารามิเตอร์ที่ปรับค่าผลตอบสนองทางขนาดที่มีความราบเรียบมากที่สุดในช่วงพาสแบนด์ และสต็อปแบนด์ มีเฟสเป็นเชิงเส้น และมีค่าดีเลย์ใกล้เคียงค่าคงที่มากที่สุด

2. ออกแบบวงจรเก็นร้อควอลไลเซอร์โดยใช้วงจรกรองความถี่ที่ออกแบบโดยตัวดำเนินการเบียร์นสไตน์-บาลัคซ์ เพื่อแก้ไขความผิดเพี้ยนที่อัตราขยายต่ำ -1 dB -2 dB และ -3 dB และที่อัตราขยายสูง $+1$ dB $+2$ dB และ $+3$ dB

1.5 ขั้นตอนการศึกษา

ในการศึกษานั้นเริ่มจากการค้นคว้างานวิจัยที่เกี่ยวข้องหรือใกล้เคียงกับงานวิจัยในออกแบบวงจรกรองความถี่ซึ่งทำการออกแบบโดยใช้วิธีการต่าง ๆ [1-3] ซึ่งยังมีข้อด้อยคือผลตอบสนองทางขนาดทั้งยังไม่มีควมราบเรียบในช่วงพาสแบนด์และสต็อปแบนด์ บางวิธีการมีเฟสที่ไม่เป็นเชิงเส้น และมีค่าดีเลย์ที่ไม่ใกล้เคียงกับค่าคงที่ จึงได้ศึกษาหลักการโพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์ [4-6] เพื่อทำความเข้าใจและนำมาใช้ในการออกแบบวงจรกรองความถี่ แต่การนำฟังก์ชันพิเศษมาใช้งานร่วมกับเบียร์นสไตน์โพลีโนเมียลจะทำให้มีพารามิเตอร์ที่สามารถปรับค่าได้มากขึ้น จึงได้ทำการศึกษาเพื่อตัวดำเนินการของบาลัคซ์ [8] [9] มาใช้กับโพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์ให้มีพารามิเตอร์ในการปรับค่ามากขึ้น ทำการออกแบบวงจรด้วยโปรแกรม MATLAB จากนั้นนำวงจรกรองความถี่ที่ทำการออกแบบ มาทำการออกแบบวงจรเก็นร้อควอลไลเซอร์เพื่อแก้ไขความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณภาพในการส่งสัญญาณโทรทัศนส์ โดยแก้ไขที่อัตราขยายต่ำ -1 dB -2 dB -3 dB และที่อัตราขยายสูง $+1$ dB $+2$ dB และ $+3$ dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.1 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

ในงานวิจัยที่ผ่านมา การออกแบบวงจรกรองความถี่แบบแอนะล็อก ถือว่ามีการศึกษาเป็นเวลานานมาก แต่การออกแบบและพัฒนาวงจรกรองความถี่ให้มีประสิทธิภาพก็มีการดำเนินงานมาโดยตลอด ซึ่งการออกแบบวงจรกรองความถี่ทำให้มีประสิทธิภาพที่ดีนั้น จะต้องมีการพิจารณาที่สามารถปรับค่าได้หลากหลาย ประเด็นสำคัญที่ต้องพิจารณาในการออกแบบ คือเฟสต้องมีความเป็นเชิงเส้น [1-2] ในงานวิจัยที่ผ่านมา วงจรกรองความถี่ที่ผ่านได้ออกแบบด้วยโพลีโนเมียลแบบต่าง ๆ เช่น เชปีเชฟ บัตเตอร์เวิร์ท หรือแบร์นูลลีโพลีโนเมียล [3] ซึ่งผลปรากฏว่าวงจรกรองความถี่ที่ได้ทำการออกแบบนั้นมีผลตอบสนองทางขนาดที่มีความราบเรียบที่สุดในช่วงพาสแบนด์และสโตปแบนด์ นั้นยังมีข้อบกพร่องหรือไม่เสร็จสมบูรณ์ รวมถึงในงานวิจัยเหล่านี้ไม่แสดงค่าผลของเฟส และดีเลย์ว่ามีค่าเป็นอย่างไร จึงไม่ทราบว่ามีค่าเฟสเป็นเชิงเส้นหรือไม่ หรือมีค่าเป็นเช่นใด เช่นเดียวกับค่าดีเลย์ที่ทำให้ไม่ทราบว่ามีค่าเป็นอย่างไร ใกล้เคียงกับค่าคงที่หรือไม่ ซึ่งปัญหาเหล่านี้ได้ถูกแก้ปัญหามาโดยใช้โพลีโนเมียลแบบเบิร์นสไตน์ หรือเบิร์นสไตน์ฟิลเตอร์ [4] ซึ่งมีพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่สามารถปรับค่าได้ และมีเฟสเป็นเชิงเส้น และมีค่าดีเลย์ใกล้เคียงค่าคงที่ และมีผลตอบสนองทางขนาดที่มีความราบเรียบมากที่สุดในช่วงพาสแบนด์และสโตปแบนด์ ถึงแม้ว่าเบิร์นสไตน์โพลีโนเมียลเพียงอย่างเดียวจะให้ประสิทธิภาพในการออกแบบวงจรกรองความถี่ที่ดี และสามารถนำไปประยุกต์ใช้ได้มากมาย แต่ในงานวิจัยที่ผ่านมา หากนำเบิร์นสไตน์โพลีโนเมียลมาประยุกต์ใช้กับฟังก์ชันพิเศษหรือโอเปอเรเตอร์พิเศษ จะทำให้ประสิทธิภาพของการนำไปประยุกต์ใช้ในงานนั้น ๆ มีประสิทธิภาพมากขึ้น ยกตัวอย่าง เช่น การนำเบิร์นสไตน์โพลีโนเมียลมาใช้ร่วมกับตัวดำเนินการของสแตนคู (Stancu's Operator) เพื่อออกแบบวงจรปรับเท่าทางขนาดเพื่อแก้ไขความผิดเพี้ยนทางขนาดของการส่งสัญญาณ หรือแม้แต่การประยุกต์ใช้ฟังก์ชันพิเศษส่วนร่วมกับบีเซอร์เคิร์ฟ (Rational Beizer Curve) เพื่อประยุกต์ใช้กับเบิร์นสไตน์โพลีโนเมียลเพื่อทำการจำลองสัญญาณคลื่นหัวใจ (Electrocardiography : ECG) และการจำลองสัญญาณความดันเลือด จึงได้เกิดแนวคิดที่จะนำตัวดำเนินการพิเศษนี้มาประยุกต์ใช้ร่วมกับเบิร์นสไตน์โพลีโนเมียลเพื่อการออกแบบวงจรกรองความถี่ที่ผ่านให้มีประสิทธิภาพ และมีพารามิเตอร์ให้ปรับค่ามากขึ้น พบว่าตัวดำเนินการของบาลัคซ์ สามารถนำมาประยุกต์ใช้กับเบิร์นสไตน์โพลีโนเมียลได้ และมีพารามิเตอร์ที่สามารถปรับค่าได้มากกว่าเบิร์นสไตน์โพลีโนเมียลโดยทั่วไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 ระบบการส่งสัญญาณโทรทัศน์

ปัจจุบันโทรทัศน์นับได้ว่าเป็นสิ่งจำเป็นที่เข้ามามีบทบาทต่อความเป็นอยู่ในชีวิตประจำวัน ทำให้ทราบถึงข่าวสารและความบันเทิงต่าง ๆ โทรทัศน์เป็นการถ่ายทอดภาพและเสียงพร้อมกันจากสถานที่หนึ่งหรือเครื่องส่งไปยังอีกสถานที่หนึ่งหรือเครื่องรับ โดยเครื่องดังกล่าวจะเปลี่ยนสัญญาณภาพและเสียงเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเพื่อถ่ายทอดออกไป เรียกว่า เครื่องส่งโทรทัศน์ และเครื่องที่เปลี่ยนคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ากลับเป็นสัญญาณภาพและเสียง เรียกว่าเครื่องรับโทรทัศน์ โดยวิธีการส่งสัญญาณโทรทัศน์มีอยู่ด้วยกัน 2 วิธี คือ

1. การส่งสัญญาณโทรทัศน์ด้วยความถี่คลื่นวิทยุ (Radio Frequency)

เป็นการส่งสัญญาณโทรทัศน์แบบวงจรเปิด (Open Circuit) เป็นการแพร่กระจายสัญญาณโทรทัศน์ไปในอากาศโดยคลื่นวิทยุ ผู้รับเมื่อติดตั้งเสาอากาศแล้วต่อสัญญาณเข้าเครื่องรับโทรทัศน์ก็สามารถรับสัญญาณโทรทัศน์จากสถานีส่งได้ การส่งสัญญาณโทรทัศน์แบบนี้เป็นระบบที่ให้ออกอากาศของสถานีทั่วไป

2. การส่งสัญญาณโทรทัศน์ด้วยสายนำสัญญาณ (Cable TV)

เป็นการส่งสัญญาณโทรทัศน์ในแบบวงจรมอด (Close Circuit) โดยการส่งสัญญาณโทรทัศน์ไปตามสายนำสัญญาณหรือสายเคเบิลไปยังเครื่องรับโทรทัศน์ โดยระบบนี้เป็นการติดต่อโดยตรงระหว่างสถานีส่งสัญญาณกับผู้รับสัญญาณ เช่น การส่งสัญญาณของบริษัทเคเบิลทีวีไปยังบ้านของผู้รับที่รับเป็นสมาชิก หรือเป็นการส่งสัญญาณไปยังเครื่องรับโทรทัศน์โดยตรงโดยไม่เผยแพร่สัญญาณออกอากาศ เช่น ระบบโทรทัศน์วงจรมอดในห้องบรรยายของมหาวิทยาลัย เป็นต้น

วิธีการตรวจสอบดังกล่าวกระทำโดยการบ่อนสัญญาณทดสอบผ่านระบบที่ต้องการตรวจสอบแล้ว ถ้าสัญญาณทดสอบเสียรูป แสดงว่าระบบที่ทดสอบมีผลต่อสัญญาณภาพ ในการวัดความผิดเพี้ยนของสัญญาณภาพจริงนั้นไม่สามารถที่จะวัดความผิดเพี้ยนได้โดยตรง จึงจำเป็นต้องใช้สัญญาณทดสอบซึ่งมีรูปแบบง่ายๆ และสามารถวัดค่าได้ ซึ่งความผิดเพี้ยนทั้งหลายจะมีผลกระทบต่อสัญญาณภาพทั้งสิ้นและสามารถแบ่งตามระบบการส่งสัญญาณโทรทัศน์ 3 ระบบ

2.2.1 ระบบ NTSC

ระบบ NTSC ย่อมาจาก Nation Television System Committee มีการส่งสัญญาณภาพ 525 เส้น 30 ภาพ/วินาที (ระบบอื่นมองเห็นได้ 25 ภาพ/วินาที) ทำให้การสั่นไหวของภาพลดน้อยลง และเนื่องจากสัญญาณภาพ ใช้ความกว้างของคลื่นสัญญาณน้อย ทำให้ภาพถูกรบกวนน้อย ภาพที่ได้รับจึงมีความคมชัดมากขึ้น ส่วนข้อเสียนั้น เกิดจากการที่เส้นสแกนภาพมีจำนวนน้อย หากใช้จอภาพเครื่องรับโทรทัศน์ที่มีขนาดใหญ่รับภาพจะทำให้รายละเอียดภาพมีน้อย ภาพจึงขาดความคมชัดและถ้าใช้เครื่องรับโทรทัศน์ขาว-ดำ สัญญาณสีที่ความถี่ 3.58 MHz จะเกิดการรบกวนสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขาว-ดำ ทำให้เกิดความผิดเพี้ยนของสี วิธีแก้ไขต้องปรับแก้ ที่เครื่องรับโทรทัศน์ เพื่อให้ได้ภาพเป็นธรรมชาติ ซึ่งต้องใช้ความสามารถเฉพาะตัวของผู้รับชมปรับแต่งสีให้ภาพได้ดี

2.2.2 ระบบ PAL

PAL ย่อมาจาก Phase Alternative เป็นระบบที่ให้รายละเอียดของภาพสูงโดยมี การส่งสัญญาณภาพ 625 เส้น 25 ภาพ/วินาที ไม่มีความผิดเพี้ยนของสี ภาพที่ได้เป็นธรรมชาติ ความเข้มของภาพสูง (High Contrast) ดีกว่าระบบ NTSC แต่มีข้อเสียคือภาพ ที่มองเห็นมีความสั่นไหวมากกว่าระบบ NTSC เนื่องจากภาพที่มองเห็น 25 ภาพ/วินาที ถูกรบกวนสัญญาณภาพสูง สาเหตุเพราะมีความกว้างของสัญญาณภาพมากกว่า (Higher Bandwidth) ระบบ NTSC จุดอิมิตัวความสว่างของสีน้อย ทำให้เห็นความสว่างของสีน้อยลง

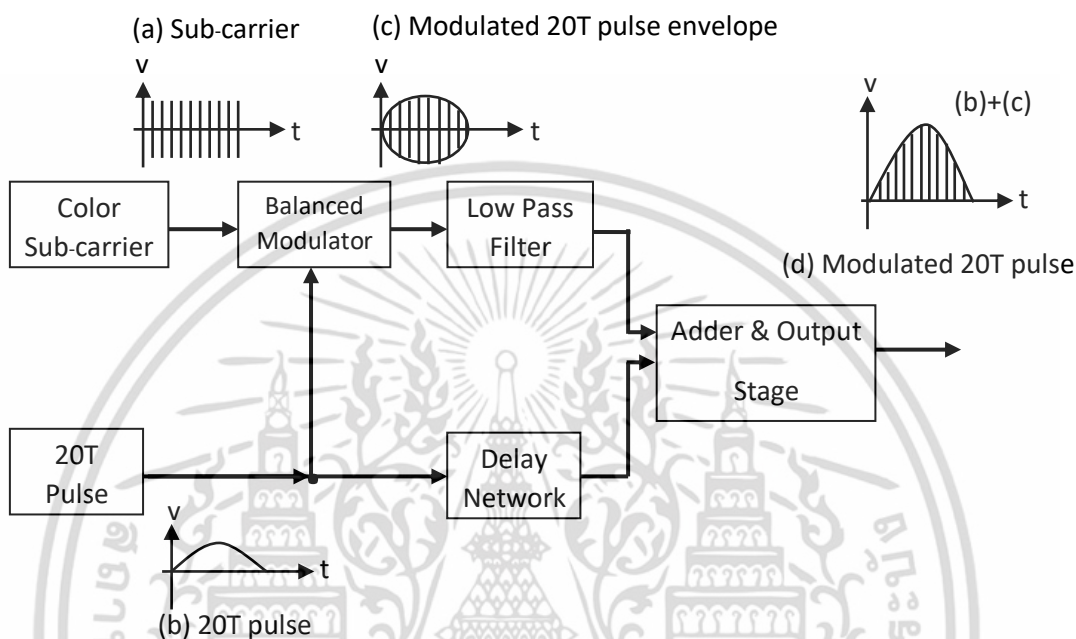
2.2.3 ระบบ SECAM

SECAM ย่อมาจาก Sequential Color with a Memory เป็นระบบที่ไม่มีความผิดเพี้ยนของสี รายละเอียดของภาพมีคุณภาพสูงเทียบเท่ากับระบบ PAL มีการส่งสัญญาณภาพ 625 เส้น 25 ภาพ/วินาที ข้อเสีย ภาพจะมีการสั่นไหวเหมือนระบบ PAL ส่วนการตัดต่อภาพในระบบนี้ไม่สามารถทำได้ ซึ่งในการผลิตรายการโทรทัศน์ส่วนมากใช้ระบบ PAL และเมื่อผลิตเสร็จแล้วจึงเปลี่ยนกลับไปเป็นระบบ SECAM แล้วจึงส่งออกอากาศ และเนื่องจากความกว้างของคลื่นสัญญาณมีน้อย จึงทำให้เกิดคลื่นความถี่สัญญาณสีรบกวนภาพ (Patterning Effects) จึงทำให้ภาพเกิดมีสีรบกวนในขณะรับชมรายการได้

โทรทัศน์สีระบบ PAL เป็นโทรทัศน์สีที่มีลักษณะคล้ายคลึงกับโทรทัศน์สีระบบ NTSC แต่ได้รับการเสริมแต่งแก้ไขให้มีความแตกต่างกันอยู่หลายอย่าง เรื่องที่สำคัญก็คือได้รับการปรับปรุงแก้ไขปัญหาที่เกิดจากความผิดเพี้ยนทางขนาดและเฟส (Amplitude and Phase Distortion) โดยปกติการส่งสัญญาณโทรทัศน์ที่มีความถี่และขนาดแตกต่างกันผ่านวงจรขยายสัญญาณหรือวงจรอื่น ๆ ที่เกี่ยวข้องจะทำให้ต้องใช้เวลานานมากน้อยและการขยายมากน้อยแตกต่างกันออกไปตามแต่ความถี่และขนาดของสัญญาณโทรทัศน์ ซึ่งจะมีผลต่อสัญญาณโทรทัศน์ที่ให้ภาพสี และสัญญาณคลื่นพาหีสื่ออย่างมาก ความผิดเพี้ยนเหล่านี้จะทำให้ภาพสีของเครื่องรับโทรทัศน์สีมีสีสั่นที่ผิดเพี้ยนไปจากภาพสีของเครื่องส่งโทรทัศน์สี ซึ่งเป็นเรื่องสำคัญที่ต้องแก้ไข ในโทรทัศน์สีระบบ NTSC เองได้มีการแก้ไขเรื่องนี้โดยการพิจารณาออกแบบวงจรที่เกี่ยวข้องให้เหมาะสม แต่โทรทัศน์สีระบบ PAL มีวิธีการปรับปรุงแก้ไขปัญหาในเรื่องนี้โดยใช้สัญญาณทดสอบ (Test signals) แบบต่าง ๆ ตามความเหมาะสม ซึ่งขึ้นอยู่กับระบบที่จะทดสอบ และในทางปฏิบัติการส่ง

2.3 สัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไซน์กำลังสองพัลส์

สัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไซน์กำลังสองพัลส์ คือสัญญาณไซน์กำลังสองพัลส์ที่มีช่วงเวลาครึ่งหนึ่งของแอมพลิจูด หรือ H.A.D เท่ากับ 20T มอดูเลตกับสัญญาณพัลส์ที่มีความถี่คลื่นพาห้สีย่อยสามารถสร้างขึ้นจากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 2.1



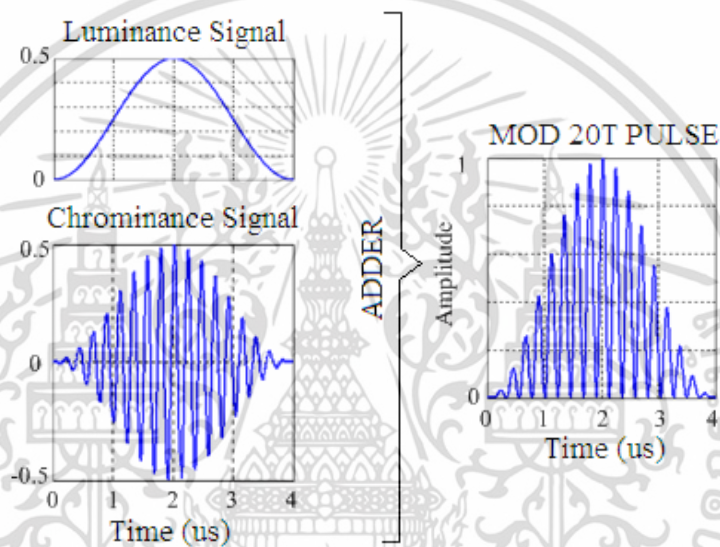
รูปที่ 2.1 บล็อกไดอะแกรมการสร้างสัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไซน์กำลังสองพัลส์

รูปที่ 2.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมการสร้างสัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไซน์กำลังสองพัลส์ โดยเริ่มจากเครื่องกำเนิดสัญญาณพัลส์ (รูปที่ 2.1 b) โดยสัญญาณดังกล่าวมีช่วงเวลาครึ่งหนึ่งของแอมพลิจูด หรือ H.A.D เท่ากับ 20T แล้วมอดูเลตกับสัญญาณความถี่คลื่นพาห้สีย่อย (รูปที่ 2.1a) จะได้รูปที่ 2.1 c ซึ่งสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตแล้ว จะผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำเพื่อกรองเอาฮาร์โมนิกที่ไม่ต้องการออก ส่วนสัญญาณรูปที่ 2.1b อีกทางหนึ่งจะผ่านวงจรหน่วงเวลา (Delay Network) เพื่อปรับให้สัญญาณรูปที่ 2.1 b กับรูปที่ 2.1c มีเวลา (Timing) เท่ากัน แล้วจึงผ่านวงจรรวม (Adder) ก็จะได้สัญญาณมอดูเลต 20T ไซน์กำลังสองพัลส์ในรูปที่ 2.1d ซึ่งสัญญาณทดสอบดังกล่าวจะถูกนำมาใช้ในการตรวจสอบ และวัดความผิดเพี้ยนในการส่งผ่านระบบโทรทัศนส์ได้เป็นอย่างดี

จากบล็อกไดอะแกรมการสร้างสัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไซน์กำลังสองพัลส์ในรูปที่ 2.1 สามารถนำมาเขียนเป็นสมการได้ดังสมการ

$$x(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} \sin^2\left(\frac{\pi t}{40T}\right) + \frac{A}{2} \sin^2\left(\frac{\pi(t-\tau)}{40T}\right) \cos(\omega_c t) & ; |t| \leq 20T \\ 0 & ; |t| > 20T \end{cases} \quad (2.1)$$

เมื่อ A คืออัตราการขยายของสัญญาณทดสอบมอดูเลต $20T$ ไซน์กำลังสองพัลส์ τ คือดีเลย์ที่ล่าหลัง หรือนำหน้าสัญญาณที่ยังไม่ได้มอดูเลต $T = 0.1 \mu\text{s}$ สำหรับโทรทัศน์สีระบบ PAL t คือเวลา และ ω_c คือความถี่เชิงมุมของพาห้สีย่อย หรือเท่ากับ $\omega_c = 2\pi f_c$ โดยที่ความถี่คลื่นพาห้สีย่อย (Color Sub-carrier) $f_c = 4.43 \text{ MHz}$



รูปที่ 2.2 การรวมสัญญาณสีกับสัญญาณส่องสว่าง

รูปที่ 2.2 แสดงการรวมสัญญาณระหว่างสัญญาณสี (Chrominance Signal) กับสัญญาณส่องสว่าง (Luminance Signal) จากการรวมกันในขอบข่ายเวลาขององค์ประกอบทั้งสองจะได้ลักษณะสัญญาณเหมือนสัญญาณทดสอบมอดูเลต $20T$ ไซน์กำลังสองพัลส์ เมื่อนำมาพิจารณาในขอบข่ายความถี่หาสเปกตรัมของสัญญาณทดสอบมอดูเลต $20T$ ไซน์กำลังสองพัลส์ โดยในการคำนวณหาสเปกตรัมจะเริ่มจากสมการในขอบข่ายเวลาของสัญญาณในย่านความถี่ต่ำที่ยังไม่ได้มอดูเลต แสดงดังสมการที่ (2.2) และสัญญาณในย่านความถี่สูงที่มอดูเลตแล้ว แสดงดังสมการที่ (2.3)

$$v_l(t) = \frac{1}{2} \cos^2\left(\frac{\pi t}{40T}\right) \quad (2.2)$$

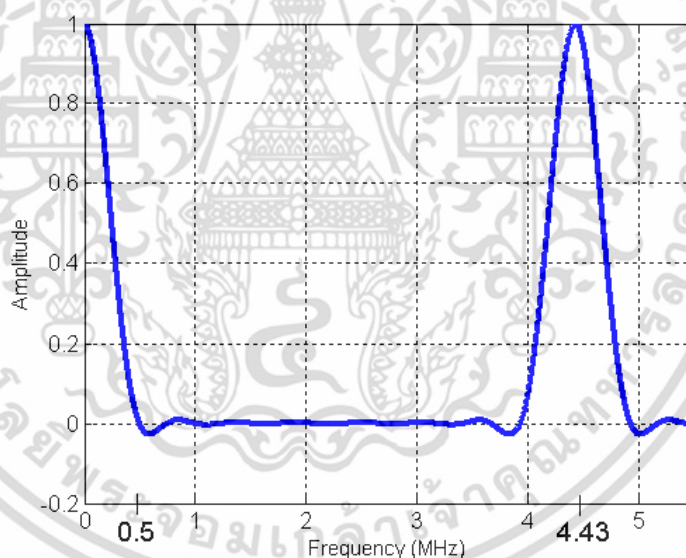
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_c(t) = \frac{1}{2} \cos^2\left(\frac{\pi}{40T}\right) \cos \omega_c t \quad (2.3)$$

