



รายงานการวิจัยฉบับสมบูรณ์

เครื่องปรับเท่าทางเวลาประวิงของสัญญาณสี โดยใช้โพลีโนเมียลแบบเบิร์นสไตน์

Delay Chrominance Equalizer using Bernstein Polynomials

นางสาววันวิสา ชัชวงษ์

นายวิโรจน์ พิราจเนนชัย

ได้รับทุนสนับสนุนงานวิจัยจากเงินงบประมาณเงินรายได้ ประจำปีงบประมาณ 2555

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



รายงานการวิจัยฉบับสมบูรณ์

เครื่องปรับเท่าทางเวลาประวิงของสัญญาณสี โดยใช้โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์

Delay Chrominance Equalizer using Bernstein Polynomials

นางสาววันวิสา ชัชวงษ์

นายวิโรจน์ พิราจนนชัย

ได้รับทุนสนับสนุนงานวิจัยจากเงินงบประมาณเงินรายได้ ประจำปีงบประมาณ 2555

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ชื่อโครงการ (ภาษาไทย) เครื่องปรับเท่าทางเวลาประวิงของสัญญาณสี่ โดยใช้โพลีโนเมียลแบบเบิร์นสไตน์

แหล่งเงิน (ระบุแหล่งทุน) งบประมาณเงินรายได้คณะวิศวกรรมศาสตร์

ประจำปีงบประมาณ 2555 จำนวนเงินที่ได้รับการสนับสนุน 72,000 บาท

ระยะเวลาทำการวิจัย 1 ปี ตั้งแต่ 1 ตุลาคม 2554 ถึง 30 กันยายน 2555

ชื่อ-สกุล หัวหน้าโครงการ และผู้ร่วมโครงการวิจัย พร้อมระบุ หน่วยงานต้นสังกัด

นางสาววันวิสา ช้างวงษ์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

นายวิโรจน์ พิราจเนนชัย คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

บทคัดย่อ

โครงการวิจัยนี้นำเสนอการสร้างเครื่องปรับเท่าทางเวลาประวิงของสัญญาณสี่ โดยใช้โพลีโนเมียลแบบเบิร์นสไตน์ เพื่อแก้ความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงของสัญญาณวิดีโอ เนื่องจากโพลีโนเมียลแบบเบิร์นสไตน์มีลักษณะเด่นในการออกแบบ คือ วงจรกรองความถี่ที่มีความราบเรียบทางขนาด (MAXFLAT) และสามารถควบคุมคุณลักษณะได้ทั้งทางขนาด เฟส และเวลาประวิง โดยการปรับค่าพารามิเตอร์ n k และ ϵ ในการออกแบบวงจรปรับเท่าทางเวลาประวิงมี 2 วิธี คือการใช้โพลีโนเมียลแบบ Hurwitz ร่วมกับทฤษฎีของ J. Valand และวิธีที่สองใช้โพลีโนเมียลแบบเบิร์นสไตน์ ซึ่งพบว่าทั้งสองวิธีสามารถนำมาประยุกต์ใช้เป็นวงจรปรับเท่าทางเวลาประวิงของสัญญาณสี่เพื่อแก้ความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงได้เป็นอย่างดี

คำสำคัญ: วงจรกรองความถี่แบบแอนาล็อก โพลีโนเมียลแบบเบิร์นสไตน์ วงจรปรับเท่าทางเวลาประวิง โพลีโนเมียลแบบ Hurwitz

Research Title: Delay Chrominance Equalizer using Bernstein Polynomials

Researcher: Dr. Vanvisa Chutchavong

Faculty: Engineering **Department:** Computer Engineering

King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang

Co-Researcher: Mr. Kanok Janchitrapongvej

Faculty: Engineering **Department:** Electronics and Telecommunication

Engineering, Rajamangala University of Technology Thanyaburi

ABSTRACT

This research project presents the design of the chrominance delay equalizer using Bernstein polynomials for correcting the chrominance delay distortion. The Bernstein Polynomials has the best characteristics with more advantages. For example, it has a maximally flat (MAXFLAT) magnitude, a linear-phase and a maximally flat delay with parameters of n , k and ε . There are two methods of the design of delay equalizer. The first one is used to the Hurwitz polynomials and J. Valand's Theory. The second one is used to the Bernstein polynomials. As the results, both methods can apply to correct the chrominance delay distortion in the color TV transmission system in good agreement.

Keywords : Analog Filter, Bernstein Polynomials, Delay Equalizer, Hurwitz Polynomials

กิตติกรรมประกาศ

โครงการวิจัยนี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี ด้วยคำแนะนำและคำปรึกษาเป็นอย่างดีจากรองศาสตราจารย์ ดร.กนก เชนจิระพงศ์เวช และรองศาสตราจารย์อรุณลัก แสงอรุณ ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านอาจารย์ และกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอกราบขอบพระคุณรองศาสตราจารย์อรุณลัก แสงอรุณ ที่ช่วยเหลือและให้คำแนะนำในการทดสอบ และทดลองงานวิจัยนี้เป็นอย่างดี

ขอขอบคุณ นายสุทธิพงษ์ พวงพยอม นักศึกษาระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมสารสนเทศ นายสุรศักดิ์ ชูศรีทอง นางสาวเหมือนฝัน แสงโพธิ์ และนางสาวอสมภรณ์ สุวรรณวงศ์ นักศึกษาระดับปริญญาตรี หลักสูตรวิศวกรรมสารสนเทศ ที่ให้ความช่วยเหลือในทุกด้านจนงานวิจัยเสร็จสมบูรณ์

การวิจัยครั้งนี้ได้รับทุนสนับสนุนการวิจัยจากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง จากแหล่งทุนงบประมาณเงินรายได้ ประจำปีงบประมาณ พ.ศ. 2555

นางสาววันวิสา ชัชวงษ์
นายวิโรจน์ พิราจเนนชัย

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VI
สารบัญภาพ.....	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	3
1.3 ขอบเขตของการวิจัย.....	3
1.4 วิธีดำเนินการวิจัย.....	3
1.5 สมมุติฐานงานวิจัย.....	4
1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	5
บทที่ 2 ผลกระทบของความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิง.....	7
2.1 บทนำ.....	7
2.2 ความไม่เท่ากันของสัญญาณสี่กับสัญญาณสองสว่าง.....	7
2.3 สัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์.....	9
2.4 ทฤษฎีและสูตรสำเร็จของการวัดความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายและเวลาประวิง.....	12
2.5 ผลกระทบของความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิง.....	16
2.6 การหาขอบภาพ.....	22
2.7 บทสรุป.....	33
บทที่ 3 โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์.....	35
3.1 บทนำ.....	35
3.2 โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์.....	35
3.3 การออกแบบวงจรรองความถี่แอนาล็อกโดยใช้โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์.....	39
3.4 บทสรุป.....	57

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4 การออกแบบวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คโดยใช้โพลีโนเมียลแบบเบิร์นสไตน์.....	43
4.1 บทนำ.....	58
4.2 แนวความคิดการออกแบบวงจรองปรับเท่าทางเวลาประวิง.....	58
4.3 การออกแบบวงจรปรับเท่าทางเวลาประวิงโดยใช้โพลีโนเมียลแบบ Hurwitz.....	60
4.4 การออกแบบวงจรปรับเท่าทางเวลาประวิงโดยใช้โพลีโนเมียลแบบเบิร์นสไตน์.....	78
4.5 บทสรุป.....	93
บทที่ 5 สรุป.....	94
5.1 บทสรุป.....	94
5.2 แนวทางในการพัฒนาต่อ.....	94
เอกสารอ้างอิง.....	96
ประวัตินักวิจัย.....	98

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ค่าแม่สี RGB ของภาพสีที่ไม่มีคามผิดเพี้ยน กับ ภาพสีที่มีความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงอย่างเดียว 60ns และ 100 ns.....	21

สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
1.1 แนวความคิดของเครื่องปรับเท่าทางเวลาประวิงของสัญญาณสี.....	1
1.2 การแก้สัญญาณที่ผิดเพี้ยนด้วยเครื่องปรับเท่าทางเวลาประวิงของสัญญาณสี	2
1.3 ผลของการแก้สัญญาณที่ผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงด้วยเครื่องปรับเท่าทางเวลาประวิงของสัญญาณสี	2
2.1 ความไม่เท่ากันทางขนาดของสัญญาณสีกับสัญญาณส่องสว่าง.....	8
2.2 ความไม่เท่ากันทางเวลาประวิงของสัญญาณสีกับสัญญาณส่องสว่าง	9
2.3 บล็อกไดอะแกรมการสร้างสัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์.....	9
2.4 การรวมสัญญาณสีกับสัญญาณส่องสว่าง.....	10
2.5 สเปกตรัมความถี่ของสัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์.....	11
2.6 สัญญาณมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ที่มีความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายอย่างเดียว.....	13
2.7 สัญญาณมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ที่มีความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงอย่างเดียว.....	14
2.8 สัญญาณมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ที่มีความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายและเวลาประวิงพร้อมกัน	16
2.9 เครื่อง PAL Television Generator TSG-271.....	17
2.10 เครื่อง Color Gain & Delay Test Set MS321A	17
2.11 โทรทัศน์สี.....	17
2.12 เครื่องเล่น DVD/VCD.....	18
2.13 การแสดงผลกระทบของความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงอย่างเดียวที่มีต่อสัญญาณวิดีโอจริง	18
2.14 สัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ และภาพสีจริงที่ไม่มีความผิดเพี้ยน	19
2.15 ผลกระทบเมื่อเกิดความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Delayed Chrominance ที่ 60 ns	19
2.16 ผลกระทบเมื่อเกิดความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Delayed Chrominance ที่ 100 ns	20
2.17 ผลกระทบเมื่อเกิดความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Advanced Chrominance ที่ 60 ns	20

สารบัญญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
2.18 ผลกระทบเมื่อเกิดความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิง Advanced Chrominance ที่ 100 ns.....	20
2.19 เปรียบเทียบค่าแม่สี RGB ของภาพภาพสีที่ไม่มี ความผิดเพี้ยน กับ ภาพสีที่มีความผิดเพี้ยนทางเวลา ประวิงอย่างเดียวกั 60ns และ 100 ns	21
2.20 กราฟแสดง ความแตกต่างของระดับความเข้มของสี (GIMP 2004) (ก) การหาขอบด้วยวิธี Gradient method (ข) และ Laplacian method (ค).....	23
2.21 บล็อก โค้ดโปรแกรมแสดงกระบวนการหาขอบภาพด้วยวิธีของ Prewitt	23
2.22 แสดงภาพที่ได้จากการหาขอบด้วยวิธี Prewitt โดยไม่มีความผิดเพี้ยน	24
2.23 แสดงตำแหน่งของตัวแปรด้วยวิธี Prewitt.....	25
2.24 แสดงเทมเพลตของ Prewitt.....	25
2.25 แสดงภาพที่ได้จากการหาขอบด้วยวิธี Prewitt มีความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Delayed Chrominance ที่ 100 ns	26
2.26 แสดงภาพที่ได้จากการหาขอบด้วยวิธี Prewitt มีความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Delayed Chrominance ที่ 60 ns	27
2.27 แสดงภาพที่ได้จากการหาขอบด้วยวิธี Prewitt มีความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Advanced Chrominance ที่ 60 ns	28
2.28 แสดงภาพที่ได้จากการหาขอบด้วยวิธี Prewitt มีความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิง แบบ Advanced Chrominance ที่ 100 ns	29
2.29 กราฟฮิสโตแกรมของภาพแสดงการเปรียบเทียบระหว่างความสว่างต่อจำนวนพิกเซลภาพของภาพสีที่ไม่ มีความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงและภาพสีที่มีความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิง.....	30
2.30 แสดงการเปรียบเทียบของการหาขอบภาพโดยใช้วิธีของ Prewitt ระหว่าง (ก) ภาพสีที่ไม่มี ความผิดเพี้ยน ทางเวลาประวิงและ (ข) ภาพสีที่มีความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Delayed Chrominance ที่ 100 ns	31
2.31 แสดงการเปรียบเทียบของการหาขอบภาพโดยใช้วิธีของ Prewitt ระหว่าง (ค) ภาพสีที่ไม่มี ความผิดเพี้ยน ทางเวลาประวิงและ (ง) ภาพสีที่มีความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Delayed Chrominance ที่ 60 ns	32

สารบัญญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
2.32 แสดงการเปรียบเทียบของการหาขอบภาพ โดยใช้วิธีของ Prewitt ระหว่าง(จ) ภาพสีที่ไม่มีคามผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงและ (ฉ) ภาพสีที่มีความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Advanced Chrominance ที่ 60 ns32	
2.33 แสดงการเปรียบเทียบของการหาขอบภาพ โดยใช้วิธีของ Prewitt ระหว่าง(ช) ภาพสีที่ไม่มีคามผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงและ (ซ) ภาพสีที่มีความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Advanced Chrominance ที่ 100 ns ...33	
3.1 ฟังก์ชันความถี่ต่ำผ่าน.....36	
3.2 การแปลงความถี่จาก $\Omega \rightarrow \omega$37	
3.3 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบเบิรน์สไตน์อันดับ 2 4 และ 6... .42	
3.4 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางขนาดในหน่วยเดซิเบลของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบเบิรน์สไตน์อันดับ 2 4 และ 6.....42	
3.5 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางเฟสของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบเบิรน์สไตน์อันดับ 2 4 และ 643	
3.6 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางเวลาประวิงของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบเบิรน์สไตน์อันดับ 2 4 และ 643	
3.7 การเปรียบเทียบผลตอบสนองทางขนาด เมื่อเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ ε45	
3.8 การเปรียบเทียบผลตอบสนองทางขนาด (dB) เมื่อเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ ε46	
3.9 การเปรียบเทียบผลตอบสนองทางเฟสแบบสเกลกึ่งล็อกเมื่อเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์.....47	
3.10 การเปรียบเทียบผลตอบสนองทางเวลาประวิงแบบสเกลเชิงเส้นเมื่อเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ ε48	
3.11 แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านอันดับ 249	
3.12 แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางเฟสของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านอันดับ 250	
3.13 แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางเวลาประวิงของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านอันดับ 251	
3.14 แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านอันดับ 4...51	
3.15 แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางเฟสของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านอันดับ 453	
3.16 แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางเวลาประวิงของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านอันดับ 454	
3.17 แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านอันดับ 655	

สารบัญญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
3.18 แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับ 6.....	56
3.19 แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางเวลาประวิงของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับ 6	57
4.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงแนวความคิดของการปรับเท่าทางเวลาประวิงของสัญญาณ	58
4.2 ตัวอย่างการแก้ความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงของสัญญาณวิดีโอที่มีความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Delayed ที่ 100 ns และ Advance Delayed ที่ 100 ns.....	59
4.3 กราฟแสดงผลตอบสนองทางเวลาประวิงที่เป็นด้านบวกในอุดมคติ.....	60
4.4 กราฟแสดงผลตอบสนองทางเฟสของทฤษฎีของ J. Valand ที่เป็นด้านบวก	62
4.5 กราฟแสดงผลตอบสนองทางเวลาประวิงที่เป็นด้านบวกในอุดมคติ.....	64
4.6 การแสดงผลตอบสนองทางขนาดโดยใช้สมการ โพลีโนเมียลแบบ Hurwitz	66
4.7 การแสดงผลตอบสนองทางเฟสโดยใช้สมการ โพลีโนเมียลแบบ Hurwitz	66
4.8 การแสดงผลตอบสนองทางเวลาประวิงโดยใช้สมการ โพลีโนเมียลแบบ Hurwitz	67
4.9 กราฟแสดงผลตอบสนองทางเวลาประวิงที่เป็นด้านลบในอุดมคติ.....	67
4.10 แสดงผลตอบสนองทางเฟสของทฤษฎีของ J. Valand ที่เป็นด้านลบ.....	69
4.11 กราฟแสดงผลตอบสนองทางเวลาประวิงที่เป็นด้านลบในอุดมคติ.....	70
4.12 การแสดงผลตอบสนองทางขนาดโดยใช้สมการ โพลีโนเมียลแบบ Hurwitz	72
4.13 การแสดงผลตอบสนองทางเฟสโดยใช้สมการ โพลีโนเมียลแบบ Hurwitz	73
4.14 การแสดงผลตอบสนองทางเวลาประวิงโดยใช้สมการ โพลีโนเมียลแบบ Hurwitz	73
4.15 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางเฟสของสมการฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับที่ 4 5 6 และ 7 เมื่อ $k=1$	76
4.16 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางเฟสของสมการฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับที่ 4 5 6 และ 7 เมื่อปรับเปลี่ยนค่าคงที่ k	76
4.17 กราฟแสดงสมการฟังก์ชันการถ่ายโอนในอุดมคติทางด้านบวก.....	79
4.18 แสดงผลตอบสนองทางขนาดโดยใช้สมการ โพลีโนเมียลแบบเบิร์นสไตน์	84
4.19 แสดงผลตอบสนองทางขนาด (หน่วยเดซิเบล: dB) โดยใช้สมการ โพลีโนเมียลแบบเบิร์นสไตน์.....	84

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
4.20 แสดงผลตอบสนองทางเฟสโดยใช้สมการโพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์.....	85
4.21 แสดงผลตอบสนองทางเวลาประวิงโดยใช้สมการโพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์.....	85
4.22 กราฟแสดงสมการฟังก์ชันการถ่ายโอนในอุดมคติทางด้านลบ.....	86
4.23 แสดงผลตอบสนองทางขนาดโดยใช้สมการโพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์.....	91
4.24 แสดงผลตอบสนองทางขนาด (หน่วยเดซิเบล:dB) โดยใช้สมการโพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์.....	91
4.25 แสดงผลตอบสนองทางเฟสโดยใช้สมการโพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์.....	92
4.26 แสดงผลตอบสนองทางเวลาประวิงโดยใช้สมการโพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์.....	92

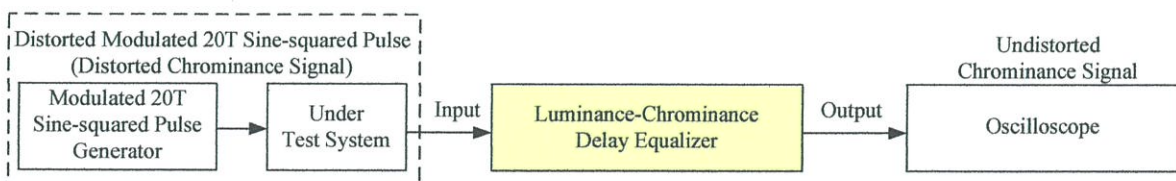
บทที่ 1

บทนำ

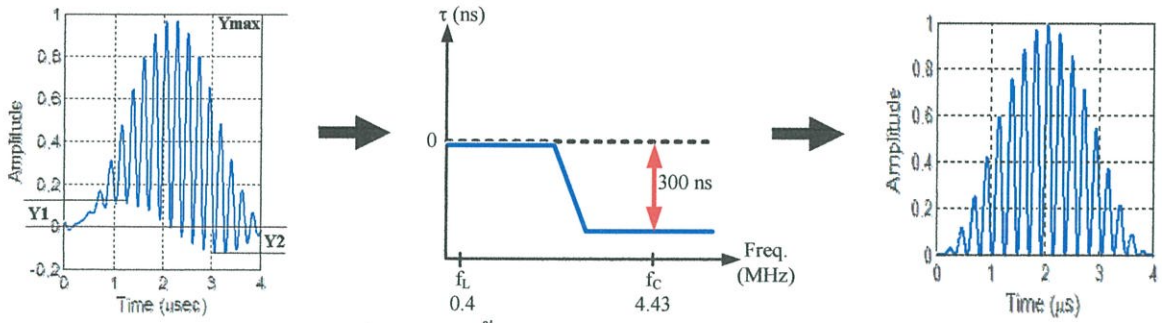
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในระบบการรับส่งสัญญาณโทรทัศน์นั้น สัญญาณภาพรวมซึ่งประกอบด้วยสัญญาณลูมิแนนซ์ (Luminance Signal) กับสัญญาณโครมิแนนซ์ (Chrominance Signal) จะถูกส่งผ่านวงจรต่าง ๆ รวมทั้งสายส่ง ก่อนที่จะถูกส่งออกอากาศไปยังเครื่องรับ ซึ่งสัญญาณที่ส่งไปนั้นอาจเกิดปัญหากับผลตอบสนองความถี่ (Frequency Response) ของสัญญาณภาพที่มีความถี่สูง โดยทำให้สัญญาณโทรทัศน์มีเวลาประวิงของสัญญาณโครมิแนนซ์ไม่เท่ากับเวลาประวิงของสัญญาณลูมิแนนซ์ ซึ่งเรียกว่าเป็นความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงของสัญญาณสี ดังนั้นสัญญาณที่รับได้รับจึงผิดเพี้ยนไปจากเดิมส่งผลให้ภาพโทรทัศน์สีเกิดฮิว (Hue) ของสี หรือสีสันทันที่ตามองเห็นผิดไปจากเดิม สีมัวมีการซึมของสีตามขอบของวัตถุหรือขอบตัวอักษรทำให้ภาพสีที่ได้มีคุณภาพลดลง เพราะฉะนั้นในระบบการรับส่งสัญญาณโดยทั่วไปมักจะให้คุณลักษณะทางเวลาต่อความถี่ของระบบราบเรียบที่สุด (Maximally Flat Group Delay) ซึ่งบางกรณีอาจจะต้องมีการยกระดับหรือลดระดับของสัญญาณบางช่วงความถี่เพื่อแก้ไขความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงของสัญญาณโครมิแนนซ์ ดังนั้น จึงต้องทำการสร้างเครื่องปรับเท่าทางเวลาประวิงของสัญญาณสีเพื่อแก้ไขทำการชดเชยเฟสของสัญญาณ

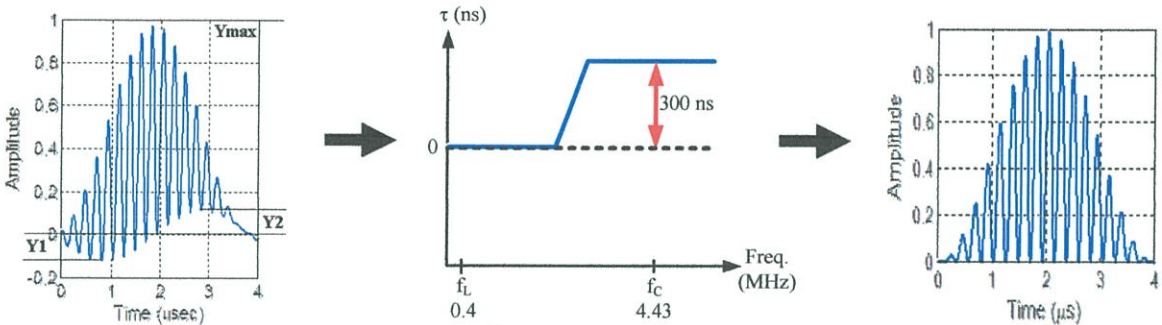
นอกจากนี้ ได้มีการนำเสนอการประมาณฟังก์ชันของวงจกรองความถี่ด้วยโพลีโนเมียลแบบเบียร์นส์ไตน์เพราะมีข้อได้เปรียบในเรื่องของผลตอบสนองทางขนาดราบเรียบที่สุด ผลตอบสนองทางเฟสเป็นเชิงเส้นและมีเวลาประวิงคงที่ ซึ่งเป็นสิ่งสำคัญในการรับ-ส่งสัญญาณ นำสมการฟังก์ชันถ่ายโอนที่ได้มาประยุกต์ใช้เป็นสมการวงจรปรับเท่าทางเวลาประวิง เพื่อนำมาสร้างเครื่องปรับเท่าทางเวลาประวิงของสัญญาณสี ผลที่ได้หลังจากทำการแก้ความผิดเพี้ยนด้วยเครื่องปรับเท่าที่นำเสนอนี้คือจะได้ภาพสีต้นแบบที่มีคุณภาพดีกลับมาเหมือนเดิม จากนั้นจึงค่อยทำการส่งสัญญาณที่ปราศจากความผิดเพี้ยนนี้ออกอากาศต่อไป



ภาพที่ 1.1 แนวความคิดของเครื่องปรับเท่าทางเวลาประวิงของสัญญาณสี

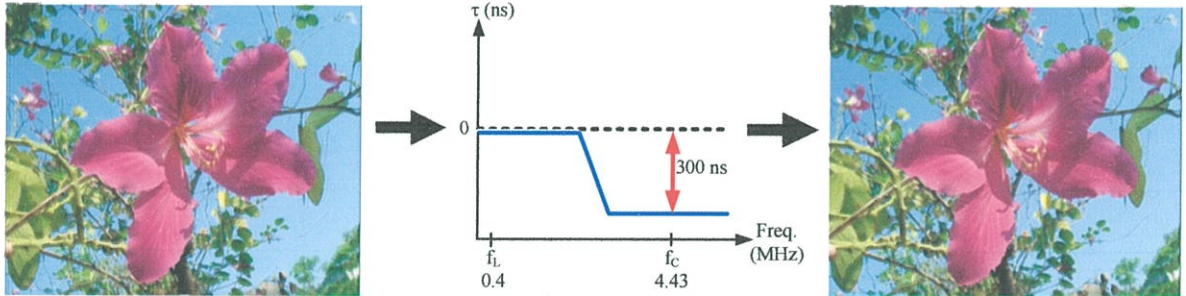


(ก) การแก้ความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Advanced

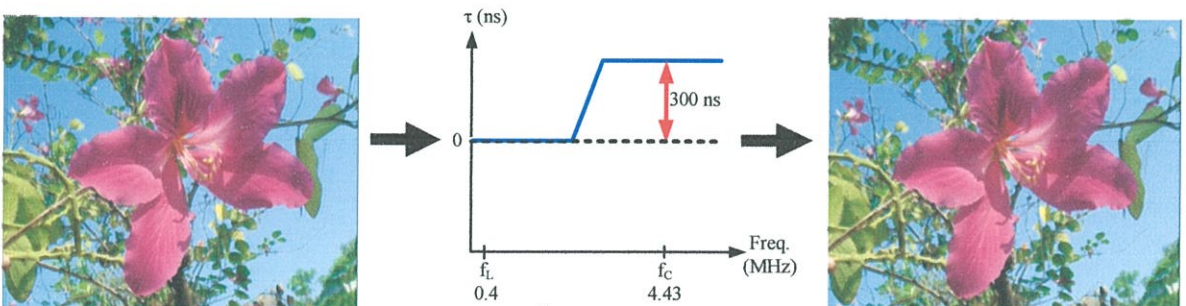


(ข) การแก้ความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Delayed

ภาพที่ 1.2 การแก้สัญญาณที่ผิดเพี้ยนด้วยเครื่องปรับท่าทางเวลาประวิงของสัญญาณสี



(ก) ผลของการแก้ความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Advanced



(ข) ผลของการแก้ความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Advanced

ภาพที่ 1.3 ผลของการแก้สัญญาณที่ผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงด้วยเครื่องปรับท่าทางเวลาประวิงของสัญญาณสี

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1. เพื่อศึกษาวิธีการทางคณิตศาสตร์ของ โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์
2. เพื่อออกแบบวงจรกรองความถี่ผ่านทุกความถี่ (All Pass Filter) ด้วยวงจรกรองความถี่แบบเบียร์นสไตน์
3. เพื่อประยุกต์สร้างวงจรปรับเท่าทางเวลาประวิง ที่มีเฟสเป็นเชิงเส้นและเวลาประวิงคงที่
4. เพื่อศึกษาชนิดและรูปแบบความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นในระบบการส่งสัญญาณ โทรทัศน์
5. เพื่อศึกษาและจำลองสัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์
6. เพื่อจำลองและออกแบบวงจรปรับเท่าทางเวลาประวิงของสัญญาณสี่ ด้วยโปรแกรม MATLAB และ Pspice
7. เพื่อแก้ปัญหาความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงของสัญญาณสี่ในเครื่องรับโทรทัศน์ ที่ความถี่พาห้อย่อย 4.43 MHz ในระบบ PAL โดยการสร้างเครื่องปรับเท่าทางเวลาประวิงของสัญญาณสี่ โดยใช้โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์

1.3 ขอบเขตของการวิจัย

สร้างและออกแบบวงจรปรับเท่าทางเวลาประวิงของสัญญาณสี่เพื่อชดเชยความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงของสัญญาณสี่ในเครื่องรับโทรทัศน์สี่ ที่ความถี่พาห้อย่อย 4.43 MHz ในระบบ PAL โดยใช้สัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์เพื่อดูการยกระดับหรือลดระดับทางเวลาประวิงสัญญาณที่เกิดขึ้นทั้งหมดนี้ก็เพื่อให้ภาพสีกลับมาเป็นปกติของก่อนส่งสัญญาณภาพออกอากาศไป

1.4 วิธีดำเนินการวิจัย

1. รูปแบบการวิจัยเป็นการวิจัยเชิงทดลอง (Experimental Research) การวิจัยจะเน้นวิธีการศึกษาวิเคราะห์ ทดลองและสรุปผลการทดลองอย่างมีขั้นตอน โดยมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

- 1.1 ศึกษาสมการทางคณิตศาสตร์ของ โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์
- 1.2 วิเคราะห์หาสมการฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer Function) ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน และวงจรกรองความถี่สูงผ่าน โดยใช้โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์ ซึ่งมีลักษณะเด่นที่สำคัญคือจะได้วงจรกรองความถี่เอนาลอกที่มีความราบเรียบมากที่สุด และมีเฟสเป็นเชิงเส้น พร้อมทำการสรุปเปรียบเทียบกับวงจรกรองความถี่แบบเดิมที่มีอยู่
- 1.3 วิเคราะห์หาสมการฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer Function) ของวงจรกรองความถี่ผ่านทุกความถี่ โดยใช้โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์

1.4 วิเคราะห์หาสมการวงจรปรับเท่าทางเวลาประวิงแบบ Advanced และสมการวงจรปรับเท่าทางเวลาประวิงแบบ Delayed ตามลำดับ เพื่อนำสมการที่ได้มาสร้างวงจรโดยใช้อุปกรณ์แบบแอกทีฟ (Single Amplifier) แล้วจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB และโปรแกรม PSpice