จากนั้นนำมาหาสมการสเปกตรัมของสัญญาณในย่านความถี่ต่ำที่ยังไม่ได้มอดูเลต และสัญญาณในย่านความถี่สูงที่มอดูเลตแล้ว ได้เป็น

$$V_l(f) = \frac{1}{2} \frac{20T}{1 - (40fT)^2} \frac{\sin(40\pi fT)}{40\pi fT} \quad (2.4)$$

$$V_c(f) = \frac{1}{2} \left[\frac{20T}{1 - \{40T(f - f_c)\}^2} \frac{\sin((f - f_c)40\pi T)}{(f - f_c)40\pi T} + \frac{20T}{1 - \{40T(f + f_c)\}^2} \frac{\sin((f + f_c)40\pi T)}{(f + f_c)40\pi T} \right] \quad (2.5)$$



รูปที่ 2.3 สเปกตรัมความถี่ของสัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไลน์กำลังสองพัลส์

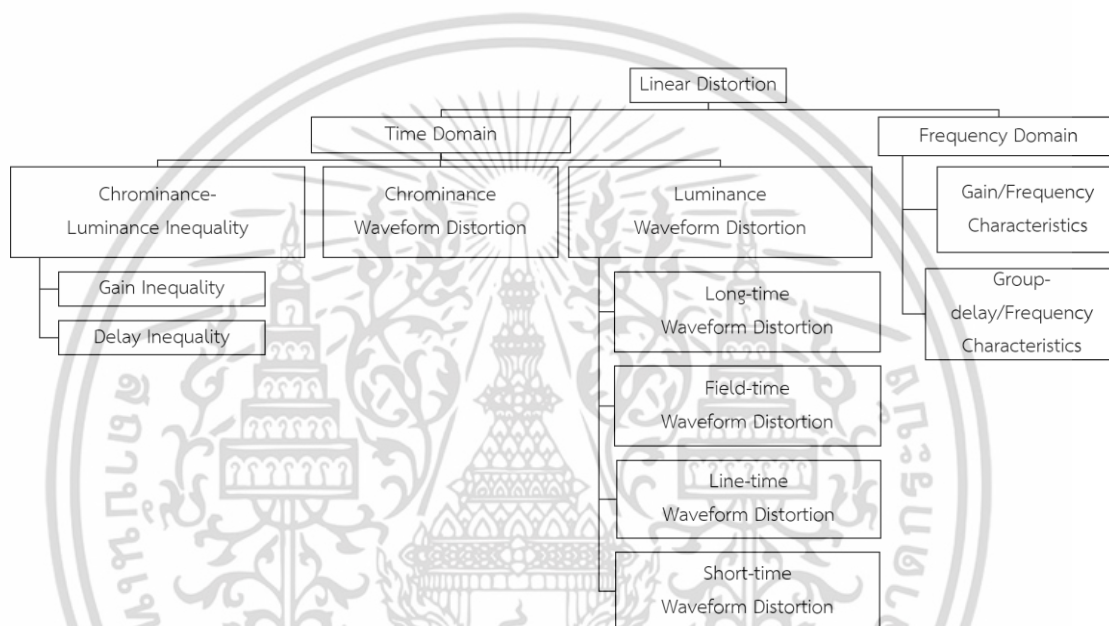
สรุปได้ว่าสเปกตรัมของสัญญาณสัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไลน์กำลังสองพัลส์ ประกอบด้วยสัญญาณในย่านความถี่ต่ำที่ยังไม่ได้มอดูเลตในสมการที่ (2.4) และสัญญาณในย่านความถี่สูงที่มอดูเลตแล้วในสมการที่ (2.5) สอดคล้องกับย่านความถี่ของสัญญาณสองสว่างคือที่ความถี่ต่ำ 0 – 0.5 MHz และสัญญาณสีที่ความถี่สูง 3.93 - 4.93 MHz ในโทรทัศน์สีระบบ PAL

ดังนั้นสัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไลน์กำลังสองพัลส์เพียงสัญญาณเดียวก็เพียงพอในการตรวจสอบและวัดความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นกับสัญญาณภาพในการส่งผ่านของระบบโทรทัศน์สี โดยในเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิทยานิพนธ์นี้จะใช้สัญญาณทดสอบนี้แสดงความผิดเพี้ยนที่เกิดจากความไม่เท่ากันทางขนาด และดีเลย์ของสัญญาณสี่กับสัญญาณส่องสว่าง

2.4 ความผิดเพี้ยนการส่งสัญญาณโทรทัศน์

ความผิดเพี้ยนในระบบการส่งผ่านสัญญาณสามารถแบ่งออกเป็นความผิดเพี้ยนเชิงเส้น (Linear Distortion) และความผิดเพี้ยนไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear Distortion) ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเน้นไปที่ความผิดเพี้ยนเชิงเส้น สามารถจำแนกได้ดังรูปที่ 2.4

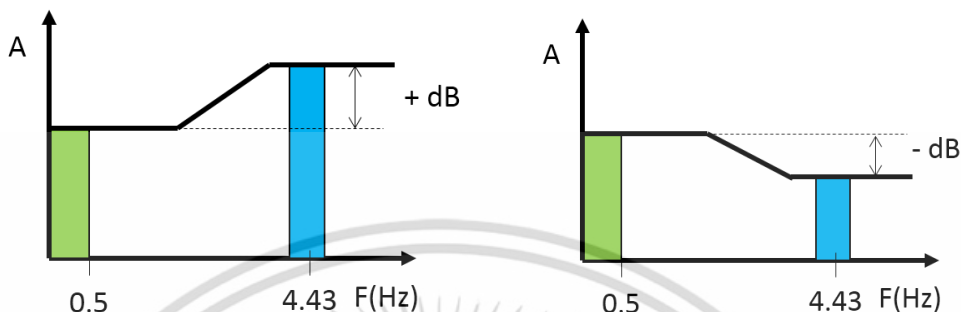


รูปที่ 2.4 การจำแนกชนิดของความผิดเพี้ยนแบบเชิงเส้น

ในการพิจารณาผลตอบสนองของสัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ กับความผิดเพี้ยนเชิงเส้น (Linear Distortions) สามารถแบ่งการพิจารณาออกเป็น 3 กรณี คือ

2.4.1 ความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายอย่างเดียว (Gain Distortion Only)

ความไม่เท่ากันทางขนาดของสัญญาณสีและสัญญาณส่องสว่าง หลังจากผ่านระบบที่ต้องการทดสอบแล้วเกิดความผิดเพี้ยนขึ้น ซึ่งเรียกว่าความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายแสดงดังรูปที่ 2.5



(ก) ความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายสูง

(ข) ความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายต่ำ

รูปที่ 2.5 ความไม่เท่ากันทางขนาดของสัญญาณสีและสัญญาณส่องสว่าง

ซึ่งความไม่เท่ากันทางขนาดของสัญญาณสีกับสัญญาณส่องสว่าง โดยสัญญาณส่องสว่างจะอยู่ในย่านความถี่ต่ำ ประมาณ 0 - 0.5 MHz ส่วนสัญญาณสีจะอยู่ที่ความถี่พาห้สีย่อย (Color Sub-carrier) 4.43 MHz ซึ่งจะเห็นได้ว่าสัญญาณทั้งสองมีขนาดไม่เท่ากันและในรูปที่ 2.5 ก จะมีขนาดของสัญญาณสีมากกว่าสัญญาณส่องสว่างซึ่งแสดงผลต่างในหน่วยเดซิเบลได้ค่าเป็นบวก หรือเรียกว่าความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายสูง (High-Gain Chrominance Distortion) ในทางกลับกันรูปที่ 2.5 ข จะมีขนาดของสัญญาณสีน้อยกว่าสัญญาณส่องสว่างซึ่งแสดงผลต่างในหน่วยเดซิเบลได้ค่าเป็นลบ หรือเรียกว่าความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายต่ำ (Low-Gain Chrominance Distortion) ซึ่งในการแก้ความผิดเพี้ยนดังกล่าวจะต้องใช้วงจรปรับเท่าทางขนาดของสัญญาณสี (Gain Chrominance Equalizer) เพื่อยกระดับหรือลดระดับทางขนาดของสัญญาณสีให้มีขนาดเท่ากับของสัญญาณส่องสว่าง

จากวงจรผลิตสัญญาณมอดูเลต 20T ไชน์กำลังพัลส์ สามารถนำมาเขียนเป็นสมการสัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังพัลส์ แสดงดังสมการที่ (2.6)

$$x(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} \sin^2\left(\frac{\pi}{40T}\right) + \frac{A}{2} \sin^2\left(\frac{\pi(t-\tau)}{40T}\right) \cos(\omega_c t) & ; |t| \leq 20T \\ 0 & ; |t| > 20T \end{cases} \quad (2.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ A คือ ขนาดของสัญญาณ 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ τ คือ ความแตกต่างทางดีเลย์ $T = 0.1 \mu\text{sec}$ สำหรับโทรทัศน์ระบบ PAL t คือเวลา และ $\omega_c = 2\pi f_c$ ความถี่เชิงมุมของพาหะสี่ย่อย โดยที่ความถี่คลื่นพาหะสี่ย่อย $f_c = 4.43 \text{ MHz}$

Rosman เป็นคนแรกที่นำเสนอสูตรในการแสดงค่า A และ τ อย่างชัดเจน โดยกำหนดให้ A คือความไม่เท่ากันทางขนาด (Gain Inequality) หรืออัตราส่วนระหว่างสัญญาณสีกับสัญญาณส่องสว่าง (Chrominance-to-Luminance Ratio) τ คือความไม่เท่ากันทางเวลา (Time inequality) หรือความแตกต่างทางเวลาระหว่างสัญญาณสีกับสัญญาณส่องสว่าง (Chrominance-to-Luminance Time Difference) การหาค่าอัตราส่วนระหว่างสัญญาณสีกับสัญญาณส่องสว่าง ของ Rosman (Chrominance-to-Luminance Ratio) เพื่อนำไปแทนค่าในสมการที่ (2.6) แสดงได้ดังนี้

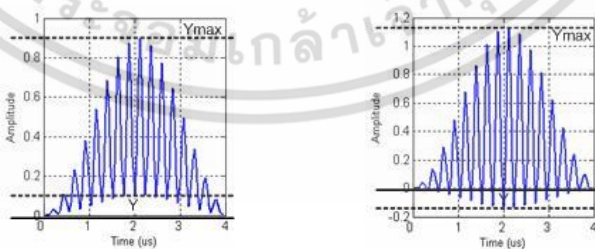
$$A = \frac{1 - (y_1 + y_2 + y_1 y_2)}{1 + (y_1 + y_2 - y_1 y_2)} \tag{2.7}$$

ในกรณีความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายอย่างเดียว ค่ายอด y_1 และ y_2 ค่าใดค่าหนึ่งมีค่าเป็นศูนย์ (กำหนดให้เป็น y ซึ่งอาจมีค่าเป็นบวกหรือลบ) และไม่มี ความผิดเพี้ยนทางดีเลย์เกิดขึ้นก็คือ $\tau = 0$ ดังนั้นสมการที่ (2.7) เขียนใหม่ได้เป็น

$$A = \frac{1 - y}{1 + y} \tag{2.8}$$

เมื่อ y คือค่ายอดนอร์มัลไลซ์ของเอนVELOปด้านล่าง หรือด้านบนจากฐานของพัลส์ ($y = Y/Y_{\text{max}}$) อัตราส่วนระหว่างสัญญาณสีกับสัญญาณส่องสว่าง จะแสดงในหน่วยเดซิเบล ดังนี้

$$A_{\text{dB}} = 20 \log(A) \tag{2.9}$$



(ก)

(ข)

รูปที่ 2.6 สัญญาณมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ที่มีความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายอย่างเดียว

(ก) ความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายต่ำ ที่ -2 dB

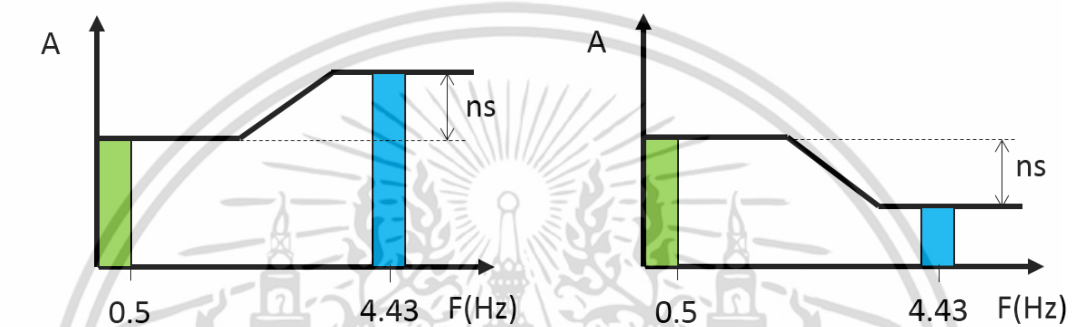
(ข) ความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายสูง ที่ +2 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.6 แสดงสัญญาณมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ที่มีความผิดเพี้ยนทางอัตราการขยายอย่างเดียว ซึ่งได้จากการแทนค่า A ในสมการที่ (3) และ $\tau = 0$ ลงในสมการที่ (2.7) รูป (ก) แสดงความผิดเพี้ยนทางอัตราการขยายต่ำ ที่ -2 dB จะเห็นว่าที่ฐานของพัลส์มีลักษณะเป็นโคไซน์ ที่มีค่ายอดเดียวเป็นค่าบวก รูป (ข) แสดงความผิดเพี้ยนทางอัตราการขยายสูง ที่ +2 dB จะเห็นว่าที่ฐานของพัลส์มีลักษณะเป็นโคไซน์ ที่มีค่ายอดเดียวเป็นค่าลบ

2.4.2 ความผิดเพี้ยนทางดีเลย์อย่างเดียว (Delay Distortion Only)

ความไม่เท่ากันทางดีเลย์ของสัญญาณสีกับสัญญาณส่องสว่าง หลังจากผ่านระบบที่ต้องการทดสอบแล้วเกิดความผิดเพี้ยนขึ้น ซึ่งเรียกว่าความผิดเพี้ยนทางดีเลย์แสดงดังรูปที่ 2.7



(ก) ความผิดเพี้ยนทางดีเลย์แบบ Advanced (ข) ความผิดเพี้ยนทางดีเลย์แบบ Delayed

รูปที่ 2.7 ความไม่เท่ากันทางดีเลย์ของสัญญาณสีและสัญญาณส่องสว่าง

ซึ่งความไม่เท่ากันทางดีเลย์ของสัญญาณสีกับสัญญาณส่องสว่าง จะเห็นจากรูปที่ 2.7 สัญญาณทั้งสองมีดีเลย์ไม่เท่ากันและมีผลต่างแสดงในหน่วย นาโนวินาที (ns) ในรูปที่ 2.7 ก จะมีค่าดีเลย์ของสัญญาณสีมากกว่าสัญญาณส่องสว่าง หรือเรียกว่าความผิดเพี้ยนแบบนี้ว่าความผิดเพี้ยนทางดีเลย์แบบ (Advanced Chrominance) และในรูปที่ 2.7 ข จะมีค่าดีเลย์ของสัญญาณสีน้อยกว่าสัญญาณส่องสว่าง หรือเรียกว่าความผิดเพี้ยนแบบนี้ว่าความผิดเพี้ยนทางดีเลย์แบบ (Delayed Chrominance) ซึ่งในการแก้ความผิดเพี้ยนดังกล่าวจะต้องใช้วงจรประเท่าทางประวิง (Delayed Chrominance Equalizer)

จากสูตรความแตกต่างทางเวลาระหว่างสัญญาณสีกับสัญญาณส่องสว่างของ Rosman แสดงได้ดังสมการ

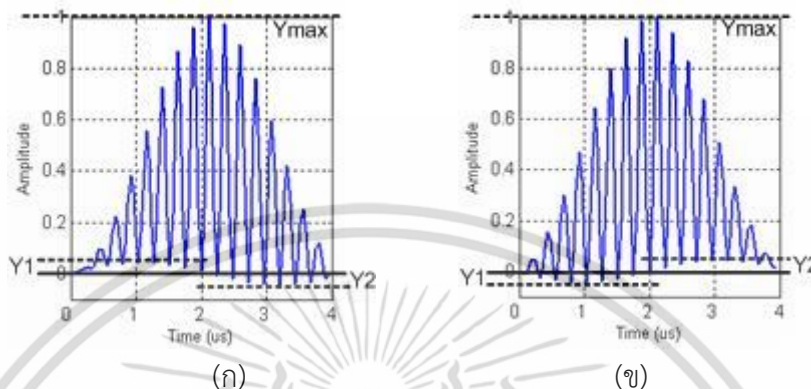
$$\tau = \frac{nT}{\pi} \cdot \cos^{-1} \left\{ 1 + \frac{8y_1y_2}{[1 - (y_1 + y_2 + y_1y_2)][1 + (y_1 + y_2 - y_1y_2)]} \right\} \quad (2.10)$$

ในกรณีความผิดเพี้ยนทางดีเลย์อย่างเดียว ค่ายอด y_1 และ y_2 เป็นค่ายอดทั้งสองที่ฐานของพัลส์ที่เกิดความผิดเพี้ยน โดยที่ $y_1 = -y_2$ ซึ่งเป็นค่ายอดนอร์แมลไลซ์ $y_1 = Y_1/Y_{\max}$ และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$y_2 = Y_2/Y_{\max}$ ตามลำดับ และไม่มี ความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายเกิดขึ้นก็คือ $A = 1$ หรือ 0 dB ดังนั้นสามารถเขียนสมการที่ (2.10) ใหม่ ได้เป็น

$$\tau = \frac{nT}{\pi} \cdot \tan^{-1} y_1 \tag{2.11}$$



รูปที่ 2.8 สัญญาณมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ที่มีความผิดเพี้ยนทางดีเลย์อย่างเดียวน

(ก) ความผิดเพี้ยนทางดีเลย์บวก ที่ +300 nsec

(ข) ความผิดเพี้ยนทางดีเลย์ลบ ที่ -300 nsec

รูปที่ 2.8 แสดงสัญญาณมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ที่มีความผิดเพี้ยนทางดีเลย์อย่างเดียวน ซึ่งได้จากการแทนค่า τ (หน่วยเป็น nsec) ในสมการที่ (5) และ $A = 1$ ลงในสมการที่ (2.7) รูป (ก) แสดงความผิดเพี้ยนทางดีเลย์บวก ที่ +300 nsec จะเห็นว่าที่ฐานของพัลส์มีลักษณะเป็นคลื่นไซน์ที่มีความสมมาตรโดยที่ y_1 มีค่าเป็นบวก y_2 มีค่าเป็นลบ รูป (ข) แสดงความผิดเพี้ยนทางดีเลย์ลบ ที่ -300 nsec จะเห็นว่าที่ฐานของพัลส์มีลักษณะเป็นคลื่นไซน์ที่มีความสมมาตรโดยที่ y_1 มีค่าเป็นลบ y_2 มีค่าเป็นบวก

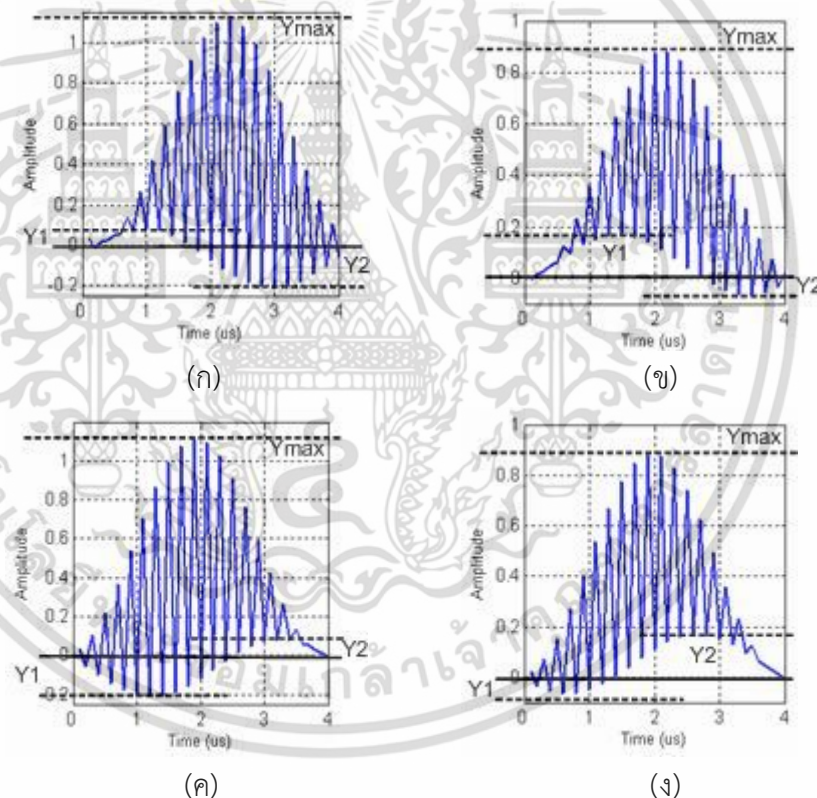
2.4.3 ความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายและดีเลย์พร้อมกัน

เมื่อความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายและดีเลย์เกิดขึ้นพร้อมกัน แสดงว่า A มีค่าตามสมการที่ (2.7) ก็คือไม่เท่ากับ 1 ส่วน τ มีค่าตามสมการที่ (2.11) คือไม่เป็นศูนย์นั่นเอง แล้วนำค่าความผิดเพี้ยนทั้งสองแบบแทนค่าลงในสมการที่ (2.7) จะได้ดังรูปที่ 2.9

จากสมการที่ (2.7) และ (2.11) เมื่อความผิดเพี้ยนมีค่าน้อย ดังนั้นผลคูณของ $y_1 y_2$ สามารถตัดทิ้งได้ เขียนสมการทั้งสองใหม่ได้เป็น

$$A = \frac{1 - (y_1 + y_2)}{1 + (y_1 + y_2)} \quad (2.12)$$

$$\tau = \frac{nT}{\pi} \cdot \cos^{-1}(1 + 8y_1 y_2) = \frac{nT}{\pi} \cdot (\sqrt{-y_1 y_2}) \quad (2.13)$$



รูปที่ 2.9 สัญญาณมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ที่มีความผิดเพี้ยนทางขนาดและดีเลย์พร้อมกัน

- (ก) ความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายสูงที่ +2 dB และดีเลย์บวก ที่ +300 nsec
- (ข) ความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายต่ำที่ -2 dB และดีเลย์บวก ที่ +300 nsec
- (ค) ความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายสูงที่ +2 dB และดีเลย์ลบ ที่ -300 nsec
- (ง) ความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายต่ำที่ -2 dB และดีเลย์ลบ ที่ -300 nsec

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.9 แสดงสัญญาณมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ที่มีความผิดเพี้ยนทางขนาดและดีเลย์พร้อมกัน รูป (ก) แสดงความผิดเพี้ยนทางอัตราการขยายสูงที่ +2 dB และดีเลย์บวก ที่ +300 nsec รูป (ข) แสดงความผิดเพี้ยนทางอัตราการขยายต่ำที่ -2 dB และดีเลย์บวก ที่ +300 nsec รูป (ค) แสดงความผิดเพี้ยนทางอัตราการขยายสูงที่ +2 dB และดีเลย์ลบ ที่ -300 nsec รูป (ง) แสดงความผิดเพี้ยนทางอัตราการขยายต่ำที่ -2 dB และดีเลย์ลบ ที่ -300 nsec จากรูปทั้งหมด จะเห็นว่าพื้นฐานของพัลส์มีลักษณะเป็นคลื่นไซน์ที่มีความไม่สมมาตร คือ $y_1 \neq y_2$ นั่นเอง

2.5 การแก้ความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณสี

เนื่องจากสัญญาณภาพเป็นสัญญาณรวม (Composite waveform) ซึ่งประกอบด้วยสัญญาณส่องสว่าง (Luminance signal) สัญญาณสี (Chrominance signal) และสัญญาณซิงค์ (Sync signal) โดยที่ขอบข่ายสเปกตรัมจะครอบคลุมตั้งแต่ย่านความถี่ต่ำไปจนถึงย่านความถี่สูง วิธีการหนึ่งที่สามารถทำการประเมินคุณลักษณะความผิดเพี้ยนของผลตอบสนองรูปสัญญาณภาพสี ก็คือการใส่สัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ในช่วงสัญญาณแปลงกิ่งทางแนวตั้งโดยให้ใส่ในเส้นที่ 17 และ 18 ในหัวข้อนี้จะเน้นเฉพาะความผิดเพี้ยนทางอัตราการขยายอย่างเดียว ซึ่งความผิดเพี้ยนดังกล่าวเกิดจากความแตกต่างทางขนาดของสัญญาณส่องสว่างกับสัญญาณสี หรือเรียกว่า (Chrominance-to-Luminance Gain Inequality) แสดงดังรูปที่ 2.10 รูปที่ 2.11 และรูปที่ 2.12 ตามลำดับ

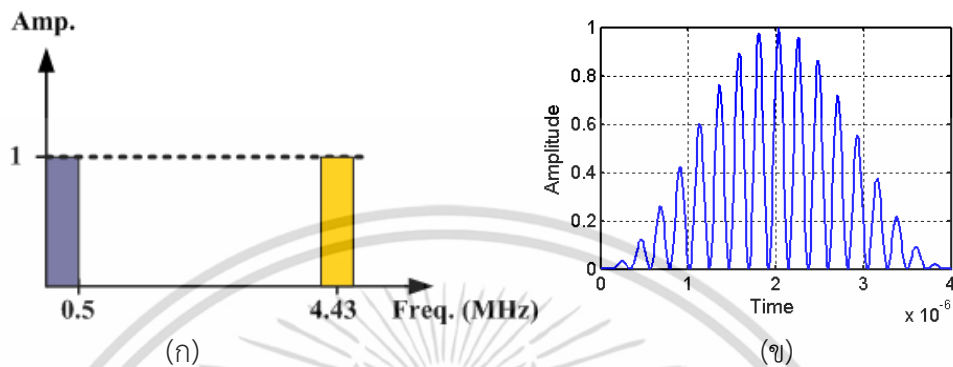
รูปที่ 2.10 แสดงสัญญาณมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ที่ไม่มีความผิดเพี้ยน รูป 2.10 (ก) แสดงความแตกต่างทางขนาดของสัญญาณส่องสว่างกับสัญญาณสี ซึ่งสัญญาณส่องสว่างจะอยู่ในย่านความถี่ต่ำที่ประมาณ 0-0.5 MHz (แถบสีน้ำเงิน) ส่วนสัญญาณสีจะอยู่ในย่านความถี่สูงประมาณ 4.43 ± 0.5 MHz (แถบสีน้ำเงิน) จะเห็นว่าไม่มีความแตกต่างทางขนาดระหว่างสัญญาณส่องสว่างกับสัญญาณสี ดังนั้นรูปสัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ที่ได้ก็จะไม่มีความผิดเพี้ยนตามไปด้วย โดยดูจากพื้นฐานของพัลส์มีลักษณะเป็นเส้นตรง แสดงดังรูปที่ 2.10 (ข)

รูปที่ 2.11 แสดงสัญญาณมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ที่เกิดความผิดเพี้ยนทางอัตราการขยายต่ำ (Low-gain chrominance distortion) รูป 2.11 (ก) แสดงความแตกต่างทางขนาดของสัญญาณส่องสว่างกับสัญญาณสี จะเห็นว่าขนาดของสัญญาณส่องสว่างไม่เท่ากับขนาดของสัญญาณสี กล่าวคือมีขนาดของสัญญาณสีน้อยกว่าขนาดของสัญญาณส่องสว่าง เราเรียกว่าความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นนี้ว่าความผิดเพี้ยนทางอัตราการขยายต่ำ ดังนั้นรูปสัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ที่ได้ก็จะมีขนาดผิดเพี้ยนทางอัตราการขยายต่ำตามไปด้วย โดยดูจากพื้นฐานของพัลส์มีลักษณะเป็นเส้นโค้งเว้าขึ้น และที่เอนเวโลปสูงสุดต่ำกว่า 1 แสดงดังรูปที่ 2.11 (ข)

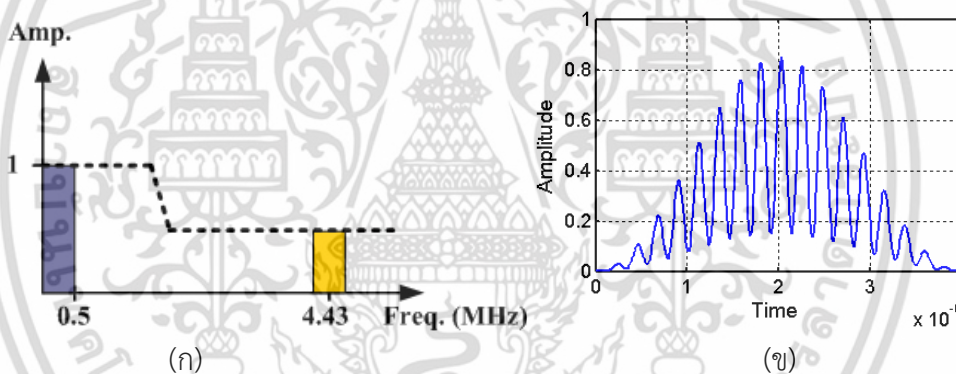
รูปที่ 2.12 แสดงสัญญาณมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ที่เกิดความผิดเพี้ยนทางอัตราการขยายต่ำ (Low-gain chrominance distortion) รูป 2.12 (ก) แสดงความแตกต่างทางขนาดของสัญญาณส่องสว่างกับสัญญาณสี จะเห็นว่าขนาดของสัญญาณส่องสว่างไม่เท่ากับขนาดของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

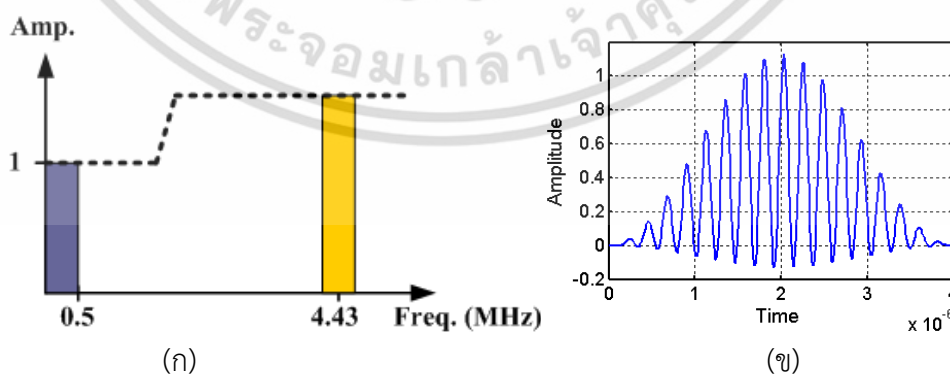
สัญญาณสี่ กล่าวคือมีขนาดของสัญญาณสี่มากกว่าขนาดของสัญญาณสองสว่าง เรียกว่าความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นนี้ว่าความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายสูง ดังนั้นรูปสัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ที่ได้ก็就会有ความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายสูงตามไปด้วย โดยดูจากที่ฐานของพัลส์มีลักษณะเป็นเส้นโค้งนูนออก และที่แอมพลิจูดสูงสุดมากกว่า 1 แสดงดังรูปที่ 2.12 (ข)



รูปที่ 2.10 สัญญาณมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ที่ไม่มีความผิดเพี้ยน



รูปที่ 2.11 สัญญาณมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ที่เกิดความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายต่ำ



รูปที่ 2.12 สัญญาณมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ที่เกิดความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายสูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

เบร์นสไตน์โพลิโนเมียล

และตัวดำเนินการเบร์นสไตน์-บาลัคซ์

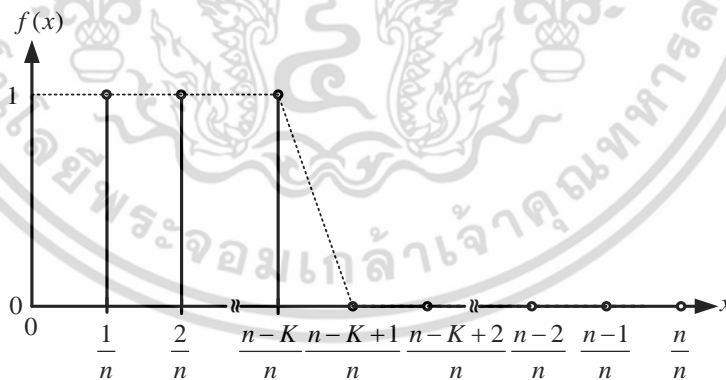
3.1 การออกแบบวงจรกรองความถี่ด้วยเบร์นสไตน์โพลิโนเมียล

เบร์นสไตน์โพลิโนเมียล (Bernstein Polynomials) เกิดขึ้นจากทฤษฎีการประมาณที่มีรูปแบบฟังก์ชันแบบต่อเนื่อง ($f(x)$) ในช่วงปิดที่ 0 ถึงปิดที่ 1 เบร์นสไตน์โพลิโนเมียลอันดับที่ n^{th} ดังแสดงได้ในสมการที่ (3.1) โดยที่ n มีค่ามากกว่าหรือเท่ากับ 1

$$B_{k,n}(t) = \binom{n}{k} \cdot t^k \cdot (1-t)^{n-k} \quad (3.1)$$

เมื่อ $k = 0, 1, \dots, n$ และ $\binom{n}{k} = \frac{n!}{k!(n-k)!}$

พิจารณาฟังก์ชัน $f(x)$ ในที่นี้ทำการประมาณฟังก์ชันให้เป็นแบบความถี่ต่ำผ่าน (Low-pass Function) มีขอบเขตอยู่ที่ $[0, 1]$ เพราะฉะนั้นฟังก์ชัน $f\left(\frac{k}{n}\right)$ จึงมีค่าไม่เกิน n แสดงดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 ตัวอย่างฟังก์ชันการประมาณค่าของเบร์นสไตน์โพลิโนเมียล

เมื่อ K คือจำนวนจุดที่ไม่ต่อเนื่องทางเวลาที่ทำให้ฟังก์ชันการประมาณมีค่าเป็นศูนย์ดังนั้นเขียนฟังก์ชันการประมาณความถี่ต่ำผ่านได้เป็นสมการที่ (3.2)

$$f\left(\frac{k}{n}\right) = \begin{cases} 1, & 0 \leq k \leq n-i \\ 0, & n-i+1 \leq k \leq n \end{cases} \quad (3.2)$$

แทนสมการที่ (3.2) ลงในสมการที่ (3.1) จะได้ตั้งสมการที่ (3.3)

$$B_{k,n}(f;t) = \sum_{k=0}^n f\left(\frac{k}{n}\right) \cdot \binom{n}{k} \cdot t^k \cdot (1-t)^{n-k} \quad (3.3)$$

จากสมการที่ (3.3) สามารถจัดรูปสมการใหม่โดยใช้โพลีโนเมียลแบบ Herrmann ตั้งสมการที่ (3.4) และจัดรูปสมการใหม่ได้เป็นสมการที่ (3.5) ตามลำดับ

$$B_{k,n}(f;t) = (1-t)^i \sum_{k=0}^{n-i} \binom{n}{k} t^k (1-t)^{n-k} (1-t)^{-i} \quad (3.4)$$

$$B_{k,n}(f;t) = (1-t)^i \sum_{k=0}^{n-i} \binom{n}{k} t^k (1-t)^{n-k-i} \quad (3.5)$$

เมื่อจัดรูปให้เข้าใจง่ายขึ้นเพื่อการนำไปใช้ในการแก้สมการทางคณิตศาสตร์จะได้ตั้งสมการที่ (3.6)

$$B_{k,n}(f;t) = (1-t)^i \sum_{k=0}^{n-i} \binom{i+k-1}{k} t^k \quad (3.6)$$

ทำการแปลง (Transformation) ด้วย [4]

$$x = \frac{\Omega^2}{1+\Omega^2} \quad (3.7)$$

นำ x ที่ทำการแปลงแทนลงในสมการที่ (3.3)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$B_{N,k}(f; \Omega) = \frac{\sum_{i=0}^{N-k} \binom{N}{i} \Omega^{2i}}{(1 + \Omega^2)^N} \quad (3.8)$$

สมการที่ (3.8) คือฟังก์ชันคุณลักษณะ (Characteristic Function) จากนั้นทำการเปลี่ยน Ω ให้เป็น $-1/\omega$

$$B_{N,k}(f; \omega) = \frac{\sum_{i=0}^{N-k} \binom{N}{i} \left(\frac{1}{\omega}\right)^{2i}}{\left(1 + \frac{1}{\omega^2}\right)^N} \quad (3.9)$$

ในการออกแบบวงจรนั้น จะต้องใช้โพลีโนเมียลที่อยู่ในรูปของฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer Function) แทนด้วย $N(s)$ สามารถหาได้จากคุณลักษณะทางขนาดยกกำลังสอง (Magnitude-squared Characteristics) แทนด้วย $|N(s)|^2$ แสดงดังสมการ (3.10)

$$|N(s)|^2 = N(s) \cdot N(-s) \quad (3.10)$$

เพราะฉะนั้นในที่นี้จะเริ่มหาฟังก์ชันถ่ายโอนจากคุณลักษณะทางขนาดยกกำลังสองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low-pass Magnitude-squared Characteristics) ด้วยเหตุเพราะสามารถทำการแปลงเป็นวงจรกรองความถี่ชนิดต่าง ๆ ได้ด้วยวิธีการแปลงความถี่ (Frequency Transformation) แสดงดังสมการที่ (3.11)

$$|N(j\omega)|^2 = \frac{H_0^2}{1 + \varepsilon^2 B^2(\omega)} \quad (3.11)$$

เมื่อ $B(\omega)$ คือเบิร์นสไตน์โพลีโนเมียลในสมการที่ (3.9) นำไปแทนลงในสมการที่ (3.11) จะได้ดังสมการที่ (3.12)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$|N(j\omega)|^2 = \frac{H_0^2}{1 + \varepsilon^2 \frac{\sum_{i=0}^{n-K} \binom{n}{i} \left(\frac{1}{\omega}\right)^{2i}}{\left(1 + \frac{1}{\omega^2}\right)^n}} \quad (3.12)$$

จัดรูปสมการใหม่ได้เป็นสมการที่ (3.13)

$$|N(j\omega)|^2 = \frac{H_0^2 \cdot (1 + \omega^2)^{2n}}{(1 + \omega^2)^{2n} + \varepsilon^2 \omega^{4n} \left(\sum_{i=0}^{n-K} \binom{n}{i} \left(\frac{1}{\omega}\right)^{2i} \right)^2} \quad (3.13)$$

สมการที่ (3.13) เรียกว่าฟังก์ชันถ่ายโอนทางขนาดยกกำลังสองของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านที่ได้จากเบิร์นสไตน์โพลีโนเมียล จากนั้นนำสมการที่ได้มาหาค่าโพล (Poles) และซีโร (Zeros) โดยการแทนค่า $\omega = s/j$ แล้วแก้สมการเลือกค่าโพลและซีโร เป็นที่ทราบกันว่าถ้าต้องการให้ระบบมีความเสถียรภาพ (Stable System) และมีเฟสต่ำสุด (Minimum Phase) จะต้องเลือกค่าโพลและซีโรทางซ้ายของระนาบ s (s -plane) ดังนั้นจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนที่มีรูปแบบเป็นฟังก์ชันเศษส่วน (Rational Function) ดังสมการที่ (3.14)

$$N(s) = \frac{a_0 + a_1s + a_2s^2 + \dots + a_{m-1}s^{m-1} + a_ms^m}{b_0 + b_1s + b_2s^2 + \dots + b_{m-1}s^{m-1} + b_ms^m} \quad (3.14)$$

เมื่อ $m = 2n$ เป็นอันดับของฟังก์ชันถ่ายโอน

จากสมการที่ (3.13) จะได้เศษเป็น $(s+1)^{2n}$ เพราะฉะนั้นเลือกค่าซีโร $s = -1$ นั้นเอง สำหรับค่าโพลสามารถเลือกได้จากการกำหนดค่าพารามิเตอร์ 3 ตัว คือ n K และ ε ของตัวส่วน สรุปได้ว่าการปรับเปลี่ยนหรือเลือกค่าพารามิเตอร์ n K และ ε นั้น สามารถปรับคุณลักษณะทางขนาดและเฟสที่ต้องการได้ ตัวอย่างการออกแบบวงจรรองความถี่อนาล็อกความถี่ต่ำผ่านอันดับ 4 โดยใช้เบิร์นสไตน์โพลีโนเมียล ในเบื้องต้นได้กำหนดพารามิเตอร์ต่าง ๆ ไว้ดังนี้ คือ $n = 2$ $K = 1$ และ $\varepsilon = 10$ นำไปแทนลงในสมการที่ (3.13) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนทางขนาดยกกำลังสองของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านคือสมการที่ (3.15)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$|N(s)|^2 = \frac{H_0^2 \cdot (1-s^2)^4}{(1+\varepsilon^2)s^8 + (-4-4\varepsilon^2)s^6 + (6+4\varepsilon^2)s^4 - 4s^2 + 1} \quad (3.15)$$

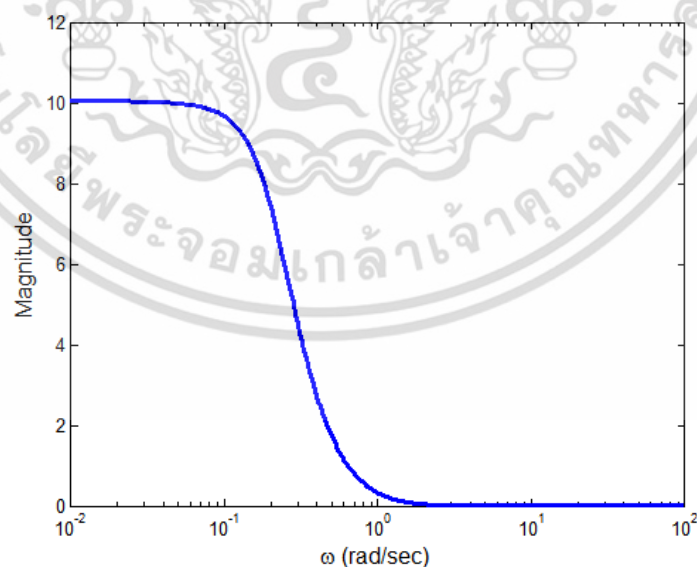
ในที่นี้เลือกค่า $\varepsilon = 10$ จะได้ดังสมการที่ (3.16)

$$|N(s)|^2 = \frac{H_0^2 \cdot (1-s^2)^4}{101s^8 - 404s^6 + 406s^4 - 4s^2 + 1} \quad (3.16)$$

ทำการเลือกค่าโพลและซีโรทางซ้ายของระนาบ s จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบเบิร์ตสไตน์ อันดับ 4 ดังสมการที่ (3.17)

$$N(s) = \frac{H_0 \cdot (1+s)^4}{s^4 + 3.1532s^3 + 2.9714s^2 + 0.7941s + 0.0995} \quad (3.17)$$

เมื่อ H_0 คือค่าคงที่ที่ใช้กำหนดขนาด
นำสมการที่ (3.17) ทำการพล็อตกราฟผลตอบสนองทางความถี่ โดยสมมติให้ $H_0 = 1$ แสดงดังรูปที่ 3.2 รูปที่ 3.3 และรูปที่ 3.4 ตามลำดับ

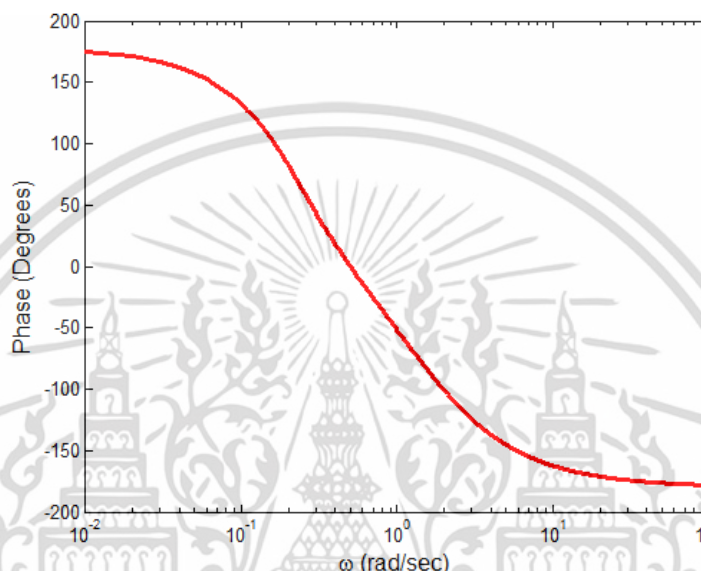


รูปที่ 3.2 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านโดยใช้เบิร์ตสไตน์โพลีโนเมียลอันดับ 4

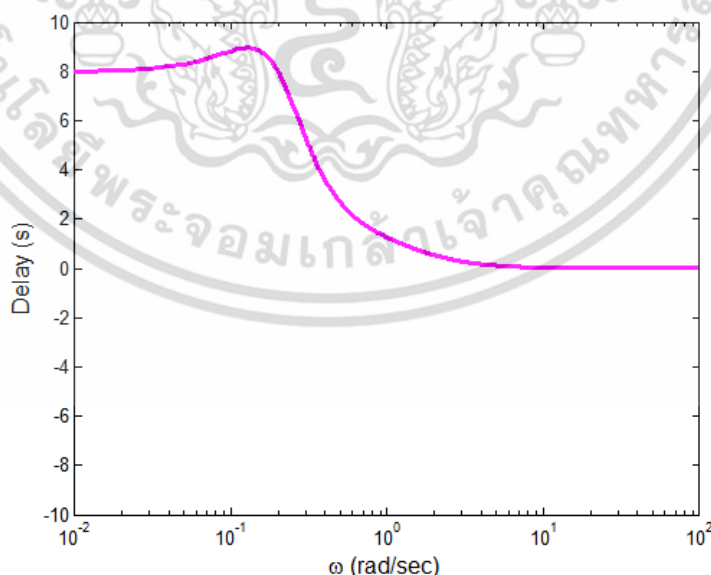
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.2 แสดงผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบเบียร์นส์ไตน์อันดับ 4 จะเห็นว่ากราฟมีความราบเรียบที่สุดทางขนาด (Maximally Flat) ทั้งในย่านพาสแบนด์และสต็อปแบนด์ ดังนั้นสามารถนำไปประยุกต์ใช้ในการควบคุมระบบได้ดี เช่น วงจรชดเชยสัญญาณ

รูปที่ 3.3 แสดงผลตอบสนองทางเฟสของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านโดยใช้เบียร์นส์ไตน์โพลีโนเมียลอันดับ 4 จะเห็นได้ว่าเฟสเป็นเชิงเส้น และรูปที่ 3.5 แสดงผลตอบสนองทางดีเลย์ของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านโดยใช้เบียร์นส์ไตน์โพลีโนเมียลอันดับ 4



รูปที่ 3.3 ผลตอบสนองทางเฟสของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านโดยใช้เบียร์นส์ไตน์โพลีโนเมียลอันดับ 4