1.5 ศึกษาสัญญาณทดสอบที่ใช้ในการส่งสัญญาณโทรทัศน์ ในที่นี้ใช้สัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์

1.6 จำลองสัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ด้วยโปรแกรม MATLAB และโปรแกรม PSpice เพื่อนำมาป้อนให้กับวงจรปรับเท่าทางเวลาประวิงของสัญญาณที่ได้ออกแบบไว้ในหัวข้อ 1.4

1.7 ทดสอบระบบทั้งหมดที่ได้ออกแบบด้วยโปรแกรม PSpice พร้อมทำการแก้ไขปรับปรุงเพื่อให้ได้สัญญาณเอาต์พุตที่ดีที่สุด คือมีฐานหรือเอนเวโลปราบเรียบที่สุด แล้วทำการสรุปผลการทดลอง

1.8 สร้างเครื่องปรับเท่าทางเวลาประวิงของสัญญาณ เพื่อแก้ความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Advanced หรือทางเวลาประวิงแบบ Delayed

1.9 ทดสอบระบบทั้งหมดด้วยอุปกรณ์ทางฮาร์ดแวร์

1.10 ทำการสรุปผลการทดลอง

1.11 วิเคราะห์ สรุปผลทั้งหมด พร้อมเขียนเล่มรายงานการวิจัย

2. เครื่องมือที่ใช้ในการวิจัย ประกอบด้วยรายละเอียดดังนี้

2.1 เครื่องคอมพิวเตอร์สำหรับจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB และโปรแกรม PSpice

2.2 ออสซิลโลสโคป (Oscilloscope)

2.3 เครื่องกำเนิดสัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ (TSG 271 PAL Television

Generator)

2.4 โทรทัศน์สี เพื่อใช้ในการแสดงภาพสี

2.5 กล้องดิจิทัล หรือเครื่องเล่นแผ่น CD เพื่อกำเนิดภาพสีที่ถูกต้อง

3. การวิเคราะห์ข้อมูลวิจัย

3.1 การวิเคราะห์ข้อมูลด้วยวิธีการทางคณิตศาสตร์ ได้แก่ โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์ โพลีโนเมียลแบบบัดเตอร์เวิร์ธ โพลีโนเมียลแบบเซฟบีเชฟ และโพลีโนเมียลแบบทอมสัน

3.2 การวิเคราะห์ข้อมูลด้วยซอฟต์แวร์ ได้แก่ โปรแกรม MATLAB และโปรแกรม PSpice

3.3 การวิเคราะห์ข้อมูลด้วยฮาร์ดแวร์

1.5 สมมุติฐานการวิจัย

การประยุกต์ออกแบบวงจรกรองความถี่แอนาล็อกสิ่งที่จะต้องตระหนักถึงเป็นอย่างมากคือความเป็นเชิงเส้นของเฟส (Linear Phase) ดังนั้นวิธีการใหม่ที่จะแนะนำในการออกแบบวงจรกรองความถี่แอนาล็อกให้มีลักษณะเฟสเชิงเส้น คือทฤษฎีการประมาณของเบิร์นสไตน์ โดยใช้โพลีโนเมียลแบบเบิร์นสไตน์ หาค่าฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer Function) ของวงจรกรองความถี่แอนาล็อก ซึ่งในที่นี้จะแสดงด้วยฟังก์ชันถ่ายโอนความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Transfer Function)

การประมาณวงจรกรองความถี่แอนาล็อกแบบเฟสเชิงเส้น โดยปกติมักจะแก้ปัญหาโดยใช้การประมาณเฟสเชิงเส้นของทอมสัน (Thomson) ซึ่งในที่นี้ได้ทำการเปรียบเทียบกับวิธีการใหม่ หรือการประมาณของเบิร์นสไตน์ พบว่ามีข้อได้เปรียบหลายประการ เช่น ขนาดมีลักษณะราบเรียบที่สุด (Maximally Flat Amplitude) ฟังก์ชันคุณลักษณะมีพารามิเตอร์ 3 ตัวที่สามารถปรับเปลี่ยนสโลปของเฟส ปรับเปลี่ยนสโลปของย่านความถี่เปลี่ยน (Transition Band) ปรับเปลี่ยนความถี่ตัดออฟ (Cut-Off Frequency) และปรับเปลี่ยนขนาดที่ความถี่อนันต์ (Infinite Frequency) ดังนั้นโครงการวิจัยนี้จึงได้นำโพลีโนเมียลแบบเบิร์นสไตน์ประโยชน์ในการแก้ความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงที่เกิดขึ้นในเครื่องรับโทรทัศน์สี

เนื่องจากสัญญาณภาพเป็นสัญญาณรวม (Composite Waveform) ซึ่งประกอบด้วยสัญญาณส่องสว่าง (Luminance Signal) สัญญาณสี (Chrominance Signal) และสัญญาณซิงค์ (Sync Signal) โดยที่ขอบข่ายสเปกตรัมจะครอบคลุมตั้งแต่ย่านความถี่ต่ำไปจนถึงย่านความถี่สูง วิธีการหนึ่งที่สามารถทำการประเมินคุณลักษณะความผิดเพี้ยนของผลตอบสนองรูปสัญญาณภาพสี ก็คือการใส่สัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ในช่วงสัญญาณแบล็กกิ้งทางแนวตั้งโดยให้ใส่ในเส้นที่ 17 และ 18 ในหัวข้อนี้จะเน้นเฉพาะความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงอย่างเดียว ซึ่งความผิดเพี้ยนดังกล่าวเกิดจากความแตกต่างทางเวลาประวิงของสัญญาณส่องสว่างกับสัญญาณสี หรือเรียกว่า (Chrominance-to-Luminance Delay Inequality) จากความแตกต่างทางเวลาประวิงของสัญญาณส่องสว่างกับสัญญาณสี ดังนั้นจึงต้องมีการออกแบบวงจรที่มีลักษณะที่เรียกว่าวงจรปรับเท่า (Equalizer) ทางเวลาประวิงของสัญญาณสี โดยในการออกแบบจะใช้โพลีโนเมียลแบบเบิร์นสไตน์ มาประยุกต์เป็นวงจรปรับเท่า ซึ่งมีข้อดีคือมีเฟสเป็นเชิงเส้นดังที่ได้กล่าวไว้แล้ว

1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. มีความรู้ความเข้าใจในระบบการสื่อสารของสัญญาณโทรทัศน์ การรับ-ส่งสัญญาณ และปัญหาที่เกิดขึ้นในระบบ
2. สามารถแสดงให้เห็นถึงปัญหาที่เกิดขึ้นในสัญญาณโทรทัศน์ การแก้ปัญหาคความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายที่เกิดขึ้นอย่างเป็นรูปธรรม

3. สร้างเครื่องปรับเท่าทางเวลาประวิงที่มีประสิทธิภาพ ราคาประหยัดกว่าการสั่งซื้อเครื่อง Color Gain and Delay Test Set MS321A มาใช้ในการแสดงการแก้ปัญหาความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงของสัญญาณสีในเครื่องรับโทรทัศน์ที่ความถี่พาห้อย่อย 4.43 MHz ในระบบ PAL ที่เกิดขึ้น
4. เป็นการสนับสนุนการเรียนการสอนแก่นักศึกษาระดับปริญญาตรี นักศึกษาระดับปริญญาโท และบุคคลที่สนใจทั่วไป

บทที่ 2

ผลกระทบของความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิง

2.1 บทนำ

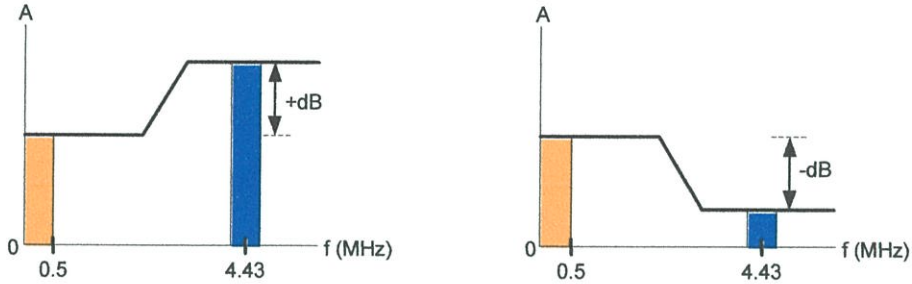
ปัจจุบันนี้โทรทัศน์ได้เข้ามามีบทบาทอย่างมากต่อความเป็นอยู่ในชีวิตประจำวัน ทำให้ทราบข่าวสารและความบันเทิงต่าง ๆ ดังนั้นในการที่จะให้สัญญาณภาพปรากฏต่อหน้าผู้ชมทางบ้านอย่างมีคุณภาพและสมบูรณ์แบบจึงจำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องมี การตรวจสอบสัญญาณภาพทางด้านส่ง ในระบบงานด้านการส่งสัญญาณโทรทัศน์สีนั้น สัญญาณภาพจะถูกส่งผ่านวงจรต่าง ๆ อีกมากมาย รวมทั้งสายส่งก่อนที่จะส่งสัญญาณภาพจะถูกส่งออกอากาศ ดังนั้นอาจจะทำให้สัญญาณโทรทัศน์เกิดความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายและ/หรือเวลาประวิงเปลี่ยนไปจากเดิม ดังนั้นจึงต้องทำการแก้ไขให้กลับเป็นปกติก่อนที่จะส่งสัญญาณภาพออกอากาศไป วิธีการตรวจสอบความผิดเพี้ยนดังกล่าวจะกระทำโดยการป้อนสัญญาณทดสอบรวมไปกับสัญญาณภาพ โดยการใส่เข้าไปในช่วงของสัญญาณแบตติงกึ่งทางแนวตั้ง (Vertical Interval Test Signal : VITS) หรือเรียกว่าสัญญาณทดสอบ VITS ผ่านระบบที่ต้องการตรวจสอบ แล้วถ้าสัญญาณทดสอบเสียรูปจะทำให้ทราบการสูญเสียหรือความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นระหว่างทางได้ เป็นที่ทราบกันดีว่าสัญญาณภาพจริงนั้นไม่สามารถที่จะทำการวัดความผิดเพี้ยนได้โดยตรง จึงจำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องใช้สัญญาณทดสอบเข้ามาช่วย ในโครงการวิจัยนี้จึงเลือกใช้สัญญาณทดสอบที่สร้างขึ้นไม่ยากมีรูปแบบง่าย ๆ และสามารถวัดค่าได้ นั่นคือสัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ (Modulated 20T Sine-Squared Pulse Test Signal) โดยในการตรวจสอบและวัดความผิดเพี้ยนจะดูที่ฐานของพัลส์ ซึ่งความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นนี้มีผลกระทบต่อสัญญาณภาพทั้งสิ้น ดังนั้นในโครงการวิจัยนี้จึงต้องการที่จะช่วยแก้ไขปัญหาค่าความผิดเพี้ยนดังกล่าวที่เกิดขึ้น ก่อนส่งสัญญาณวิดีโอออกไปยังผู้ชม

2.2 ความไม่เท่ากันของสัญญาณสีกับสัญญาณส่องสว่าง (Chrominance-Luminance Inequalities)

ความไม่เท่ากันของสัญญาณสีกับสัญญาณส่องสว่าง สามารถเกิดได้ 2 ลักษณะ คือความไม่เท่ากันทางขนาด และความไม่เท่ากันทางเวลาประวิงระหว่างสัญญาณสี (Chrominance Signal) และสัญญาณส่องสว่าง (Luminance Signal) [1-5] ซึ่งความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นจากความไม่เท่ากันของสัญญาณสีกับสัญญาณส่องสว่างนี้สามารถนำมาใช้วัดคุณสมบัติของสายส่งสำหรับงานด้านโทรทัศน์สีได้ โดยการตรวจวัดความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นจะใช้สัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ (Modulated 20T Sine-Squared Pulse) ซึ่งสัญญาณทดสอบนี้สร้างขึ้นไม่ยากมีรูปแบบง่าย ๆ และสามารถวัดค่าได้

2.2.1 ความไม่เท่ากันทางขนาด (Gain Inequality)

ความไม่เท่ากันทางขนาดของสัญญาณสีกับสัญญาณส่องสว่าง หลังจากผ่านระบบที่ต้องการทดสอบแล้วเกิดความผิดเพี้ยนขึ้น ซึ่งเรียกว่าความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายแสดงดังรูปที่ 2.1



(ก) ความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายสูง

(ข) ความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายต่ำ

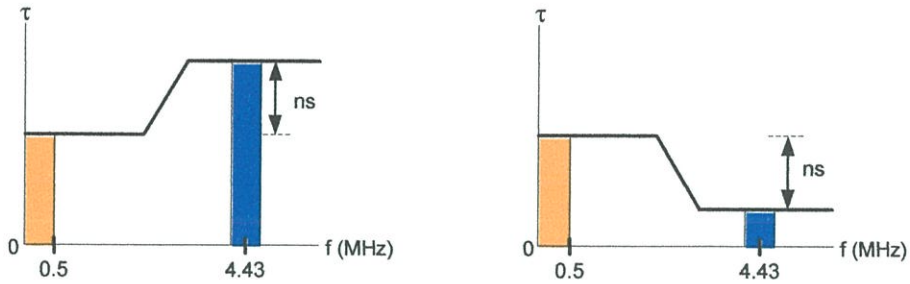
รูปที่ 2.1 ความไม่เท่ากันทางขนาดของสัญญาณสีกับสัญญาณส่องสว่าง

รูปที่ 2.1 แสดงความไม่เท่ากันทางขนาดของสัญญาณสีกับสัญญาณส่องสว่าง โดยสัญญาณส่องสว่างจะอยู่ในย่านความถี่ต่ำ ประมาณ 0 – 0.5 MHz ส่วนสัญญาณสีจะอยู่ที่ความถี่คลื่นพาห้สีย่อย (Color Sub-carrier) 4.43 MHz จะเห็นว่าสัญญาณทั้งสองมีขนาดไม่เท่ากัน รูปที่ 2.1 (ก) จะมีขนาดของสัญญาณสีมากกว่าสัญญาณส่องสว่าง แสดงผลต่างในหน่วย dB ได้ค่าเป็นบวก หรือเรียกว่าความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายสูง (High-Gain Chrominance Distortion) ส่วนรูปที่ 2.1 (ข) จะมีขนาดของสัญญาณสีน้อยกว่าสัญญาณส่องสว่าง แสดงผลต่างในหน่วย dB ได้ค่าเป็นลบ หรือเรียกว่าความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายต่ำ (Low-Gain Chrominance Distortion) ในการแก้ความผิดเพี้ยนดังกล่าวจะต้องใช้วงจรปรับเท่าทางขนาดของสัญญาณสี (Gain Chrominance Equalizer) เพื่อทำการยกระดับ หรือลดระดับทางขนาดของสัญญาณสีให้มีขนาดเท่ากับของสัญญาณส่องสว่างนั่นเอง

2.2.2 ความไม่เท่ากันทางเวลาประวิง (Delay Inequality)

ความไม่เท่ากันทางเวลาประวิงของสัญญาณสีกับสัญญาณส่องสว่าง หลังจากผ่านระบบที่ต้องการทดสอบแล้วเกิดความผิดเพี้ยนขึ้น ซึ่งเรียกว่าความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแสดงดังรูปที่ 2.2

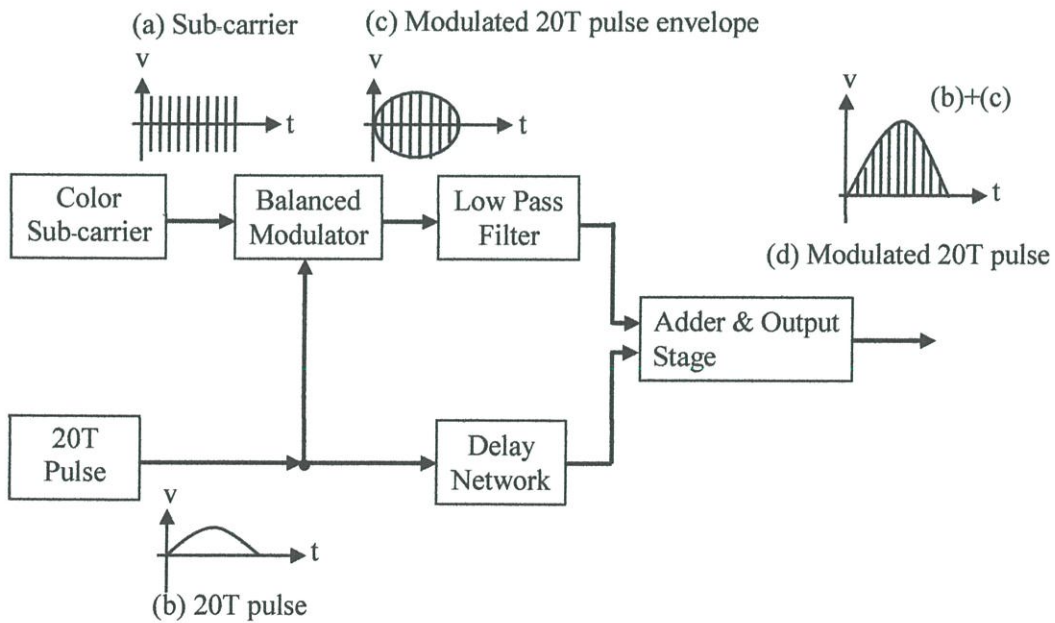
รูปที่ 2.2 แสดงความไม่เท่ากันทางเวลาประวิงของสัญญาณสีกับสัญญาณส่องสว่าง จะเห็นว่าสัญญาณทั้งสองมีเวลาประวิงไม่เท่ากัน แสดงผลต่างในหน่วย ns รูปที่ 2.2 (ก) จะมีค่าเวลาประวิงของสัญญาณสีมากกว่าสัญญาณส่องสว่าง หรือเรียกความผิดเพี้ยนนี้ว่าความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Advanced Chrominance ส่วนรูปที่ 2.2 (ข) จะมีค่าเวลาประวิงของสัญญาณสีน้อยกว่าสัญญาณส่องสว่าง หรือเรียกความผิดเพี้ยนนี้ว่าความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Delayed Chrominance ในการแก้ความผิดเพี้ยนดังกล่าวจะต้องใช้วงจรปรับเท่าทางประวิง (Delay Chrominance Equalizer) เช่นกัน



(ก) ความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Advanced (ข) ความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Delayed
รูปที่ 2.2 ความไม่เท่ากันทางเวลาประวิงของสัญญาณสีกับสัญญาณส่องสว่าง

2.3 สัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์

สัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ คือสัญญาณไชน์กำลังสองพัลส์ที่มีช่วงเวลาครึ่งหนึ่งของแอมพลิจูด หรือ H.A.D เท่ากับ 20T มอดูเลตกับสัญญาณพัลส์ที่ความถี่คลื่นพาห้สีย่อย สามารถสร้างขึ้นจากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 บล็อกไดอะแกรมการสร้างสัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์

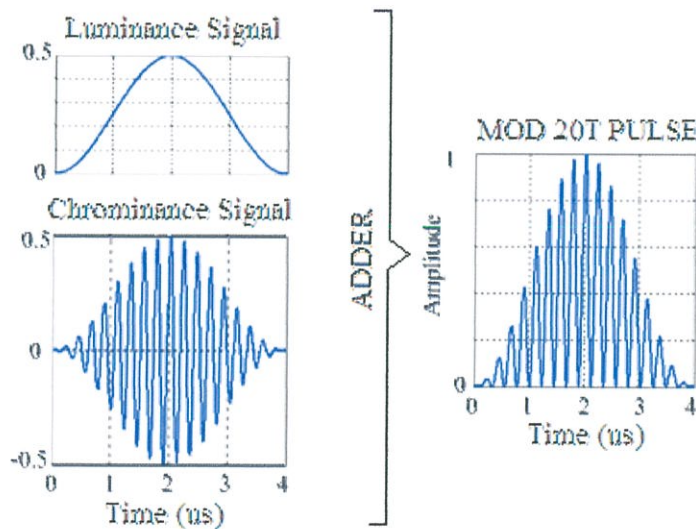
รูปที่ 2.3 แสดงบล็อกไดอะแกรมการสร้างสัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ โดยเริ่มจากเครื่องกำเนิดสัญญาณพัลส์ (รูปที่ 2.3 b) โดยสัญญาณดังกล่าวมีช่วงเวลาครึ่งหนึ่งของแอมพลิจูด หรือ H.A.D เท่ากับ 20T แล้วมอดูเลตกับสัญญาณความถี่คลื่นพาห้สีย่อย (รูปที่ 2.3 a) จะได้รูปที่ 2.3 c ซึ่ง

สัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตแล้ว จะผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำเพื่อกรองเอาฮาร์โมนิกที่ไม่ต้องการออก ส่วนสัญญาณรูปที่ 2.3 b อีกทางหนึ่งจะผ่านวงจรหน่วงเวลา (Delay Network) เพื่อปรับให้สัญญาณรูปที่ 2.3 b กับรูปที่ 2.3 c มีเวลา (Timing) เท่ากัน แล้วจึงผ่านวงจรรวม (Adder) ก็จะได้สัญญาณมอดูเลต 20T ไซน์กำลังสองพัลส์ในรูปที่ 2.3 d ซึ่งสัญญาณทดสอบดังกล่าวจะถูกนำมาใช้ในการตรวจสอบ และวัดความผิดเพี้ยนในการส่งผ่านระบบโทรทัศนส์ได้เป็นอย่างดี

จากบล็อกไดอะแกรมการสร้างสัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไซน์กำลังสองพัลส์ในรูปที่ 2.3 สามารถนำมาเขียนเป็นสมการได้ดังนี้ [1] [3]

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

เมื่อ A คืออัตราขยายของสัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไซน์กำลังสองพัลส์ τ คือเวลาประวิงที่ล่าหลังหรือนำหน้าสัญญาณที่ยังไม่ได้มอดูเลต $T = 0.1 \mu s$ สำหรับโทรทัศนส์ระบบ PAL t คือเวลา และ ω_c คือความถี่เชิงมุมของพาหีส้อย หรือเท่ากับ $\omega_c = 2\pi f_c$ โดยที่ความถี่คลื่นพาหีส้อย (Color Sub-carrier) $f_c = 4.43 \text{ MHz}$



รูปที่ 2.4 การรวมสัญญาณสีกับสัญญาณส่องสว่าง

รูปที่ 2.4 แสดงการรวมสัญญาณระหว่างสัญญาณสี (Chrominance Signal) กับสัญญาณส่องสว่าง (Luminance Signal) จากการรวมกันในขอบข่ายเวลาขององค์ประกอบทั้งสองจะได้ลักษณะสัญญาณเหมือน

สัญญาณทดสอบมอดูเลต $20T$ ไชน์กำลังสองพัลส์ เมื่อนำมาพิจารณาในขอบข่ายความถี่หาสเปกตรัมของสัญญาณทดสอบมอดูเลต $20T$ ไชน์กำลังสองพัลส์ โดยในการคำนวณหาสเปกตรัมจะเริ่มจากสมการในขอบข่ายเวลาของสัญญาณในย่านความถี่ต่ำที่ยังไม่ได้มอดูเลต แสดงดังสมการที่ (2.2) และสัญญาณในย่านความถี่สูงที่มอดูเลตแล้ว แสดงดังสมการที่ (2.3)

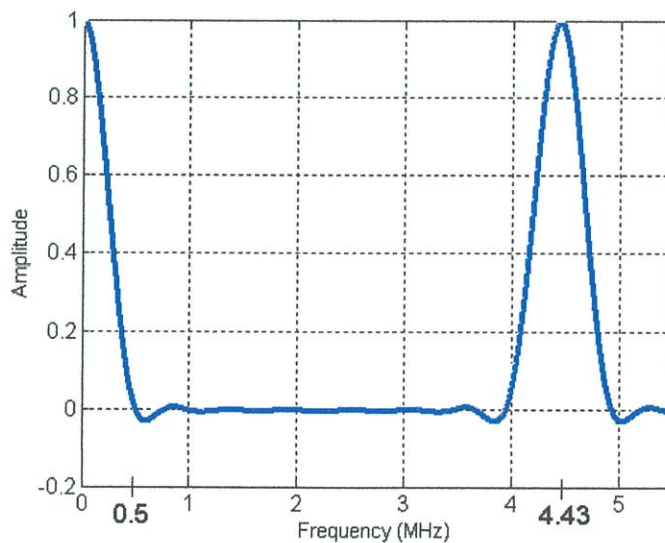
$$v_l(t) = \frac{1}{2} \cos^2 \frac{\pi}{40T} \quad (2.2)$$

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

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 2.5 สเปกตรัมความถี่ของสัญญาณทดสอบมอดูเลต $20T$ ไชน์กำลังสองพัลส์

สรุปได้ว่าสเปกตรัมของสัญญาณสัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ ประกอบด้วยสัญญาณในย่านความถี่ต่ำที่ยังไม่ได้มอดูเลตในสมการที่ (2.4) และสัญญาณในย่านความถี่สูงที่มอดูเลตแล้วในสมการที่ (2.5) สอดคล้องกับย่านความถี่ของสัญญาณส่องสว่างคือที่ความถี่ต่ำ 0 – 0.5 MHz และสัญญาณสีที่ความถี่สูง 3.93 MHz – 4.93 MHz ในโทรทัศน์สีระบบ PAL แสดงดังรูปที่ 2.5

ดังนั้นสัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์เพียงสัญญาณเดียวก็เพียงพอในการตรวจสอบและวัดความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นกับสัญญาณภาพในการส่งผ่านของระบบโทรทัศน์สี โดยในโครงการวิจัยนี้จะใช้สัญญาณทดสอบนี้แสดงความผิดเพี้ยนที่เกิดจากความไม่เท่ากันทางเวลาประวิงของสัญญาณสีกับสัญญาณส่องสว่าง นอกจากนี้ยังนำไปใช้ในการเปรียบเทียบการปรับเท่าของสัญญาณสีที่ได้ออกแบบในโครงการวิจัยฉบับนี้ ส่วนรายละเอียดจะขอกล่าวในบทต่อไป

2.4 ทฤษฎีและสูตรสำเร็จของการวัดความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายและเวลาประวิง

การหาค่าความผิดเพี้ยนทางอัตราขยาย และเวลาประวิง ซึ่งใช้สัญลักษณ์ A และ τ โดย ในการคำนวณหาค่าความผิดเพี้ยนทั้งสองจะสัมพันธ์กับค่าของพัลส์ กล่าวคือในทางปฏิบัติ ถ้าทราบค่ายอดจากฐานของพัลส์ก็สามารถที่จะหาความผิดเพี้ยนในระบบว่าจะมีผลต่อสัญญาณทางด้านไหน เช่น ระบบอาจมีผลทางด้านความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายอย่างเดียว (Gain Distortion) หรือความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงอย่างเดียว (Delay Distortion) หรือมีทั้งความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายและเวลาประวิงเกิดขึ้นพร้อมกัน (Gain & Delay Distortions) ดังนั้นอันดับแรกจะนำเสนอทฤษฎีของสัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ ก่อนที่จะเข้าสู่การแสดงสูตรสำเร็จและผลการคำนวณหาค่าความผิดเพี้ยนทั้ง 3 กรณีโดยละเอียด

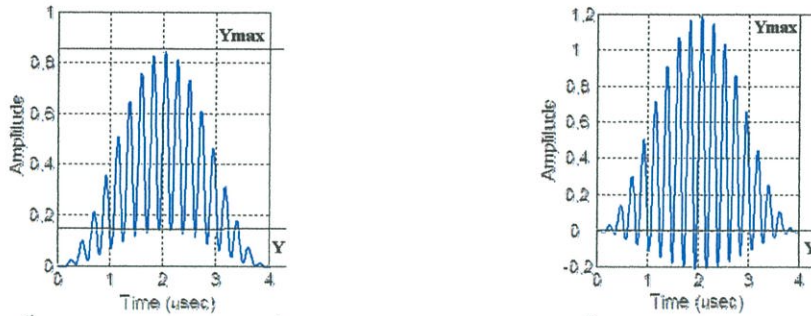
Rosman [5] ได้นำเสนอสูตรสำเร็จในการแสดงค่า A และ τ อย่างชัดเจน โดยกำหนดให้ A คือค่าความไม่เท่ากันทางอัตราขยายของสัญญาณสีกับสัญญาณส่องสว่าง τ คือค่าความไม่เท่ากันทางเวลาประวิงของสัญญาณสีกับสัญญาณส่องสว่าง ซึ่งต่อไปในโครงการวิจัยนี้จะให้ A เป็นค่าความผิดเพี้ยนทางอัตราขยาย แสดงในหน่วย dB และ τ เป็นค่าความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิง แสดงในหน่วย ns ในการอธิบายสูตรสำเร็จของความผิดเพี้ยนจะขอกล่าวแยกออกเป็น 3 กรณี ดังนี้

2.4.1 สูตรสำเร็จของความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายอย่างเดียว

การแสดงสูตรสำเร็จที่ใช้วัดค่าความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายอย่างเดียว จะได้ว่า $A \neq 1$ และค่า $\tau = 0$ เขียนสมการทฤษฎีการสร้างสัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ใหม่ได้เป็น

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

นำสมการที่ (2.6) มาพล็อตกราฟสัญญาณมอดูเลต $20T$ ไชน์กำลังสองพัลส์ได้ดังรูปที่ 2.6



(ก) ความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายต่ำ $A < 1$ (ข) ความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายสูง $A > 1$
รูปที่ 2.6 สัญญาณมอดูเลต $20T$ ไชน์กำลังสองพัลส์ที่มีความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายอย่างเดี่ยว