รูปที่ 3.4 ผลตอบสนองทางดีเลย์ของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านโดยใช้เบียร์นส์ไตน์โพลีโนเมียลอันดับ 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.3 และ 3.4 จะเห็นว่ากราฟมีค่าดีเลย์ที่มีค่าใกล้เคียงกับค่าคงที่ ซึ่งเป็นผลมาจากมีเฟสเชิงเส้นนั่นเอง ซึ่งเป็นคุณสมบัติที่สำคัญของการใช้งานวงจรรองความถี่แบบแอนาล็อก เพราะฉะนั้นสามารถนำไปใช้ประโยชน์ในด้านการประมวลผลสัญญาณ และการประมวลผลภาพ

3.1.1 การปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ ε

การปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของเบิร์นส์ไตนโพลิโนเมียล ทำให้ผลตอบสนองทางขนาดเฟส และดีเลย์เปลี่ยนแปลงไป โดยการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านโดยใช้เบิร์นส์ไตนโพลิโนเมียลอันดับ 4 โดยกำหนดให้ $n=2$ และ $K=1$ แล้วทำการปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ ε โดยให้ค่า $\varepsilon=0.1$ $\varepsilon=1$ $\varepsilon=10$ และ $\varepsilon=100$ ส่วนค่าคงที่ H_0 จะกำหนดค่าให้มีขนาดสูงสุดเป็น 7.5 เท่ากันทุกเงื่อนไข ฟังก์ชันถ่ายโอนแสดงได้ดังสมการที่ (3.18) – (3.21) ตามลำดับ

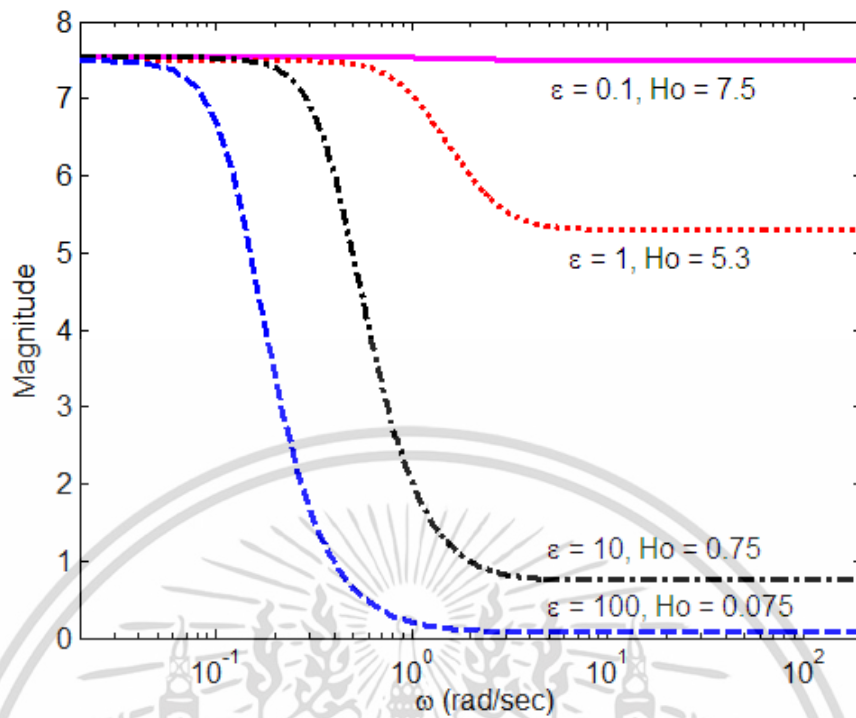
$$N(s) = \frac{(7.5) \cdot (1+s)^4}{s^4 + 3.9966s^3 + 5.9864s^2 + 3.9842s + 0.995} \quad (3.18)$$

$$N(s) = \frac{(5.3) \cdot (1+s)^4}{s^4 + 3.7856s^3 + 5.1654s^2 + 3.0504s + 0.7071} \quad (3.19)$$

$$N(s) = \frac{(0.75) \cdot (1+s)^4}{s^4 + 3.1532s^3 + 2.9714s^2 + 0.7941s + 0.0995} \quad (3.20)$$

$$N(s) = \frac{(0.075) \cdot (1+s)^4}{s^4 + 2.9288s^3 + 2.2889s^2 + 0.2149s + 0.01} \quad (3.21)$$

นำสมการที่ได้มาพล็อตเปรียบเทียบผลตอบสนองทางขนาดได้ดังรูปที่ 3.5 จากรูปจะเห็นว่ามีความราบเรียบที่สุดทางขนาดในย่านความถี่แถบผ่านและแถบหยุด นอกจากนี้การลดทอนในย่านความถี่แถบหยุดยังสามารถปรับเปลี่ยนได้โดยขึ้นอยู่กับค่าพารามิเตอร์ ε นั้นเอง



รูปที่ 3.5 การเปรียบเทียบผลตอบสนองทางขนาด เมื่อเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ ε

รูปที่ 3.6 แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางเฟสของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบเบียร์นสไตน์ เมื่อปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ ε เป็นดังนี้ $\varepsilon = 0.5$ $\varepsilon = 1.5$ $\varepsilon = 2.5$ $\varepsilon = 3.5$ $\varepsilon = 10$ และ $\varepsilon = 15$ ส่วนค่าคงที่ $H_0 = 1$ ฟังก์ชันถ่ายโอนแสดงได้ดังสมการที่ (3.22) – (3.27)

$$N(s) = \frac{(1+s)^4}{s^4 + 3.9259s^3 + 5.7063s^2 + 3.6617s + 0.8944} \quad (3.22)$$

$$N(s) = \frac{(1+s)^4}{s^4 + 3.6607s^3 + 4.7004s^2 + 2.5388s + 0.5547} \quad (3.23)$$

$$N(s) = \frac{(1+s)^4}{s^4 + 3.4915s^3 + 4.0952s^2 + 1.8957s + 0.3714} \quad (3.24)$$

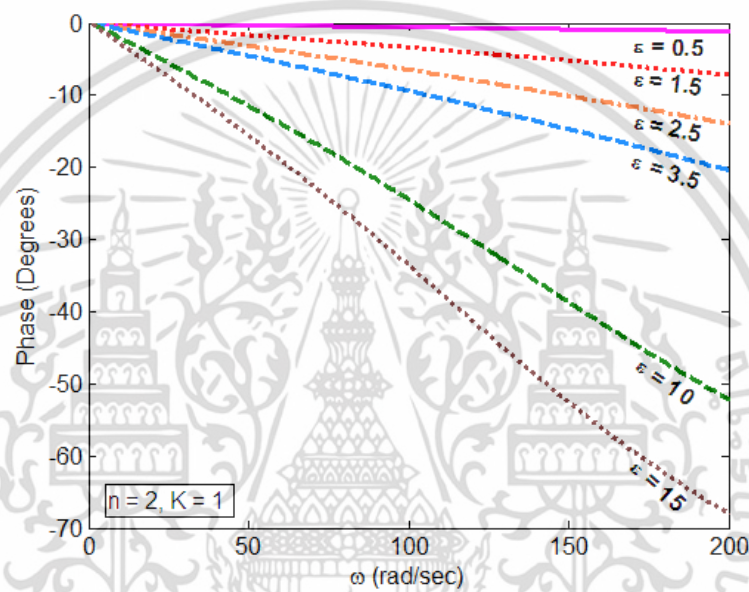
$$N(s) = \frac{(1+s)^4}{s^4 + 3.3891s^3 + 3.7432s^2 + 1.5358s + 0.2747} \quad (3.25)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

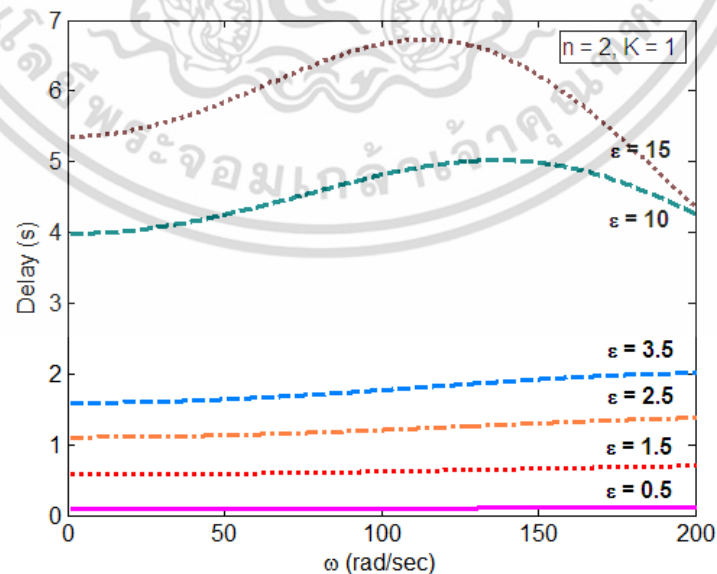
$$N(s) = \frac{(1+s)^4}{s^4 + 3.1533s^3 + 2.9716s^2 + 0.7943s + 0.0995} \quad (3.26)$$

$$N(s) = \frac{(1+s)^4}{s^4 + 3.0917s^3 + 2.7793s^2 + 0.6225s + 0.0665} \quad (3.27)$$

นำสมการที่ได้มาพล็อตเปรียบเทียบผลตอบสนองทางเฟสได้ดังรูปที่ 3.6 จะเห็นว่าไม่มีเฟสเชิงเส้นทุกเงื่อนไข นอกจากนั้นสโลปของเฟสยังสามารถปรับเปลี่ยนได้โดยขึ้นอยู่กับค่าพารามิเตอร์ ε



รูปที่ 3.6 การเปรียบเทียบผลตอบสนองทางเฟส เมื่อเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ ε



รูปที่ 3.7 การเปรียบเทียบผลตอบสนองทางดีเลย์ เมื่อเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ ε

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.7 แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางดีเลย์ของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านโดยใช้ เบิร์นสไตน์โพลิโนเมียลอันดับ 4 เมื่อปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ ε เป็นดังนี้ $\varepsilon = 0.5$ $\varepsilon = 1.5$ $\varepsilon = 2.5$ $\varepsilon = 3.5$ $\varepsilon = 10$ และ $\varepsilon = 15$ ส่วนค่าคงที่ $H_0 = 1$ โดยฟังก์ชันถ่ายโอนจะเหมือนกับในกรณีพิจารณาเฟสใน โดยรูปที่ 3.7 จะเห็นว่ามีความราบเรียบที่สุดทางดีเลย์ และยังมีคุณสมบัติที่ใกล้เคียงกับค่าคงที่ทุกเงื่อนไข

3.2 ตัวดำเนินการเบิร์นสไตน์-บาลัคซ์

ในการออกแบบวงจรรองความถี่โดยใช้ตัวดำเนินการเบิร์นสไตน์-บาลัคซ์นั้น จะต้องใช้สมการการแปลง (Transform Equation) แบบใหม่ ซึ่งแสดงดังสมการที่ (3.28) โดยจะทำการแปลง x เป็นค่าความถี่ ω

$$\tilde{t} = \frac{(\alpha\omega)^2}{1+(\alpha\omega)^2}, \quad \begin{cases} \text{if } \tilde{t} = 0, & \omega = 0 \\ \text{if } \tilde{t} = 1, & \omega = \infty \end{cases} \quad (3.28)$$

สมการเบิร์นสไตน์โพลิโนเมียลโดยทั่วไป แสดงดังสมการที่ (3.29)

$$B_{k,n}(f;t) = \sum_{k=0}^n f\left(\frac{k}{n}\right) \cdot \binom{n}{k} \cdot t^k \cdot (1-t)^{n-k} \quad (3.29)$$

แทนค่าสมการที่ (3.28) ลงในสมการที่ (3.29) จะได้สมการโพลิโนเมียลโดยใช้ตัวดำเนินการแบบเบิร์นสไตน์-บาลัคซ์ แสดงดังสมการ (3.30)

$$R_{k,n}(f;\omega^2) = \frac{1}{(1+(\alpha\omega)^2)^n} \sum_{i=0}^N f\left(\frac{k}{n}\right) \binom{n}{i} (\alpha\omega)^{2i} \quad (3.30)$$

จากงานวิจัยที่ผ่านมา [5-6] จะเห็นได้ว่าเบิร์นสไตน์โพลิโนเมียลมีคุณลักษณะความถี่ต่ำผ่านที่มีผลตอบสนองความถี่ต่ำผ่านราบเรียบที่มากที่สุด ในช่วงพาสแบนด์และสตอปแบนด์ และเช่นเดียวกันในการใช้ตัวดำเนินการแบบเบิร์นสไตน์-บาลัคซ์จะทำให้มีความถี่ต่ำผ่านที่มีผลตอบสนองความถี่ต่ำผ่านราบเรียบที่มากที่สุด ซึ่งการประมาณค่านี้จะใช้ขนาดยกกำลังสองของฟังก์ชันถ่ายโอนความถี่ต่ำผ่าน $|H(j\omega)|^2$ โดยจะแสดงได้ดังสมการที่ (3.31)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{H_0^2}{1 + \varepsilon^2 R_{k,n}^2(f; \omega^2)} \quad (3.31)$$

แทนค่าสมการที่ (3.30) ลงในสมการที่ (3.31) จะได้

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{H_0^2}{1 + \varepsilon^2 \left[\frac{\sum_{i=0}^N f \binom{k}{n} \binom{n}{i} (\alpha\omega)^{2k}}{(1 + (\alpha\omega)^2)^n} \right]^2} \quad (3.32)$$

จากสมการที่ (3.32) ทำการจัดรูปใหม่ จะได้ดังสมการที่ (3.33)

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{H_0^2 (1 + (\alpha\omega)^2)^{2n}}{(1 + (\alpha\omega)^2)^{2n} + \varepsilon^2 \left[\sum_{i=0}^N f \binom{k}{n} \binom{n}{i} (\alpha\omega)^{2k} \right]^2} \quad (3.33)$$

จากสมการที่ (3.33) จะเรียกสมการนี้ว่าสมการฟังก์ชันถ่ายโอนขนาดกำลังสองความถี่ต่ำผ่านแบบเบียร์นสไตน์-บาลัคซ์ จากนั้นทำการแทนค่าโดยให้ $\omega = s/j$ และ $n = 2$ หาค่าโพลและซีโรในฝั่งซ้ายของระนาบ S (S-Plane) สำหรับความมีเสถียรภาพของระบบและมีเฟสที่น้อยที่สุด (Non-Minimum Phase) โดยฟังก์ชันเศษส่วน $H(s)$ จะอยู่ในรูปของโพลีโนเมียลเทอมเศษและเทอมส่วนแสดงดังสมการที่ (3.34)

$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{a_0 + a_1 s + a_2 s^2 + \dots + a_{n-1} s^{n-1} + a_n s^n}{b_0 + b_1 s + b_2 s^2 + \dots + b_{n-1} s^{n-1} + b^n s^n} \quad (3.34)$$

โดย $N(s)$ คือเทอมเศษของโพลีโนเมียล และ $D(s)$ คือเทอมส่วนของโพลีโนเมียล โดยที่ a และ b คือสัมประสิทธิ์ และ n คือกำลังของโพลีโนเมียล จากสมการที่ (3.33) เมื่อแทนค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ คือ $H_0 = 1, n = 2, k=1$ และแทนค่า $\omega = s/j$ จะได้ดังสมการเบียร์นสไตน์-บาลัคซ์โพลีโนเมียลอันดับ 4 โดยแสดงดังสมการที่ (3.35)

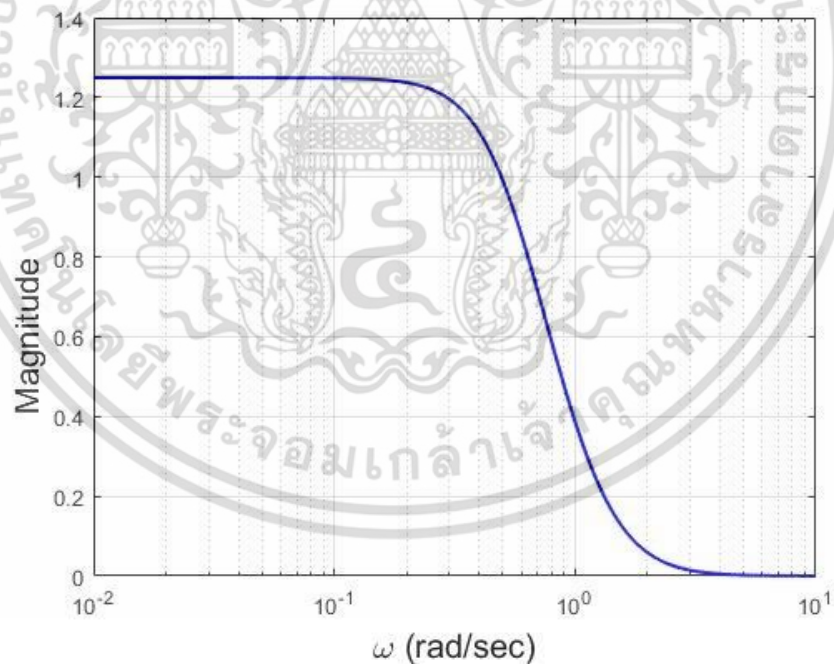
$$|H(s)|^2 = \frac{H_0 \cdot (\alpha^8 s^8 - 4\alpha^6 s^6 + 6\alpha^4 s^4 - 4\alpha^2 s^2 + 1)}{\alpha^8 s^8 - 4\alpha^6 s^6 + (6 + 4\varepsilon^2)\alpha^4 s^4 - 4\alpha^2(1 + \varepsilon^2)s^2 + (1 + \varepsilon^2)} \quad (3.35)$$

จากสมการที่ (3.35) จะเห็นได้ว่า มีพารามิเตอร์สามตัวสำหรับการปรับค่าวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน อันได้แก่ H_0 , α และ ε

จากนั้น สมมติการแทนค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ลงไป โดยให้ $H_0 = 1$, $\alpha = 1$ และ $\varepsilon = 1$ และค่า $|H(s)|^2$ ทำการหาค่าโพลและซีโรที่ทางฝั่งซ้ายของระนาบ s จะได้ดังสมการที่ (3.36)

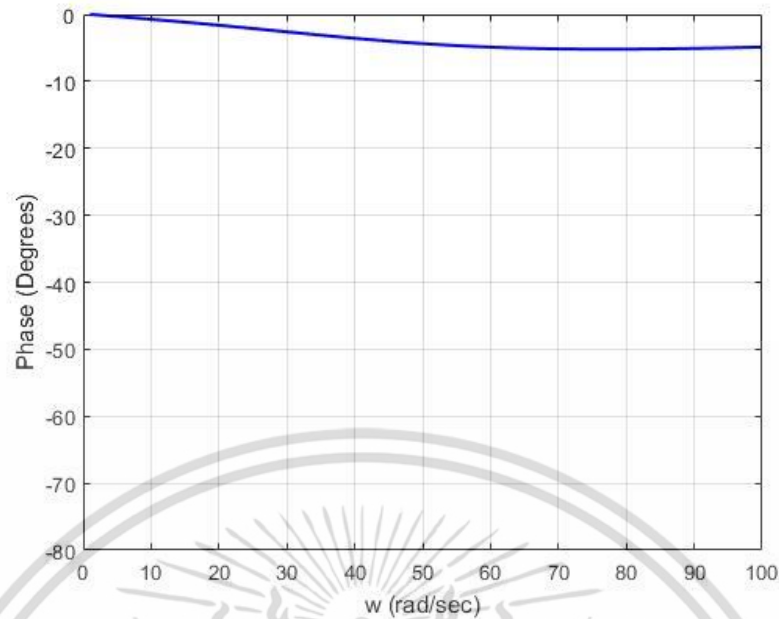
$$H(s) = \frac{s^4 + 4s^3 + 6s^2 + 4s + 1}{s^4 + 4.3139s^3 + 7.3049s^2 + 5.3536s + 1.4142} \quad (3.36)$$

จากสมการที่ (3.36) เมื่อนำมาพล็อตกราฟ จะได้กราฟผลตอบแทนสามอย่าง ได้แก่ ผลตอบสนองทางขนาด ผลตอบสนองทางเฟส และผลตอบสนองทางดีเลย์ โดยจะแสดงดังรูปที่ 3.8, 3.9 และ 3.10 ตามลำดับ

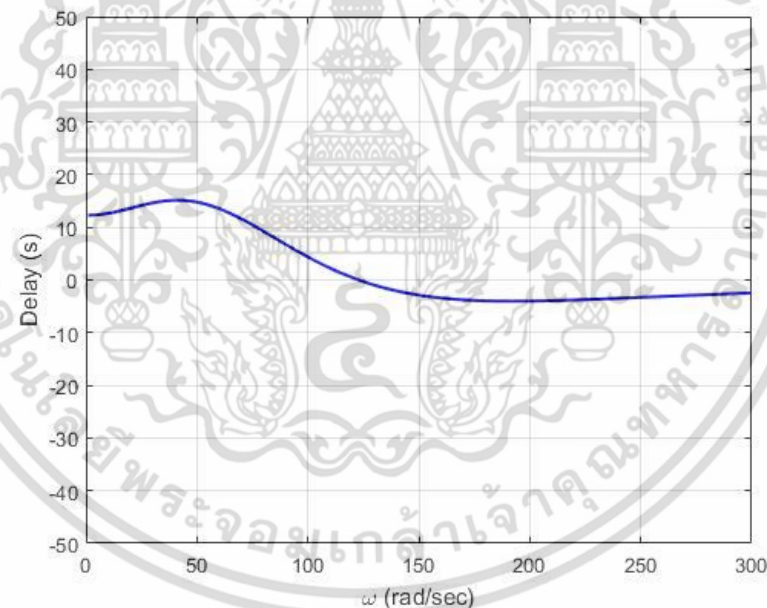


รูปที่ 3.8 ผลตอบสนองทางขนาดโดยใช้ตัวดำเนินการเบิร์นสไตน์-บาลัคซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.9 ผลตอบสนองทางเฟสโดยใช้ตัวดำเนินการเบิร์นสไตน์-บาล์คซ์



รูปที่ 3.10 ผลตอบสนองทางดีเลย์โดยใช้ตัวดำเนินการเบิร์นสไตน์-บาล์คซ์

ตัวดำเนินการเบิร์นสไตน์-บาล์คซ์นั้นมีคุณลักษณะความถี่ต่ำผ่านทางขนาดที่มีผลตอบสนองทางขนาดที่มีความราบเรียบมากที่สุดทั้งในช่วงพาสแบนด์และช่วงสตอปแบนด์ มีเฟสเป็นเชิงเส้น และมีค่าดีเลย์ที่มีค่าใกล้เคียงค่าคงที่ ซึ่งคุณสมบัติเหล่านี้เป็นคุณสมบัติพื้นฐานเบื้องต้นที่จำเป็นต้องพิจารณาในการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ซึ่งการใช้ตัวดำเนินการเบิร์นสไตน์-บาล์คซ์จึงสามารถออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.2 การออกแบบวงจรรองความถี่ต่ำผ่านโดยใช้ตัวดำเนินการเบิร์นสไตน์-บาลัคซ์เมื่อปรับค่าพารามิเตอร์ α

ในการออกแบบวงจรรองความถี่ต่ำผ่านโดยใช้ตัวดำเนินการเบิร์นสไตน์-บาลัคซ์ โดยจะใช้สมการที่ (3.35) ในการพิจารณา และทำการปรับค่า α เมื่อพิจารณาหาค่าคุณลักษณะทางขนาดของสมการฟังก์ชันถ่ายโอนความถี่ต่ำผ่านอันดับ 4 โดยกำหนดให้ $\varepsilon=10$, $H_0=1$ และ $\alpha=0.1$, $\alpha=1$, $\alpha=10$, $\alpha=50$ และ $\alpha=100$ โดยสมการฟังก์ชันถ่ายโอนจะแสดงดังสมการที่ (3.37) – (4.41) และเมื่อนำไปพล็อตกราฟคุณลักษณะผลตอบสนองทางขนาดจะแสดงดังรูปที่ 3.11

$$H_{\alpha=0.1,\varepsilon=10}(s) = \frac{s^4 + 40s^3 + 600s^2 + 4000s + 1000}{s^4 + 80s^3 + 299s^2 + 31690s + 10050} \quad (3.37)$$

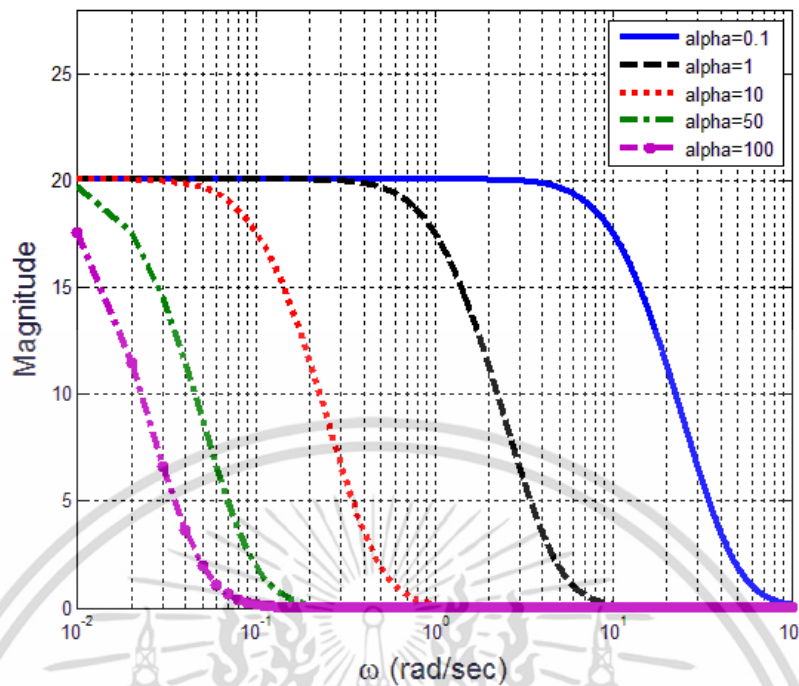
$$H_{\alpha=1,\varepsilon=10}(s) = \frac{s^4 + 4s^3 + 6s^2 + 4s + 1}{s^4 + 7.983s^3 + 29.8641s^2 + 31.6901s + 10.0499} \quad (3.38)$$

$$H_{\alpha=10,\varepsilon=10}(s) = \frac{s^4 + 0.4s^3 + 0.06s^2 + 0.004s + 0.0001}{s^4 + 0.7983s^3 + 0.2986s^2 + 0.0317s + 0.001} \quad (3.39)$$

$$H_{\alpha=50,\varepsilon=10}(s) = \frac{s^4 + 0.08s^3 + 0.0024s^2}{s^4 + 0.01597s^3 + 0.0119s^2 + 0.0003s} \quad (3.40)$$

$$H_{\alpha=100,\varepsilon=10}(s) = \frac{s^4 + 0.04s^3 + 0.0006s^2 + 0.00004s + 0.0000001}{s^4 + 0.0798s^3 + 0.003s^2} \quad (3.41)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.11 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางขนาดความถี่ต่ำผ่าน โดยปรับค่า $\alpha = 0.1, 1, 10, 50$ และ 100

จากรูปที่ 3.11 จะเห็นได้ว่า ที่ $\alpha = 50$ และ 100 นั้น จะไม่มีผลตอบสนองทางขนาดความถี่ราบเรียบที่มากที่สุดที่พาสแบนด์ แต่เมื่อค่า $\alpha = 0.1, 1$ และ 10 ผลตอบสนองทางขนาดความถี่ราบเรียบที่มากที่สุดทั้งช่วงพาสแบนด์และสตอปแบนด์ นอกจากนี้ในช่วงทรานสิชันแบนด์ยังสามารถเปลี่ยนแปลงได้ เมื่อปรับค่าพารามิเตอร์ α จะทำให้ค่าความถี่คutoff เปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ที่ต้องการได้

จากนั้นจึงพิจารณาปรับค่า α อีกครั้งหนึ่ง โดยพิจารณาที่ $\alpha = 0.1, \alpha = 0.3, \alpha = 0.5, \alpha = 0.8$ และ $\alpha = 1$ โดยสมการฟังก์ชันถ่ายโอนจะแสดงดังสมการที่ (3.42) – (3.46) โดยจะแสดงผลตอบสนองทางขนาดดังรูปที่ 3.12

$$H_{\alpha=0.1, \varepsilon=10}(s) = \frac{s^4 + 40s^3 + 600s^2 + 4000s + 1000}{s^4 + 80s^3 + 299s^2 + 31690s + 10050} \quad (3.42)$$

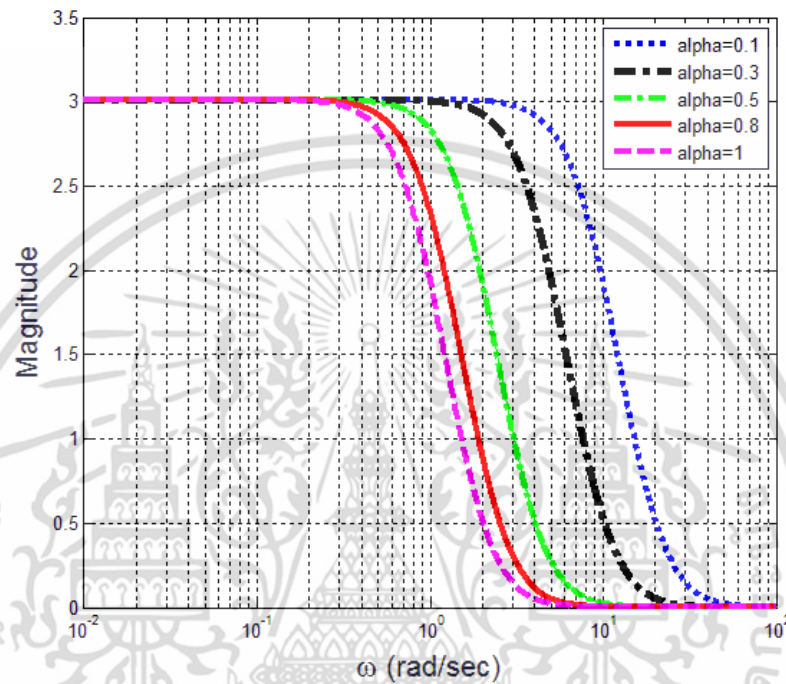
$$H_{\alpha=0.3, \varepsilon=10}(s) = \frac{s^4 + 13.3333s^3 + 66.667s^2 + 148.1481s + 123.4568}{s^4 + 26.6s^3 + 33.18s^2 + 1173.1s + 1240.7} \quad (3.43)$$

$$H_{\alpha=0.5, \varepsilon=10}(s) = \frac{s^4 + 8s^3 + 24s^2 + 32s + 16}{s^4 + 15.966s^3 + 119.4563s^2 + 253.5206s + 160.798} \quad (3.44)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H_{\alpha=0.8,\varepsilon=10}(s) = \frac{s^4 + 5s^3 + 9.375s^2 + 7.8125s + 2.4414}{s^4 + 9.9787s^3 + 46.6626s^2 + 61.8947s + 24.5356} \quad (3.45)$$

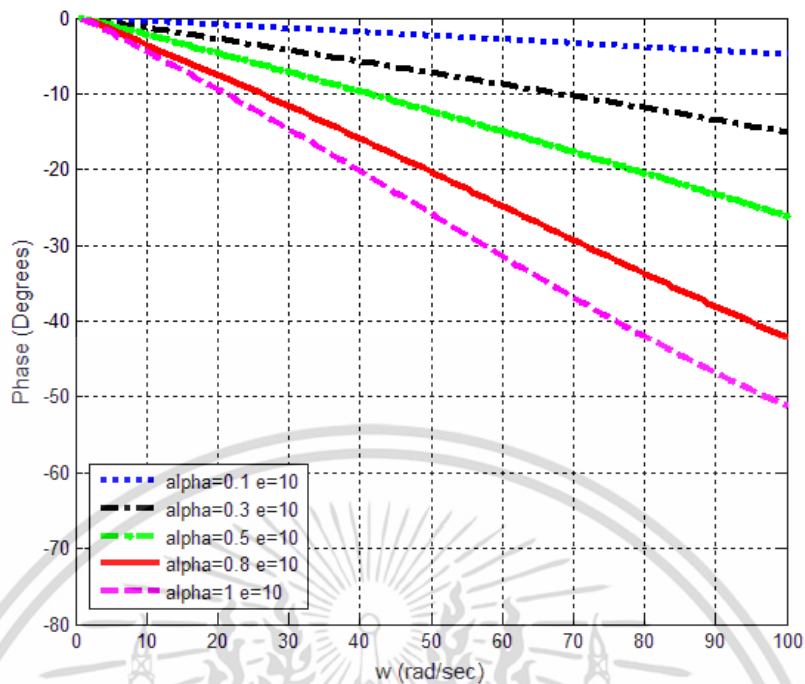
$$H_{\alpha=1,\varepsilon=10}(s) = \frac{s^4 + 4s^3 + 6s^2 + 4s + 1}{s^4 + 7.983s^3 + 29.8641s^2 + 31.6901s + 10.0499} \quad (3.46)$$



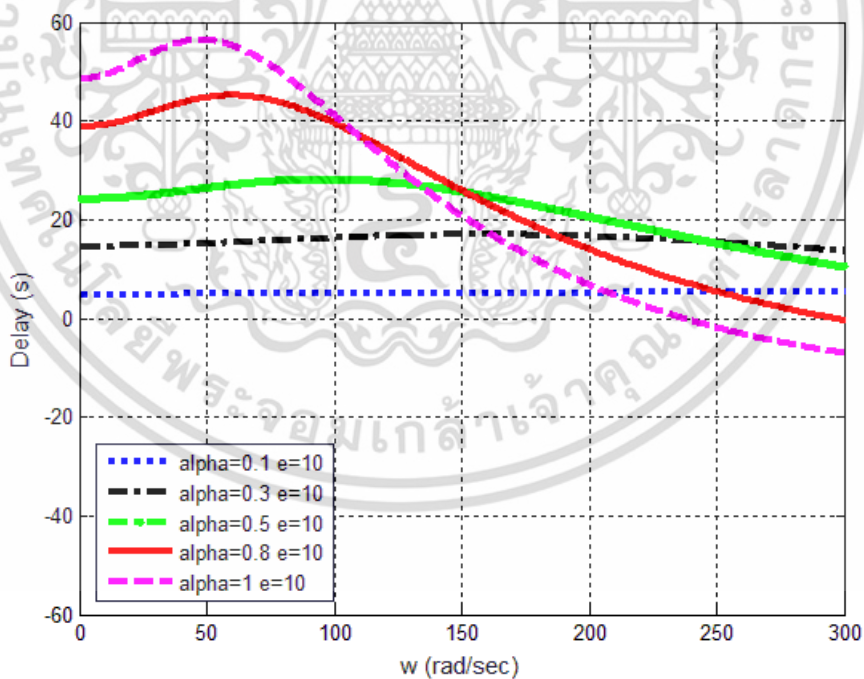
รูปที่ 3.12 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางขนาดความถี่ต่ำผ่าน โดยปรับค่า $\alpha = 0.1, 0.3, 0.5, 0.8$ และ 1

จากรูปที่ 3.12 จะเห็นได้ว่า เมื่อใช้พารามิเตอร์ α ตั้งแต่ 0.1 ถึง 1 นั้นจะให้คุณลักษณะทางขนาดที่มีค่าราบเรียบที่มากที่สุด และสามารถเปลี่ยนแปลงช่วงทรานซิสชันแบนด์ พาสแบนด์ และสตอปแบนด์ได้ ซึ่งทำให้ค่าความถี่คัตออฟมีการเปลี่ยนแปลงตามไปด้วยเช่นกัน

จากนั้นทำการหาค่าผลตอบสนองทางเฟส และดีเลย์ เมื่อปรับค่า $\alpha = 0.1, 0.3, 0.5, 0.8$ และ 1 โดยผลตอบสนองทางเฟสจะแสดงดังรูปที่ 3.13 และผลตอบสนองทางดีเลย์จะแสดงดังรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.13 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางเฟสความถี่ต่ำผ่าน โดยปรับค่า $\alpha = 0.1, 0.3, 0.5, 0.8$ และ 1



รูปที่ 3.14 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางดีเลย์ความถี่ต่ำผ่าน โดยปรับค่า $\alpha = 0.1, 0.3, 0.5, 0.8$ และ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.13 จะเห็นว่า ผลตอบสนองทางเฟสนั้นมีค่าเป็นเชิงเส้นทั้งหมด และเมื่อพารามิเตอร์ α มีค่าน้อย จะทำให้เฟสมีค่าน้อยที่สุด และจากรูปที่ 3.14 แสดงถึงผลตอบสนองทางติลย์ ที่มีค่าใกล้เคียงกับค่าคงที่มากที่สุดเมื่อ α มีค่าน้อย จะทำให้มีค่าติลย์ใกล้เคียงกับค่าคงที่มากที่สุด

3.2.2 การออกแบบวงจรรองความถี่ต่ำผ่านโดยใช้ตัวดำเนินการเบิร์นสไตน์บัลคซ์เมื่อปรับค่าพารามิเตอร์ ε

ในขั้นตอนต่อมา จะพิจารณา และทำการปรับค่า α เมื่อพิจารณาหาค่าคุณลักษณะทางขนาดของสมการฟังก์ชันถ่ายโอนความถี่ต่ำผ่านอันดับ 4 โดยกำหนดให้ $\alpha=1$ และ $\varepsilon=1, 1.5, 2.5, 5$ และ 10 โดยเพื่อแทนค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ลงในสมการที่ (3.35) โดยสมการฟังก์ชันถ่ายโอนจะแสดงดังสมการที่ (4.47) – (4.51) และ ได้กราฟผลตอบสนองทางขนาด ดังรูปที่ 3.15

$$H_{\alpha=1,\varepsilon=1}(s) = \frac{s^4 + 4s^3 + 6s^2 + 4s + 1}{s^4 + 4.3139s^3 + 7.3049s^2 + 5.3536s + 1.4142} \quad (4.47)$$

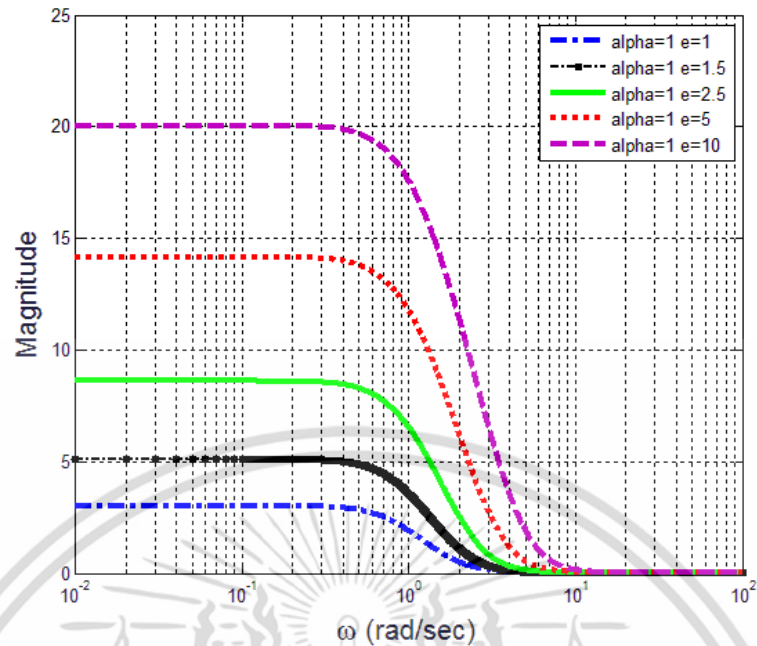
$$H_{\alpha=1,\varepsilon=1.5}(s) = \frac{s^4 + 4s^3 + 6s^2 + 4s + 1}{s^4 + 4.5768s^3 + 8.4737s^2 + 6.5994s + 1.8028} \quad (4.48)$$

$$H_{\alpha=1,\varepsilon=2.5}(s) = \frac{s^4 + 4s^3 + 6s^2 + 4s + 1}{s^4 + 5.1042s^3 + 11.0266s^2 + 0.4011s + 2.6926} \quad (4.49)$$

$$H_{\alpha=1,\varepsilon=5}(s) = \frac{s^4 + 4s^3 + 6s^2 + 4s + 1}{s^4 + 6.2417s^3 + 17.4794s^2 + 16.8005s + 5.0990} \quad (4.50)$$

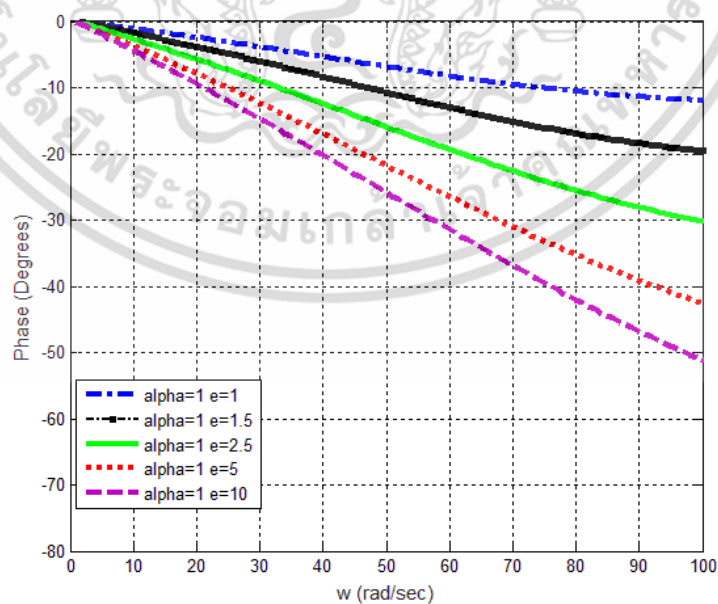
$$H_{\alpha=1,\varepsilon=10}(s) = \frac{s^4 + 4s^3 + 6s^2 + 4s + 1}{s^4 + 7.983s^3 + 29.8641s^2 + 31.6901s + 10.0499} \quad (4.51)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.16 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางขนาดความถี่ต่ำผ่าน
โดยปรับค่า และ $\varepsilon = 1, 1.5, 2.5, 5$ และ 10

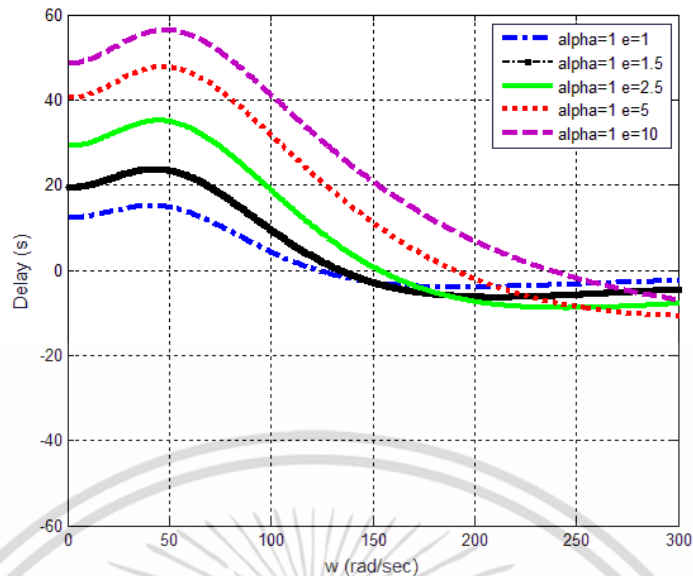
จากรูปที่ 3.16 จะเห็นได้ว่าการปรับค่าพารามิเตอร์ จะยังคงให้ค่าความถี่ต่ำผ่านที่มีความราบเรียบที่มากที่สุด แต่จะสามารถปรับค่าขนาดในช่วงของพาสแบนด์ได้ และรูปที่ 3.17 และ 3.18 จะแสดงผลตอบสนองทางเฟสที่เป็นเชิงเส้น และผลตอบสนองทางดีเลย์ที่มีค่าใกล้เคียงกับค่าคงที่ ตามลำดับ



รูปที่ 3.17 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางเฟสความถี่ต่ำผ่าน

โดยปรับค่า และ $\varepsilon = 1, 1.5, 2.5, 5$ และ 10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.18 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางดีเลย์ความถี่ต่ำผ่าน โดยปรับค่า $\epsilon = 1, 1.5, 2.5, 5$ และ 10

การจำลองออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำด้วยวิธีการตัวดำเนินการเบิร์นสไตน์-บาลัคซ์ พบว่าสามารถปรับค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ได้และเห็นถึงความแตกต่างของผลลัพธ์ของกราฟผลตอบสนองทางขนาดทางเฟส และดีเลย์ ซึ่งแสดงถึงความราบเรียบที่สุด มีเฟสที่มีความชันที่น้อยที่สุด และดีเลย์ใกล้ค่าคงที่มากที่สุด โดยพารามิเตอร์ $\alpha = 0.1$ and $\epsilon = 10$ ให้ผลลัพธ์ที่ดีที่สุด

3.3 การเปรียบเทียบกับวงจรกรองความถี่แบบอื่น

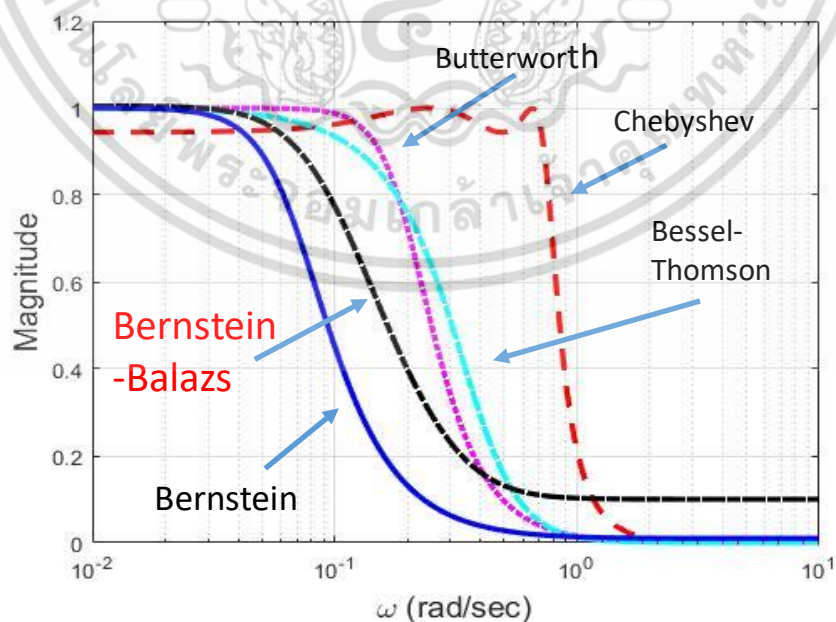
ในหัวข้อนี้จะเป็นการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่แบบเบิร์นสไตน์-บาลัคซ์อันดับ 4 กับวงจรกรองความถี่ที่มีอยู่เดิม เช่น วงจรกรองความถี่แบบเบิร์นสไตน์ปกติ วงจรกรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ท (Butterworth Filter) วงจรกรองความถี่แบบเชบีเชฟ (Chebyshev Filter) และวงจรกรองความถี่แบบเบสเซลทอมสัน (Bessel-Thomson Filter) แสดงดังรูปที่ 3.19 – 3.21

รูปที่ 3.19 แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับ 4 ของวงจรกรองความถี่แบบเบิร์นสไตน์-บาลัคซ์ วงจรกรองความถี่แบบเบิร์นสไตน์ วงจรกรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ท วงจรกรองความถี่แบบ เชบีเชฟ และวงจรกรองความถี่แบบเบสเซลทอมสัน อธิบายได้ดังนี้คุณลักษณะทางขนาดของเบสเซล ทอมสันจะมีความราบเรียบทางขนาดในย่านความถี่แถบผ่านน้อยที่สุด คุณลักษณะทางขนาดของเชบี เชฟจะมีการกระเพื่อมแบบเท่าเทียม (Equal Ripple) ในย่านความถี่แถบผ่าน แต่จะมีความชันดีที่ที่สุด (Sharpness) คุณลักษณะทางขนาดของบัตเตอร์เวิร์ทจะเป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เตอร์เวิร์ทจะมีความราบเรียบทางขนาดในย่านความถี่แถบผ่าน และมีความชันดีรองจากเซปีเซฟ ส่วนคุณลักษณะทางขนาดของเบียร์นสไตน์จะมีความราบเรียบทางขนาดในย่านความถี่แถบผ่าน มีความชันที่ดี แต่ข้อได้เปรียบคือวงจรรองความถี่แบบเบียร์นสไตน์-บาลัคซ์สามารถปรับคุณลักษณะทางขนาดให้เป็นที่ต้องการได้ เช่น สามารถปรับช่วงย่านความถี่แถบผ่าน ปรับสโลป และปรับการลดทอนในช่วงย่านความถี่แถบหยุด โดยการปรับพารามิเตอร์ α และ ϵ