จากรูปที่ 2.6 (ก) แสดงความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายต่ำ (Low Gain Chrominance Distortion) ที่ -3 dB ($A < 1$) จะสังเกตว่าพื้นฐานของพัลส์จะเป็นรูปโคไซน์เว้าขึ้น และมีขนาดสูงสุดน้อยกว่าหนึ่ง ในทางกลับกันรูปที่ 2.6 (ข) แสดงความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายสูง (High Gain Chrominance Distortion) ที่ $+3 \text{ dB}$ ($A > 1$) จะได้ฐานของพัลส์จะเป็นรูปโคไซน์นูนขึ้น และมีขนาดสูงสุดมากกว่าหนึ่ง จากรูปที่ 2.6 จะสามารถแสดงค่าความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายที่เกิดขึ้นได้ ซึ่งคำนวณได้จากค่ายอดที่ฐานของพัลส์ โดยใช้สูตรคือ

$$A = \frac{1 - y}{1 + y} \quad (2.7)$$

เมื่อ y คือค่ายอดนอร์มัลไลซ์ที่ฐานของพัลส์ โดยกำหนดให้

$$y = \frac{Y}{Y_{\max}} \quad (2.8)$$

จากสมการที่ (2.7) สามารถแสดงในหน่วยเดซิเบลได้เป็น

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

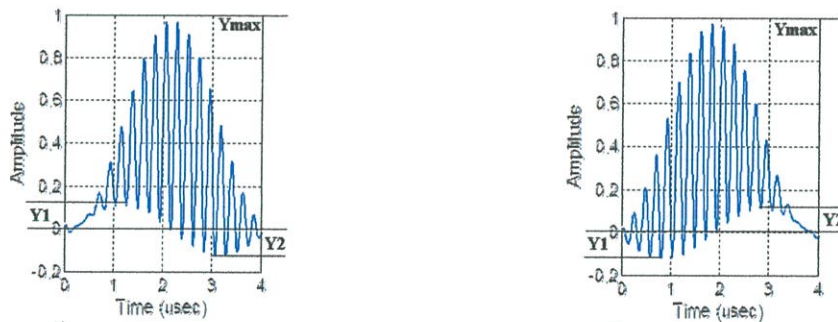
ยกตัวอย่างเช่นถ้าต้องการหาค่าความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายของรูปที่ 2.6 (ก) ให้หาค่า Y และ Y_{\max} จากนั้นนำไปแทนค่าในสมการที่ (2.8) ได้ค่า $y = 0.171$ แล้วนำค่าที่ได้ไปแทนลงในสมการที่ (2.7) ได้ $A = 0.7079$ นำไปแสดงในหน่วยเดซิเบลได้เท่ากับ -3 dB นั้นเอง เช่นเดียวกันถ้าต้องการหาค่าความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายของรูปที่ 2.6 (ข) ได้ค่า $y = -0.171$ และ $A = 1.4125$ นำไปแสดงในหน่วยเดซิเบลได้เท่ากับ $+3$ dB

2.4.2 สูตรสำเร็จของการวัดความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงอย่างเดียว

การแสดงสูตรสำเร็จที่ใช้วัดค่าความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงอย่างเดียว จะได้ค่า $A=1$ และค่า $\tau \neq 0$ เขียนสมการทฤษฎีการสร้างสัญญาณทดสอบมอดูเลต $20T$ ไชน์กำลังสองพัลส์ใหม่ได้เป็น

$$x(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} \sin^2\left(\frac{\pi t}{40T}\right) + \frac{1}{2} \sin^2\left(\frac{\pi(t-\tau)}{40T}\right) \cos \omega_c t & ; |t| \leq 20T \\ 0 & ; |t| > 20T \end{cases} \quad (2.10)$$

นำสมการที่ (2.10) มาพล็อตกราฟสัญญาณมอดูเลต $20T$ ไชน์กำลังสองพัลส์ได้ดังรูปที่ 2.7



(ก) ความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Advanced (ข) ความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Delayed
รูปที่ 2.7 สัญญาณมอดูเลต $20T$ ไชน์กำลังสองพัลส์ที่มีความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงอย่างเดียว

จากรูปที่ 2.7 (ก) แสดงความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Advanced Chrominance หรือสัญญาณสีมีเวลาประวิงนำหน้าสัญญาณสองสว่างที่ 300 ns ในทางกลับกันรูปที่ 2.7 (ข) แสดงความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Delayed Chrominance หรือสัญญาณสีมีเวลาประวิงล่าช้าหลังสัญญาณสองสว่างที่ 300 ns จะสังเกตได้ว่าที่ฐานของพัลส์จะเป็นรูปไชน์สมมาตรกัน กล่าวคือมีค่า $Y_1 = -Y_2$ หรือ $-Y_1 = Y_2$ จากรูปที่ 2.7

จะสามารถแสดงค่าความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงที่เกิดขึ้นได้ ซึ่งคำนวณได้จากค่ายอดที่ฐานของพัลส์ทั้งสองค่านี้เอง โดยใช้สูตรคือ

$$\tau = \frac{T_0}{\pi} \cdot \cos^{-1} \left\{ 1 + \frac{8y_1y_2}{[1-(y_1+y_2+y_1y_2)][1+(y_1+y_2-y_1y_2)]} \right\} \quad (2.11)$$

เมื่อ $T_0 = 2.0 \mu s$ และค่า y_1 กับ y_2 ก็คือค่ายอดนอร์มัลไลซ์ที่ฐานของพัลส์ โดยกำหนดให้

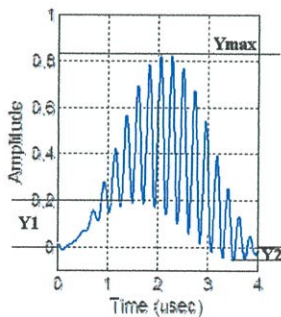
$$y_1 = \frac{Y_1}{Y_{max}} \quad (2.12)$$

$$y_2 = \frac{Y_2}{Y_{max}} \quad (2.13)$$

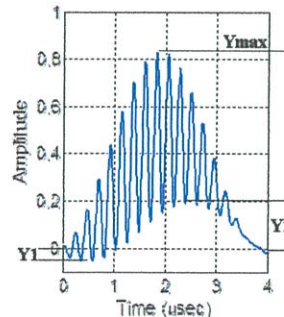
ยกตัวอย่างเช่นถ้าต้องการหาค่าความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงของรูปที่ 2.7 (ก) หรือรูปที่ 2.7 (ข) ให้หาค่า Y_1 และ Y_2 เมื่อ $Y_{max} = 1$ จากนั้นนำไปแทนค่าในสมการที่ (2.12) และสมการที่ (2.13) ตามลำดับ นำค่าที่ได้ไปแทนลงในสมการที่ (2.11) จะได้ค่าความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงที่ 300 ns

2.4.3 สูตรสำเร็จของการวัดความผิดเพี้ยนทางอัตราการขยายและเวลาประวิงพร้อมกัน

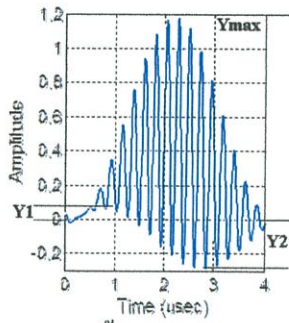
การแสดงสูตรสำเร็จที่ใช้วัดค่าความผิดเพี้ยนทางอัตราการขยายและเวลาประวิงที่เกิดขึ้นพร้อมกัน จะได้ค่า $A \neq 1$ และค่า $\tau \neq 0$ เขียนสมการทฤษฎีการสร้างสัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ได้ดังสมการที่ (2.1) และนำมาพล็อตกราฟสัญญาณมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ได้ดังรูปที่ 2.8



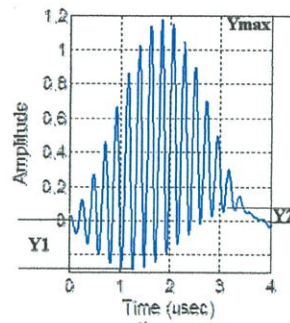
(ก) ความผิดเพี้ยนทางอัตราการขยายต่ำ และเวลาประวิงแบบ Advanced



(ข) ความผิดเพี้ยนทางอัตราการขยายต่ำ และเวลาประวิงแบบ Delayed



(ก) ความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายสูง และเวลาประวิงแบบ Advanced



(ง) ความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายสูง และเวลาประวิงแบบ Delayed

รูปที่ 2.8 สัญญาณมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ที่มีความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายและเวลาประวิงพร้อมกัน

จากรูปที่ 2.8 (ก) แสดงความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายต่ำที่ -3 dB และเวลาประวิงแบบ Advanced Chrominance ที่ 300 ns รูปที่ 2.8 (ง) แสดงความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายต่ำที่ -3 dB และเวลาประวิงแบบ Delayed Chrominance ที่ 300 ns รูปที่ 2.8 (ค) แสดงความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายสูงที่ +3 dB และเวลาประวิงแบบ Advanced Chrominance ที่ 300 ns รูปที่ 2.8 (ง) แสดงความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายสูงที่ +3 dB และเวลาประวิงแบบ Delayed Chrominance ที่ 300 ns จะสังเกตได้ว่าพื้นฐานของพัลส์จะเป็นรูปไซน์ที่ไม่สมมาตรกัน หรือมีค่า $Y_1 \neq Y_2$ จากรูปจะสามารถแสดงค่าความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายและเวลาประวิงที่เกิดขึ้นได้ ซึ่งคำนวณได้จากค่ายอดที่ฐานของพัลส์ทั้งสองค่าโดยใช้สูตรคือ

$$A = \frac{1 - (y_1 + y_2)}{1 + (y_1 + y_2)} \tag{2.14}$$

$$\tau \approx \frac{4T_0}{\pi} (\sqrt{-y_1 y_2}) \tag{2.15}$$

ยกตัวอย่างเช่นถ้าต้องการหาค่าความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายและเวลาประวิงของรูปที่ 2.8 (ก) รูปที่ 2.8 (ง) รูปที่ 2.8 (ค) และรูปที่ 2.8 (ง) ให้หาค่า Y_1 Y_2 และ Y_{max} นำไปหาค่านอร์แมลไลซ์ แล้วนำค่าที่ได้ไปแทนลงในสมการที่ (2.14) และสมการที่ (2.15) จะได้ค่าความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายและเวลาประวิง ตามลำดับ

2.5 ผลกระทบของความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิง

ในหัวข้อนี้จะแสดงผลกระทบต่อภาพจากโทรทัศน์สีจริง เมื่อเกิดความผิดเพี้ยนขึ้นในระบบการส่งผ่านสัญญาณวิดีโอเทียบกับสัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไลน์กำลังสองที่เกิดความผิดเพี้ยนทั้งสามกรณี อุปกรณ์ที่ใช้ในการแสดงผลกระทบของความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้น ได้แก่

1. เครื่อง PAL Television Generator TSG-271
2. เครื่อง Color Gain & Delay Test Set MS321A
3. โทรทัศน์สี
4. เครื่องเล่น DVD/VCD



รูปที่ 2.9 เครื่อง PAL Television Generator TSG-271



รูปที่ 2.10 เครื่อง Color Gain & Delay Test Set MS321A



รูปที่ 2.11 โทรทัศน์สี



รูปที่ 2.12 เครื่องเล่น DVD/VCD

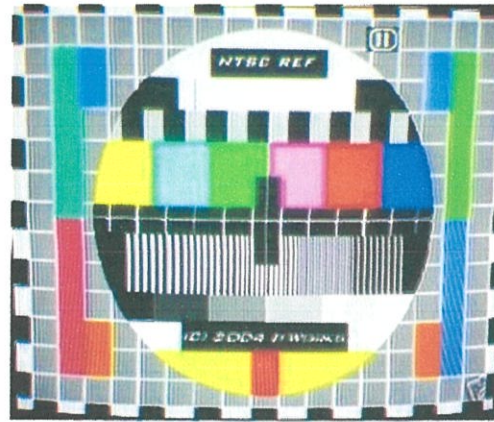
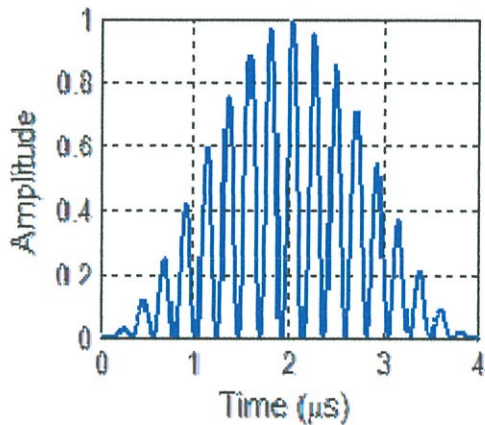


รูปที่ 2.13 การแสดงผลกระทบของความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงอย่างเดียวยังมีต่อสัญญาณวิดีโอจริง

วิธีการแสดงผลกระทบที่มีต่อภาพโทรทัศน์สีจริงเมื่อเกิดความผิดเพี้ยนในระบบการส่งผ่าน โดยเริ่มจากการนำภาพสีต้นแบบ (Original Picture) มาปรากฏที่หน้าจอโทรทัศน์สี ซึ่งภาพสีต้นแบบนี้จะเปลี่ยนแปลงไปตามความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นทั้ง 3 กรณี ส่วนทางด้าน การจำลองระบบที่ทำการทดสอบ (Under Test System) ให้เกิดความผิดเพี้ยนจะใช้เครื่อง PAL Television Generator TSG-271 ทำหน้าที่ในการป้อนสัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ที่ไม่มีความผิดเพี้ยน แสดงดังรูปที่ 2.9 ต่อเข้ากับเครื่อง Color Gain & Delay Test Set MS321A ทำหน้าที่ให้สัญญาณทดสอบที่รับเข้ามาเกิดความผิดเพี้ยน โดยสามารถปรับความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายให้เกิดขึ้นได้ตั้งแต่ -3 dB ถึง +3 dB และความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงให้เกิดขึ้นได้ตั้งแต่ -100 ns ถึง +100 ns แสดงดังรูปที่ 2.10

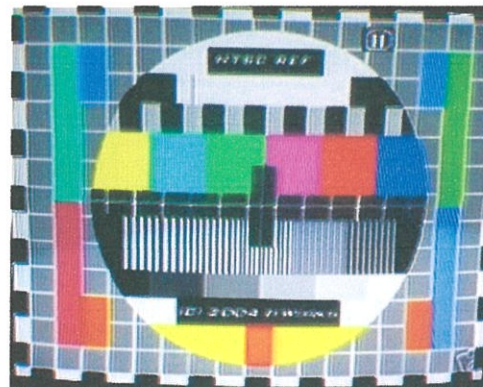
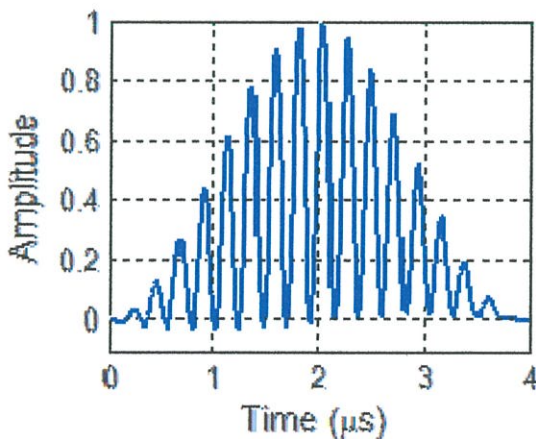
การติดตั้งอุปกรณ์ โดยให้เครื่อง PAL Television Generator เป็นตัวกำเนิดสัญญาณทดสอบในระบบ PAL เพื่อนำไปรวมกับสัญญาณที่ออกมาจาก เครื่องเล่น VCD จะได้ภาพสัญญาณทดสอบ 20T ไชน์กำลังสองพัลส์อยู่หลังจากนั้นสัญญาณก็จะผ่านเครื่อง Color Gain & Delay Test Set เพื่อที่จะสร้างสัญญาณให้เกิดความ

ผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Delay ที่ 60 ns และ 100 ns และ Advance Delay ที่ 60 ns และ 100 ns เมื่อเราได้ภาพสีที่มีความผิดเพี้ยน ทางเวลาประวิงก็จะนำภาพมาแสดงขึ้นทางหน้าจอโทรทัศน์สี เพื่อแสดงให้เห็นถึงความแตกต่างของภาพสี ในปริิณญานิพนธ์ฉบับนี้จะศึกษาความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงเพียงอย่างเดียว เมื่อเกิดความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงจะสังเกตเห็นว่าภาพสีมีสีและความสว่างของภาพผิดไปจากภาพสีต้นแบบที่ไม่มีมีความผิดเพี้ยน โดยการต่ออุปกรณ์แสดงดังรูปที่ 2.13

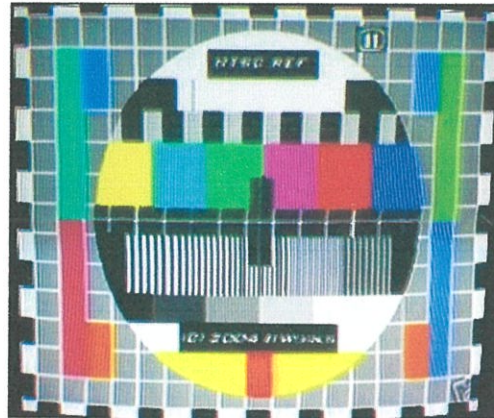
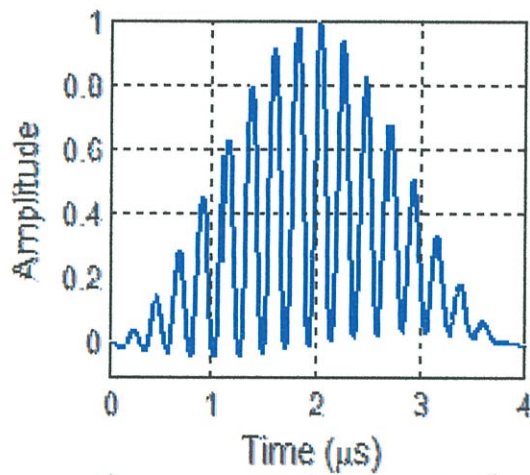


รูปที่ 2.14 สัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ และภาพสีจริงที่ไม่มีมีความผิดเพี้ยน

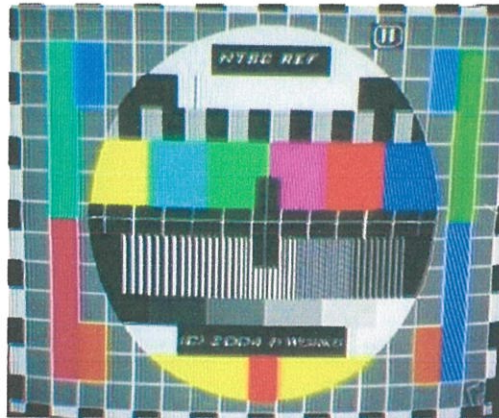
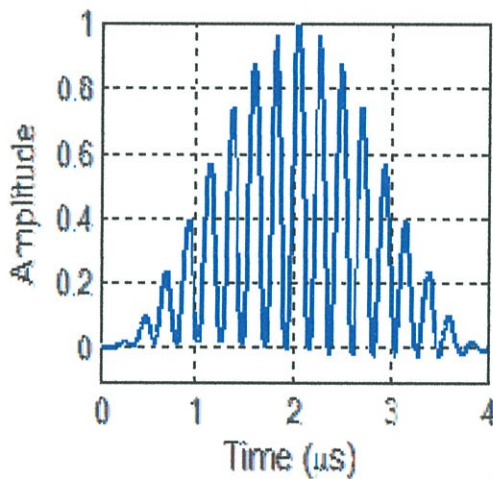
จากรูปที่ 2.14 แสดงภาพสีจริงที่ไม่มีมีความผิดเพี้ยนเทียบกับสัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ จะได้ภาพสีจริงออกมาเหมือนภาพสีต้นแบบ (Original Picture) และสังเกตเห็นฐานของพัลส์ทดสอบจะราบเรียบ (Flat)



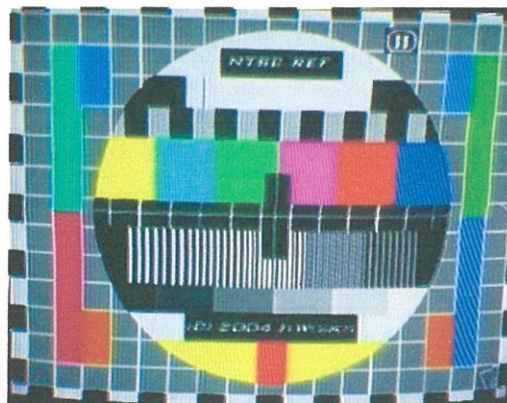
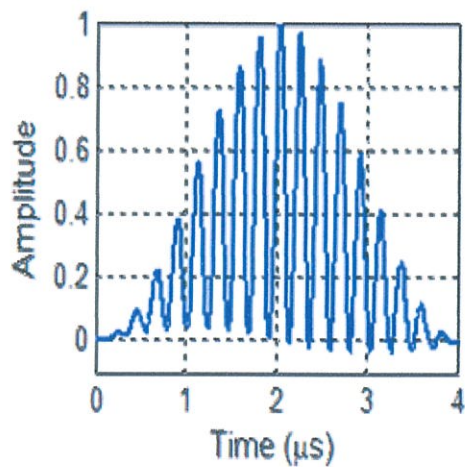
รูปที่ 2.15 ผลกระทบเมื่อเกิดความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Delayed Chrominance ที่ 60 ns



รูปที่ 2.16 ผลกระทบเมื่อเกิดความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Delayed Chrominance ที่ 100 ns



รูปที่ 2.17 ผลกระทบเมื่อเกิดความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Advanced Chrominance ที่ 60 ns

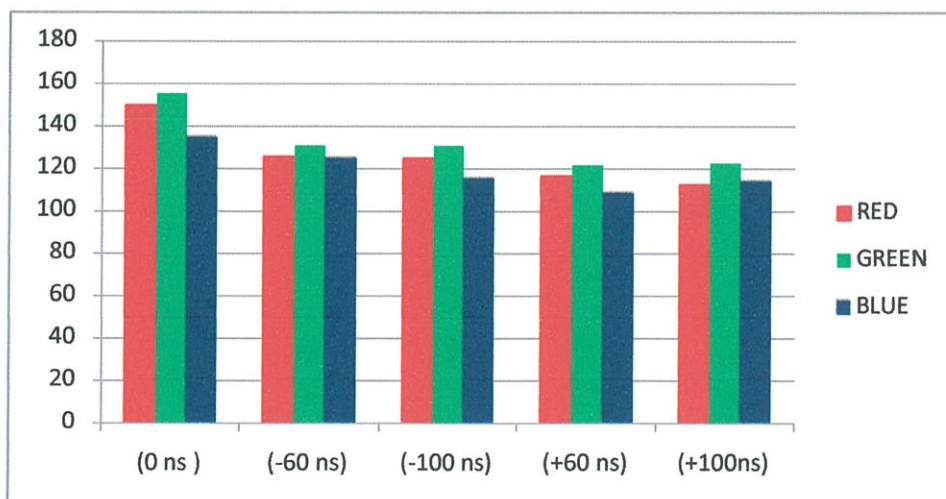


รูปที่ 2.18 ผลกระทบเมื่อเกิดความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Advanced Chrominance ที่ 100 ns

การแสดงผลกระทบเมื่อเกิดความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงเทียบกับสัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ ในกรณีที่เกิดความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Delayed Chrominance ที่ 60 ns และ 100 ns แสดงดังรูปที่ 2.15 และรูปที่ 2.16 ตามลำดับ และความผิดเพี้ยนแบบ Advanced Chrominance ที่ 60 ns และ 100 ns แสดงดังรูปที่ 2.17 และรูปที่ 2.18 ตามลำดับจะเห็นว่าภาพสีที่ได้มีฮิวของสี (Hue) หรือการที่ตามองเห็นสีผิดเพี้ยนไป สีเกิดความมัว (color Smearing) และเกิดการซึมของสี (Color Bleeding) โดยเฉพาะที่ขอบวัตถุหรือขอบตัวอักษร

ตารางที่ 2.1 ค่าแม่สี RGB ของภาพสีที่ไม่มี ความผิดเพี้ยน กับ ภาพสีที่มีความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงอย่างเดียว ที่ 60ns และ 100 ns

ภาพสี	R	G	B
1) ไม่มีความผิดเพี้ยน	149.9026	155.5433	134.9272
2) มีความผิดเพี้ยนแบบ Delayed Chrominance ที่ 60 ns	125.7587	131.0624	125.044
3) มีความผิดเพี้ยนแบบ Delayed Chrominance ที่ 100 ns	124.918	130.8245	115.5811
4) มีความผิดเพี้ยนแบบ Advanced Chrominance ที่ 60 ns	116.7139	121.9206	108.7687
5) มีความผิดเพี้ยนแบบ Advanced Chrominance ที่ 100 ns	112.6344	122.7028	114.2405



รูปที่ 2.19 เปรียบเทียบค่าแม่สี RGB ของภาพสีที่ไม่มี ความผิดเพี้ยน กับ ภาพสีที่มีความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงอย่างเดียวที่ 60 ns และ 100 ns

ตารางที่ 2.1 แสดงการเปรียบเทียบค่าแม่สี RGB ของภาพสีที่ไม่มีมีความผิดเพี้ยน กับ ภาพสีที่มีความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Delayed Chrominance ที่ 60ns และ 100 ns และแบบ Advance Chrominance ที่ 60ns และ 100 ns จะเห็นได้ว่าค่าแม่สีแตกต่างกันไปจากเดิมดังนั้นจึงต้องการยกระดับ หรือลดระดับทางเวลาประวิงของสัญญาณสีเพื่อให้ได้ภาพสีที่มีคุณภาพดีกลับมา สามารถแสดงการเปรียบเทียบค่าแม่สี RGB ในกรณีนี้ได้ดังรูปที่ 2.19

จากการศึกษาความผิดเพี้ยนของภาพสีที่มีความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงต่างๆ แสดงให้เห็นว่าเมื่อเวลาประวิงเปลี่ยนไปจากเดิมภาพสีก็จะมีค่าผิดเพี้ยนไปจากเดิมด้วย รวมทั้งการเปรียบเทียบค่าแม่สี RGB ก็จะได้แสดงให้เห็นชัดยิ่งขึ้นเพราะว่าแม่สี RGB ของภาพสีที่ไม่มีมีความผิดเพี้ยนกับภาพสีที่มีความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงนั้นจะมีค่าไม่เท่ากันดังตารางที่ 2.1 ซึ่งจากการศึกษาข้างต้นแล้วในโครงการวิจัยนี้ยังได้ศึกษาการหาขอบภาพด้วยวิธีของ Prewitt เพื่อนำมาใช้ในการหาขอบภาพของภาพสีที่มีความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงต่างๆ ดังต่อไปนี้

2.6 การหาขอบภาพ (Edge Detection)

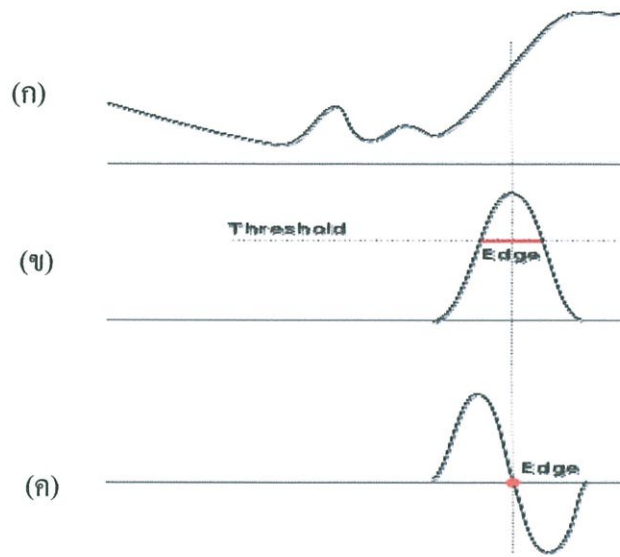
การหาขอบภาพคือการตรวจสอบว่าเส้นขอบลากผ่านหรือใกล้เกี่ยวกับจุดใด โดยวัดจากการเปลี่ยนแปลงของความเข้มในตำแหน่งที่ใกล้เกี่ยวกับจุดดังกล่าว ซึ่งวิธีการหาขอบนั้นมีด้วยกันหลายวิธี แต่อย่างไรก็ตามสามารถแบ่งได้เป็น 2 กลุ่มหลัก คือ Gradient method และ Laplacian method โดยในแต่ละวิธีมีรายละเอียดดังต่อไปนี้ [6]

2.6.1 Gradient method

วิธีนี้จะหาขอบโดยการหาจุดต่ำสุดและจุดสูงสุดในรูปของอนุพันธ์อันดับหนึ่งของภาพ โดยจุดที่เป็นขอบจะอยู่ในส่วนที่เหนือค่า Threshold (รูปที่ 2.20 (ข)) จึงอาจทำให้เส้นขอบที่ได้มีลักษณะหนา ตัวอย่างวิธีการหาขอบของกลุ่มนี้ เช่น Roberts Prewitt Sobel และ Canny เป็นต้น

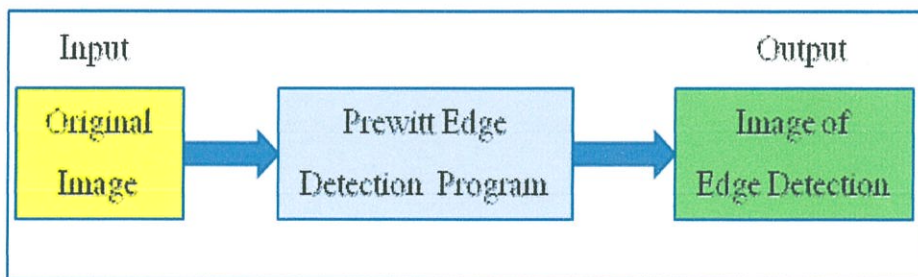
2.6.2 Laplacian method

จะหาขอบโดยใช้อนุพันธ์อันดับ 2 โดยใช้จุดที่ค่า y เป็น 0 (Zerocrossing) (รูปที่ 2.20 (ค)) ซึ่งวิธีนี้จะใช้เวลาในการคำนวณมากกว่า Gradient method ตัวอย่างวิธีการหาขอบของกลุ่มนี้ เช่น Laplacian of Gaussian และ Marrs-Hildreth เป็นต้น



รูปที่ 2.20 ความแตกต่างของระดับความเข้มของสี (GIMP 2004) (ก) การหาขอบด้วยวิธี Gradient method (ข)และ Laplacian method (ค)

ในโครงการวิจัยนี้ได้ใช้โปรแกรม Matlab 6.1 ช่วยในการหาขอบภาพ ซึ่งมีคำสั่งที่ใช้ในการหาขอบทั้งหมด 6 วิธี ดังนี้ Roberts Sobel Canny Laplacian of Gaussian Zero cross และ Prewitt โดยในโครงการวิจัยนี้ได้เลือกวิธี Prewitt ในการหาขอบภาพ ตัวอย่างภาพที่ผ่านการหาขอบทั้ง 6 วิธีโดยใช้โปรแกรม Matlab 6.1 ดังแสดงในรูปที่ 2.21 ซึ่งจากรูปตัวอย่างจะพบว่า การหาขอบภาพ ด้วยวิธี Prewitt เมื่อแสดงผลการหาขอบภาพออกมาแล้วสามารถมองเห็นถึงความผิดเพี้ยนที่ผิดไปจากเดิมของภาพต้นฉบับ ได้ดีกว่าวิธีอื่น และจะให้รายละเอียดของขอบภาพที่เกิดภายใน ได้ดีกว่าเมื่อเทียบกับวิธีอื่นๆจากการสังเกตด้วยตาเปล่า โดยมีกระบวนการดังรูปที่ 2.21



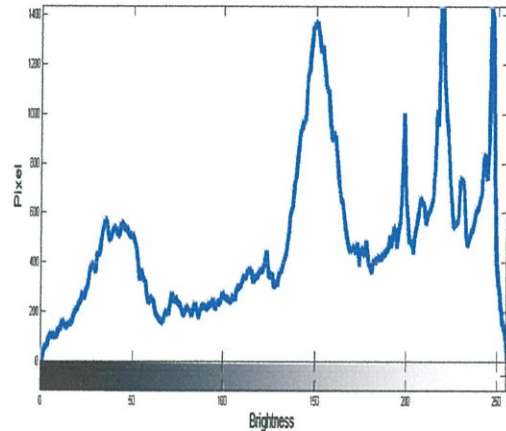
รูปที่ 2.21 บล็อกไดอะแกรมแสดงกระบวนการหาขอบภาพด้วยวิธีของ Prewitt

จากรูปที่ 2.21 บล็อกไดอะแกรมแสดงกระบวนการหาขอบภาพด้วยวิธี Prewitt โดยเริ่มจากการนำ

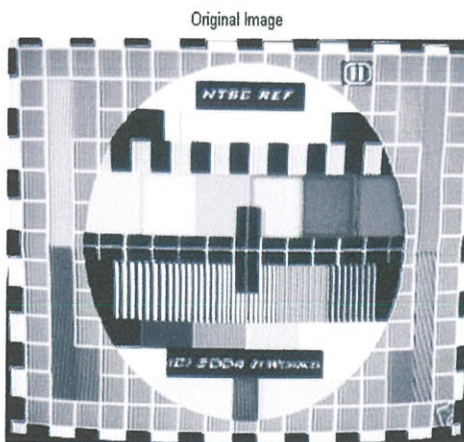
ภาพต้นฉบับที่ไม่มีความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิง ไปผ่านโปรแกรมการหาขอบภาพด้วยวิธี Prewitt จากนั้นก็จะได้ภาพแสดงการหาขอบภาพออกมา ได้แก่ กราฟแสดงฮิสโตแกรมของภาพ ภาพขาวดำ และภาพแสดงการหาขอบภาพ แสดงดังรูปที่ 2.22 ซึ่งภาพที่มีความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Delayed และ Advanced Delay ก็จะไปผ่านกระบวนการดังกล่าวเช่นกัน เพื่อนำภาพที่ได้มาเปรียบเทียบความแตกต่างของภาพที่ไม่มีความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงและภาพที่มีความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิง



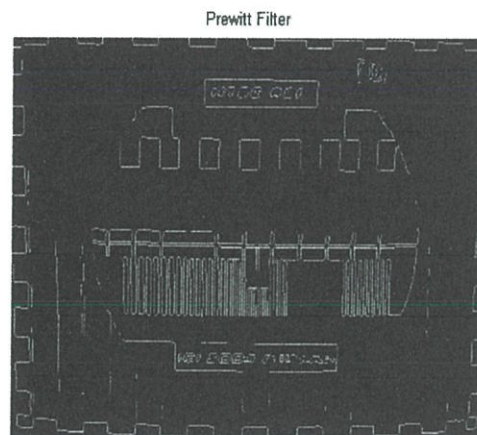
(ก) ภาพสีต้นแบบ



(ข) กราฟแสดงฮิสโตแกรมของภาพ



(ค) ภาพขาวดำ (Gray Image) ต้นแบบ



(ง) ภาพแสดงการหาขอบภาพโดยวิธี Prewitt

รูปที่ 2.22 ภาพที่ได้จากการหาขอบด้วยวิธี Prewitt โดยไม่มีความผิดเพี้ยน

จากรูปที่ 2.22 (ก) แสดงภาพสีต้นแบบที่ไม่มีความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิง รูปที่ 2.22 (ข) จะเป็นกราฟแสดงฮิสโตแกรมของภาพแสดงการเปรียบเทียบระหว่างความสว่างของภาพต่อจำนวนพิกเซลของภาพสี โดยใช้ภาพสีจากรูปที่ 2.22 (ก) โดยใช้วิธีของ Prewitt จากนั้นจะนำรูปที่ 2.22 (ค) ไปผ่านกระบวนการหาขอบภาพโดยใช้วิธีของ Prewitt (Prewitt Edge Detection) โดยแปลงภาพจากรูปที่ 2.22 (ก) เป็นภาพขาวดำ

(Gray Image) แสดงดังรูปที่ 2.22 (ค) และจะได้รูปที่ 2.22 (ง) แสดงการหาขอบภาพโดยใช้วิธีของ Prewitt ออกมา ซึ่งการหาขอบภาพด้วยวิธีของ Prewitt (Prewitt Edge Detection) มีวิธีการดังนี้

2.6.3 การหาขอบภาพด้วยวิธีของ Prewitt (Prewitt Edge Detection)

วิธีการนี้จะคำนวณขอบที่เป็นเกรเดียนต์เวกเตอร์ของทุกจุดบนภาพที่เป็นภาพต้นฉบับ ขอบที่ผ่านการปรับปรุงแล้วนั้นมาจากขนาดของเกรเดียนต์เวกเตอร์ มาส์คที่ใช้แทนอนุพันธ์จะเกี่ยวข้องกับ x และ y ให้ $a \in R^x$ เป็นภาพต้นฉบับและ a_1, a_2, \dots, a_7 เป็นค่าของแต่ละพิกเซล 8 จุดตำแหน่ง (i, j) ตามทิศทางทวนเข็มนาฬิกา ดังรูปที่ 2.23

a_3	a_2	a_1
a_4	$I(i, j)$	a_0
a_5	a_6	a_7

รูปที่ 2.23 ตำแหน่งของตัวแปรด้วยวิธี Prewitt

$$\text{ให้ } u = (a_5 + a_6 + a_7) - (a_1 + a_2 + a_3) \quad \text{และ} \quad v = (a_0 + a_1 + a_7) - (a_3 + a_4 + a_5)$$

$$\text{ขอบของภาพเป็น } b \in R^x \quad \text{ให้} \quad b(i, j) = \sqrt{u^2 + v^2} \quad (2.16)$$

$$\text{และให้ทิศทางของภาพ } d \in R^x \quad \text{คือ} \quad d(i, j) = \arctan\left(\frac{v}{u}\right) \quad (2.17)$$

ให้ S คือ mask ของแนวแกน x และ T คือ mask ของแนวแกน y

$$S = \begin{pmatrix} +1 & +1 & +1 \\ 0 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & -1 \end{pmatrix} \quad T = \begin{pmatrix} -1 & 0 & +1 \\ -1 & 0 & +1 \\ -1 & 0 & +1 \end{pmatrix}$$

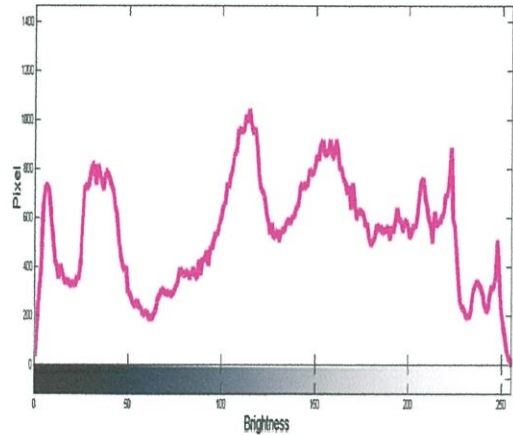
รูปที่ 2.24 เทมเพลตของ Prewitt

จากรูปที่ 2.25 (ก) แสดงภาพสีต้นแบบที่มีความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Delayed Chrominance ที่ 100 ns รูปที่ 2.25 (ข) จะเป็นกราฟแสดงฮิสโตแกรมของภาพแสดงการเปรียบเทียบระหว่างความสว่างของ

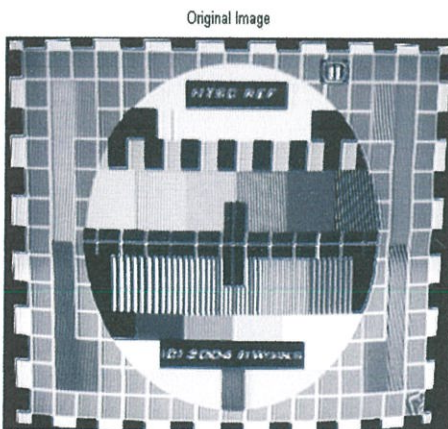
ภาพต่อจำนวนพิกเซลของภาพสี โดยใช้ภาพสีจากรูปที่ 2.25 (ก) โดยใช้วิธีของ Prewitt จากนั้นจะนำรูปที่ 2.25 (ก) ไปผ่านกระบวนการหาขอบภาพโดยใช้วิธีของ Prewitt (Prewitt Edge Detection) โดยแปลงภาพจากรูปที่ 2.25 (ก) เป็นภาพขาวดำ (Gray Image) แสดงดังรูปที่ 2.25 (ค) และจะได้รูปที่ 2.25 (ง) แสดงการหาขอบภาพ โดยใช้วิธีของ Prewitt ออกมาดังนี้



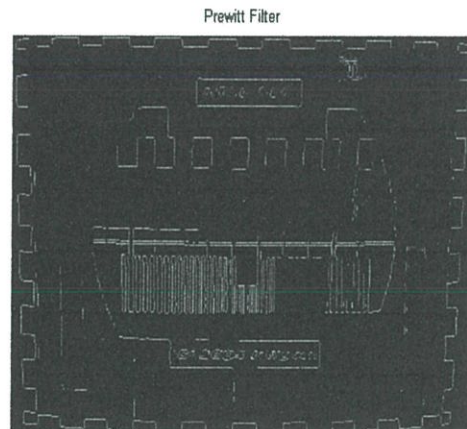
(ก) ภาพสีต้นแบบ



(ข) กราฟแสดงฮิสโตแกรมของภาพ



(ค) ภาพขาวดำ (Gray Image) ต้นแบบ

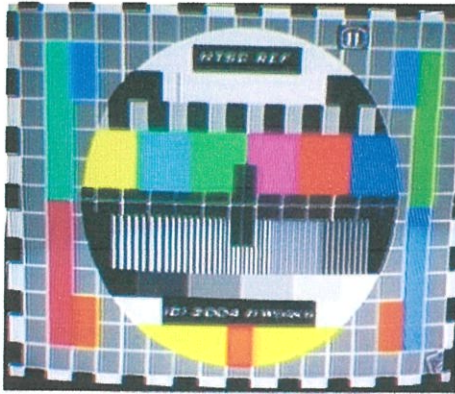


(ง) ภาพแสดงการหาขอบภาพโดยวิธี Prewitt

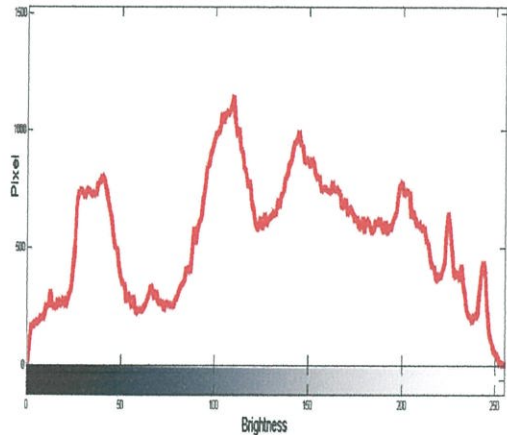
รูปที่ 2.25 ภาพที่ได้จากการหาขอบด้วยวิธี Prewitt มีความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Delayed Chrominance ที่ 100 ns

จากรูปที่ 2.26 (ก) แสดงภาพสีต้นแบบที่มีความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Delayed Chrominance ที่ 60 ns รูปที่ 2.26 (ข) จะเป็นกราฟแสดงฮิสโตแกรมของภาพแสดงการเปรียบเทียบระหว่างความสว่างของ

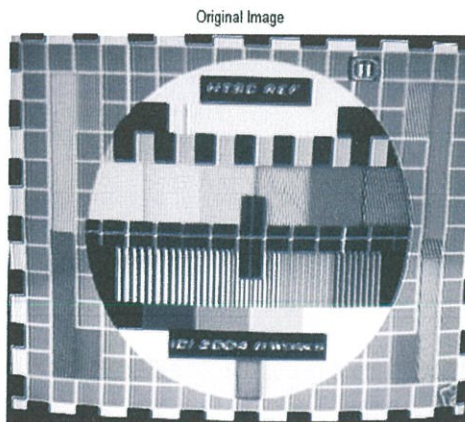
ภาพต่อจำนวนพิกเซลของภาพสี โดยใช้ภาพสีจากรูปที่ 2.26 (ก) โดยใช้วิธีของ Prewitt จากนั้นจะนำรูปที่ 2.26 (ก) ไปผ่านกระบวนการหาขอบภาพโดยใช้วิธีของ Prewitt (Prewitt Edge Detection) โดยแปลงภาพจากรูปที่ 2.26 (ก) เป็นภาพขาวดำ (Gray Image) แสดงดังรูปที่ 2.26 (ค) และจะได้รูปที่ 2.26 (ง) แสดงการหาขอบภาพ โดยใช้วิธีของ Prewitt ออกมาดังนี้



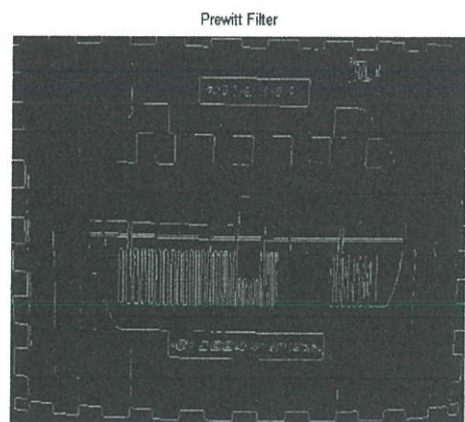
(ก) ภาพสีต้นแบบ



(ข) กราฟแสดงฮิสโตแกรมของภาพ



(ค) ภาพขาวดำ (Gray Image) ต้นแบบ

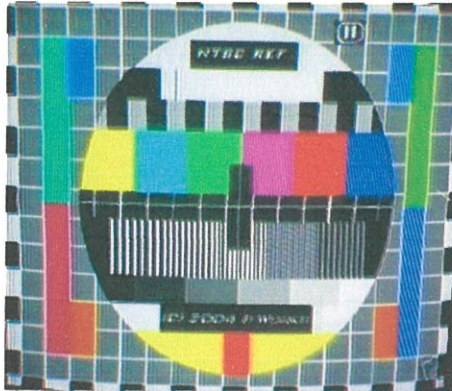


(ง) ภาพแสดงการหาขอบภาพโดยวิธี Prewitt

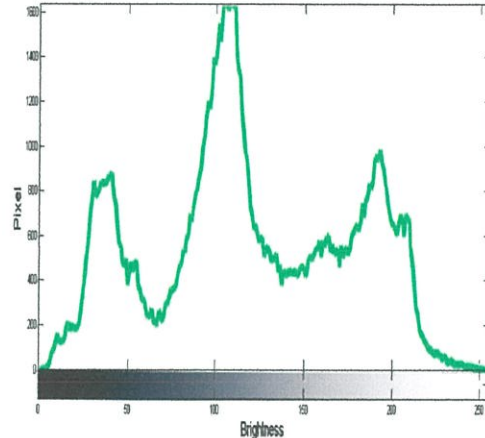
รูปที่ 2.26 ภาพที่ได้จากการหาขอบด้วยวิธี Prewitt มีความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Delayed Chrominance ที่ 60 ns

จากรูปที่ 2.27 (ก) แสดงภาพสีต้นแบบที่มีความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Advanced Chrominance ที่ 60 ns รูปที่ 2.27 (ข) จะเป็นกราฟแสดงฮิสโตแกรมของภาพแสดงการเปรียบเทียบระหว่างความสว่างของภาพต่อจำนวนพิกเซลของภาพสี โดยใช้ภาพสีจากรูปที่ 2.27 (ก) โดยใช้วิธีของ Prewitt

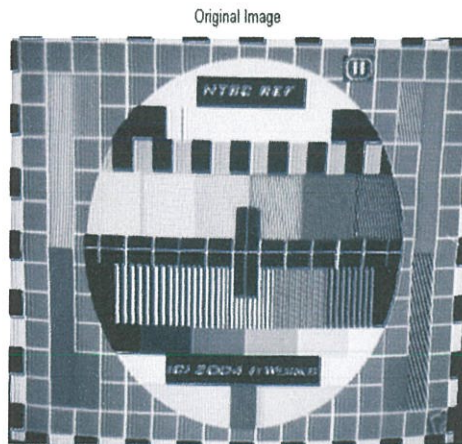
จากนั้นจะนำรูปที่ 2.27 (ก) ไปผ่านกระบวนการหาขอบภาพโดยใช้วิธีของ Prewitt (Prewitt Edge Detection) โดยแปลงภาพจากรูปที่ 2.27 (ก) เป็นภาพขาวดำ (Gray Image) แสดงดังรูปที่ 2.27 (ค) และจะได้รูปที่ 2.27 (ง) แสดงการหาขอบภาพโดยใช้วิธีของ Prewitt ออกมาดังนี้



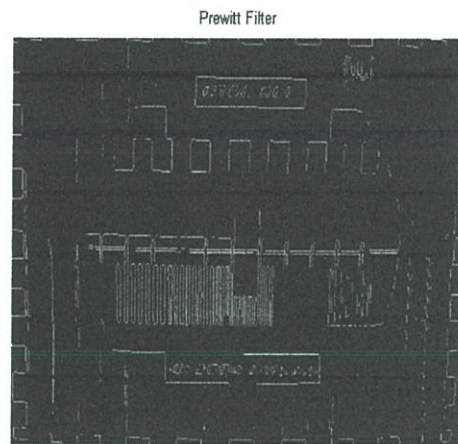
(ก) ภาพสีต้นแบบ



(ข) กราฟแสดงฮิสโตแกรมของภาพ



(ค) ภาพขาวดำ (Gray Image) ต้นแบบ

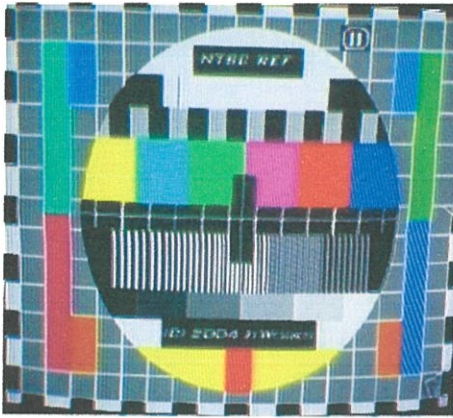


(ง) ภาพแสดงการหาขอบภาพโดยวิธีPrewitt

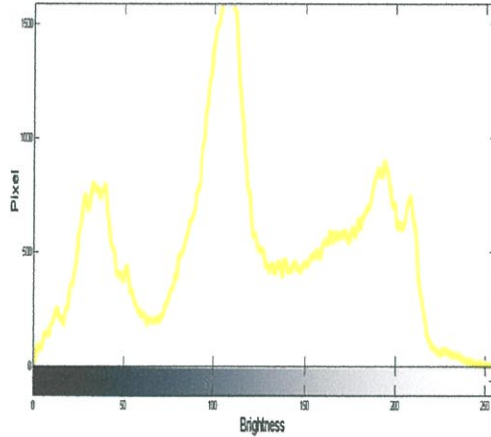
รูปที่ 2.27 ภาพที่ได้จากการหาขอบด้วยวิธี Prewitt มีความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Advanced Chrominance ที่ 60 ns

จากรูปที่ 2.28 (ก) แสดงภาพสีต้นแบบที่มีความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Advanced Chrominance ที่ 100 ns รูปที่ 2.28 (ข) จะเป็นกราฟแสดงฮิสโตแกรมของภาพแสดงการเปรียบเทียบระหว่างความสว่างของภาพต่อจำนวนพิกเซลของภาพสี โดยใช้ภาพสีจากรูปที่ 2.28 (ก) โดยใช้วิธีของ Prewitt จากนั้นจะนำรูปที่ 2.28 (ก) ไปผ่านกระบวนการหาขอบภาพโดยใช้วิธีของ Prewitt (Prewitt Edge Detection)

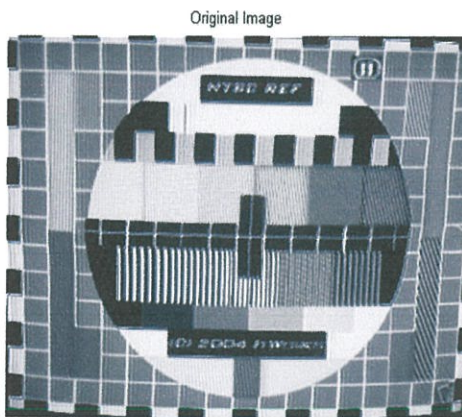
โดยแปลงภาพจากรูปที่ 2.28 (ก) เป็นภาพขาวดำ (Gray Image) แสดงดังรูปที่ 2.28 (ค) และจะได้รูปที่ 2.28 (ง) แสดงการหาขอบภาพโดยใช้วิธีของ Prewitt ออกมาดังนี้



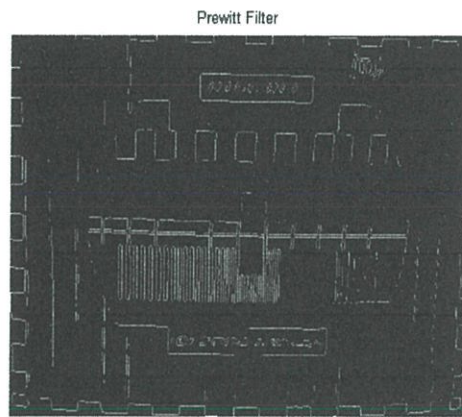
(ก) ภาพสีต้นแบบ



(ข) กราฟแสดงฮิสโตแกรมของภาพ



(ค) ภาพขาวดำ (Gray Image) ต้นแบบ

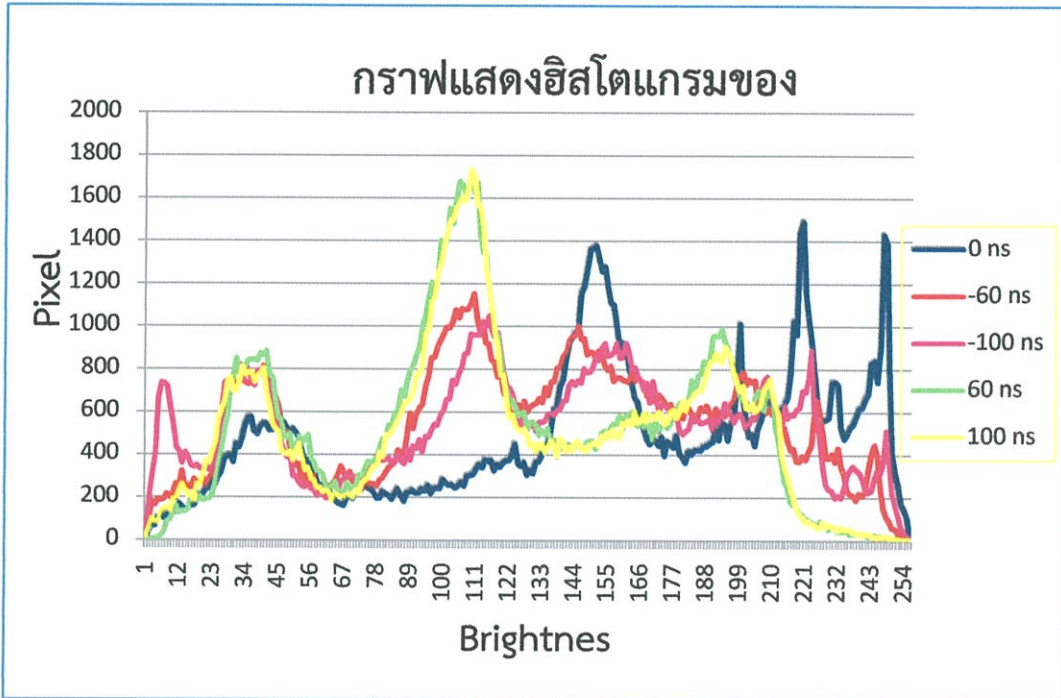


(ง) ภาพแสดงการหาขอบภาพโดยวิธีPrewitt

รูปที่ 2.28 ภาพที่ได้จากการหาขอบด้วยวิธี Prewitt มีความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Advanced Chrominance ที่ 100 ns

จากรูปที่ 2.29 กราฟฮิสโตแกรมของภาพแสดงการเปรียบเทียบระหว่างความสว่างต่อจำนวนพิกเซลของภาพสีที่ไม่มีคามผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงและภาพสีที่มีความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงในช่วงความสว่าง (Brightness) ของภาพตั้งแต่ 0 ถึง 256 นั้น สังเกตเห็นว่าที่ภาพที่มีความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Delayed Chrominance ที่ 60 ns และ 100 ns จะมีความผิดเพี้ยนที่มีลักษณะค่อนข้างใกล้เคียงกันและภาพที่มีความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Advanced Chrominance ที่ 60 ns และ 100 ns ก็มีความผิดเพี้ยนที่มีลักษณะ

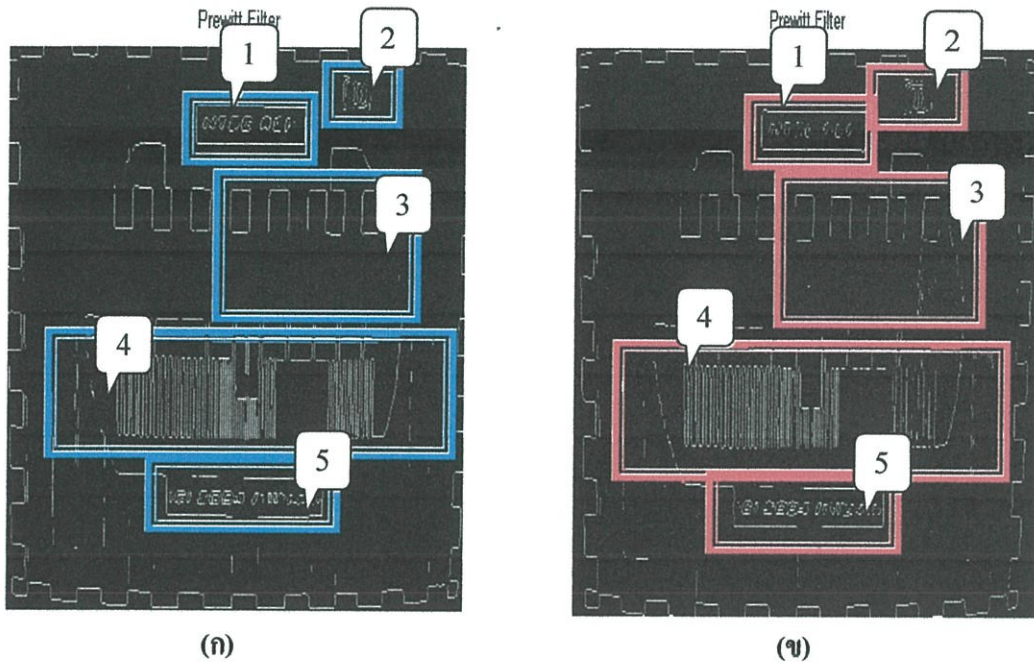
ใกล้เคียงกันเช่นเดียวกัน ซึ่งกราฟของภาพสีที่มีความผิดเพี้ยนนั้นจะมีลักษณะที่แตกต่างไปจากกราฟของภาพสีที่ไม่มีความผิดเพี้ยนอย่างเห็นได้ชัด



รูปที่ 2.29 กราฟฮิสโตแกรมของภาพแสดงการเปรียบเทียบระหว่างความสว่างต่อจำนวนพิกเซลของภาพสีที่ไม่มีความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงและภาพสีที่มีความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิง

เพื่อการสังเกตถึงความผิดเพี้ยนของภาพชัดมากขึ้น จึงได้ทำการเปรียบเทียบภาพสีที่มีความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงที่ได้จากการหาขอบภาพโดยใช้วิธีของ Prewitt (Prewitt Edge Detection) กับภาพสีที่ไม่มีความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงดังนี้

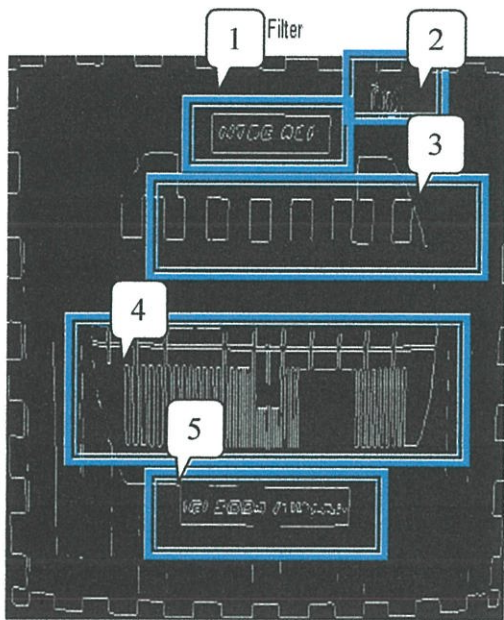
จากรูปที่ 2.30 แสดงการเปรียบเทียบการหาขอบภาพโดยใช้วิธีของ Prewitt ระหว่างรูปที่ 2.30 (ก) ภาพสีที่ไม่มีความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิง และ รูปที่ 2.30 (ข) ภาพสีที่มีความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Delayed Chrominance ที่ 100 ns โดยความผิดเพี้ยนของขอบภาพสังเกตได้จากในกรอบสี่เหลี่ยมตำแหน่งที่ 1 2 3 4 และ 5 ภายในรูปที่ 2.30 (ก) และ (ข) จะเห็นได้ว่าในรูปที่ 2.30 (ข) มีความผิดเพี้ยนของขอบภาพไปจากเดิม คือมีลักษณะของเส้นขอบของภาพหรือขอบของตัวอักษรจางและเลือนลางผิดเพี้ยนไปจากภาพสีที่ไม่มีความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงในรูปที่ 2.30 (ก) ทั้ง 5 ตำแหน่งที่ได้แสดงดังรูป