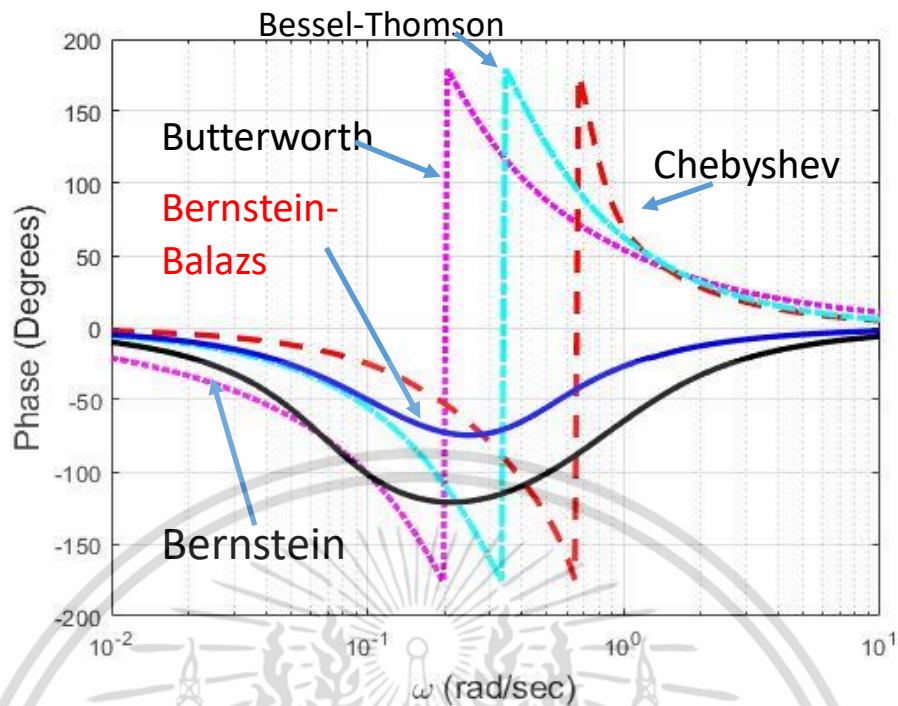
รูปที่ 3.20 แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางเฟสของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน อันดับ 4 ของวงจรรองความถี่แบบเบียร์นสไตน์-บาลัคซ์ วงจรรองความถี่แบบเบียร์นส วจรรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ท วงจรรองความถี่แบบ เซปีเซฟ และวงจรรองความถี่แบบเบสเชสทอมสัน จะเห็นว่าคุณลักษณะทางเฟสของเบียร์นสไตน์-บาลัคซ์จะเป็นเชิงเส้นที่สุด พร้อมทั้งยังสามารถปรับเปลี่ยนสโลปของเฟสได้โดยการปรับพารามิเตอร์ α และ ϵ

รูปที่ 3.21 แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางเวลาประวิงของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน อันดับ 4 ของวงจรรองความถี่แบบเบียร์นสไตน์-บาลัคซ์ วงจรรองความถี่แบบเบียร์นส วจรรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ท วงจรรองความถี่แบบเซปีเซฟ และวงจรรองความถี่แบบเบสเชสทอมสัน จะเห็นว่าคุณลักษณะทางเวลาประวิงของเบียร์นสไตน์มีความราบเรียบที่สุด และเป็นค่าคงที่ นอกจากนี้ยังสามารถปรับความราบเรียบทางเวลาประวิงให้มากขึ้นได้โดยการปรับพารามิเตอร์ α และ ϵ

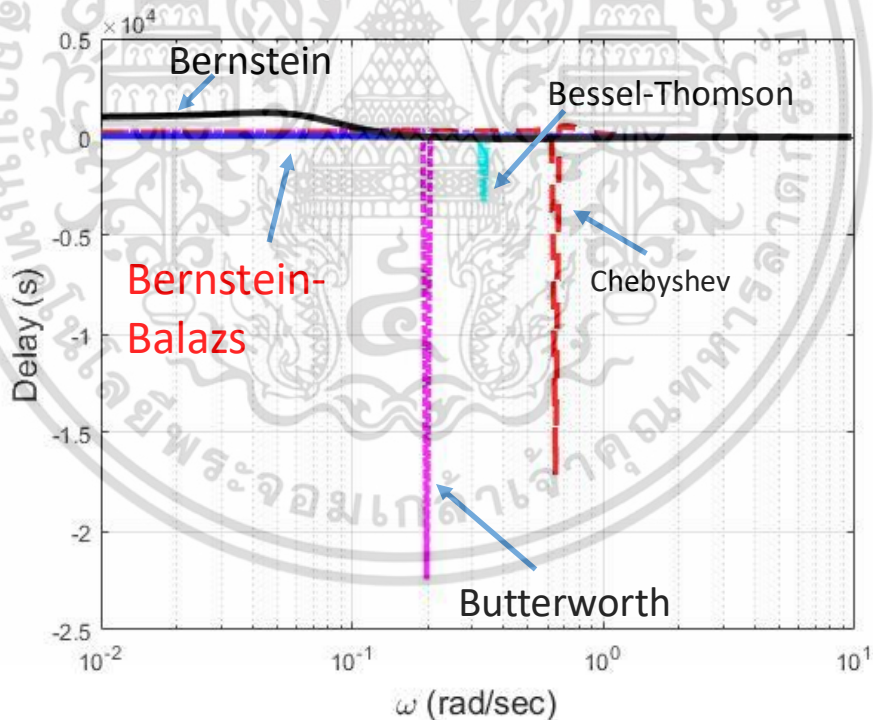


รูปที่ 3.19 การเปรียบเทียบผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน อันดับ 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.20 การเปรียบเทียบผลตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน อันดับ 4



รูปที่ 3.21 การเปรียบเทียบผลตอบสนองทางดีเลย์ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน อันดับ 4

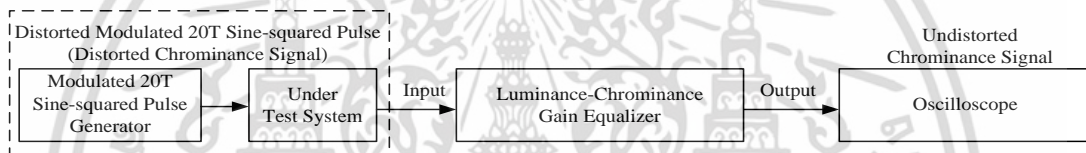
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

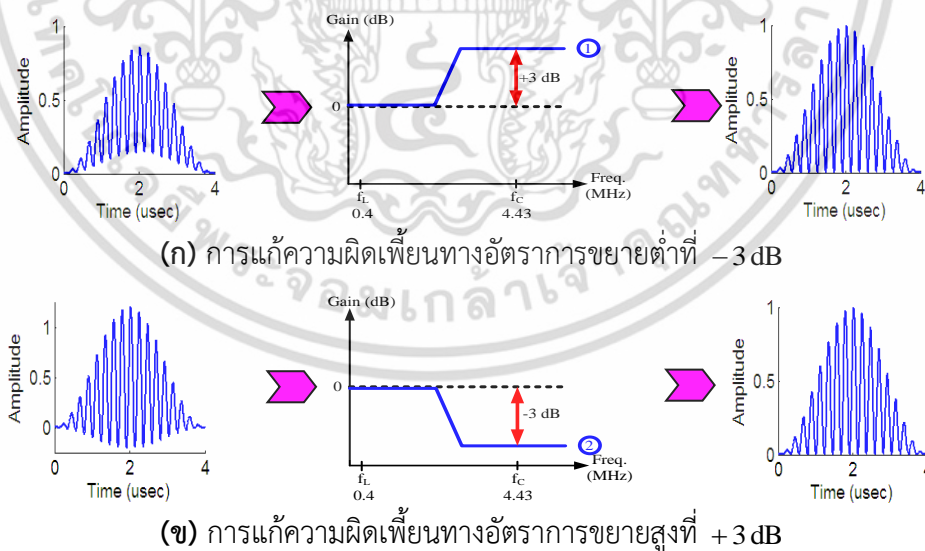
การออกแบบเก็นรีอิควอไลเซอร์

4.1 แนวคิดการออกแบบเก็นรีอิควอไลเซอร์

ในการออกแบบวงจรกรองความถี่ สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้หลากหลาย ในทางวิศวกรรมไฟฟ้า วิศวกรรมโทรคมนาคม หรือวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ หนึ่งใน การนำไปประยุกต์ใช้งาน ซึ่งจะนำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ คือการนำไปประยุกต์ใช้ออกแบบวงจรปรับเท่าทางขนาด หรือเก็นรีอิควอไลเซอร์ (Gain Equalizer) โดยแนวความคิดวงจรปรับเท่าของความผิดเพี้ยนของสีเชิงเส้นดังแสดงในรูปที่ 4.1 ซึ่งสามารถแก้ไขได้ทั้งความผิดเพี้ยนทางสีต่ำ และความผิดเพี้ยนทางสีสูง และในรูปที่ 4.2 แสดงตัวอย่างการแก้ความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายของสัญญาณสีที่ ± 3 dB



รูปที่ 4.1 แนวคิดของวงจรเก็นรีอิควอไลเซอร์เพื่อแก้ความผิดเพี้ยนทางขนาด



รูปที่ 4.2 ตัวอย่างการแก้ความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายของสัญญาณสีที่ ± 3 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 การออกแบบเก็นครีควอไลเซอร์โดยใช้วงจรรองความถี่แบบเบรินสไตน์-บาล์คซ์

การออกแบบเก็นครีควอไลเซอร์โดยใช้ฟิลเตอร์แบบเบรินสไตน์-บาล์คซ์นั้น สามารถทำการออกแบบได้ โดยในวิทยานิพนธ์นี้จะทำการออกแบบเก็นครีควอไลเซอร์เพื่อแก้ความผิดเพี้ยนทางอัตรา การขยายต่ำที่ -1 dB -2 dB และ -3 dB และที่อัตราขยายสูง +1 dB +2 dB และ +3 dB เพื่อแก้ไข ความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณโดยมีพาหะย่อยสี่ที่ 4.43 MHz ในระบบการส่งสัญญาณ โทรทัศน์สี [11]

ในการออกแบบวงจรปรับเท่าทางขนาดนั้น จะสามารถหาได้จากฟังก์ชันถ่ายโอนความถี่ต่ำ ผ่านแบบเบรินสไตน์-บาล์คซ์ โดยวิธีที่ง่ายที่สุดในการออกแบบฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรปรับเท่าจะ สามารถหาได้จากสมการ

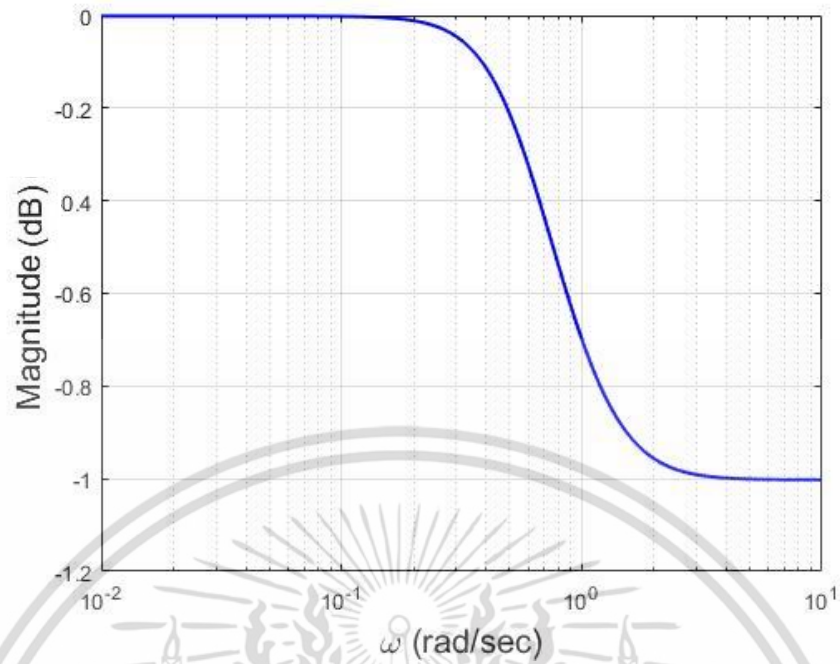
$$|N(s)|^2 = 1 + |H(s)|^2 \quad (4.1)$$

ในการออกแบบวงจรปรับเท่าทางขนาดที่ -1 dB เมื่อแทนค่าพารามิเตอร์แล้ว จะได้ดังสมการที่ (4.2) และมีผลตอบสนองทางขนาดดังรูปที่ 4.3 และที่ -2 dB จะได้ดังสมการที่ (4.3) และรูปที่ 4.4 และที่ -3 dB จะได้ดังสมการที่ (4.4) และรูปที่ 4.5

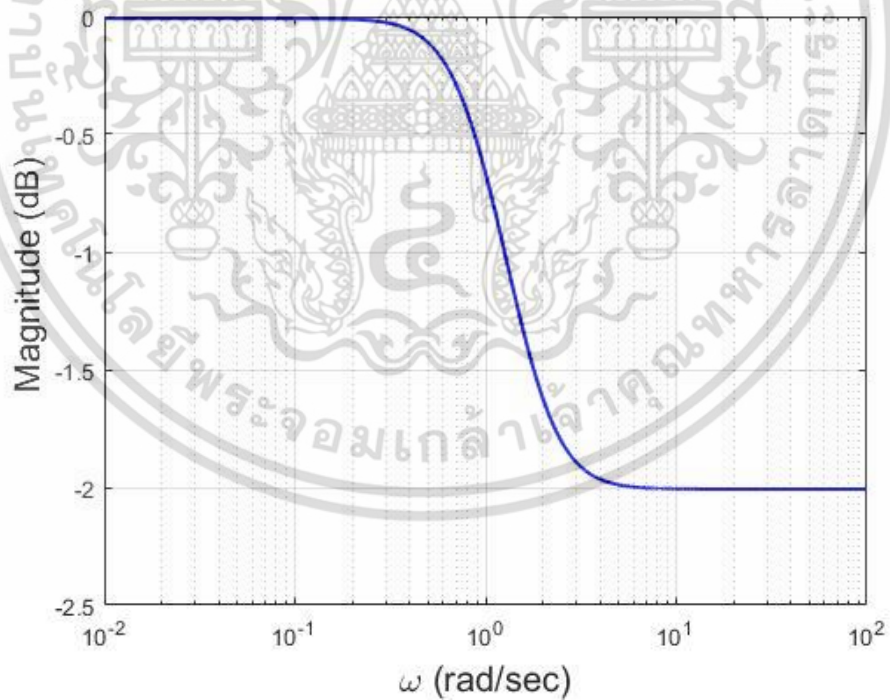
$$N(s)_{-1dB} = \frac{s^4 + 3.869s^3 + 5.4846s^2 + 3.4093s + 0.8156}{s^4 + 3.7856s^3 + 5.1654s^2 + 3.0504s + 0.7071} \quad (4.2)$$

$$N(s)_{-2dB} = \frac{s^4 + 4.0981s^3 + 6.3972s^2 + 4.4072s + 1.1235}{s^4 + 4.3139s^3 + 7.3049s^2 + 5.3565s + 1.4142} \quad (4.3)$$

$$N(s)_{-3dB} = \frac{s^4 + 4.0981s^3 + 6.3972s^2 + 4.4072s + 1.1235}{s^4 + 4.3139s^3 + 7.3049s^2 + 5.3565s + 1.4142} \quad (4.4)$$

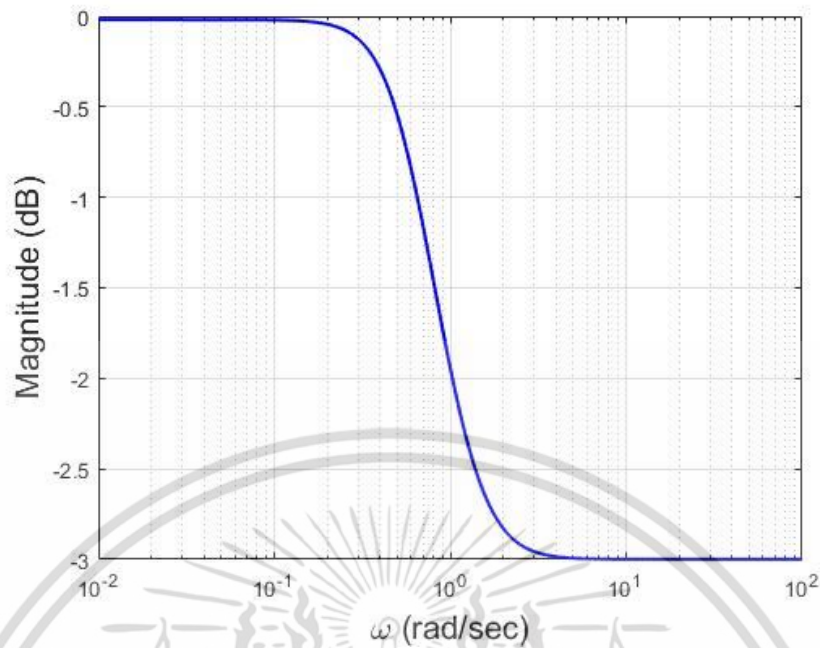


รูปที่ 4.3 ผลตอบสนองทางขนาดวงจรปรับเท่าที่ -1 dB



รูปที่ 4.4 ผลตอบสนองทางขนาดวงจรปรับเท่าที่ -2 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 ผลตอบสนองทางขนาดวงจรปรับเท่าที่ -3 dB

วงจรปรับเท่าที่ทำการออกแบบนี้ สามารถนำไปปรับเท่าทางขนาดที่ -1 dB -2 dB และ -3 dB ได้ ซึ่งความเหมาะสมไม่ว่าจะเป็นเรื่องของความราบเรียบที่สุดในช่วงพาสแบนด์และสตีปแบนด์ มีเฟสที่มีความเป็นเชิงเส้น และค่าคงที่ของดีเลย์ที่น้อยที่สุด สามารถปรับค่าพารามิเตอร์ได้ตามตัวดำเนินการเบิร์นสไตน์-บาลัคซ์ จึงสามารถปรับประยุกต์ใช้ได้ตามที่ต้องการ

นอกจากนี้ วงจรยังสามารถนำไปออกแบบเก็นร์อีควอไลเซอร์ เพื่อแก้ไขความผิดเพี้ยนทางขนาดในช่วงอัตราขยายสูงได้เช่นเดียวกัน โดยจะต่อทำการแปลงจากวงจรกรองความถี่ต่ำ เป็นวงจรกรองความถี่สูงโดยใช้สมการ

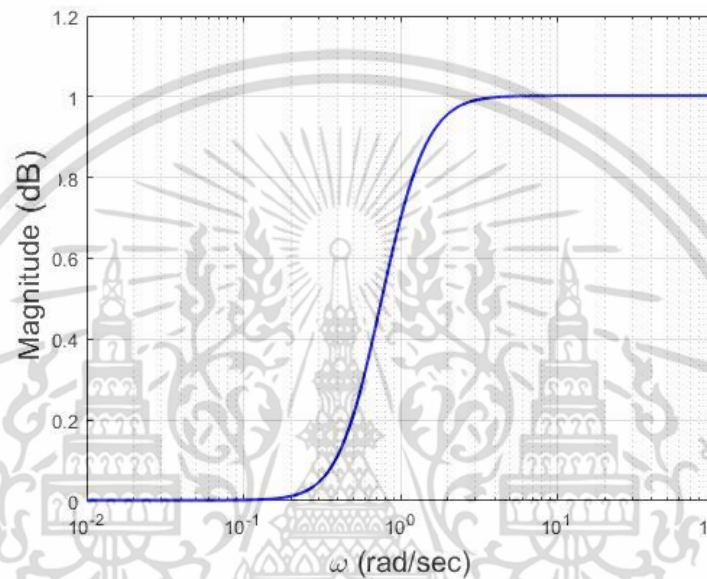
$$s = \frac{1}{s} \quad (4.5)$$

โดยสมการนี้จะสามารถหาวงจรกรองความถี่สูงได้ โดยแทนค่าสมการที่ (4.5) ลงในสมการที่ (4.2) สมการที่ (4.3) และ สมการที่ (4.4) จะได้ตั้งสมการฟังก์ชันถ่ายโอนของเก็นร์อีควอไลเซอร์ที่ออกแบบ โดยใช้วงจรกรองความถี่แบบเบิร์นสไตน์-บาลัคซ์ที่อัตราขยายสูงโดยแสดงตั้งสมการที่ (4.6) – (4.8) และหาผลตอบสนองทางขนาดได้ดังรูปที่ 4.6 – 4.8 ตามลำดับ

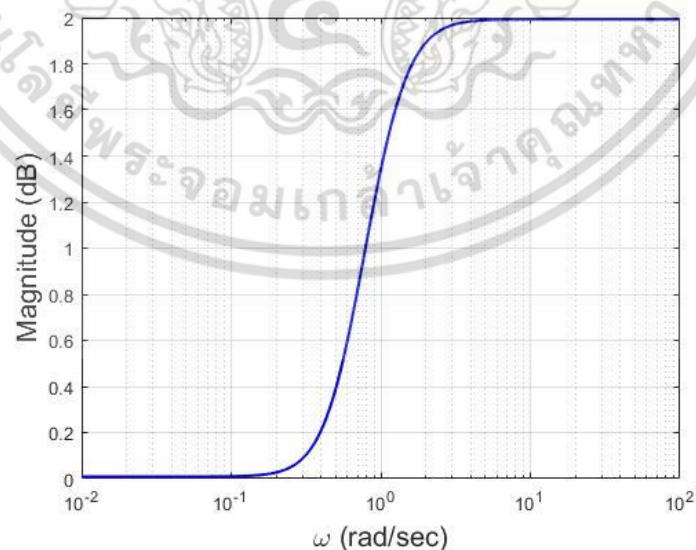
$$N(s)_{+1dB} = \frac{1.1534s^4 + 4.8215s^3 + 7.7565s^2 + 5.4716s + 1.4142}{s^4 + 4.3140s^3 + 7.3050s^2 + 5.3537s + 1.4142} \quad (4.6)$$

$$N(s)_{+2dB} = \frac{0.7944s^4 + 3.1164s^3 + 4.5235s^2 + 2.8978s + 0.7071}{s^4 + 3.7877s^3 + 5.1654s^2 + 3.0504s + 0.7071} \quad (4.7)$$

$$N(s)_{+3dB} = \frac{0.7080s^4 + 2.8303s^3 + 4.2412s^2 + 2.8241s + 0.7055}{s^4 + 3.788s^3 + 5.1754s^2 + 3.0505s + 0.7055} \quad (4.8)$$

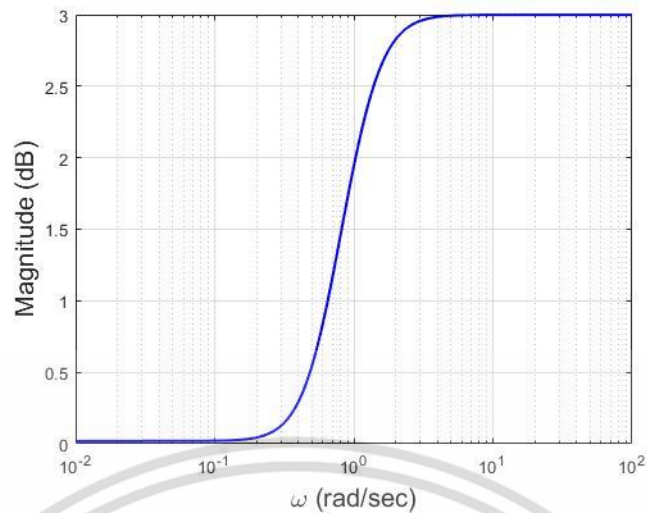


รูปที่ 4.6 ผลตอบสนองทางขนาดวงจรถับเท่าที่ +1 dB



รูปที่ 4.7 ผลตอบสนองทางขนาดวงจรถับเท่าที่ +2 dB

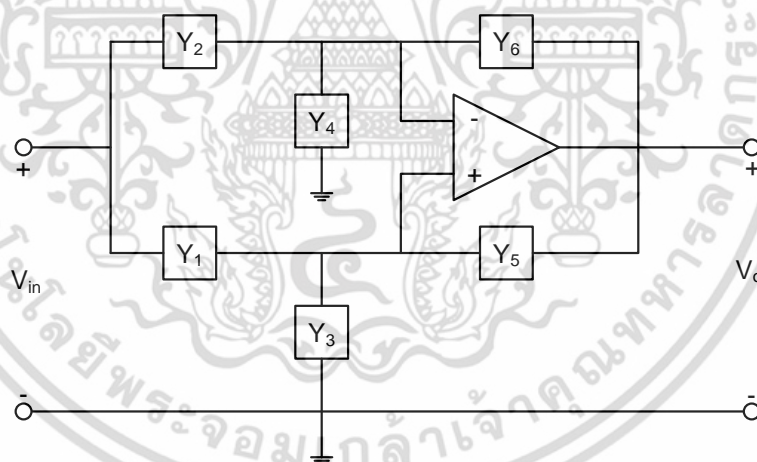
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.8 ผลตอบสนองทางขนาดวงจรปรับเท่าที่ +3 dB

4.3 การออกแบบวงจรเก็กรอควอไลเซอร์ ด้วยเทคนิคออปแอมป์เดี่ยว

การออกแบบวงจรปรับเท่าทางอัตราการขยาย ด้วยเทคนิคการสร้างแบบออปแอมป์เดี่ยว (Single Amplifier) นั้น วงจรปรับเท่าทางอัตราการขยายที่จะทำการสร้างจริงจะประกอบไปด้วย อุปกรณ์ออปแอมป์ (Op-Amp) 1 ตัว และวงจร RC แบบ One-ports จำนวน 6 ชุด แสดงดังรูปที่ 4.9



รูปที่ 4.9 วงจรสำหรับวิธี Single Amplifier

ในที่นี้จะสร้างวงจรจริง (Realization Circuits) ของวงจรปรับเท่าทางอัตราการขยายที่ ± 1 dB ± 2 dB และ ± 3 dB โดยจะอธิบายวิธีการสร้างวงจรปรับเท่าทางอัตราการขยายที่ ± 1 dB อย่างละเอียด ด้วยเทคนิคการสร้างแบบออปแอมป์เดี่ยว

การออกแบบวงจรอควอไลเซอร์ใช้หลักการออกแบบ Single Amplifier ซึ่งนำเอาสมการฟังก์ชันถ่ายโอนที่หาได้จาก ทฤษฎีเบิร์นสไตน์โพลีโนเมียล มาสร้างเป็นวงจรอควอไลเซอร์

4.3.1 การออกแบบเก็กรอควอไลเซอร์ที่อัตราขยายต่ำที่ -1 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรปรับเท่าทางอัตรการขยายต่ำที่ -1dB ที่หาได้จากวงจรกรองความถี่ แบบเบรินสไตน์-บาคัลซ์ อันดับ 4 การสร้างวงจรเริ่มจากการสร้างวงจรปรับเท่าทางอัตรการขยายให้เป็นอันดับ 2 เพื่อต่อแบบคาสเคด (Cascade) กันแล้วได้เป็นอันดับ 4 ดังสมการ

$$H_{-1\text{dB}}(s) = H_1(s) \cdot H_2(s) \quad (4.9)$$

เมื่อ

$$H_1(s) = \frac{0.5761s^2 + 1.8099s + 1.5912}{s^2 + 2.6769s + 1.8059} \quad (4.10)$$

$$H_2(s) = \frac{s^2 + 0.7301s + 0.4444}{s^2 + 1.1087s + 0.3915} \quad (4.11)$$

ทำการสร้าง $H_1(s)$ โดยจัดรูปสมการใหม่จะได้

$$H_1(s) = \frac{P(s)}{Q(s)} \quad (4.12)$$

กำหนดให้ $D(s) = (s+2)(s+5)$ ดังนั้น

$$\frac{P(s)}{D(s)} = Y_1 - Y_2, \quad \frac{Q(s)}{D(s)} = Y_6 - Y_5, \quad \frac{Q(s) - P(s)}{D(s)} = Y_3 - Y_4 \quad (4.13)$$

ทำการหา Y_1 และ Y_2 จาก

$$\begin{aligned} \frac{P(s)}{sD(s)} &= \frac{0.5761s^2 + 1.8099s + 1.5912}{s(s+2)(s+5)} \\ &= \frac{A}{s} + \frac{B}{s+2} + \frac{C}{s+5} \end{aligned} \quad (4.14)$$

เพราะฉะนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned} A &= 0.1519 \\ B &= -0.0340 \\ C &= 0.4581 \end{aligned} \quad (4.15)$$

นำไปแทนลงในสมการที่ (4.14)

$$\begin{aligned} \frac{P(s)}{D(s)} &= \frac{0.1519s}{s} - \frac{0.0340s}{s+2} + \frac{0.4581s}{s+5} \\ &= Y_1 - Y_2 \end{aligned} \quad (4.16)$$

ดังนั้น

$$Y_1 = \frac{1}{6.5832} + \frac{1}{29.4117 + \frac{1}{0.091s}} \quad (4.17)$$

$$Y_2 = \frac{1}{29.4118 + \frac{1}{0.017s}} \quad (4.18)$$

ทำการหา Y_5 และ Y_6 จากตัวส่วนของ $H_1(s)$

$$\begin{aligned} \frac{Q(s)}{sD(s)} &= \frac{s^2 + 2.6769s + 1.8059}{s(s+2)(s+5)} \\ &= \frac{D}{s} + \frac{E}{s+2} + \frac{F}{s+5} \end{aligned} \quad (4.19)$$

เพราะฉะนั้น

$$\begin{aligned} D &= 0.1806 \\ E &= -0.0754 \\ F &= 0.8948 \end{aligned} \quad (4.20)$$

นำไปแทนลงในสมการที่ (4.19)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}\frac{Q(s)}{D(s)} &= \frac{0.1806s}{s} - \frac{0.0754s}{s+2} + \frac{0.8948s}{s+5} \\ &= Y_6 - Y_5\end{aligned}\quad (4.20)$$

ดังนั้น

$$Y_6 = \frac{1}{5.537} + \frac{1}{1.118 + \frac{1}{0.179s}} \quad (4.21)$$

$$Y_5 = \frac{1}{13.26 + \frac{1}{0.038s}} \quad (4.22)$$

ทำการหา Y_3 และ Y_4 จาก

$$Y_3 - Y_4 = (Y_6 - Y_5) - (Y_1 - Y_2) \quad (4.23)$$

ดังนั้น

$$Y_3 = \frac{1}{5.537} + \frac{1}{1.118 + \frac{1}{0.179s}} \quad (4.24)$$

$$Y_4 = \frac{1}{24.172 + \frac{1}{0.2069s}} \quad (4.25)$$

ทำการสร้าง $H_2(s)$ โดยวิธีการเดียวกันจะได้ แอดมิตแตนซ์ Y_1 Y_2 Y_3 Y_4 Y_5 และ Y_6 ตามลำดับ ดังนี้

$$Y_1 = \frac{1}{22.523} + \frac{1}{0.6882 + \frac{1}{0.2906s}} \quad (4.26)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Y_2 = \frac{1}{2.0104 + \frac{1}{0.2487s}} \quad (4.27)$$

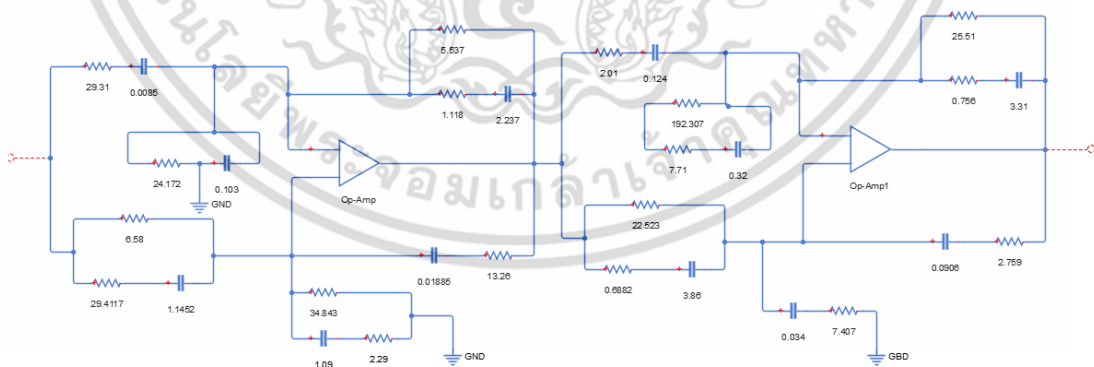
$$Y_3 = \frac{1}{7.407 + \frac{1}{0.0675s}} \quad (4.28)$$

$$Y_4 = \frac{1}{192.307} + \frac{1}{7.71 + \frac{1}{0.026s}} \quad (4.29)$$

$$Y_5 = \frac{1}{2.759 + \frac{1}{0.1812s}} \quad (4.30)$$

$$Y_6 = \frac{1}{25.51} + \frac{1}{0.756 + \frac{1}{6.616s}} \quad (4.31)$$

จากค่าแอดมิตแตนซ์ต่าง ๆ ทำการสร้างวงจรโดยใช้หลักการ Single Amplifier จาก $H_1(s)$ และ $H_2(s)$ จะได้วงจรเก็มน์ร้อควอไลเซอร์ที่ -1 dB ดังรูปที่ 4.10



รูปที่ 4.10 วงจรเก็มน์ร้อควอไลเซอร์ที่ -1 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.2 การออกแบบเก็นครีควอไลเซอร์ที่อัตราขยายต่ำที่ -2 dB

การสร้างวงจรปรับเท่าทางอัตรการขยายต่ำที่ -2 dB จะมีขั้นตอนวิธีการเหมือนการสร้างวงจรปรับเท่าทางอัตรการขยายต่ำที่ -1 dB ทุกประการต่างก็แต่ฟังก์ชันถ่ายโอน ดังนั้นได้ค่าแอดมิตแตนซ์ Y_1 Y_2 Y_3 Y_4 Y_5 และ Y_6 ของในส่วน $H_1(s)$ ตามลำดับ ดังนี้

$$Y_1 = \frac{1}{5.5127} + \frac{1}{1.06 + \frac{1}{0.1886s}} \quad (4.32)$$

$$Y_2 = \frac{1}{8.0321 + \frac{1}{0.0623s}} \quad (4.33)$$

$$Y_3 = \frac{1}{13.7} \quad (4.34)$$

$$Y_4 = \frac{1}{41.32 + \frac{1}{0.0121s}} + \frac{1}{20.53 + \frac{1}{0.0097s}} \quad (4.35)$$

$$Y_5 = \frac{1}{6.72 + \frac{1}{0.074s}} \quad (4.36)$$

$$Y_6 = \frac{1}{3.931} + \frac{1}{1.12 + \frac{1}{4.4715s}} \quad (4.37)$$

และได้ค่าแอดมิตแตนซ์ Y_1 Y_2 Y_3 Y_4 Y_5 และ Y_6 ของในส่วน $H_2(s)$ ตามลำดับ ดังนี้

$$Y_1 = \frac{1}{16.16} + \frac{1}{0.842 + \frac{1}{0.124s}} \quad (4.38)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Y_2 = \frac{1}{4.03 + \frac{1}{0.1242s}} \quad (4.39)$$

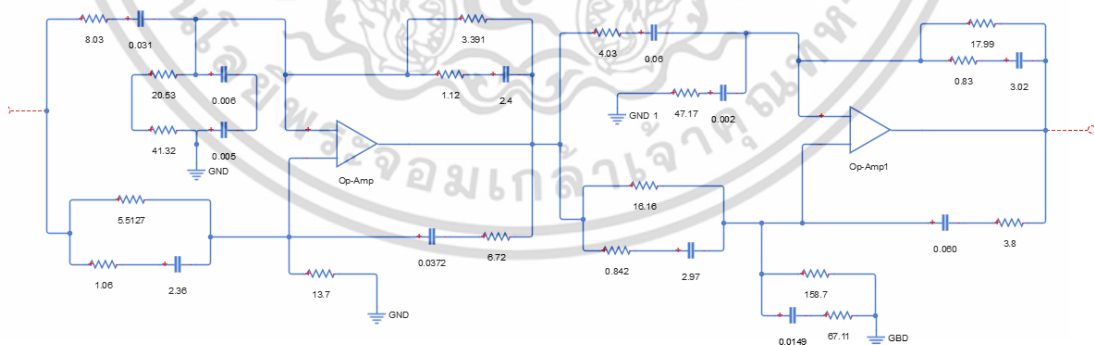
$$Y_3 = \frac{1}{158.7} + \frac{1}{67.11 + \frac{1}{0.0299s}} \quad (4.40)$$

$$Y_4 = \frac{1}{47.17 + \frac{1}{0.0042s}} \quad (4.41)$$

$$Y_5 = \frac{1}{3.80 + \frac{1}{0.132s}} \quad (4.42)$$

$$Y_6 = \frac{1}{17.99} + \frac{1}{0.83 + \frac{1}{0.0255s}} \quad (4.43)$$

จากค่าแอดมิตแตนซ์ต่าง ๆ ทำการสร้างวงจรโดยใช้หลักการ Single Amplifier จาก $H_1(s)$ และ $H_2(s)$ ได้ดังรูปที่ 4.11



รูปที่ 4.11 วงจรเก็มนรือควอไลเซอร์ที่ -2 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.3 การออกแบบเก็กรอควอไลเซอร์ที่อัตราขยายต่ำที่ -3 dB

การสร้างวงจรปรับเท่าทางอัตรการขยายต่ำที่ -3 dB จะมีขั้นตอนวิธีการเหมือนการสร้างวงจรปรับเท่าทางอัตรการขยายต่ำที่ -1 dB ทุกประการต่างกันก็แต่ฟังก์ชันถ่ายโอน ึ่งนั้นได้ค่าแอดมิตแตนซ์ Y_1 Y_2 Y_3 Y_4 Y_5 และ Y_6 ของในส่วน $H_1(s)$ ตามลำดับ ดังนี้

$$Y_1 = \frac{1}{1.1791} + \frac{1}{1.5396 + \frac{1}{0.1299s}} \quad (4.44)$$

$$Y_2 = \frac{1}{1.5298 + \frac{1}{0.3269s}} \quad (4.45)$$

$$Y_3 = 0 \quad (4.46)$$

$$Y_4 = \frac{1}{37.1747 + \frac{1}{0.0134s}} + \frac{1}{7.6277 + \frac{1}{0.0262s}} \quad (4.47)$$

$$Y_5 = \frac{1}{1.5954 + \frac{1}{0.3134s}} \quad (4.48)$$

$$Y_6 = \frac{1}{1.1791} + \frac{1}{1.2811 + \frac{1}{0.1561s}} \quad (4.49)$$

และได้ค่าแอดมิตแตนซ์ Y_1 Y_2 Y_3 Y_4 Y_5 และ Y_6 ของในส่วน $H_2(s)$ ตามลำดับ ดังนี้

$$Y_1 = \frac{1}{16.16} + \frac{1}{0.842 + \frac{1}{0.124s}} \quad (4.50)$$

$$Y_2 = \frac{1}{4.03 + \frac{1}{0.1242s}} \quad (4.51)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

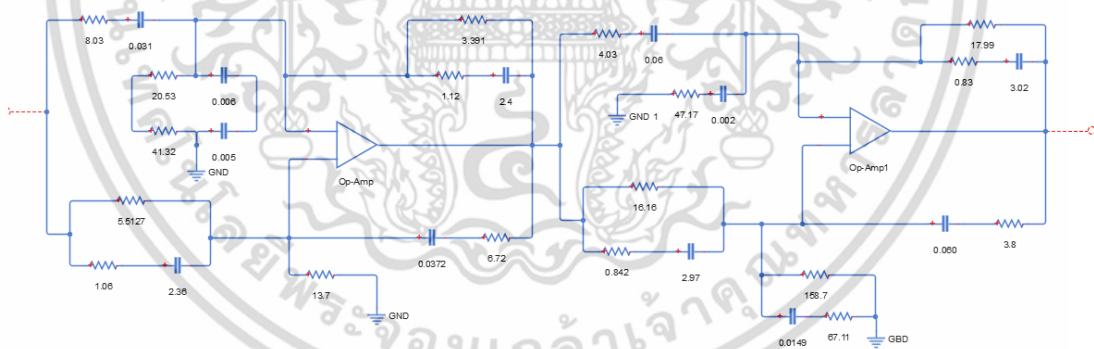
$$Y_3 = \frac{1}{158.7} + \frac{1}{67.11 + \frac{1}{0.0299s}} \quad (4.52)$$

$$Y_4 = \frac{1}{47.17 + \frac{1}{0.0042s}} \quad (4.53)$$

$$Y_5 = \frac{1}{3.80 + \frac{1}{0.132s}} \quad (4.54)$$

$$Y_6 = \frac{1}{17.99} + \frac{1}{0.83 + \frac{1}{0.0255s}} \quad (4.55)$$

จากค่าแอดมิตแตนซ์ต่าง ๆ ทำการสร้างวงจรโดยใช้หลักการ Single Amplifier จาก $H_1(s)$ และ $H_2(s)$ ได้ดังรูปที่ 4.12



รูปที่ 4.12 วงจรเก็มนร้อควอไลเซอร์ที่ -3 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.4 การออกแบบเก็กรอควอไลเซอร์ที่อัตราขยายสูงที่ +1 dB

จากฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรปรับเท่าทางอัตรการขยายสูงที่ +1 dB ที่หาได้จากวงจรกรองความถี่แบบเบียร์นส์ไต้น์-บาล์คซ์ โดยการสร้างวงจรเริ่มจากการทำวงจรปรับเท่าทางอัตรการขยายให้เป็นอันดับ 2 เพื่อต่อแบบคาสเคด (Cascade) กันแล้วได้เป็นอันดับ 4 ดังสมการ

$$H_{+1dB}(s) = H_1(s) \cdot H_2(s) \quad (4.56)$$

เมื่อ

$$H_1(s) = \frac{0.7944s^2 + 2.1093s + 1.66}{s^2 + 2.8315s + 2.5535} \quad (4.57)$$

$$H_2(s) = \frac{s^2 + 1.525s + 0.5871}{s^2 + 1.4825s + 0.5538} \quad (4.58)$$

ทำการสร้าง $H_1(s)$ โดยจัดรูปสมการใหม่จะได้

$$H_1(s) = \frac{P(s)}{Q(s)} \quad (4.59)$$

กำหนดให้ $D(s) = (s+2)(s+5)$ ดังนั้น

$$\frac{P(s)}{D(s)} = Y_1 - Y_2, \quad \frac{Q(s)}{D(s)} = Y_6 - Y_5, \quad \frac{Q(s) - P(s)}{D(s)} = Y_3 - Y_4 \quad (4.60)$$

ทำการหา Y_1 และ Y_2 จาก

$$\begin{aligned} \frac{P(s)}{sD(s)} &= \frac{0.7944s^2 + 2.1093s + 1.66}{s(s+2)(s+5)} \\ &= \frac{A}{s} + \frac{B}{s+2} + \frac{C}{s+5} \end{aligned} \quad (4.61)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned} A &= 0.1660 \\ B &= -0.1032 \\ C &= 0.7316 \end{aligned} \quad (4.62)$$

นำไปแทนลงในสมการที่ (4.61)

$$\begin{aligned} \frac{P(s)}{D(s)} &= \frac{0.2554s}{s} - \frac{0.1484s}{s+2} + \frac{0.8931s}{s+5} \\ &= Y_1 - Y_2 \end{aligned} \quad (4.63)$$

ดังนั้น

$$Y_1 = \frac{1}{0.6024} + \frac{1}{1.367} + \frac{1}{0.1463s} \quad (4.64)$$

$$Y_2 = \frac{1}{9.69} + \frac{1}{0.0516s} \quad (4.65)$$

ทำการหา Y_5 และ Y_6 จาก

$$\begin{aligned} \frac{Q(s)}{sD(s)} &= \frac{s^2 + 2.8315s + 2.5535}{s(s+2)(s+5)} \\ &= \frac{D}{s} + \frac{E}{s+2} + \frac{F}{s+5} \end{aligned} \quad (4.66)$$

เพราะฉะนั้น

$$\begin{aligned} D &= 0.2554 \\ E &= -0.1484 \\ F &= 0.8931 \end{aligned} \quad (4.67)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำไปแทนลงในสมการที่ (4.66)

$$\begin{aligned} \frac{Q(s)}{D(s)} &= \frac{0.2554s}{s} - \frac{0.1484s}{s+2} + \frac{0.8931s}{s+5} \\ &= Y_6 - Y_5 \end{aligned} \quad (4.68)$$

ดังนั้น

$$Y_6 = \frac{1}{3.915} + \frac{1}{1.12 + \frac{1}{4.475s}} \quad (4.69)$$

$$Y_5 = \frac{1}{6.74 + \frac{1}{0.0792s}} \quad (4.70)$$

ทำการหา Y_3 และ Y_4 จาก

$$Y_3 - Y_4 = (Y_6 - Y_5) - (Y_1 - Y_2) \quad (4.71)$$

ดังนั้น

$$Y_3 = \frac{1}{11.186} + \frac{1}{6.192 + \frac{1}{0.0323}} \quad (4.72)$$

$$Y_4 = \frac{1}{22.124 + \frac{1}{0.0226s}} \quad (4.73)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการสร้าง $H_2(s)$ โดยวิธีการเดียวกันจะได้ แอดมิตแตนซ์ Y_1 Y_2 Y_3 Y_4 Y_5 และ Y_6 ของตามลำดับ ดังนี้

$$Y_1 = \frac{1}{17.04} + \frac{1}{0.84 + \frac{1}{0.2395s}} \quad (4.74)$$

$$Y_2 = \frac{1}{3.903 + \frac{1}{0.1281s}} \quad (4.75)$$

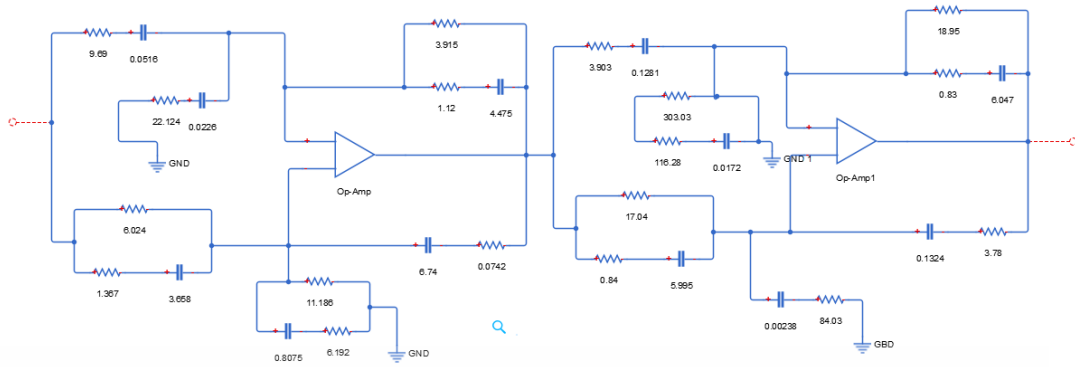
$$Y_3 = \frac{1}{84.03 + \frac{1}{0.0024s}} \quad (4.76)$$

$$Y_4 = \frac{1}{303.03} + \frac{1}{116.28 + \frac{1}{0.0172s}} \quad (4.77)$$

$$Y_5 = \frac{1}{3.78 + \frac{1}{0.1324s}} \quad (4.78)$$

$$Y_6 = \frac{1}{18.05} + \frac{1}{0.83 + \frac{1}{0.2419s}} \quad (4.79)$$

จากค่าแอดมิตแตนซ์ต่าง ๆ ทำการสร้างวงจรโดยใช้หลักการ Single Amplifier จาก $H_1(s)$ และ $H_2(s)$ ได้ดังรูปที่ 4.13