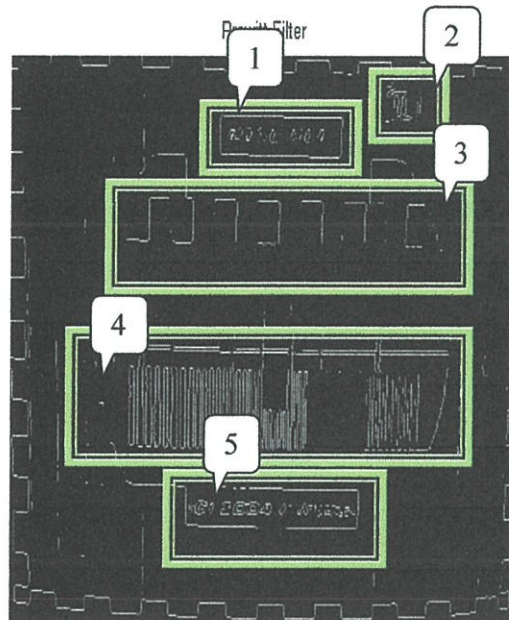
รูปที่ 2.30 การเปรียบเทียบการหาขอบภาพโดยใช้วิธีของ Prewitt ระหว่าง (ก) ภาพสีที่ไม่มีคามคิดเพี้ยนทางเวลาประวิงและ (ข) ภาพสีที่มีความคิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Delayed Chrominance ที่ 100 ns

จากรูปที่ 2.31 แสดงการเปรียบเทียบการหาขอบภาพโดยใช้วิธีของ Prewitt ระหว่างรูปที่ 2.32 (ค) ภาพสีที่ไม่มีคามคิดเพี้ยนทางเวลาประวิง และ รูปที่ 2.30 (ง) ภาพสีที่มีความคิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Delayed Chrominance ที่ 60 ns โดยคามคิดเพี้ยนของขอบภาพสังเกตได้จากในกรอบสี่เหลี่ยมตำแหน่งที่ 1 2 3 4 และ 5 ภายในรูปที่ 2.31 (ค) และ (ง) จะเห็นได้ว่าในรูปที่ 2.31 (ง) มีความคิดเพี้ยนของขอบภาพไปจากเดิม คือมีลักษณะของเส้นขอบของภาพหรือขอบของตัวอักษรจางและเลื่อนลางคิดเพี้ยนไปจากภาพสีที่ไม่มีคามคิดเพี้ยนทางเวลาประวิงในรูปที่ 2.32 (ค) ทั้ง 5 ตำแหน่งที่ได้แสดงดังรูป

จากรูปที่ 2.32 แสดงการเปรียบเทียบการหาขอบภาพโดยใช้วิธีของ Prewitt ระหว่างรูปที่ 2.32 (จ) ภาพสีที่ไม่มีคามคิดเพี้ยนทางเวลาประวิง และ รูปที่ 2.32 (ฉ) ภาพสีที่มีความคิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Advanced Chrominance ที่ 60 ns โดยคามคิดเพี้ยนของขอบภาพสังเกตได้จากในกรอบสี่เหลี่ยมตำแหน่งที่ 1 2 3 4 และ 5 ภายในรูปที่ 2.31 (จ) และ (ฉ) จะสังเกตเห็นว่าในรูปที่ 2.32 (ฉ) มีความคิดเพี้ยนของขอบภาพไปจากเดิม คือมีลักษณะของเส้นขอบของภาพหรือขอบของตัวอักษรจางและเลื่อนลางคิดเพี้ยนไปจากภาพสีที่ไม่มีคามคิดเพี้ยนทางเวลาประวิงในรูปที่ 2.32 (จ) ทั้ง 5 ตำแหน่งที่ได้แสดงดังรูป

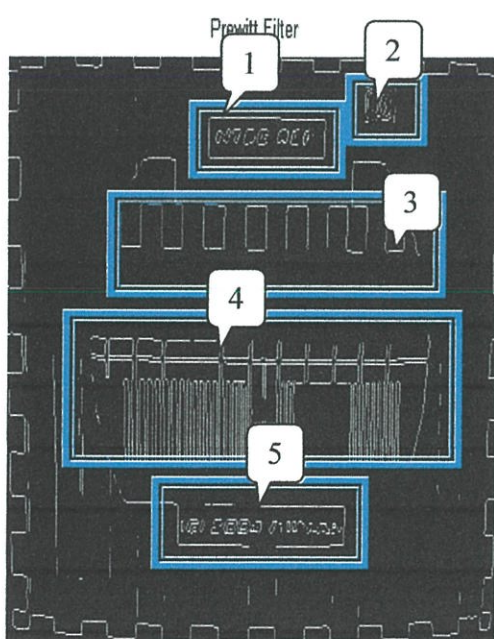


(ค)

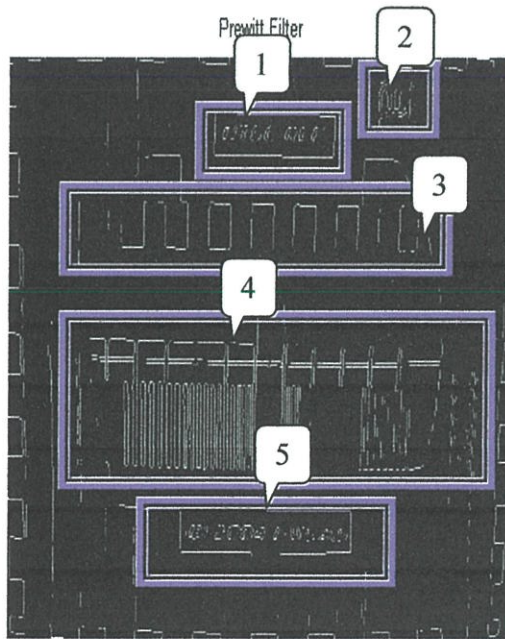


(ง)

รูปที่ 2.31 การเปรียบเทียบของการหาขอบภาพ โดยใช้วิธีของ Prewitt ระหว่าง (ค) ภาพสีที่ไม่มี ความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงและ (ง) ภาพสีที่มีความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Delayed Chrominance ที่ 60 ns

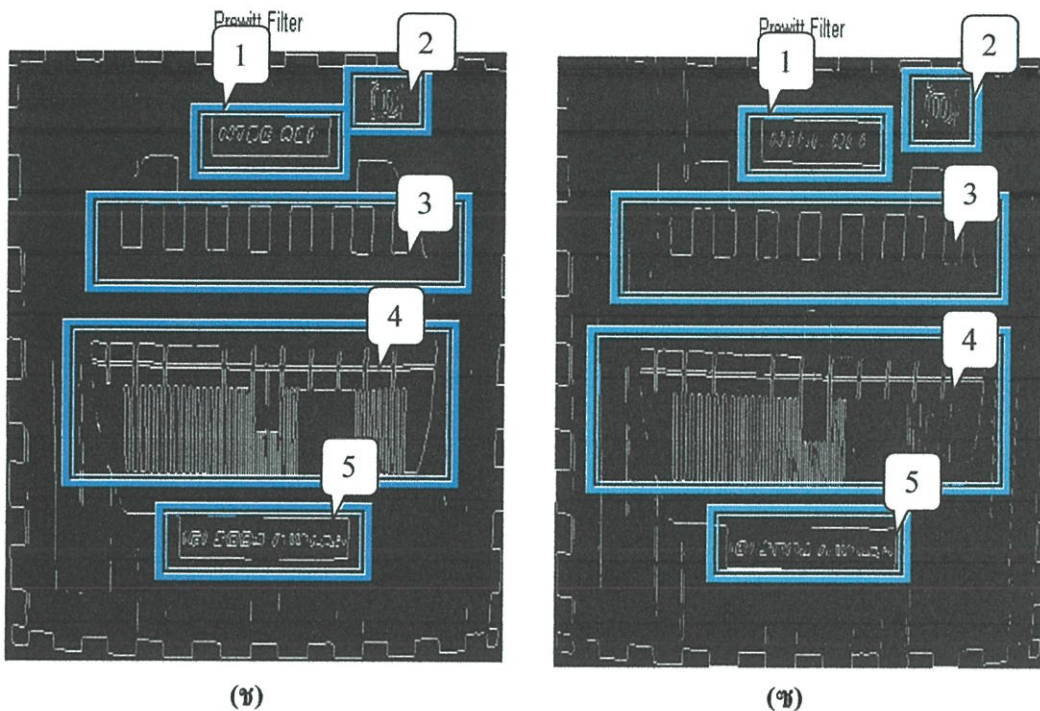


(จ)



(ฉ)

รูปที่ 2.32 การเปรียบเทียบของการหาขอบภาพ โดยใช้วิธีของ Prewitt ระหว่าง (จ) ภาพสีที่ไม่มี ความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงและ (ฉ) ภาพสีที่มีความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Advanced Chrominance ที่ 60 ns



รูปที่ 2.33 การเปรียบเทียบการหาขอบภาพโดยใช้วิธีของ Prewitt ระหว่าง(ข) ภาพสีที่ไม่มีคามผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงและ(ข) ภาพสีที่มีความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Advanced Chrominance ที่ 100 ns

จากรูปที่ 2.33 แสดงการเปรียบเทียบการหาขอบภาพโดยใช้วิธีของ Prewitt ระหว่างรูปที่ 2.33 (ข) ภาพสีที่ไม่มีคามผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงและรูปที่ 2.33 (ข) ภาพสีที่มีความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Advanced Chrominance ที่ 100 ns โดยความผิดเพี้ยนของขอบภาพสังเกตได้จากในกรอบสี่เหลี่ยมตำแหน่งที่ 1 2 3 4 และ 5 ภายในรูปที่ 2.33 (ข) และ (ข) จะสังเกตเห็นว่าในรูปที่ 2.33 (ข) มีความผิดเพี้ยนของขอบภาพไปจากเดิม คือมีลักษณะของเส้นขอบของภาพหรือขอบของตัวอักษรจางและเลือนลางผิดเพี้ยนไปจากภาพสีที่ไม่มีคามผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงในรูปที่ 2.33 (ข) ทั้ง 5 ตำแหน่งที่ได้แสดงดังรูป

2.7 สรุป

โทรทัศน์ระบบ PAL เป็นระบบที่ถูกนำมาใช้ในประเทศไทยมีวิธีการแก้ปัญหาที่เกิดจากการส่งผ่านสัญญาณวิดีโอเข้าสู่ระบบโทรทัศน์ คือการนำสัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ใส่แทรกเข้าไปในช่วงของสัญญาณแบตถึงกิ่งทางแนวตั้ง ซึ่งสัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์มีข้อดีหลายประการ เช่น สร้างได้โดยง่าย มีรูปแบบง่าย มีความไวต่อความผิดเพี้ยนในรูปแบบต่างๆ มีสเปกตรัมครอบคลุมทั้งย่านความถี่ต่ำและย่านความถี่สูง และสามารถวัดค่าได้ ด้วยเหตุนี้สัญญาณทดสอบมอดูเลต

ชุด 20T ไลน์กำลังสองพัลส์จึงถูกนำมาใช้ใน โครงการวิจัยนี้ เพื่อเป็นสัญญาณอินพุตป้อนเข้าวงจรปรับแก้
ทางเวลาประวิงของสัญญาณวิดีโอที่ได้ออกแบบต่อไป

บทที่ 3

โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์

3.1 บทนำ

การออกแบบวงจรกรองความถี่แอนาล็อก เราจะต้องตระหนักถึงคุณสมบัติเฟสเชิงเส้น (Linear Phase) เป็นอย่างมากโดยปกติจะแก้ปัญหาเฟสไม่เป็นเชิงเส้น โดยการเลือกทฤษฎีการประมาณค่าที่นำมาออกแบบวงจรกรองความถี่แบบแอนาล็อก เช่น ทฤษฎีการประมาณค่าที่มีเฟสเชิงเส้นแบบเบสเซล ทอมสัน (Bessel-Thomson) แต่ในโครงการวิจัยนี้จะนำเสนอทฤษฎีการประมาณค่าแบบเบียร์นสไตน์หรือเบียร์นสไตน์โพลีโนเมียลเพื่อใช้ในการออกแบบวงจรกรองความถี่แบบแอนาล็อก ซึ่งมีลักษณะเด่นในการออกแบบคือได้วงจรกรองความถี่ที่มีความราบเรียบที่สุด (Maximally Flat) ประกอบกับข้อได้เปรียบอื่นๆ เช่น สามารถควบคุมคุณลักษณะทางขนาดและเฟส ความเป็นเชิงเส้นของเฟส ความยืดหยุ่นในการเปลี่ยนแปลงเฟส โดยใช้พารามิเตอร์ 3 ตัวในการควบคุม คือ n K และ ε ดังนั้นในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีเบียร์นสไตน์ การประยุกต์ใช้เบียร์นสไตน์โพลีโนเมียลออกแบบวงจรกรองความถี่แอนาล็อก ผลจากการปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ที่ใช้ควบคุม และการเปรียบเทียบประสิทธิภาพกับวงจรกรองความถี่ที่มีอยู่เดิม เช่น วงจรกรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ท วงจรกรองความถี่แบบเชบีเชฟ และวงจรกรองความถี่แบบเบสเซล ทอมสัน

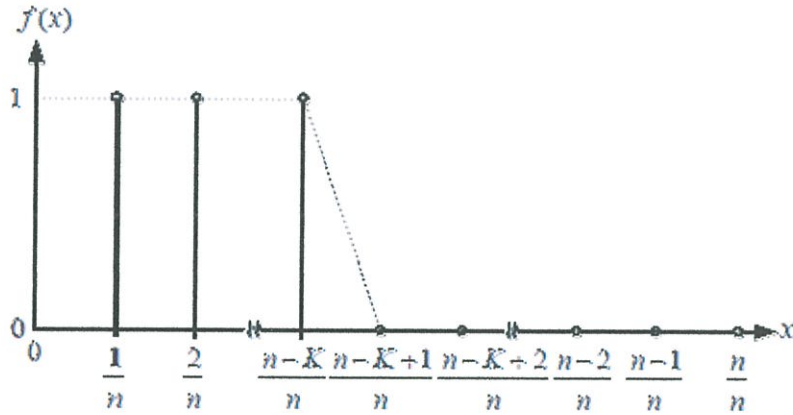
3.2 โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์

โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์ (Bernstein Polynomials) เกิดขึ้นจากทฤษฎีการประมาณที่มีรูปแบบฟังก์ชันแบบต่อเนื่อง $f(x)$ ในช่วงปิดที่ $[0,1]$ โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์อันดับที่ n^{th} ($n \geq 1$) สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$B_n(f; x) = \sum_{i=0}^n f\left(\frac{i}{n}\right) \binom{n}{i} x^i (1-x)^{n-i} \quad (3.1)$$

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

เมื่อพิจารณาฟังก์ชัน $f(x)$ ในที่นี้ทำการประมาณฟังก์ชันให้เป็นแบบความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Function) มีขอบเขตอยู่ที่ $[0,1]$ เพราะฉะนั้นฟังก์ชัน $f\left(\frac{i}{n}\right)$ จึงมีค่าไม่เกิน n แสดงดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 ฟังก์ชันความถี่ต่ำผ่าน

เมื่อ K คือจำนวนจุดที่ไม่ต่อเนื่องทางเวลาที่ทำให้ฟังก์ชันการประมาณมีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นเขียนฟังก์ชันการประมาณความถี่ต่ำผ่านได้เป็น

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

แทนสมการที่ (3.2) ลงในสมการที่ (3.1) จะได้

$$B_{n,K}(f; x) = \sum_{i=0}^{n-K} \binom{n}{i} x^i (1-x)^{n-i} \quad (3.3)$$

จากสมการที่ (3.3) สามารถจัดรูปสมการใหม่โดยใช้โพลิโนเมียลแบบ Herrmann

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

จัดรูปให้เข้าใจง่ายขึ้นเพื่อการนำไปใช้ในการแก้สมการทางคณิตศาสตร์

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

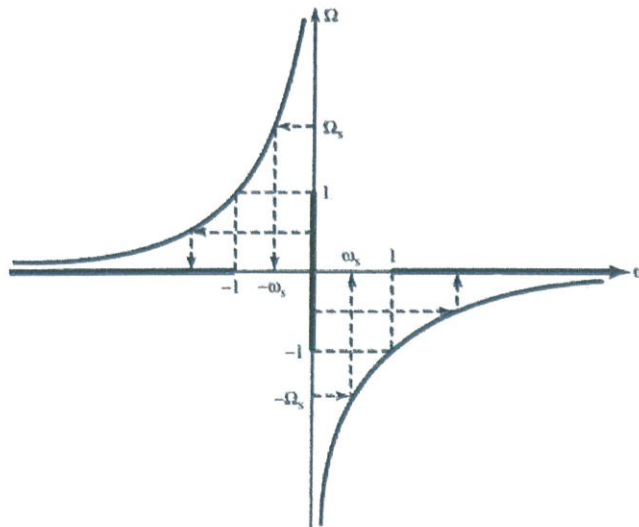
ทำการแปลง (Transformation) x จากช่วง $[0,1]$ ให้เป็น Ω ที่มีช่วงหรือขอบเขตอยู่ที่ $[0, \infty]$

$$x = \frac{\Omega^2}{1+\Omega^2} \quad (3.6)$$

นำสมการที่ (3.6) แทนลงในสมการที่ (3.5) ได้เป็น

$$B_{n,K}(f;\Omega) = \frac{\sum_{i=0}^{n-K} \binom{n}{i} \Omega^{2i}}{(1+\Omega^2)^n} \quad (3.7)$$

จากสมการที่ (3.7) Ω เป็นแกนความถี่ (Ω -axis) ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบ (Low Pass Prototype Filter) ซึ่งสามารถแปลงเข้าสู่วงจรกรองความถี่สูงผ่าน (Low Pass to High Pass Transformation) แสดงดังภาพที่ 3.2



รูปที่ 3.2 การแปลงแกนความถี่จาก $\Omega \rightarrow \omega$

จากรูปที่ 3.2 แสดงความสัมพันธ์ของการแปลงระหว่างแกนความถี่ Ω ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบ กับแกนความถี่ ω ของวงจรกรองความถี่สูงผ่านจะเห็นว่าแถบผ่าน (Pass Band) ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบอยู่ที่ $-1 \leq \Omega \leq 1$ ส่วนแถบผ่านของวงจรกรองความถี่สูงผ่านจะอยู่ที่ $1 \leq \omega \leq -1$ ดังนั้นเขียนสมการการแปลงได้เป็น

$$\Omega = -\frac{1}{\omega} \quad (3.8)$$

นำสมการที่ (3.8) แทนลงในสมการที่ (3.7) จะได้

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

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

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

เพราะฉะนั้นในที่นี้จะเริ่มหาฟังก์ชันถ่ายโอนจากคุณลักษณะทางขนาดยกกำลังสองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Magnitude-squared Characteristics) ด้วยเหตุเพราะสามารถทำการแปลงเป็นวงจรกรองความถี่ชนิดต่างๆ ได้ด้วยวิธีการแปลงความถี่ (Frequency Transformation) แสดงดังสมการ

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

โดยที่ $B(\omega)$ คือ โพลีโนเมียลแบบเบิร์นสไตน์ ในสมการที่ (3.9) นำไปแทนลงในสมการที่ (3.11) จะได้

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

จัดรูปสมการใหม่ได้เป็น

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

จากสมการที่ (3.13) เรียกว่าฟังก์ชันถ่ายโอนทางขนาดยกกำลังสองของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านที่ได้จากสมการโพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์ จากนั้นนำสมการที่ได้มาหาค่าโพล (Poles) และซีโร่ (Zeros) โดยการแทนค่า $\omega = s/j$ แล้วแก้สมการเลือกค่าโพลและซีโร่ เป็นที่ทราบกันคือว่าถ้าต้องการให้ระบบมีความเสถียรภาพ (Stable System) และมีเฟสต่ำสุด (Minimum Phase) จะต้องเลือกค่าโพลและซีโร่ทางซ้ายของระนาบ s (s -plane) ดังนั้นจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนที่มีรูปแบบเป็นฟังก์ชันเศษส่วน (Rational Function)

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

เมื่อ $m = 2n$ เป็นอันดับของฟังก์ชันถ่ายโอน

จากสมการที่ (3.13) จะได้เศษเป็น $(s+1)^{2n}$ เพราะฉะนั้นเลือกค่าซีโร่ $s = -1$ นั้นเอง สำหรับค่าโพลสามารถเลือกได้จากการกำหนดค่าพารามิเตอร์ 3 ตัว คือ n K และ ε ของตัวส่วน สรุปได้ว่าการปรับเปลี่ยนหรือเลือกค่าพารามิเตอร์ n K และ ε นั้นสามารถปรับคุณลักษณะทางขนาดและเฟสที่ต้องการได้ โดยจะขอกล่าวถึงรายละเอียดของการปรับพารามิเตอร์ควบคุมทั้งสามในหัวข้อถัดไป

3.3 การออกแบบวงจรรองความถี่แอนาลอกโดยใช้โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์

การออกแบบวงจรรองความถี่แอนาลอกความถี่ต่ำผ่านอันดับ 2 โดยใช้สมการโพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์ ในเบื้องต้นได้กำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ไว้คือ $n=1$ $K=1$ และ $\varepsilon=10$ นำไปแทนลงในสมการที่ (3.13) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนทางขนาดยกกำลังสองของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านดังสมการที่ (3.15)

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

ในที่นี้เลือกค่า $\varepsilon=10$ จะได้

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

ทำการเลือกค่าโพลและซีโรทางซ้ายของระนาบ s จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบสมการโพลีโนเมียลแบบเบิร์นสไตน์อันดับ 2 เมื่อ H_0 คือ ค่าคงที่ที่ใช้กำหนดขนาดโดยกำหนดให้ $H_0 = 1$ ดังนี้

$$N(s) = \frac{H_0 \cdot (1+s)^2}{s^2 + 0.4678s + 0.0995} \quad (3.17)$$

การออกแบบวงจรรองความถี่แอนาล็อกความถี่ต่ำผ่านอันดับ 4 โดยใช้เบิร์นสไตน์โพลีโนเมียล ในเบื้องต้นได้กำหนดพารามิเตอร์ต่างๆ ไว้ดังนี้ คือ $n=2$ $K=1$ และ $\varepsilon=10$ นำไปแทนลงในสมการที่ (3.13) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนทางขนาดยกกำลังสองของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านคือ

$$|N(s)|^2 = \frac{H_0^2 \cdot (1-s^2)^4}{(1+\varepsilon^2)s^8 + (-4-4\varepsilon^2)s^6 + (6+4\varepsilon^2)s^4 - 4s^2 + 1} \quad (3.18)$$

ในที่นี้เลือกค่า $\varepsilon=10$ จะได้

$$|N(s)|^2 = \frac{H_0^2 \cdot (1-s^2)^4}{101s^8 - 404s^6 + 406s^4 - 4s^2 + 1} \quad (3.19)$$

ทำการเลือกค่าโพลและซีโรทางซ้ายของระนาบ s จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบเบิร์นสไตน์อันดับ 4 ดังนี้

$$N(s) = \frac{H_0 \cdot (1+s)^4}{s^4 + 3.1532s^3 + 2.9714s^2 + 0.7941s + 0.0995} \quad (3.20)$$

การออกแบบวงจรรองความถี่แอนาล็อกความถี่ต่ำผ่านอันดับ 6 โดยใช้เบิร์นสไตน์โพลีโนเมียล ในเบื้องต้นได้กำหนดพารามิเตอร์ต่างๆ ไว้ดังนี้ คือ $n=3$ $K=1$ และ $\varepsilon=10$ นำไปแทนลงในสมการที่ (3.13) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนทางขนาดยกกำลังสองของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านคือ

$$|N(s)|^2 = \frac{H_0^2 \cdot (1-s^2)^6}{(1+\varepsilon^2)s^{12} + (-6-6\varepsilon^2)s^{10} + (15+15\varepsilon^2)s^8 + (-20-18\varepsilon^2)s^6 + (15+9\varepsilon^2)s^4 - 6s^2 + 1} \quad (3.21)$$

ในที่นี้เลือกค่า $\varepsilon = 10$ จะได้

$$|N(s)|^2 = \frac{H_0 \cdot (1-s^2)^6}{101s^{12} - 606s^{10} + 1515s^8 - 1820s^6 + 915s^4 - 6s^2 + 1} \quad (3.22)$$

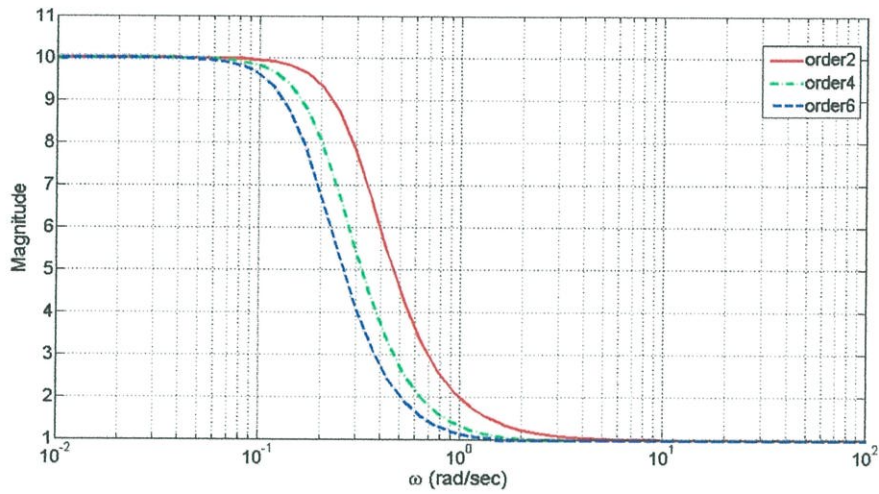
ทำการเลือกค่าโพลและซีโรทางซ้ายของระนาบ s จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเบิร์ตสไตน์อันดับ 6 ดังนี้

$$N(s) = \frac{H_0 \cdot (1+s)^6}{s^6 + 5.3488s^5 + 11.3049s^4 + 11.6035s^3 + 5.6647s^2 + 1.0893s + 0.0995} \quad (3.23)$$

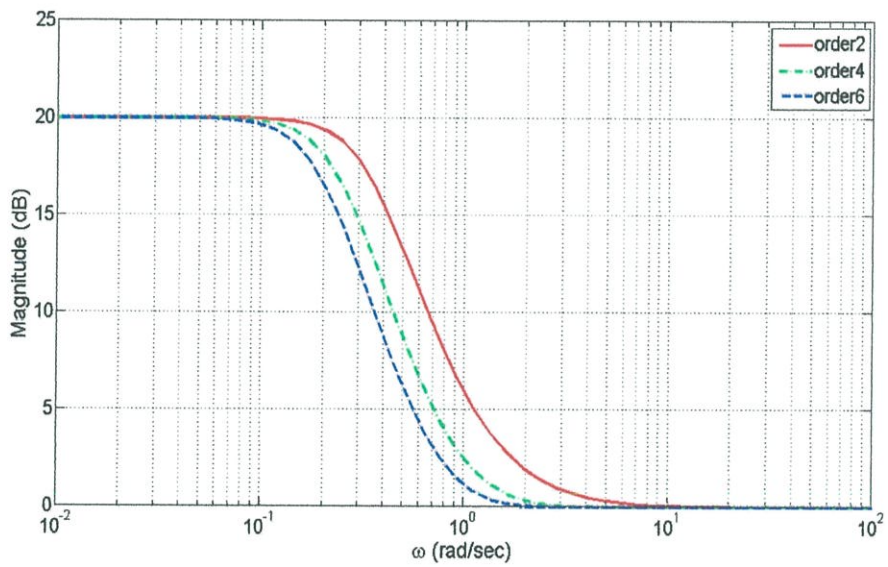
เมื่อ H_0 คือค่าคงที่ที่ใช้กำหนดขนาด

นำสมการที่ (3.17) (3.20) (3.23) ทำการพล็อตกราฟผลตอบแทนของทางความถี่ โดยสมมติให้ $H_0=1$ แสดงดังรูปที่ 3.3 รูปที่ 3.4 รูปที่ 3.5 และรูปที่ 3.6 ตามลำดับ