รูปที่ 4.13 วงจรเก็มน์ร้อควอไลเซอร์ที่ +1 dB

4.3.5 การออกแบบเก็มน์ร้อควอไลเซอร์ที่อัตราขยายสูงที่ + 2 dB

การสร้างวงจรปรับเท่าทางอัตรการขยายสูงที่ + 2 dB จะมีขั้นตอนวิธีการเหมือนการสร้างวงจรปรับเท่าทางอัตรการขยายสูงที่ +1 dB ทุกประการต่างก็แต่ฟังก์ชันถ่ายโอน ดังนั้นได้ค่าแอดมิตแตนซ์ Y_1 Y_2 Y_3 Y_4 Y_5 และ Y_6 ตามลำดับ ดังนี้

$$Y_1 = \frac{1}{10.81} + \frac{1}{1.40 + \frac{1}{0.143s}} \quad (4.80)$$

$$Y_2 = \frac{1}{68.03 + \frac{1}{0.0074s}} \quad (4.81)$$

$$Y_3 = \frac{1}{11.44} + \frac{1}{5.64 + \frac{1}{0.036s}} \quad (4.82)$$

$$Y_4 = \frac{1}{17.45 + \frac{1}{0.029s}} \quad (4.83)$$

$$Y_5 = \frac{1}{13.89 + \frac{1}{0.036s}} \quad (4.84)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Y_6 = \frac{1}{5.56} + \frac{1}{1.19 + \frac{1}{0.179s}} \quad (4.85)$$

และได้ค่าแอดมิตแตนซ์ Y_1 Y_2 Y_3 Y_4 Y_5 และ Y_6 ของในส่วนของ $H_2(s)$ ตามลำดับ ดังนี้

$$Y_1 = \frac{1}{18.12} + \frac{1}{0.808 + \frac{1}{0.248s}} \quad (4.86)$$

$$Y_2 = \frac{1}{3.414 + \frac{1}{0.1464s}} \quad (4.87)$$

$$Y_3 = \frac{1}{11.79 + \frac{1}{0.017s}} \quad (4.88)$$

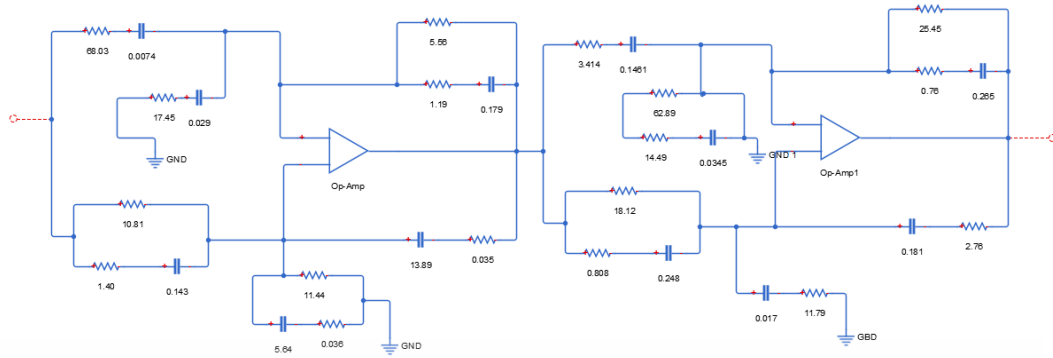
$$Y_4 = \frac{1}{62.89} + \frac{1}{14.49 + \frac{1}{0.0345s}} \quad (4.89)$$

$$Y_5 = \frac{1}{2.76 + \frac{1}{0.181s}} \quad (4.90)$$

$$Y_6 = \frac{1}{25.45} + \frac{1}{0.76 + \frac{1}{0.265s}} \quad (4.91)$$

จากค่าแอดมิตแตนซ์ต่าง ๆ ทำการสร้างวงจรโดยใช้หลักการ Single Amplifier จาก $H_1(s)$ และ $H_2(s)$ ได้ดังรูปที่ 4.14

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.14 วงจรเก็มน์รือควอไลเซอร์ที่ +2 dB

4.3.6 การออกแบบเก็มน์รือควอไลเซอร์ที่อัตราขยายสูงที่ +3 dB

การสร้างวงจรปรับเท่าทางอัตรการขยายสูงที่ +3 dB จะมีขั้นตอนวิธีการเหมือนการสร้างวงจรปรับเท่าทางอัตรการขยายสูงที่ +1dB ทุกประการต่างกันก็แต่ฟังก์ชันถ่ายโอน ดังนั้นได้ค่าแอดมิตแตนซ์ Y_1 Y_2 Y_3 Y_4 Y_5 และ Y_6 ตามลำดับ ดังนี้

$$Y_1 = \frac{1}{0.9950} + \frac{1}{1.0811 + \frac{1}{0.185s}} \quad (4.92)$$

$$Y_2 = \frac{1}{1.3425 + \frac{1}{0.3875s}} \quad (4.93)$$

$$Y_3 = 0 \quad (4.94)$$

$$Y_4 = \frac{1}{33.6700 + \frac{1}{0.0148s}} + \frac{1}{6.4350 + \frac{1}{0.0311s}} \quad (4.94)$$

$$Y_5 = \frac{1}{1.2910 + \frac{1}{0.3873s}} \quad (4.95)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Y_6 = \frac{1}{0.9950} + \frac{1}{1.2994 + \frac{1}{0.1539s}} \quad (4.96)$$

และได้ค่าแอดมิตแตนซ์ Y_1 Y_2 Y_3 Y_4 Y_5 และ Y_6 ของในส่วน $H_2(s)$ ตามลำดับ ดังนี้

$$Y_1 = \frac{1}{16.16} + \frac{1}{0.842 + \frac{1}{0.124s}} \quad (4.97)$$

$$Y_2 = \frac{1}{4.03 + \frac{1}{0.1242s}} \quad (4.98)$$

$$Y_3 = \frac{1}{158.7} + \frac{1}{67.11 + \frac{1}{0.0299s}} \quad (4.99)$$

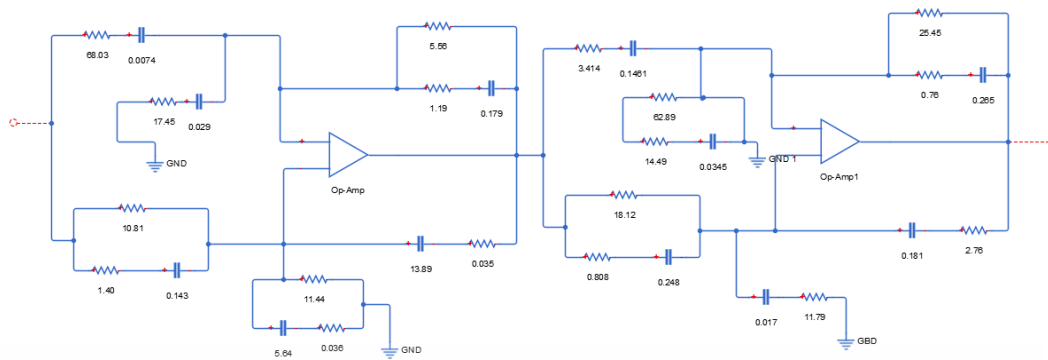
$$Y_4 = \frac{1}{47.17 + \frac{1}{0.0042s}} \quad (4.100)$$

$$Y_5 = \frac{1}{3.80 + \frac{1}{0.132s}} \quad (4.101)$$

$$Y_6 = \frac{1}{17.99} + \frac{1}{0.83 + \frac{1}{0.0255s}} \quad (4.102)$$

จากค่าแอดมิตแตนซ์ต่าง ๆ ทำการสร้างวงจรโดยใช้หลักการ Single Amplifier จาก $H_1(s)$ และ $H_2(s)$ ได้ดังรูปที่ 4.15

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.15 วงจรเก็กร็ควอไลเซอร์ที่ +3 dB

จากที่ได้แสดงวิธีการสร้างวงจรปรับเท่าทางอัตรการขยายที่ $\pm 1\text{ dB}$ $\pm 2\text{ dB}$ และ $\pm 3\text{ dB}$ ด้วยเทคนิคการสร้างแบบออปแอมป์เดี่ยว จะได้ค่าแอดมิตแตนซ์ Y_1 ถึง Y_6 ของแต่ละวงจร จากนั้นให้นำค่าแอดมิตแตนซ์ไปสังเคราะห์ห้วงจร RC แบบ One-ports จะได้ทั้งหมด 6 ชุด แล้วนำวงจรที่ได้ไปแทนลงในวงจร Single Amplifier เมื่อทำการแทนค่าอุปกรณ์ทั้งหมดเรียบร้อยแล้วจะเป็นวงจรปรับเท่าทางอัตรการขยายอันดับ 2 แต่ในที่นี้ต้องการออกแบบวงจรปรับเท่าทางอัตรการขยายอันดับ 4 จึงนำวงจรที่ได้มาทำการต่อคาสเคดกันได้เป็นวงจรปรับเท่าทางอัตรการขยายอันดับ 4 ที่ $\pm 1\text{ dB}$ $\pm 2\text{ dB}$ และ $\pm 3\text{ dB}$ เพื่อนำไปจำลองการทำงาน

4.4 การทดสอบเสถียรภาพของระบบ

เสถียรภาพนั้นได้มาจากฟังก์ชันถ่ายโอนซึ่งสามารถอธิบายได้โดยหลักการของมิไฮลอฟ (Mihailov's Criterion) ซึ่งหลักการของมิไฮลอฟจะระบุอันดับของโพลีโนเมียลดังสมการที่ (4.103) โดยกำหนดให้

$$D(j\omega) = u(\omega) + jv(\omega) \tag{4.103}$$

โดย $u(\omega) = a_0 - a_2\omega^2 + \dots a_{2n}\omega^{2n}$
 และ $v(\omega) = a_1\omega - a_3\omega^3 + \dots a_{2n-1}\omega^{2n-1}$

เส้นโค้งที่ได้จะมีรูปแบบ พิกัดจุด และ ระยะจากแกน x ที่วัดขนานกับแกน y แตกต่างกัน โดยทิศทางจากจุดกำเนิดของเส้นจะมีทิศทางทวนเข็มนาฬิกา ซึ่งมีการพิสูจน์แล้วว่ามิไฮลอฟเสถียรภาพ ซึ่งวิธีการนี้ได้ถูกนำมาใช้กันอย่างแพร่หลายในระบบการควบคุมแบบแอนะล็อก และจะได้ดังสมการที่ (4.104) สมการที่ (4.105) และสมการที่ (4.106)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$D_{-1dB}(s) = s^4 + 3.7856s^3 + 5.1654s^2 + 3.0504s + 0.7071 \quad (4.104)$$

$$D_{-2dB}(s) = s^4 + 4.3139s^3 + 7.3049s^2 + 5.3565s + 1.414 \quad (4.105)$$

$$D_{-3dB}(s) = s^4 + 3.788s^3 + 5.1754s^2 + 3.0505s + 0.7055 \quad (4.106)$$

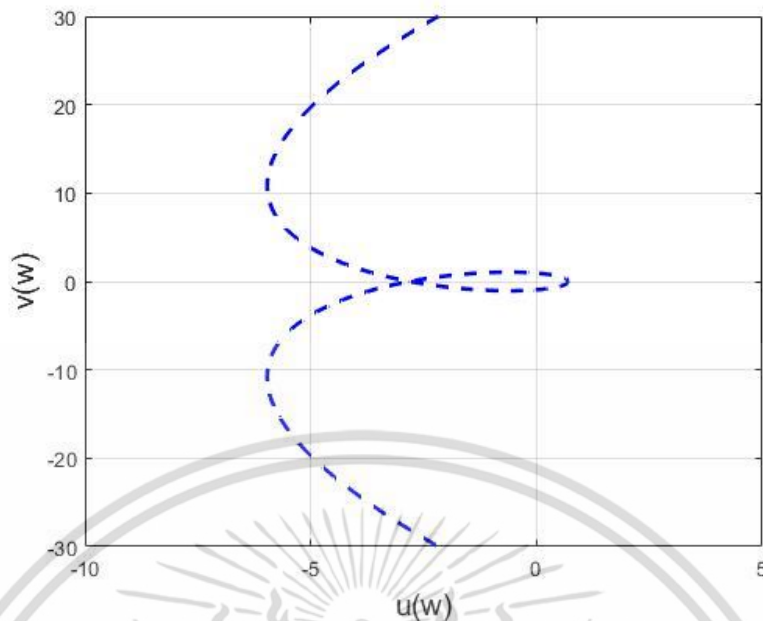
แทนค่า $s = j\omega$ ลงในสมการที่ (4.104) (4.105) และ (4.106) จากนั้นทำการแยกเทอมจำนวนจริงและเทอมของจำนวนจินตภาพออกจากกัน จะได้

$$D_{-1dB}(j\omega) = (0.7071 - 5.1654\omega^2 + \omega^4) + j(3.0504\omega - 3.7856\omega^3) \quad (4.107)$$

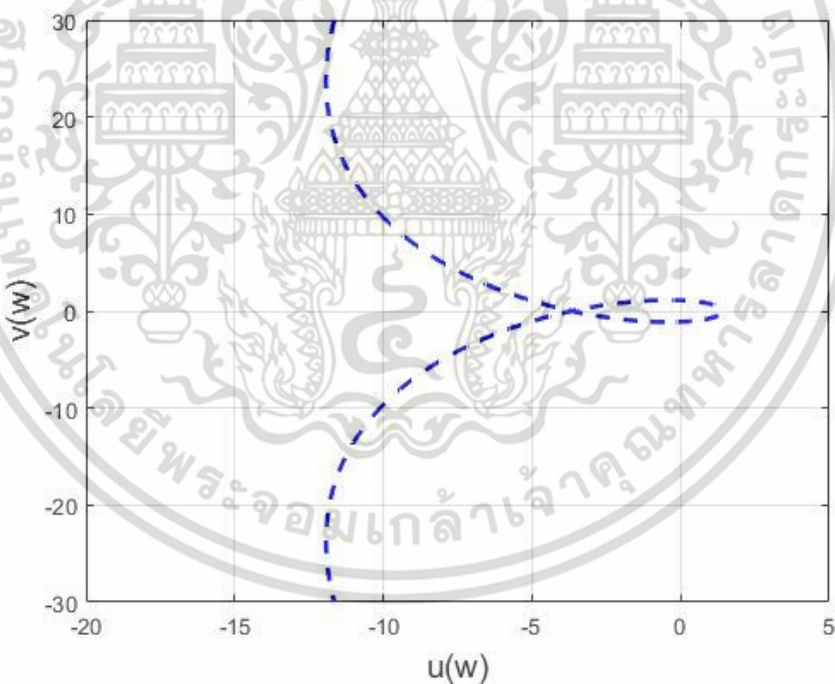
$$D_{-2dB}(j\omega) = (1.414 - 7.3049\omega^2 + \omega^4) + j(5.3565\omega - 4.3139\omega^3) \quad (4.108)$$

$$D_{-3dB}(j\omega) = (0.7055 - 5.1754\omega^2 + \omega^4) + j(3.0505\omega - 3.788\omega^3) \quad (4.109)$$

โดยการเลือกโพลไว้ทางฝั่งซ้ายมือ ของ s-plane ซึ่งกราฟของมิไฮลอฟ (Mikhailov's Hodograph) ดูได้จากรูปที่ 4.16 4.17 และ 4.18 จะเห็นได้ว่าการเดินทางจากจุดเริ่มต้นเป็นวงกลมในทิศทางทวนเข็มนาฬิการอบจุดกำเนิด หรือจุด (0,0) ของแกนระนาบ แสดงถึงเสถียรภาพของวงจรรองความถี่ และวงจรถับเท่าที่ได้ทำการออกแบบ

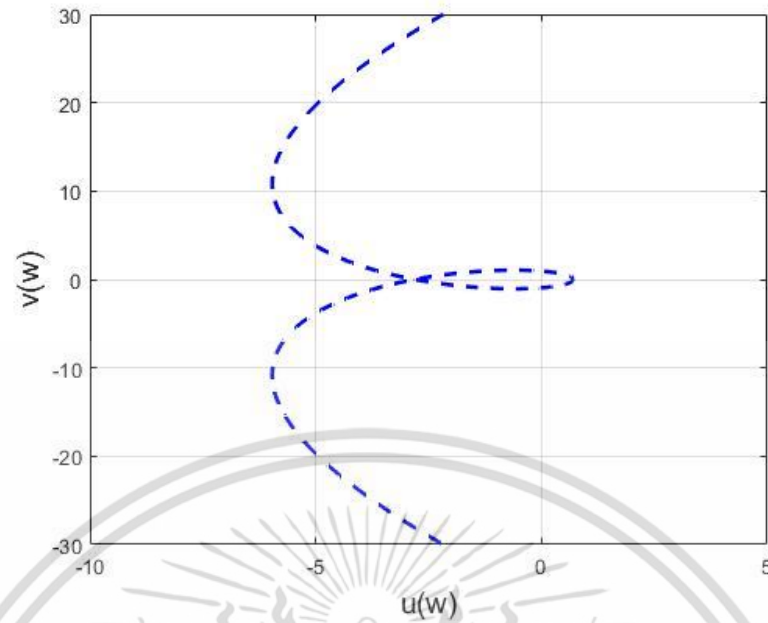


รูปที่ 4.16 เสถียรภาพที่ใช้ไฮโดกราฟของมีไฮลอฟ -1 dB



รูปที่ 4.17 เสถียรภาพที่ใช้ไฮโดกราฟของมีไฮลอฟ -2 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.18 เสถียรภาพที่ใช้ไฮโดกราฟของมีไฮลอฟ -3 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัย

5.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้กล่าวถึงการออกแบบวงจรกรองความถี่โดยใช้ตัวดำเนินการเบิร์นสไตน์-บาลัคซ์ซึ่งมีพารามิเตอร์ที่สามารถปรับค่าได้ และมีคุณลักษณะทางเฟสที่เป็นเชิงเส้น โดยมีพารามิเตอร์ α และ ε ซึ่งสามารถปรับผลตอบแทนของทางขนาดให้มีความราบเรียบมากที่สุดในช่วงพาสแบนด์ และสต็อปแบนด์ คุณลักษณะทางเฟสที่เป็นเชิงเส้น และค่าของดีเลย์ให้ใกล้เคียงกับค่าคงที่มากที่สุด โดยทำการจำลองด้วยซอฟต์แวร์ MATLAB เพื่อออกแบบวงจรกรองความถี่ด้วยวิธีการตัวดำเนินการเบิร์นสไตน์-บาลัคซ์ พบว่าสามารถปรับค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ได้และเห็นถึงความแตกต่างของผลลัพธ์ของกราฟผลตอบแทนทางขนาด ทางเฟส และดีเลย์ และสามารถนำมาประยุกต์ใช้ออกแบบเก็นรัอควอไลเซอร์เพื่อแก้ไขความผิดเพี้ยนทางขนาดของการส่งสัญญาณโทรทัศน์ที่อัตราขยายต่ำที่ -1 dB -2 dB และ -3 dB และที่อัตราขยายสูง +1 dB +2 dB และ +3 dB ซึ่งสามารถปรับพารามิเตอร์เพื่อให้ได้ค่าที่ความเหมาะสมตามที่ต้องการ และทำการออกแบบวงจรด้วยวิธี Single Amplifier เพื่อออกแบบวงจรที่จะนำไปใช้งานจริง และมีการทดสอบเสถียรภาพของระบบด้วยกราฟของมิเฮลอฟ ซึ่งสามารถยืนยันได้ถึงเสถียรภาพของวงจรที่ได้ทำการออกแบบด้วยตัวดำเนินการเบิร์นสไตน์-บาลัคซ์

5.2 แนวทางการพัฒนาในอนาคต

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้มีการวิจัย และได้ออกแบบวงจรกรองความถี่ และประยุกต์ใช้กับวงจรเก็นรัอควอไลเซอร์เพื่อแก้ไขความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณในการสื่อสารยังเป็นแนวคิดเป็นการจำลองที่ทำได้จากซอฟต์แวร์จำลองในคอมพิวเตอร์เท่านั้น เท่านั้นในอนาคตนั้นสามารถพัฒนาให้มีการทดลองสร้างจริงได้ในรูปแบบของฮาร์ดแวร์ได้ โดยใช้หลักการแนวคิดที่ได้ออกแบบไว้ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ และยังสามารถนำแนวคิดนี้ไปใช้วิจัยเรื่องใหม่ในการประยุกต์ใช้งาน เช่น การออกแบบวงจรครอสโอเวอร์ การออกแบบวงจรที่ใช้ในการสื่อสารไร้สาย เป็นต้น

เอกสารอ้างอิง

- [1] Kendall Su, : **Analog Filters**, Kluwer Academic Publishers, The United States of America, 2002.
- [2] M. E. Van Valkenburg, : **Analog Filter Design**, Holt, Rinehart and Winston, Inc., The United States of America, 1982.
- [3] G. Molnar and M. Vucic, "**Bernoulli Low-Pass Filters**", IEEE Transactions on circuits and systems, Vol.61, No.2, February 2014, pp.85-89.
- [4] D. Baez-Lopez, "**The Bernstein Filter A New Class of Linear Phase Filter Approximation**", In Proc. of the 34th Midwest Symposium, pp. 704-707, 1991.
- [5] V. Chutchavong, O. Sangaroon, V. Pirajanchai, and K. Janchitrapongvej, "**Luminance-Chrominance Gain Equalizer Based on Bernstein Polynomials**", The Journal of the Institute of Electrical Engineers of Japan, 130, No.8, 2010, pp.1411-1422.
- [6] V. Chutchavong, K. Janchitrapongvej, "**Linear-Phase Bernstein Filter for Equalized the Distorted Chrominance**" LAP LAMBERT Academic Publishing, 2013.
- [7] G. G. Lorents, : **Bernstein Polynomials**, University of Toronto Press, Canada, 1953.
- [8] N. Ispir, "**Approximation by Modified Bernstein-Balazs Type Rational Function**", Commun.Fac. Sci. Univ. Ank. Series A1, Vol. 49, 2000, pp. 87-93.
- [9] V. Gupta and N. Ispir, "**On the Bézier Variant of Generalized Kantorovich Type Balazs Operators**", Applied Mathematics Letters 18, 2005, pp. 1053–1061.
- [10] R. Schaumann, and M. E. Van, : **Design of Analog Filters**, Oxford University, Press, Inc., New York, 2011.
- [11] C. A. Siocos, "**Chrominance-to-Luminance Ratio and Timing Measurements in color Television**", IEEE Trans. On Broadcasting, Vol. 14, No. 1, 1968, pp. 1-4.
- [12] Udo Zolzer, : **Digital Audio Signal Processing**, John Wiley & Sons Ltd., England, 1997.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [13] Awad. I. Saleh, Mohamed M. M. Hason and Noha M. M. Darwish, “**The Makhailov Stability Criterion Revised**”, Journal of Engineering Sciences, Assiut University, Vol. 38, No. 1, 2010, pp. 195-207.
- [14] Alexander S. Poznyak, : **Advanced Mathematical Tools for Automatic Control Engineering**, Elsevier, UK, 2008.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ก.

ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์

1. V. Chutchavong, P. Tharaphimaan, T. Anuwongpinit, B. Purahong and K. Janchitrapongvej, “**Low Pass Filters Based on Bernstein-Balazs Operators**”, 2017 the 3rd International Conference on Communication and Information Processing, 24-26 November 2017, Tokyo, Japan.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ - นามสกุล	นายพฤทธิพงษ์ ธาราพิมาณ
วัน เดือน ปี เกิด	29 มิถุนายน 2533 ที่กรุงเทพมหานคร
ที่อยู่	850 หมู่บ้านเสนาวิลล่า 84 ถนน นวมินทร์ แขวงคลองจั่น เขตบางกะปิ กรุงเทพฯ 10240
ประวัติการศึกษา	2555 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมสารสนเทศ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2558 บริหารธุรกิจมหาบัณฑิต สาขาการจัดการตลาด มหาวิทยาลัยรามคำแหง
ความชำนาญเฉพาะด้าน	1) ระบบเทคโนโลยีสารสนเทศ 2) การจัดการการตลาด
ประสบการณ์การทำงาน	2555 – ปัจจุบัน Sales Engineer บริษัท AMR Asia Co.,LTD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้