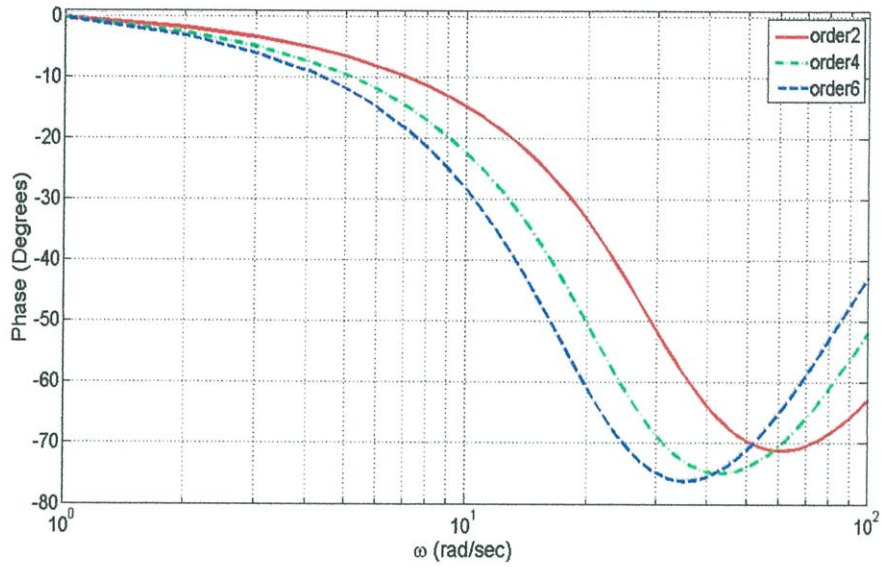
จากรูปที่ 3.3 และ 3.4 แสดงการเปรียบเทียบผลตอบแทนของทางขนาดของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเบิร์ตสไตน์ อันดับ 2 4 และ 6 จะเห็นว่ากราฟอันดับ 2 มีความราบเรียบที่สุดในทางขนาด (Maximally Flat Magnitude) ทั้งในย่านความถี่แบบผ่าน (Pass-band) และความถี่แถบหยุด (Stop-band) ดังนั้นสามารถนำไปประยุกต์ใช้ในการควบคุมระบบได้ดี เช่น วงจรชดเชยสัญญาณ (Compensating Circuits) รูปที่ 3.5 แสดงการเปรียบเทียบผลตอบแทนเฟสของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเบิร์ตสไตน์อันดับ 2 4 และ 6 จะเห็นว่ากราฟมีเฟสเชิงเส้น (Linear Phase) ที่สุดในอันดับ 2 และรูปที่ 3.6 แสดงการเปรียบเทียบผลตอบแทนเวลาประวิงของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเบิร์ตสไตน์อันดับ 2 4 และ 6 จะเห็นว่ากราฟมีความราบเรียบทางเวลาประวิง (Maximally Flat Delay) ที่สุดในอันดับ 2 และยังมีคุณลักษณะใกล้เคียงค่าคงที่ (Constant Delay Characteristics) เป็นผลต่อเนื่องจากการมีเฟสเชิงเส้นนั่นเอง ซึ่งเป็นคุณสมบัติที่สำคัญของการใช้งานวงจรกรองความถี่แบบแอนาล็อก เพราะฉะนั้นสามารถนำไปใช้ประโยชน์ในด้านการประมวลผลสัญญาณ (Signal Processing) และการประมวลผลภาพ (Image Processing) นอกจากคุณลักษณะเด่นหลักๆ ทางขนาดเฟส และเวลาประวิงของวงจรกรองความถี่แบบเบิร์ตสไตน์แล้ว ยังมีข้อได้เปรียบอีกหลายประการเมื่อเทียบกับวงจรกรองความถี่แบบอื่น ซึ่งจะได้อีกกล่าวต่อไป



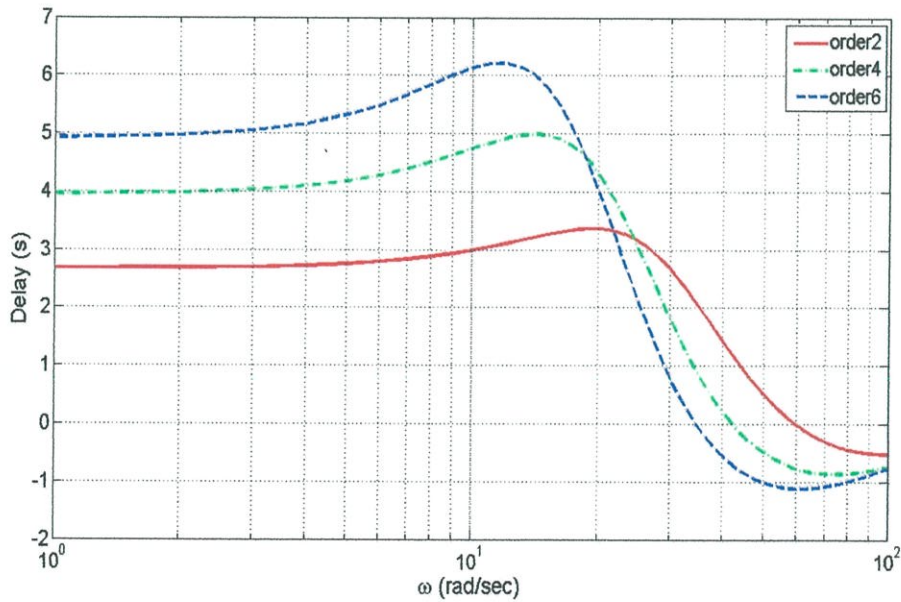
รูปที่ 3.3 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเบิร์ตสไตน์อันดับ 2 4 และ 6



รูปที่ 3.4 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางขนาดในหน่วยเดซิเบลของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเบิร์ตสไตน์อันดับ 2 4 และ 6



รูปที่ 3.5 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเบิร์ตสไตน์อันดับ 2 4 และ 6



รูปที่ 3.6 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางเวลาประวิงของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเบิร์ตสไตน์อันดับ 2 4 และ 6

3.3.1 การปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ ε

การเปรียบเทียบผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเบิร์ตสไตน์ อันดับ 2

โดยกำหนดให้ $n=1$ และ $K=1$ อันดับ 4 โดยกำหนดให้ $n=2$ และ $K=1$ และอันดับ 6 กำหนดให้ $n=3$ และ $K=1$ แล้วทำการปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ ε จะได้ผลแสดงดังรูปที่ 3.7 รูปที่ 3.8 รูปที่ 3.9 และรูปที่ 3.10 ตามลำดับ

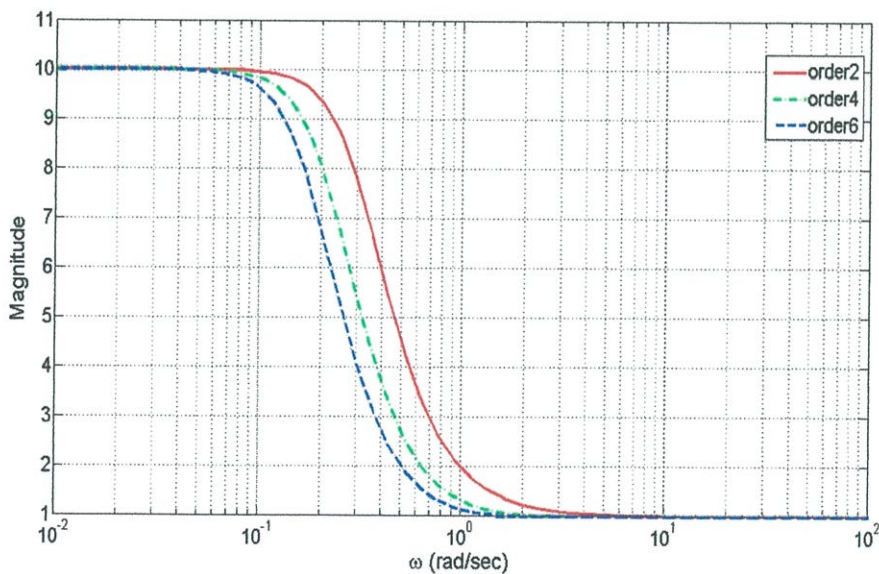
การเปรียบเทียบผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบเบียร์นสไตน์ เมื่อปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ ε เป็น $\varepsilon=1$ ส่วนค่าคงที่ H_0 จะกำหนดค่าให้มีขนาดเป็น 1 เท่ากันทุกเงื่อนไข ฟังก์ชันถ่ายโอนแสดงได้ดังสมการที่ 3.24 สมการที่ 3.25 และสมการที่ 3.26 ตามลำดับ

$$N(s) = \frac{(1) \cdot (1+s)^2}{s^2 + 1.5538s + 0.7071} \quad (3.24)$$

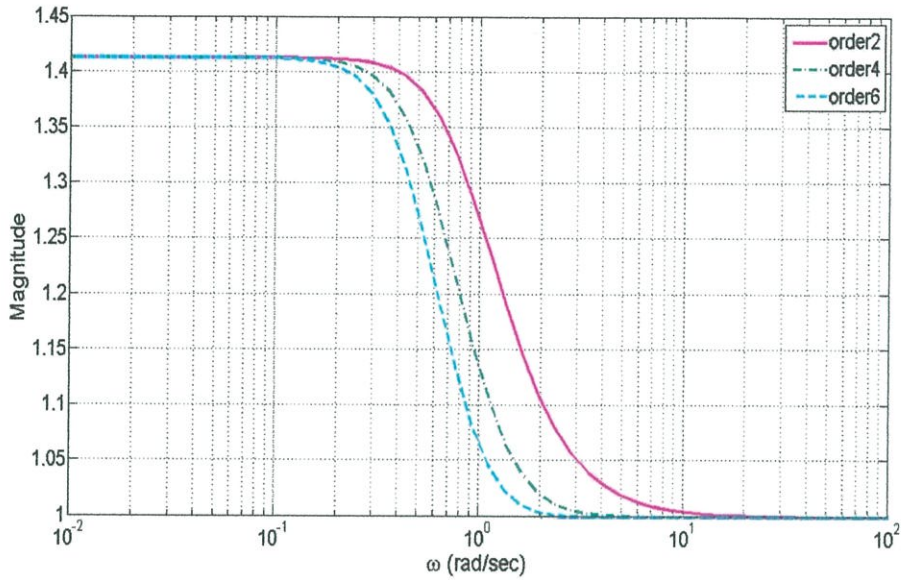
$$N(s) = \frac{(1) \cdot (1+s)^4}{s^4 + 3.7856s^3 + 5.1654s^2 + 3.0504s + 0.7071} \quad (3.25)$$

$$N(s) = \frac{(1) \cdot (1+s)^6}{s^6 + 5.8410s^5 + 14.0586s^4 + 17.7510s^3 + 12.3609s^2 + 4.5258s + 0.7072} \quad (3.26)$$

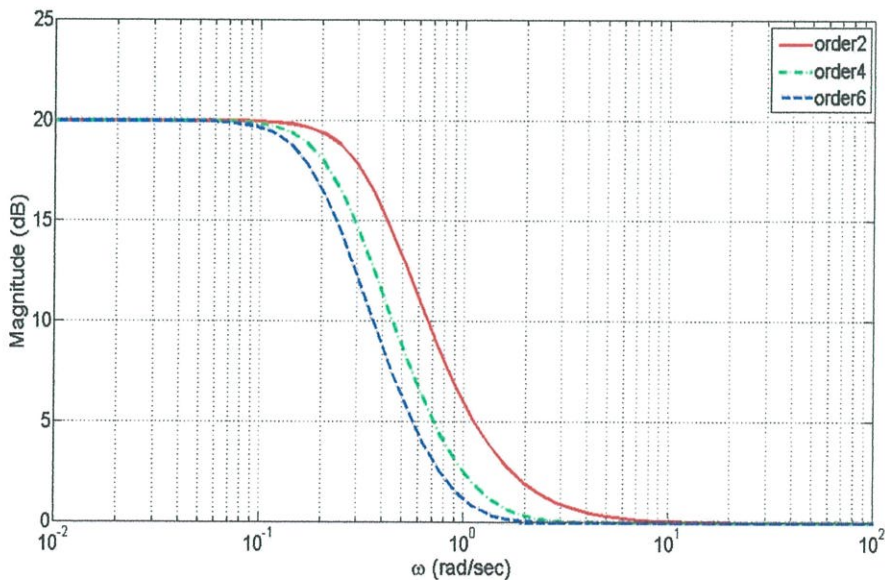
นำสมการที่ได้มาพล็อตเปรียบเทียบผลตอบสนองทางขนาดได้ดังรูปที่ 3.7 จากรูปจะเห็นว่ามีความราบเรียบที่สุดทางขนาดในย่านความถี่แถบผ่านและแถบหยุด นอกจากนั้นการลดทอนในย่านความถี่แถบหยุดยังสามารถปรับเปลี่ยนได้โดยขึ้นอยู่กับค่าพารามิเตอร์ ε นั้นเอง

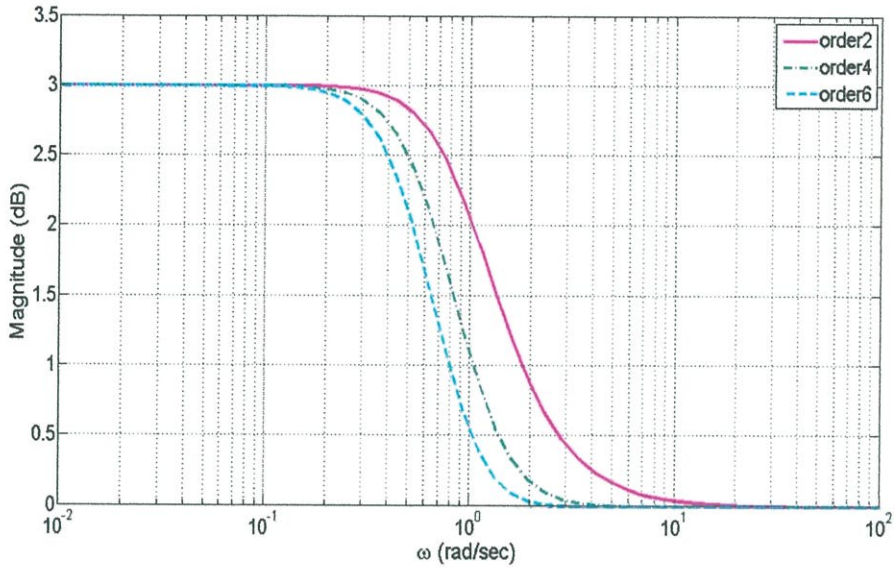


(ก) เมื่อกำหนดให้ค่าพารามิเตอร์ $\varepsilon = 10$

(ข) เมื่อกำหนดให้ค่าพารามิเตอร์ $\varepsilon = 1$ รูปที่ 3.7 การเปรียบเทียบผลตอบสนองทางขนาด เมื่อเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ ε

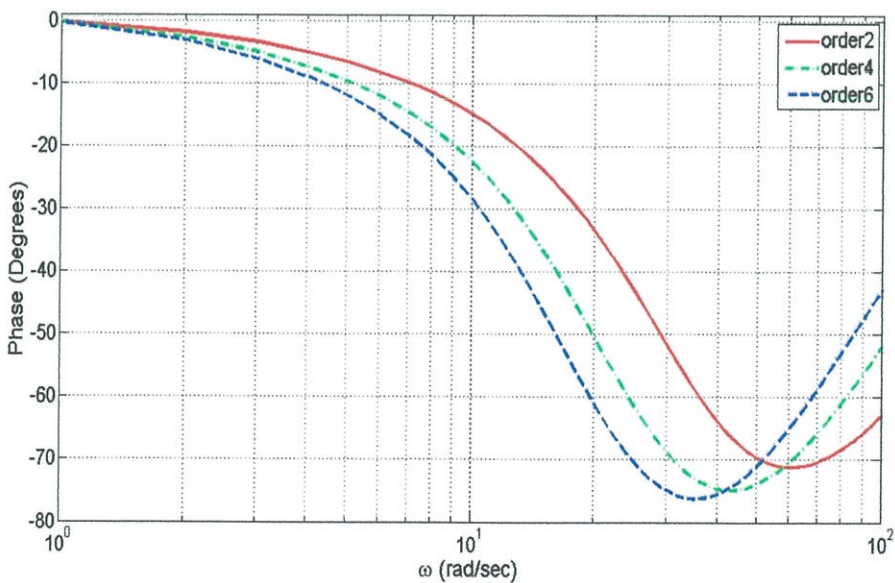
จากรูปที่ 3.7 (ก) และ (ข) แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองความถี่ผ่านแบบเบียร์นสไตน์ เมื่อปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ $\varepsilon = 1$ และ 10 รวมถึงการเปลี่ยนค่า $n = 1, 2$ และ 3 จะเห็นว่ามีความราบเรียบที่สุดทางขนาดในย่านความถี่แถบผ่านและแถบหยุด แต่จะแตกต่างกันในช่วงความถี่เปลี่ยน (Transition Band)

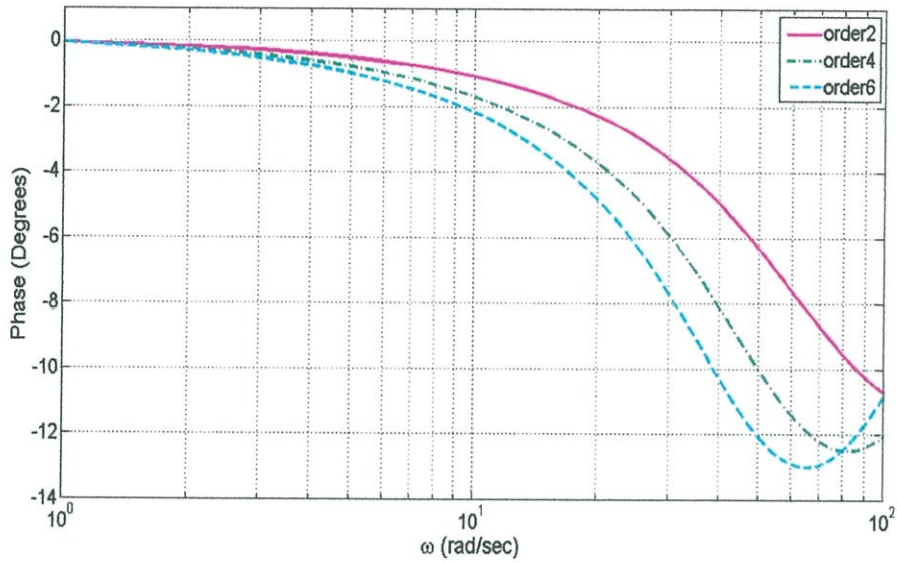
(ก) เมื่อกำหนดให้ค่าพารามิเตอร์ $\varepsilon = 10$

(ข) เมื่อกำหนดให้ค่าพารามิเตอร์ $\varepsilon = 1$

รูปที่ 3.8 การเปรียบเทียบผลตอบสนองทางขนาดในหน่วยเดซิเบลเมื่อเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ ε

จากรูปที่ 3.8 (ก) และ (ข) แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางขนาดในหน่วย เดซิเบลของ วงจรกรองความถี่ผ่านแบบเบิร์ตสไตน์ เมื่อปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ $\varepsilon = 1$ และ 10 รวมถึงเปลี่ยนค่า $n = 1$ 2 และ 3 จะเห็นว่ามีความราบเรียบที่สุดทางขนาดในย่านความถี่แถบผ่านและแถบหยุด แต่จะแตกต่างกัน ในช่วงความถี่เปลี่ยน (Transition Band)

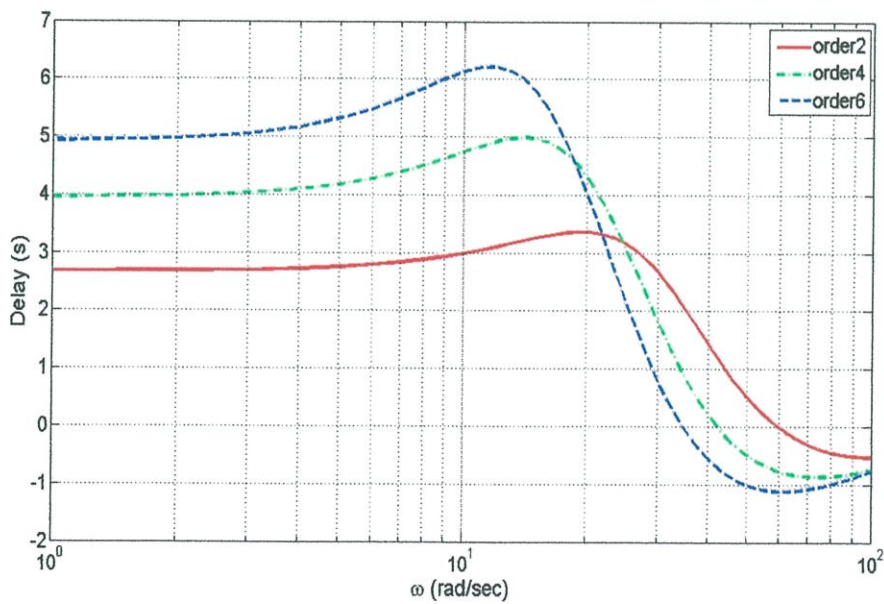
(ก) เมื่อกำหนดให้ค่าพารามิเตอร์ $\varepsilon = 10$



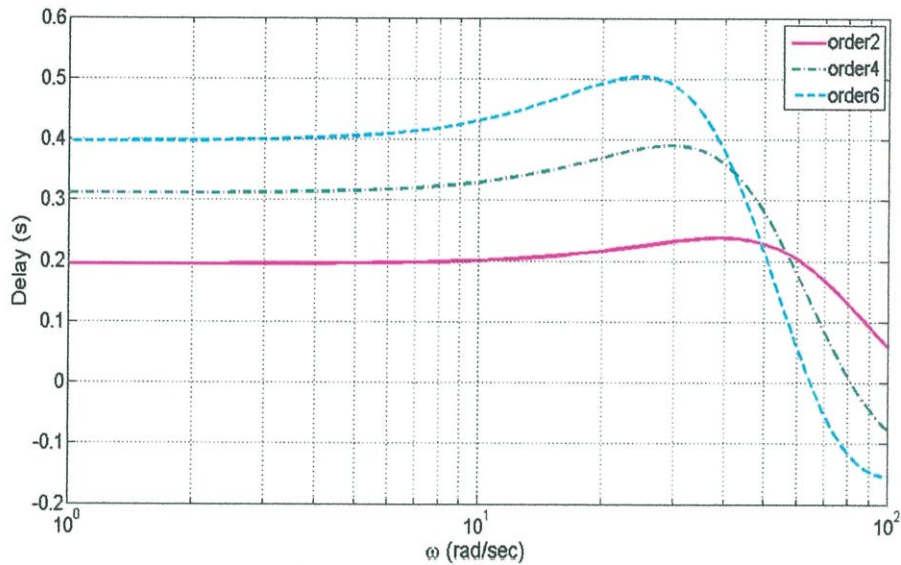
(ข) เมื่อกำหนดให้ค่าพารามิเตอร์ $\varepsilon = 1$

รูปที่ 3.9 การเปรียบเทียบผลตอบสนองทางเฟส เมื่อเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ ε

จากรูปที่ 3.9 (ก) และ (ข) แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางเฟสของวงจรความถี่ต่ำแบบเบิร์ตส์ไคน์ เมื่อปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ $\varepsilon = 1$ และ 10 รวมถึงเปลี่ยนค่า $n = 1$ 2 และ 3 จะเห็นว่า มีเฟสเชิงเส้น แต่จะมีสโลปของเฟสแตกต่างกันเล็กน้อย



(ก) เมื่อกำหนดให้ค่าพารามิเตอร์ $\varepsilon = 10$



(ข) เมื่อกำหนดให้ค่าพารามิเตอร์ $\varepsilon = 1$

รูปที่ 3.10 การเปรียบเทียบผลตอบสนองทางเวลาประวิงแบบสเกลเชิงเส้นเมื่อเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ ε

จากรูปที่ 3.10 (ก) และ (ข) แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางเวลาประวิงของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบเบิร์ตสไตน์ เมื่อปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ $\varepsilon = 1$ และ 10 รวมถึงการเปลี่ยนค่า $n = 1, 2$ และ 3 จะเห็นว่าการปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ ε และ n ทำให้เกิดความราบเรียบทางเวลาประวิงมากขึ้น

สรุป ข้อดีของวงจรกรองความถี่แบบเบิร์ตสไตน์ คือสามารถปรับเปลี่ยนสโลปหรือความชันของขนาด และเฟส ได้ตามการใช้งาน รวมไปถึงการปรับเปลี่ยนการลดทอนในช่วงความถี่แถบหยุด และสามารถปรับความราบเรียบทางเวลาประวิงให้มากขึ้นได้ โดยการปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ ε และ n

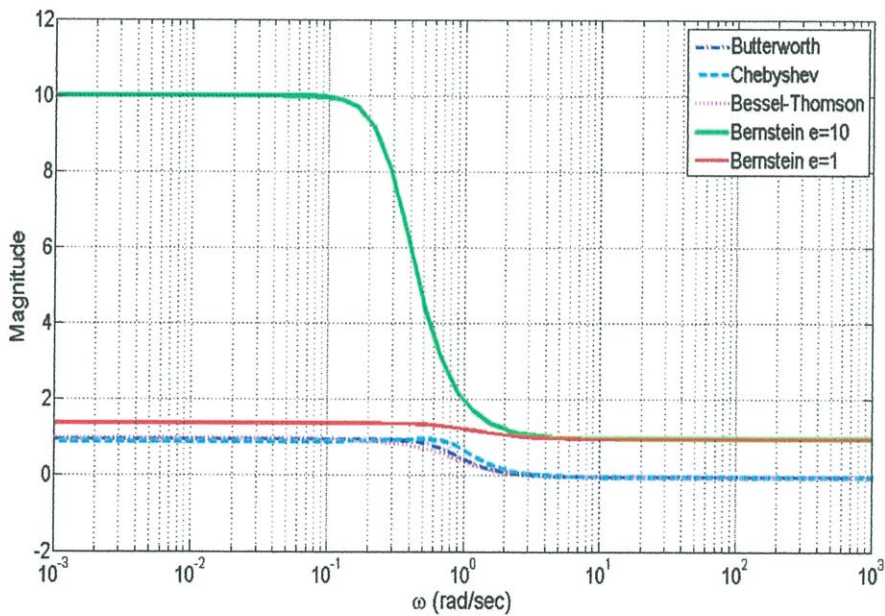
3.3.2 การเปรียบเทียบกับวงจรกรองความถี่แบบอื่น

ในหัวข้อนี้จะเป็นการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่แบบเบิร์ตสไตน์ อันดับ 2, 4 และ 6 กับวงจรกรองความถี่ที่มีอยู่เดิม เช่น วงจรกรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ท (Butterworth Filter) วงจรกรองความถี่แบบเชบีเชฟ (Chebyshev Filter) และวงจรกรองความถี่แบบเบสเซลทอมสัน (Bessel-Thomson Filter) แสดงดังรูปต่อไปนี้

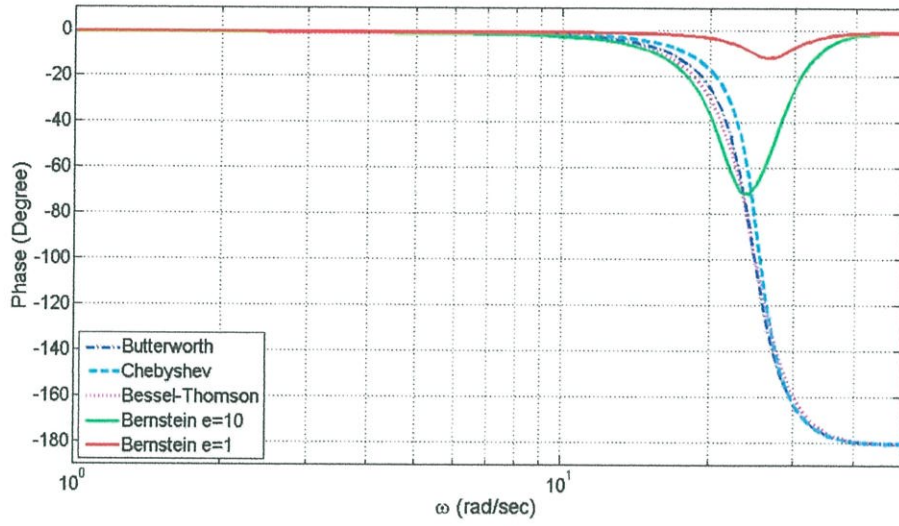
จากรูปที่ 3.11 แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน อันดับ 2 ของวงจรกรองความถี่แบบเบิร์ตสไตน์ วงจรกรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ท วงจรกรองความถี่แบบเชบีเชฟ และวงจรกรองความถี่แบบเบสเซล ทอมสัน อธิบายได้ดังนี้ คุณลักษณะทางขนาดของเบสเซล ทอมสันจะมีความราบเรียบทางขนาดในย่านความถี่แถบผ่านน้อยที่สุด คุณลักษณะของเชบีเชฟจะมีการกระเพื่อมแบบเท่าเทียม (Equal Ripple) แบบไม่เด่นชัดในย่านความถี่แถบผ่าน และมีความชันตึรอกจากเบิร์ตสไตน์ที่กำหนดให้

$\epsilon = 10$ คุณลักษณะทางขนาดของบัตเตอร์เวิร์ทจะมีความราบเรียบทางขนาดในย่านความถี่แถบผ่าน ส่วนคุณลักษณะทางขนาดของเบียร์นส์ไตน์จะมีความราบเรียบทางขนาดในย่านความถี่แถบผ่าน เมื่อกำหนดให้ $\epsilon = 10$ กราฟจะมีความชันดีที่สุด(Sharpness) สำหรับ $\epsilon = 1$ จะมีความชันน้อยที่สุดหรือมีความราบเรียบมากที่สุด ในบรรดาผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านอันดับ 2 ชนิดอื่นๆ และข้อได้เปรียบคือ วงจรรองความถี่แบบเบียร์นส์ไตน์สามารถปรับคุณลักษณะทางขนาดให้เป็นที่ต้องการได้ เช่น สามารถปรับช่วงย่านความถี่แถบผ่าน ปรับสโลป และปรับการลดทอนในช่วงย่านความถี่แถบหยุด โดยการปรับพารามิเตอร์ n และ ϵ

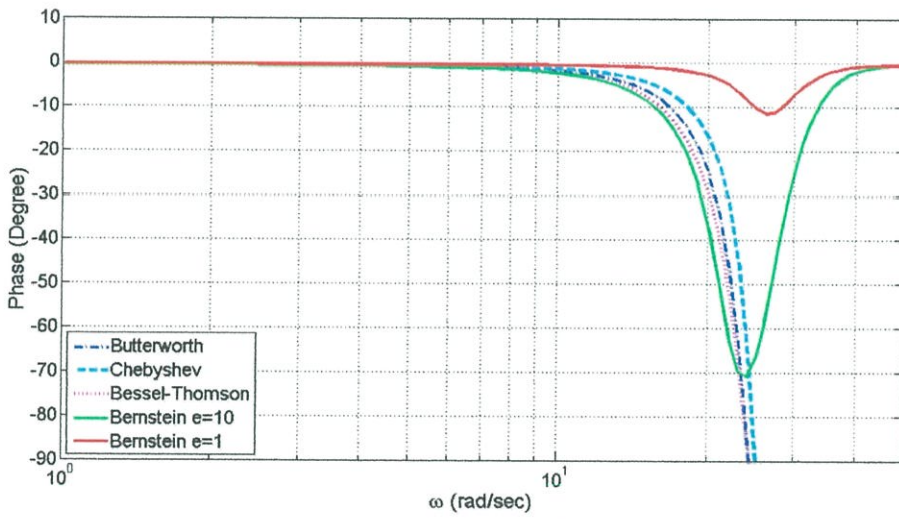
จากรูปที่ 3.12 (ก) และ (ข) แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางเฟสของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านอันดับ 2 ของวงจรรองความถี่แบบเบียร์นส์ไตน์ วงจรรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ท วงจรรองความถี่แบบเชบีเชฟ และวงจรรองความถี่แบบเบสเซล ทอมสัน จะเห็นว่า คุณลักษณะทางเฟสของเบียร์นส์ไตน์เมื่อกำหนดให้ $\epsilon = 1$ จะเป็นเชิงเส้นที่สุด และในส่วนของเบียร์นส์ไตน์เมื่อกำหนดให้ $\epsilon = 10$ จะเป็นเชิงเส้นรองลงมาพร้อมทั้งยังสามารถปรับเปลี่ยนสโลปของเฟสได้ โดยการปรับพารามิเตอร์ n และ ϵ



รูปที่ 3.11 แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านอันดับ 2

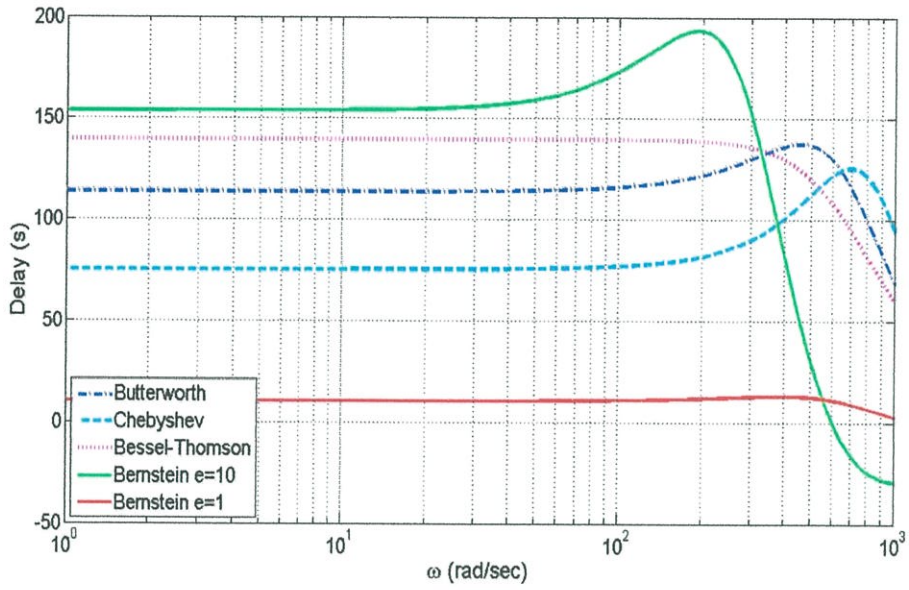


(ก) สเกลกึ่งล็อก



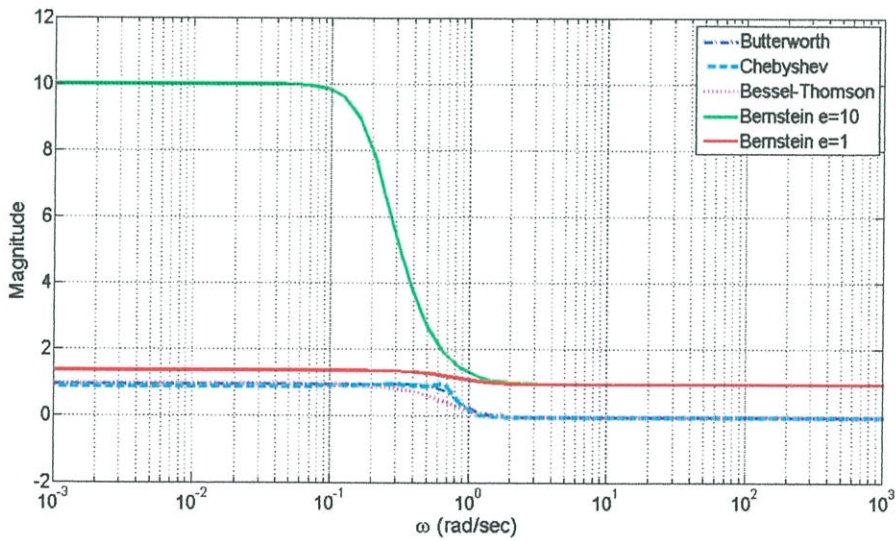
(ข) ภาพขยายสเกลกึ่งล็อก

รูปที่ 3.12 แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับ 2



รูปที่ 3.13 การเปรียบเทียบผลตอบสนองทางเวลาประวิงของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับ 2

รูปที่ 3.13 แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางเวลาประวิงของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับ 2 ของวงจรกรองความถี่แบบเบียร์นสไตน์ วงจรกรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ท วงจรกรองความถี่แบบเชบีเชฟ และวงจรกรองความถี่แบบเบสเซล ทอมสัน จะเห็นว่าคุณลักษณะทางเวลาประวิงของเบียร์นสไตน์เมื่อกำหนดให้ $\epsilon = 1$ มีความราบเรียบที่สุด และเป็นค่าคงที่ ซึ่งจะตรงข้ามกับเบียร์นสไตน์เมื่อกำหนดให้ $\epsilon = 10$ นอกจากนั้นยังสามารถปรับความราบเรียบทางเวลาประวิงให้มากขึ้นได้ โดยการปรับพารามิเตอร์ n และ ϵ



รูปที่ 3.14 แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับ 4

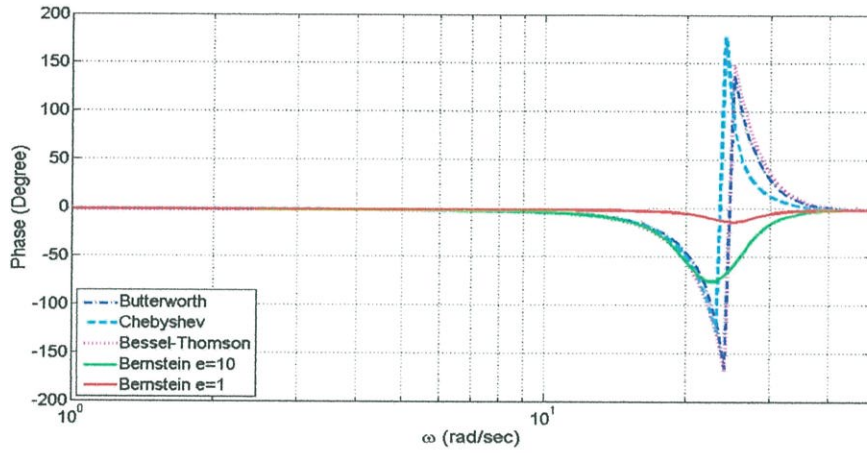
จากรูปที่ 3.14 แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน อันดับ 4 ของวงจรรองความถี่แบบเบิรน์สไตน์ วงจรรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ท วงจรรองความถี่แบบเชบีเชฟ และวงจรรองความถี่แบบเบสเซล ทอมสัน อธิบายได้ดังนี้ คุณลักษณะทางขนาดของเบสเซล ทอมสันจะมีความราบเรียบทางขนาดในย่านความถี่แถบผ่านน้อยที่สุด คุณลักษณะของเชบีเชฟจะมีการกระเพื่อมแบบเท่าเทียม(Equal Ripple) ที่เห็นชัดกว่าอันดับ 2 ในย่านความถี่แถบผ่าน แต่จะมีความชันดีที่สุด(Sharpness) คุณลักษณะทางขนาดของบัตเตอร์เวิร์ทจะมีความราบเรียบทางขนาดในย่านความถี่แถบผ่าน และมีความชันดีรองจากเชบีเชฟ ส่วนคุณลักษณะทางขนาดของเบิรน์สไตน์เมื่อกำหนดให้ $\epsilon = 10$ จะมีความราบเรียบทางขนาดในย่านความถี่แถบผ่าน มีความชันที่ดี ส่วนเบิรน์สไตน์เมื่อกำหนดให้ $\epsilon = 1$ จะมีความราบเรียบมากที่สุด และข้อได้เปรียบคือ วงจรรองความถี่แบบเบิรน์สไตน์สามารถปรับคุณลักษณะทางขนาดให้เป็นที่ต้องการได้ เช่น สามารถปรับช่วงย่านความถี่แถบผ่าน ปรับสโลป และปรับการลดทอนในช่วงย่านความถี่แถบหยุด โดยการปรับพารามิเตอร์ n และ ϵ

จากรูปที่ 3.15 (ก) และ (ข) แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางเฟสของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านอันดับ 4 ของวงจรรองความถี่แบบเบิรน์สไตน์ วงจรรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ท วงจรรองความถี่แบบเชบีเชฟ และวงจรรองความถี่แบบเบสเซล ทอมสัน จะเห็นว่า คุณลักษณะทางเฟสของเบิรน์สไตน์เมื่อกำหนดให้ $\epsilon = 1$ จะเป็นเชิงเส้นที่สุด และในส่วนของเบิรน์สไตน์เมื่อกำหนดให้ $\epsilon = 10$ จะเป็นเชิงเส้นรองลงมา พร้อมทั้งยังสามารถปรับเปลี่ยนสโลปของเฟสได้ โดยการปรับพารามิเตอร์ n และ ϵ

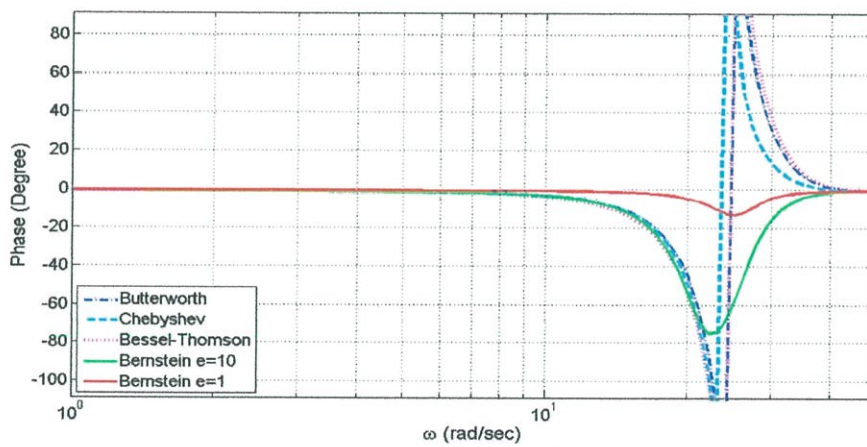
จากรูปที่ 3.16 (ก) และ (ข) แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางเวลาประวิงของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านอันดับ 4 ของวงจรรองความถี่แบบเบิรน์สไตน์ วงจรรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ท วงจรรองความถี่แบบเชบีเชฟ และวงจรรองความถี่แบบเบสเซล ทอมสัน จะเห็นว่าคุณลักษณะทางเวลาประวิงของเบิรน์สไตน์เมื่อกำหนดให้ $\epsilon = 1$ จะมีความราบเรียบที่สุด และเป็นค่าคงที่ นอกจากนั้นยังสามารถปรับความราบเรียบทางเวลาประวิงให้มากขึ้นได้ โดยการปรับพารามิเตอร์ n และ ϵ

จากรูปที่ 3.17 แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน อันดับ 6 ของวงจรรองความถี่แบบเบิรน์สไตน์ วงจรรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ท วงจรรองความถี่แบบเชบีเชฟ และวงจรรองความถี่แบบเบสเซล ทอมสัน อธิบายได้ดังนี้ คุณลักษณะทางขนาดของเบสเซล ทอมสันจะมีความราบเรียบทางขนาดในย่านความถี่แถบผ่านน้อยที่สุด คุณลักษณะของเชบีเชฟจะมีการกระเพื่อมแบบเท่าเทียม(Equal Ripple) เล็กน้อยในย่านความถี่แถบผ่าน แต่จะมีความชันดีที่สุด(Sharpness) คุณลักษณะทางขนาดของบัตเตอร์เวิร์ทจะมีความราบเรียบทางขนาดในย่านความถี่แถบผ่าน และมีความชันดีรองจากเชบีเชฟ ส่วนคุณลักษณะทางขนาดของเบิรน์สไตน์เมื่อกำหนดให้ $\epsilon = 1$ จะมีความราบเรียบทางมากที่สุดขนาดในย่านความถี่แถบผ่าน ในส่วนของเบิรน์สไตน์เมื่อกำหนดให้ $\epsilon = 10$ จะมีความชันที่ดี และข้อได้เปรียบคือ

วงจรรองความถี่แบบเบียร์นสไตน์สามารถปรับคุณลักษณะทางขนาดให้เป็นที่ต้องการได้ เช่น สามารถปรับช่วงย่านความถี่แถบผ่าน ปรับสโลป และปรับการลดทอนในช่วงย่านความถี่แถบหยุด โดยการปรับพารามิเตอร์ n และ ϵ

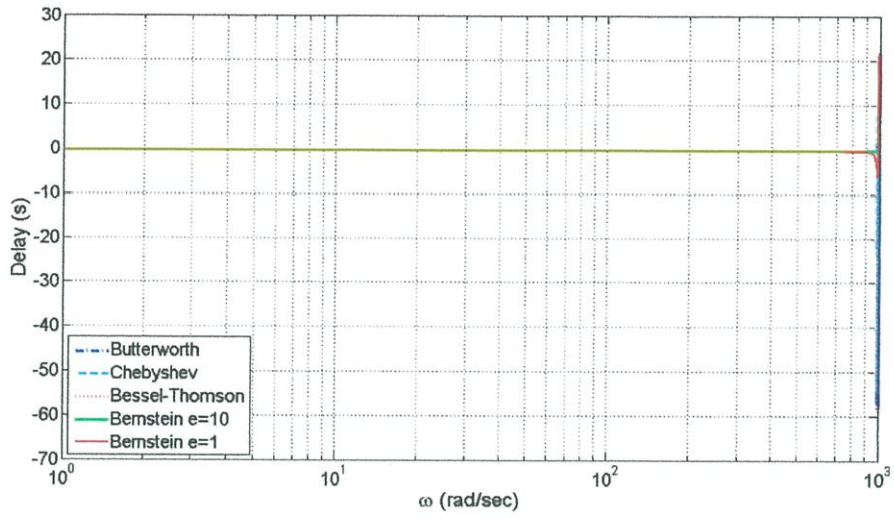


(ก) สเกลกึ่งล็อก

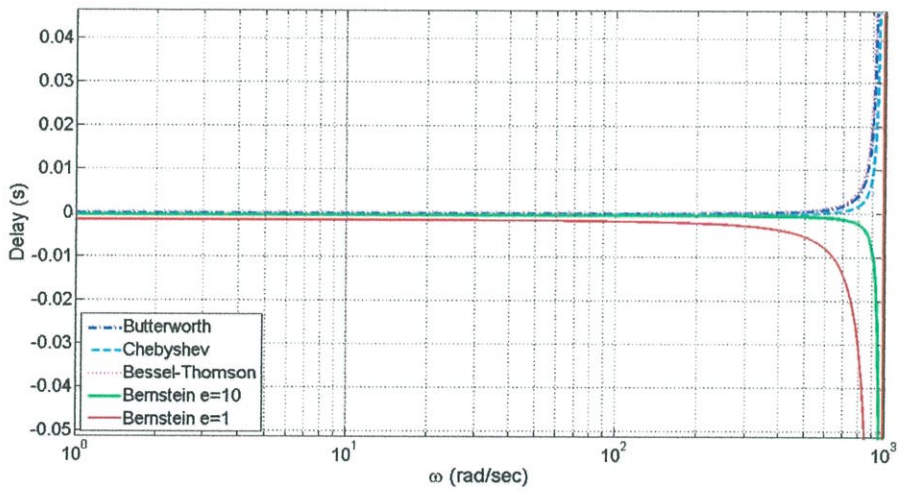


(ข) ภาพขยายสเกลกึ่งล็อก

รูปที่ 3.15 แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางเฟสของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านอันดับ 4

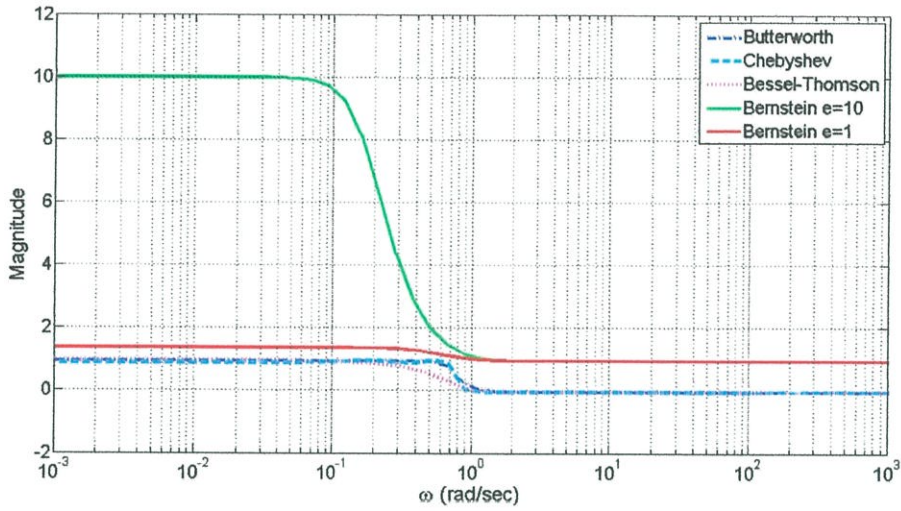


(ก) ภาพสเกลปกติ



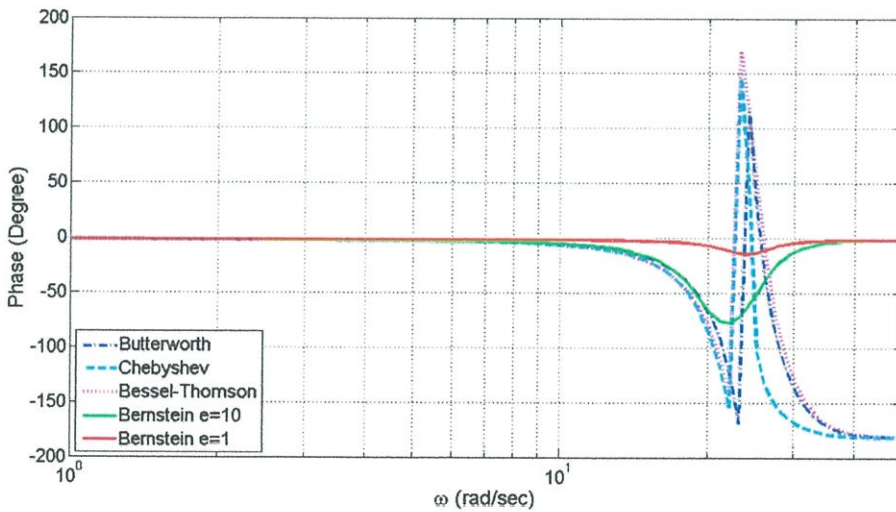
(ข) ภาพขยาย

รูปที่ 3.16 แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางเวลาประวิงของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับ 4

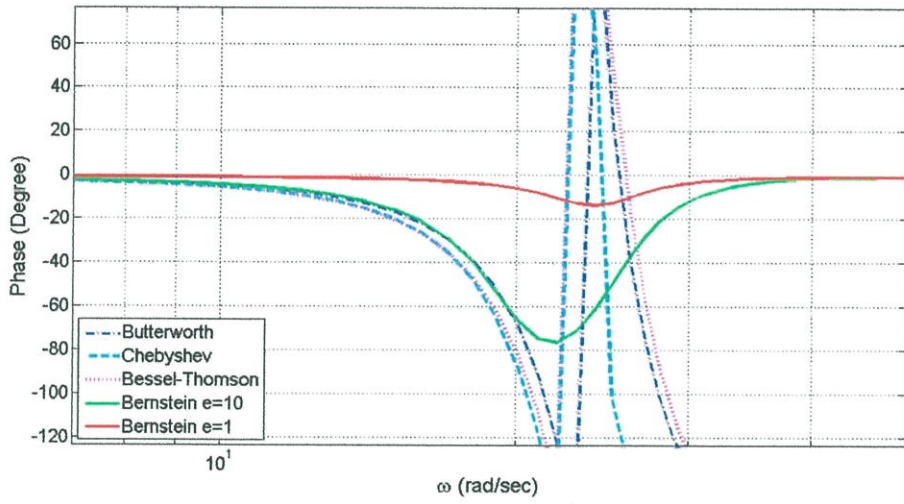


รูปที่ 3.17 แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับ 6

จากรูปที่ 3.18 (ก) และ (ข) แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับ 6 ของวงจรกรองความถี่แบบเบิรน์สไตน์ วงจรกรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ท วงจรกรองความถี่แบบเชบิเชฟ และวงจรกรองความถี่แบบเบสเซล ทอมสัน จะเห็นว่า คุณลักษณะทางเฟสของเบิรน์สไตน์เบิรน์สไตน์เมื่อกำหนดให้ $\epsilon = 1$ จะเป็นเชิงเส้นที่สุด และในส่วนของเบิรน์สไตน์เมื่อกำหนดให้ $\epsilon = 10$ จะเป็นเชิงเส้นรองลงมา พร้อมทั้งยังสามารถปรับเปลี่ยนสโลปของเฟสได้ โดยการปรับพารามิเตอร์ n และ ϵ

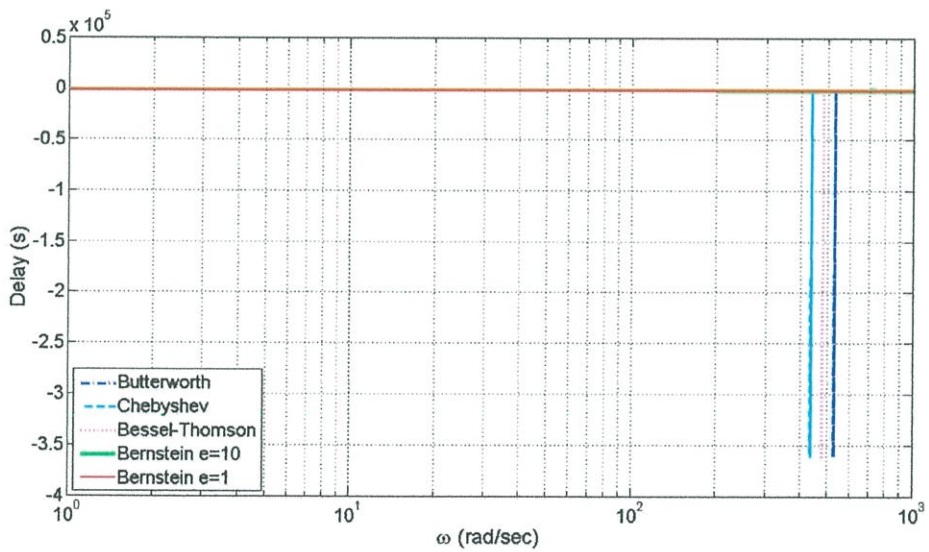


(ก) สเกลกึ่งล็อก

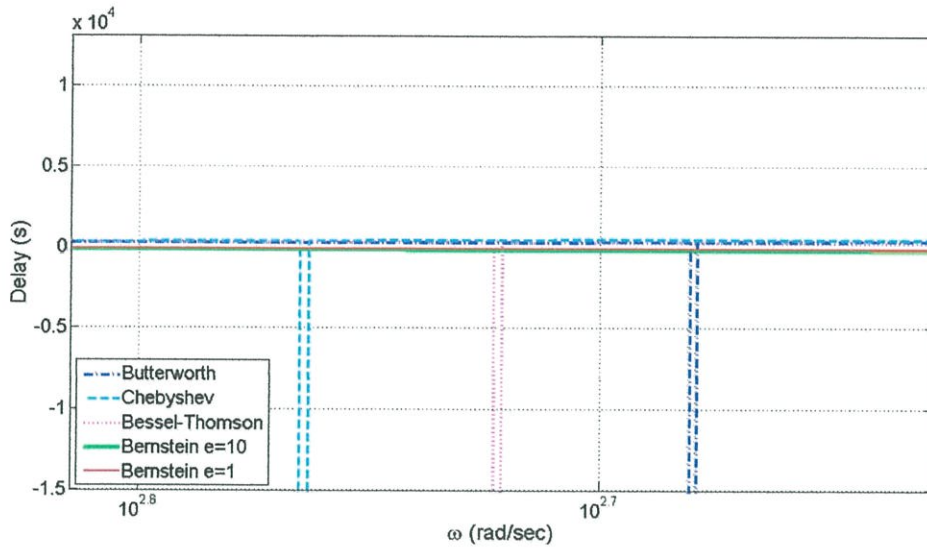


(ข) ภาพขยายสเกลกิ่งลือ

รูปที่ 3.18 แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับ 6



(ก) ภาพสเกลปกติ



(ข) ภาพขยาย

รูปที่ 3.19 แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางเวลาประวิงของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับ 6

จากรูปที่ 3.19 (ก) และ (ข) แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางเวลาประวิงของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน อันดับ 6 ของวงจรกรองความถี่แบบเบียร์นสไตน์ วงจรกรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ท วงจรกรองความถี่แบบเชบิเชฟ และวงจรกรองความถี่แบบเบสเซล ทอมสัน จะเห็นว่าคุณลักษณะทางเวลาประวิงของเบียร์นสไตน์ทั้งสองมีความราบเรียบที่สุด และเป็นค่าคงที่ นอกจากนั้นยังสามารถปรับความราบเรียบทางเวลาประวิงให้มากขึ้นได้ โดยการปรับพารามิเตอร์

3.4 บทสรุป

การออกแบบวงจรกรองความถี่แอนาล็อกโดยใช้เบียร์นสไตน์โพลีโนเมียลเมื่อกำหนดให้ $\epsilon = 1$ มีข้อได้เปรียบหลายประการ คือ ผลตอบสนองทางขนาดมีความราบเรียบที่สุดทั้งในย่านความถี่แถบผ่านและความถี่แถบหยุด ผลตอบสนองทางเฟสมีความเป็นเชิงเส้นส่งผลให้มีความราบเรียบทางเวลาประวิง และเวลาประวิงเป็นค่าคงที่ การปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ควบคุม n และ ϵ จะทำให้สามารถปรับเปลี่ยนการลดทอนในช่วงความถี่แถบหยุด ปรับเปลี่ยนสโลปหรือความชันของขนาดเฟส และปรับความราบเรียบทางเวลาประวิงให้มากขึ้นดังนั้นในโครงการวิจัยนี้จึงนำวงจรกรองความถี่แบบเบียร์นสไตน์มาประยุกต์ใช้ในการออกแบบวงจรปรับแก้ความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงของสัญญาณวิดีโอนั่นเอง

บทที่ 4

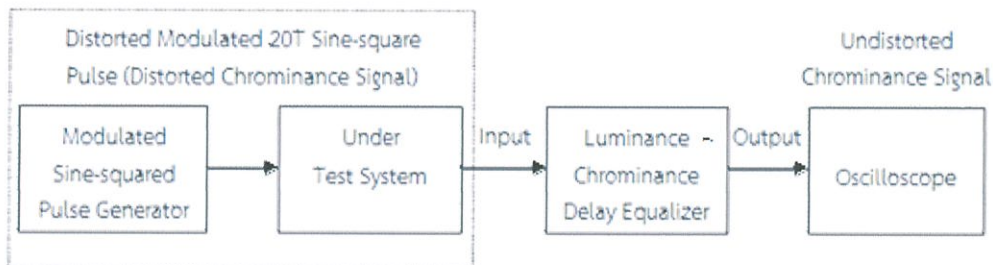
การออกแบบปรับแก้ทางเวลาประวิงของสัญญาณสี

4.1 บทนำ

การสร้างวงจรปรับแก้ทางเวลาประวิงเพื่อใช้ในการแก้ไขความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิง ได้นำแนวคิดทฤษฎีโพลีโนเมียลแบบ Hurwitz ร่วมกับทฤษฎีของ J. Valand มาเปรียบเทียบกับคุณสมบัติแนวคิดของทฤษฎีโพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์ เพื่อที่จะนำเสนอแนวความคิดสำหรับการออกแบบวงจรปรับแก้ทางเวลาประวิง พบว่าแนวคิดทฤษฎีโพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์ให้ผลลัพธ์ที่มีความเหมาะสม การคำนวณไม่ซับซ้อนและสามารถปรับค่าพารามิเตอร์ได้ตามต้องการ จึงเลือกมาใช้ในการออกแบบวงจรปรับแก้ทางเวลาประวิงเพื่อนำไปใช้งานต่อไปได้

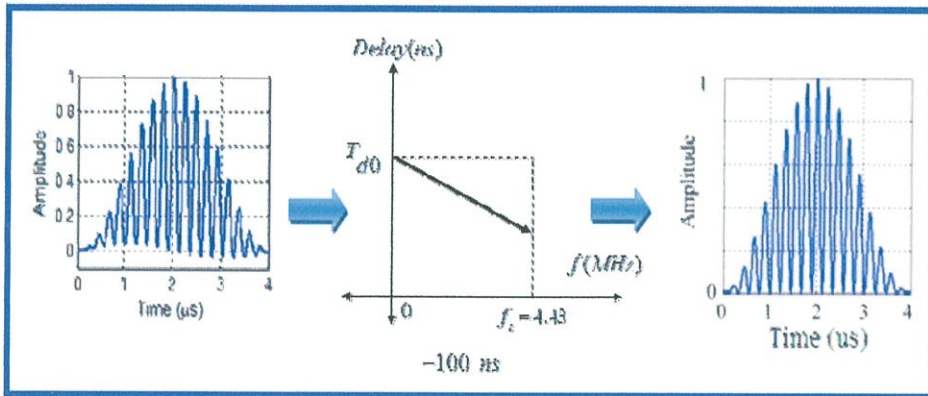
4.2 แนวความคิดการออกแบบวงจรรองรับแก้ทางเวลาประวิง

การนำเสนอแนวความคิดในการออกแบบวงจรปรับแก้ทางเวลาประวิงเพื่อใช้ในการแก้ไขความผิดเพี้ยนของสัญญาณวิดีโอในระบบโทรทัศน์ [11-12] แสดงได้ดังรูปที่ 4.1

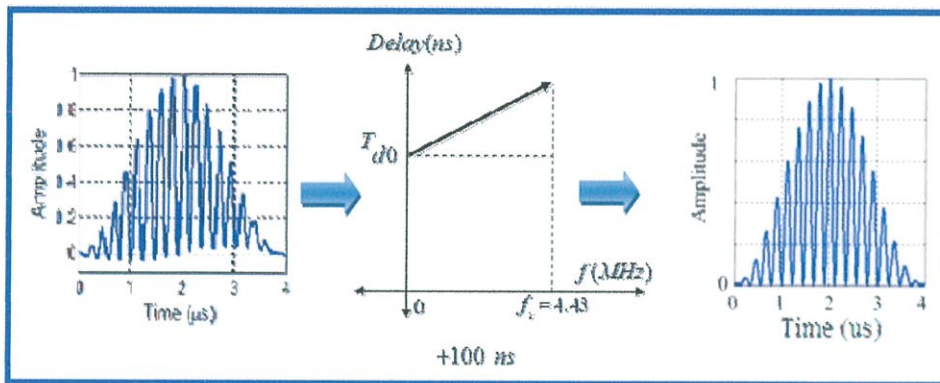


รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงแนวความคิดของวงจรปรับแก้ทางเวลาประวิงของสัญญาณ

จากรูปที่ 4.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมแนวความคิดของวงจรปรับแก้ทางเวลาประวิง เพื่อนำมาใช้ในการแก้ไขความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงของสัญญาณวิดีโอ โดยสามารถชดเชย (Compensating) ได้ทั้งความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Delayed และ Advance Delayed ซึ่งวิธีการทดลองสามารถทำได้โดยการป้อนสัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์เป็นสัญญาณอินพุตผ่านการจำลองระบบที่ทำการทดสอบ เพื่อแสดงให้เห็นความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงจากนั้นนำสัญญาณป้อนผ่านวงจรปรับแก้ทางเวลาประวิงแล้วจะได้สัญญาณเอาต์พุตเป็นสัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ ที่ปราศจากความผิดเพี้ยนโดยสังเกตได้จากฐานที่มีความราบเรียบแสดงได้ดังรูปที่ 4.2



(ก) การแก้ความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Delayed ที่ 100 ns



(ข) การแก้ความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Advance Delayed ที่ 100 ns

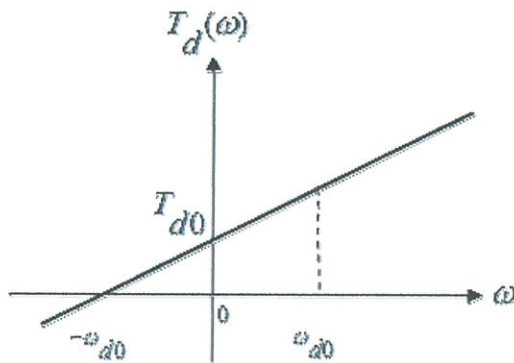
รูปที่ 4.2 ตัวอย่างการแก้ความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงของสัญญาณวิดีโอที่มีความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Delayed และ Advance Delayed ที่ 100 ns

จากรูปที่ 4.2 ตัวอย่างการแก้ความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงของสัญญาณวิดีโอที่มีความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Delayed ที่ 100 ns และ Advance Delayed ที่ 100 ns แสดงดังรูปที่ 4.2 (ก) และรูปที่ 4.2 (ข) ตามลำดับ รูปที่ 4.2 (ก) เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ที่มีความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Delayed ที่ 100 ns ผ่านวงจรปรับแก้ทางเวลาประวิงที่ 100 ns เพื่อทำการเพิ่มระดับสัญญาณวิดีโอที่มีความผิดเพี้ยนที่ความถี่คลื่นพาห้สี่ย่อย 4.43 MHz จะสังเกตได้ว่าที่ฐานของพัลส์มีความราบเรียบ และรูปที่ 4.2 (ข) เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ที่มีความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงแบบ Advance Delayed ที่ 100 ns ผ่านวงจรปรับแก้ทางเวลาประวิงที่ 100 ns เพื่อทำการลดระดับสัญญาณวิดีโอที่มีความผิดเพี้ยนที่ความถี่คลื่นพาห้สี่ย่อย 4.43 MHz จะสังเกตได้ว่าที่ฐานของพัลส์มีความราบเรียบเช่นกัน

4.3 การออกแบบวงจรปรับแก้ทางเวลาประวิงโดยใช้โพลีโนเมียลแบบ Hurwitz

แนวคิดที่ 1 จากฟังก์ชัน โคร่งข่าย ได้นำทฤษฎีโพลีโนเมียลแบบ Hurwitz ร่วมกับทฤษฎีของ J.Valand [16-17] มาใช้ในการออกแบบวงจรปรับแก้ทางเวลาประวิงเพื่อแก้ไขความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงของสัญญาณวิดีโอ

จากแนวความคิดจะได้ผลตอบสนองทางเวลาประวิงด้านความชันของกราฟเป็นบวก (Positive slope) ดังนี้



รูปที่ 4.3 ผลตอบสนองทางเวลาประวิงที่เป็นด้านบวกในอุดมคติ

จากรูปที่ 4.3 สามารถนำมาเขียนสมการผลตอบสนองทางเวลาประวิงได้ดังสมการที่ (4.1)

$$T_d(\omega) = \frac{T_{d0}}{\omega_{d0}} \omega + T_{d0} \quad (4.1)$$

เนื่องจากสมการที่ (4.1) เป็นสมการคณิตศาสตร์จึงไม่สามารถนำมาออกแบบเป็นวงจรได้ เพราะสมการที่สามารถนำไปออกแบบวงจรได้นั้นจะต้องเป็นสมการในรูปแบบ Rational Function ดังนั้นจึงใช้ทฤษฎีโพลีโนเมียลแบบ Hurwitz มาทำเป็นสมการฟังก์ชันการถ่ายโอนดังนี้

$$H(s) = \frac{P(-s)}{P(s)} = \frac{M(s) - N(s)}{M(s) + N(s)} \quad (4.2)$$

โดยที่ $M(s) = (s^2 + \omega_1^2)(s^2 + \omega_2^2)(s^2 + \omega_3^2) \dots$ เป็นฟังก์ชันคู่

และ $N(s) = s(s^2 + \omega_2^2)(s^2 + \omega_4^2)\dots$ เป็นฟังก์ชันที่ จะได้ว่า

$$P_n(s) = (s^2 + \omega_1^2)(s^2 + \omega_3^2)(s^2 + \omega_5^2)\dots + s(s^2 + \omega_2^2)(s^2 + \omega_4^2)\dots \quad (4.3)$$

แทนค่าในสมการที่ (4.3) ในสมการที่ (4.2) จะได้

$$H(s) = \frac{(s^2 + \omega_1^2)(s^2 + \omega_3^2)(s^2 + \omega_5^2)\dots - s(s^2 + \omega_2^2)(s^2 + \omega_4^2)\dots}{(s^2 + \omega_1^2)(s^2 + \omega_3^2)(s^2 + \omega_5^2)\dots + s(s^2 + \omega_2^2)(s^2 + \omega_4^2)\dots} \quad (4.4)$$

ดังนั้นต้องหาค่า $\omega_1^2, \omega_2^2, \omega_3^2, \omega_4^2, \omega_5^2, \dots$ สำหรับแทนค่าในสมการที่ (4.4) เพื่อให้ได้ฟังก์ชันการถ่ายโอนตามที่ต้องการ ซึ่งจากแนวคิดจะได้ผลตอบสนองทางเวลาประวิงในอุดมคตินั้นต้องทำการหาสมการเฟสก่อนแล้วค่อยสมการฟังก์ชันการถ่ายโอนตามมา จะได้ว่าจากสมการที่ (4.1) นำสมการมาเปลี่ยนแปลงเป็นสมการเฟสได้ดังนี้ เริ่มจาก

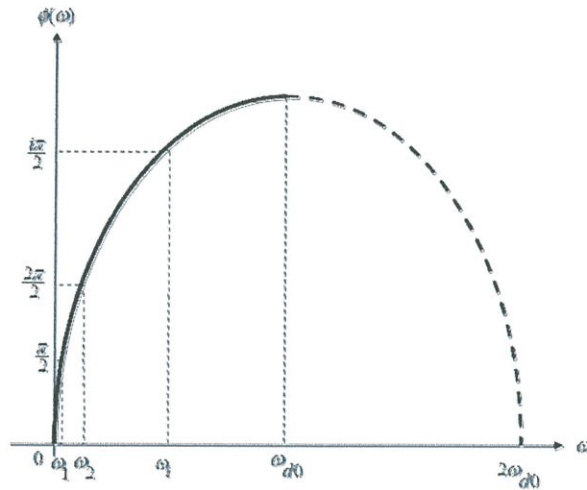
$$T_d(\omega) = -\frac{d\phi(\omega)}{d\omega} \quad (4.5)$$

จะได้สมการเฟส

$$-\phi(\omega) = \int T_d(\omega) d\omega \quad (4.6)$$

$$\phi(\omega) = -\left(\int \frac{T_d}{\omega} d\omega + \int T_d d\omega \right) \quad (4.7)$$

จากนั้นนำสมการเฟสไปเทียบเท่ากับทฤษฎีของ J.Valand ซึ่งทฤษฎีของ J.Valand จะได้กราฟดังรูปต่อไปนี่



$$\phi(\omega) = - \left(\int \frac{T_{d0}}{\omega_{d0}} \omega d\omega + \int T_{d0} d\omega \right) = \frac{i\pi}{2}$$

รูปที่ 4.4 ผลตอบสนองทางเฟสของทฤษฎีของ J.Valand ที่เป็นด้านบวก

จากรูปที่ 4.4 สามารถเขียนสมการเทียบเท่าสมการที่ (4.7) ได้ดังนี้

$$\therefore \phi(\omega) = T_{d0} \left[\frac{\omega^2}{2\omega_{d0}} + \omega \right] = \frac{i\pi}{2} \quad (4.8)$$

$$T_{d0} \frac{\omega^2}{2\omega_{d0}} + T_{d0} \omega - \frac{i\pi}{2} = 0 \quad (4.9)$$

จากหลักการของการหาค่า x ในสมการ $ax^2 + bx + c = 0$ แล้ว $x = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}$ โดยที่

$b^2 \geq 4ac$ เมื่อเปรียบเทียบกับสมการที่ (4.9) เพื่อหาค่า ω จะได้ว่า

$$\omega_i = \frac{-T_{d0} \pm \sqrt{T_{d0}^2 + \frac{4T_{d0}}{2\omega_{d0}} \left(\frac{i\pi}{2} \right)}}{2 \frac{T_{d0}}{2\omega_{d0}}} \quad (4.10)$$

จาก $\omega_{d0} = \frac{(n-1)\pi}{T_{d0}}$ จะได้

$$\omega_i = \frac{-T_{d0} \pm \sqrt{T_{d0}^2 + T_{d0}(i\pi) \left(\frac{3T_{d0}}{(n-1)\pi} \right)}}{T_{d0}} \times \omega_{d0} \quad (4.11)$$

$$\therefore \omega_i = \left(-1 \pm \sqrt{1 + \left(\frac{3i}{(n-1)} \right)} \right) \times \omega_{d0} \quad (4.12)$$

$$\omega_i = -\omega_{d0} + \omega_{d0} \sqrt{1 + \frac{3i}{(n-i)}} \quad (4.13)$$

จะได้ว่า

$$\omega_i = \omega_{d0} \left(\sqrt{1 + \frac{3i}{n-i}} - 1 \right) \quad (4.14)$$

โดยกำหนดค่าของตัวแปรดังนี้ $n=6$ และ $\omega_{d0}=2.3$ หาค่า T_{d0} จาก $T_{d0}(\omega) = \frac{(n-1)\pi}{3\omega_{d0}} = \frac{(6-1)\pi}{3(2.3)}$

$$\therefore T_{d0} = 2.2765$$

จากสมการที่(4.14) พิจารณาorder 6 สำหรับใช้ในการคำนวณในด้านความชันที่เป็นบวก (Positive slope) เมื่อนำมาพล็อตกราฟจะได้กราฟแสดงดังรูป

จากสมการที่ (4.14) ให้ $\omega_{n-1} = \omega_{d0}$ และ $i = n-1$ โดยที่ $n=6$ ดังนั้นจะพิจารณาหาค่า $\omega_0 - \omega_5$ เพื่อนำไปแทนในสมการฟังก์ชันการถ่ายโอน

$$\text{จาก } \omega_i = \omega_{d0} \left[\sqrt{1 + \frac{3i}{n-1}} - 1 \right]$$

$$\omega_0 = 2.3 \left[\sqrt{1 + \frac{3(0)}{6-0}} - 1 \right] = 0$$

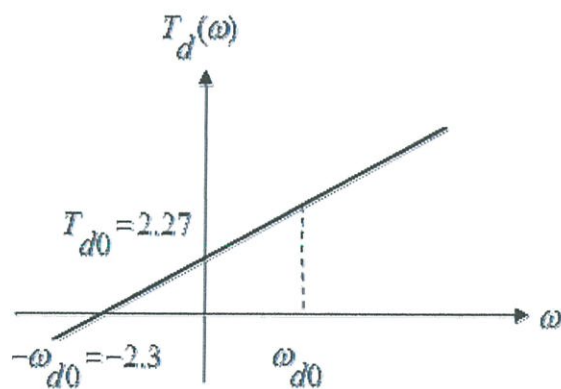
$$\omega_1 = 2.3 \left[\sqrt{1 + \frac{3(1)}{6-1}} - 1 \right] = 0.6092$$

$$\omega_2 = 2.3 \left[\sqrt{1 + \frac{3(2)}{6-1}} - 1 \right] = 1.11145$$

$$\omega_3 = 2.3 \left[\sqrt{1 + \frac{3(3)}{6-1}} - 1 \right] = 1.5486$$

$$\omega_4 = 2.3 \left[\sqrt{1 + \frac{3(4)}{6-1}} - 1 \right] = 1.9409$$

$$\omega_5 = 2.3 \left[\sqrt{1 + \frac{3(5)}{6-1}} - 1 \right] = 2.3000$$



รูปที่ 4.5 ผลตอบสนองทางเวลาประวิงที่เป็นด้านบวกในอุดมคติ

เมื่อพิจารณาสมการที่ (4.3) โดยใช้ order 6 จะได้

$$P_6(s) = (s^2 + \omega_1^2)(s^2 + \omega_3^2)(s^2 + \omega_5^2) + s(s^2 + \omega_2^2)(s^2 + \omega_4^2) \quad (4.15)$$

แล้วนำค่า $\omega_1 - \omega_5$ ที่ได้มาแทนค่าลงในสมการที่ (4.15) ได้ผลดังนี้

$$P_6(s) = (s^2 + 0.6092^2)(s^2 + 1.5486^2)(s^2 + 2.3^2) + s(s^2 + 1.11145^2)(s^2 + 1.9409^2)$$

$$P_6(s) = \left\{ (s^4 + 1.5486^2 s^2 + 0.6092^2 s^2 + (0.6092^2)(1.5486^2)) (s^2 + 2.3^2) \right\}$$

$$+ \left\{ s(s^4 + 1.9410^2 s^2 + 1.11145^2 s^2 + (1.11145^2)(1.9409^2)) \right\}$$

$$P_6(s) = \left(\begin{array}{l} s^6 + 1.5486^2 s^4 + 0.6092^2 s^4 + (0.6092^2)(1.5486^2) s^2 + (2.3^2) s^4 \\ + (2.3^2)(1.5486^2) s^2 + (2.3^2)(0.6092^2) s^2 + (2.3^2)(0.6092^2)(1.5486^2) \\ + (s^5 + 1.9409^2 s^3 + 1.11145^2 s^3 + (1.11145^2)(1.9409^2) s) \end{array} \right)$$

$$P_6(s) = (s^6 + 8.0592s^4 + 15.5395s^2 + 4.7081) + (s^5 + 5.0014s^3 + 4.6535s) \quad (4.16)$$

นำสมการที่ (4.16) ไปแทนค่าในสมการ (4.2) ได้ดังนี้

$$M(s) = s^6 + 8.0592s^4 + 15.5395s^2 + 4.7081 \quad (4.17)$$

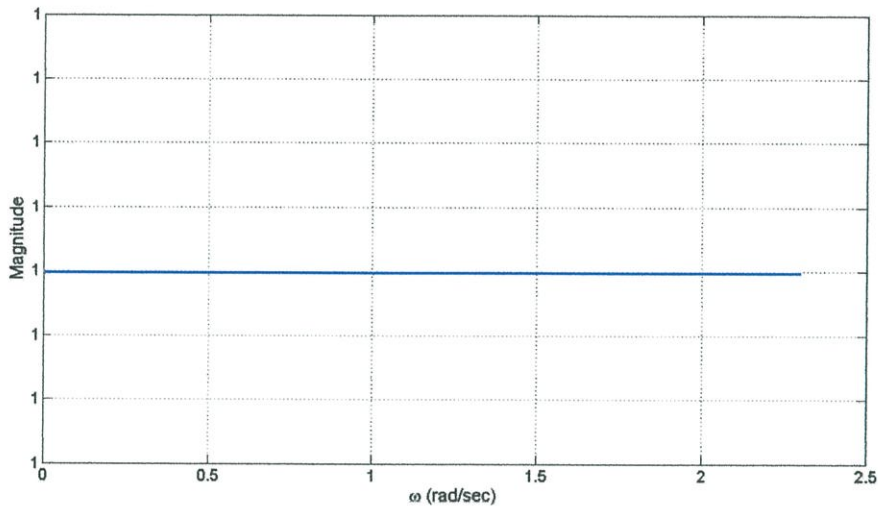
$$N(s) = s^5 + 5.0014s^3 + 4.6535s \quad (4.18)$$

นำสมการที่ (4.17) และสมการที่ (4.18) แทนลงในสมการ $H(s)$ จะได้

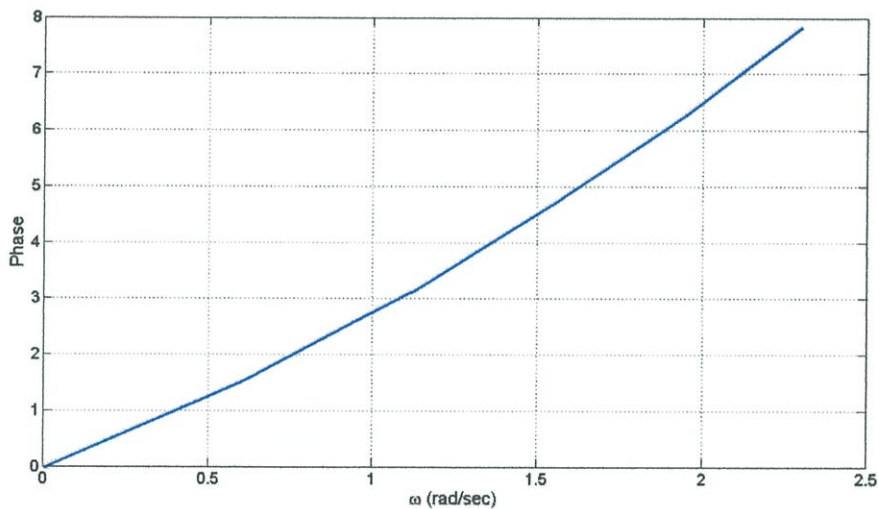
$$H(s) = \frac{(s^6 + 8.0592s^4 + 15.5395s^2 + 4.7081) - (s^5 + 5.0014s^3 + 4.6535s)}{(s^6 + 8.0592s^4 + 15.5395s^2 + 4.7081) + (s^5 + 5.0014s^3 + 4.6535s)} \quad (4.19)$$

$$H(s) = \frac{s^6 - s^5 + 8.0592s^4 - 5.0014s^3 + 15.5395s^2 - 4.6535s + 4.7081}{s^6 + s^5 + 8.0592s^4 + 5.0014s^3 + 15.5395s^2 + 4.6535s + 4.7081} \quad (4.20)$$

จากสมการที่ (4.20) นำสมการมาสร้างกราฟจะได้ผลดังรูปต่อไปนี้



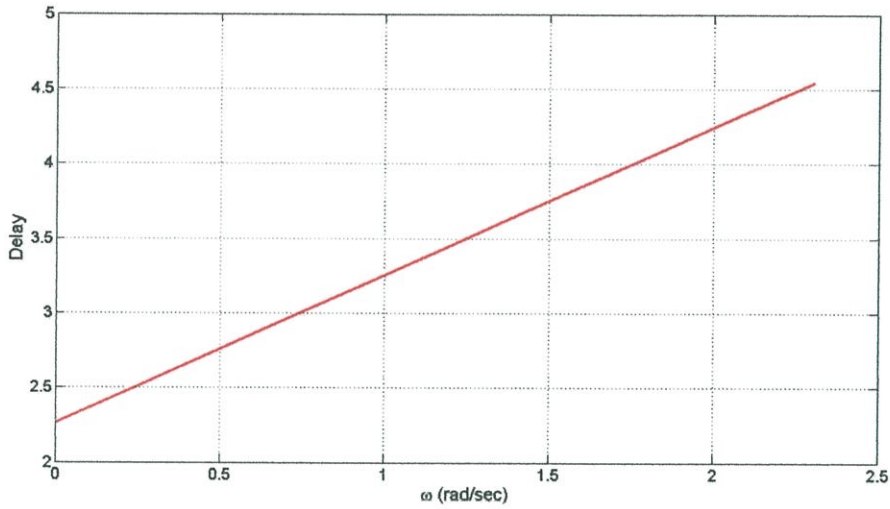
รูปที่ 4.6 ผลตอบสนองทางขนาดโดยใช้สมการ โพลีโนเมียลแบบ Hurwitz



รูปที่ 4.7 แสดงผลตอบสนองทางเฟสโดยใช้สมการ โพลีโนเมียลแบบ Hurwitz

จากรูปที่ 4.6 แสดงผลตอบสนองทางขนาดโดยใช้สมการ โพลีโนเมียลแบบ Hurwitz ที่คำนวณด้านความชันเป็นบวก จากรูปจะเห็นได้ว่าคุณลักษณะทางขนาดของกราฟโดยใช้สมการ โพลีโนเมียลแบบ Hurwitz มีความราบเรียบ และรูปกราฟเป็นเส้นตรง

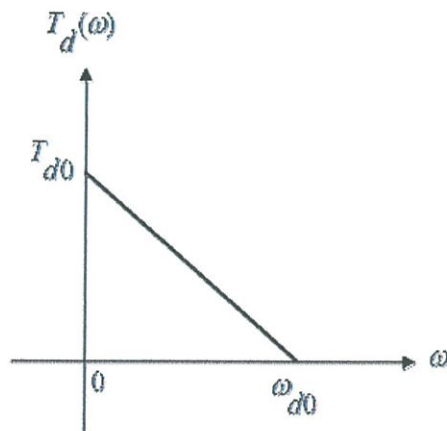
จากรูปที่ 4.7 แสดงผลตอบสนองทางเฟสโดยใช้สมการ โพลีโนเมียลแบบ Hurwitz ที่คำนวณด้านความชันเป็นบวก จากรูปจะเห็นได้ว่าคุณลักษณะทางเฟสของกราฟที่ใช้สมการ โพลีโนเมียลแบบ Hurwitz ที่มีความชันเป็นบวก และมีลักษณะใกล้เคียงความเป็นเชิงเส้น



รูปที่ 4.8 ผลตอบสนองทางเวลาประวิงโดยใช้สมการ โพลีโนเมียลแบบ Hurwitz

จากรูปที่ 4.8 แสดงผลตอบสนองทางเวลาประวิงโดยใช้สมการ โพลีโนเมียลแบบ Hurwitz ที่คำนวณด้านความชันเป็นบวก จากรูปจะเห็นได้ว่าคุณลักษณะทางเวลาประวิงของกราฟที่ใช้สมการ โพลีโนเมียลแบบ Hurwitz ที่มีความเป็นเชิงเส้น โดยมีความชันเป็นบวก และเริ่มต้นที่ $T_{d0} = 2.2765$

เมื่อพิจารณาด้านความชันของกราฟเป็นลบ (Negative slope) จากแนวความคิดจะได้รูปกราฟ แสดงผลตอบสนองทางเวลาประวิงในอุดมคติดังนี้



รูปที่ 4.9 กราฟแสดงผลตอบสนองทางเวลาประวิงที่เป็นด้านลบในอุดมคติ

จากรูปที่ 4.9 สามารถนำมาเขียนเป็นสมการของผลตอบสนองทางเวลาประวิงได้ดังสมการที่ (4.21)

$$T_d(\omega) = \frac{T_{d0}}{\omega_{d0}} \omega - T_{d0} \quad (4.21)$$

เนื่องสมการที่ (4.21) นำสมการมาเปลี่ยนแปลงเป็นสมการเฟส แต่เนื่องจากสมการที่ (4.21) เป็นสมการคณิตศาสตร์จึงไม่สามารถนำมาออกแบบวงจรได้ จึงต้องนำทฤษฎีของ Hurwitz มาทำเป็นฟังก์ชันการถ่ายโอนเช่นเดียวกับแนวความคิดผลตอบแทนของทางเวลาประวิงของกราฟในอุดมคติที่มีความชันเป็นบวก จากสมการ (4.21) นำมาแปลงเป็นสมการเฟสได้ดังนี้

$$T_d(\omega) = -\frac{d\phi(\omega)}{d\omega} \quad (4.5)$$

$$-\phi(\omega) = \int T_d(\omega) d\omega \quad (4.6)$$

จะได้

$$-\phi(\omega) = \int \frac{T_{d0}}{\omega_{d0}} \omega d\omega - \int T_{d0} d\omega \quad (4.22)$$

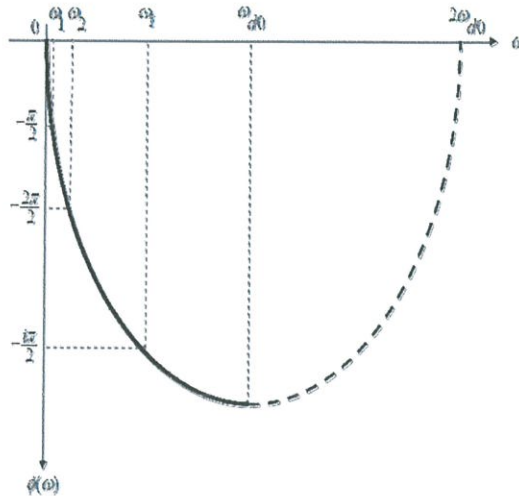
นำสมการเฟสที่ได้คือสมการที่ (4.22) ไปเทียบเท่ากับทฤษฎีของ J. Valand จะได้กราฟแสดงผลตอบแทนของทางเฟสด้านลบบดงรูปต่อไปนี้

จากรูปที่ 4.10 จะเห็นได้ว่าผลตอบแทนของทางเฟสทุกค่ามีค่าติดลบ ดังนั้นเมื่อนำไปเปรียบเทียบกับสมการที่(4.22) จะได้

$$-\phi(\omega) = \int \frac{T_{d0}}{\omega_{d0}} \omega d\omega - \int T_{d0} d\omega = -\frac{i\pi}{2} \quad (4.23)$$

$$-\phi(\omega) = \frac{T_{d0}}{2\omega_{d0}} \omega^2 - T_{d0} \omega^2 = -\frac{i\pi}{2} \quad (4.24)$$

$$\frac{T_{d0}}{2\omega_{d0}}\omega^2 - T_{d0}\omega^2 + \frac{i\pi}{2} = 0 \quad (4.25)$$



รูปที่ 4.10 ผลตอบสนองทางเฟสของทฤษฎีของ J. Valand ที่เป็นค้ำนลบ

จากหลักการของการหาค่า x เมื่อนำมาเปรียบเทียบกับสมการที่ (4.25) เพื่อหาค่า ω จะได้ว่า

$$\omega_i = \frac{-(-T_{d0}) \pm \sqrt{(-T_{d0})^2 - \frac{4T_{d0}}{2\omega_{d0}} \left(\frac{i\pi}{2}\right)}}{2 \frac{T_{d0}}{2\omega_{d0}}} \quad (4.26)$$

เนื่องจากพิจารณาความชันเป็นลบ

แทนค่า $\omega_{d0} = \frac{(n-1)\pi}{T_{d0}}$ จะได้

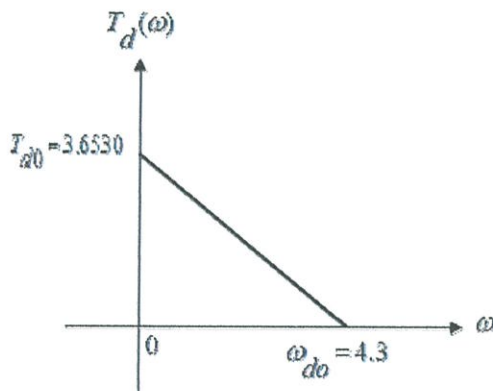
$$\omega_i = \frac{T_{d0} - \sqrt{T_{d0}^2 - T_{d0}(i\pi) \left(\frac{T_{d0}}{(n-1)\pi}\right)}}{T_{d0}} \times \omega_{d0} \quad (4.27)$$

$$\therefore \omega_i = \left(1 - \sqrt{1 - \frac{i}{(n-1)}}\right) \times \omega_{d0} \quad (4.28)$$

จากสมการที่(4.28) พิจารณาorder 6 เพื่อใช้ในการคำนวณในด้านความชันที่เป็นบวก (Positive slope) โดยกำหนดค่าของตัวแปรดังนี้ $n = 6$ $\omega_{d0} = 4.3$ และ $T_{d0}(\omega) = \frac{(n-1)\pi}{\omega_{d0}} = \frac{(6-1)\pi}{4.3}$

$$\therefore T_{d0}(\omega) = 3.6530$$

เมื่อนำมาพล็อตกราฟผลตอบแทนทางเฟสจะได้กราฟแสดงดังรูป



รูปที่ 4.11 ผลตอบแทนทางเวลาประวิงที่เป็นด้านลบในอุดมคติ

จากสมการที่ (4.28) นำมาพิจารณาค่า $\omega_0 - \omega_5$ เพื่อนำไปแทนในสมการฟังก์ชันการถ่ายโอน

จาก
$$\omega_i = \left(1 - \sqrt{1 - \frac{i}{(n-1)}}\right) \times \omega_{d0}$$

$$\omega_0 = \left(1 - \sqrt{1 - \frac{0}{(6-1)}}\right) \times 4.3 = 0$$

$$\omega_1 = \left(1 - \sqrt{1 - \frac{1}{(6-1)}}\right) \times 4.3 = 0.4539$$

$$\omega_2 = \left(1 - \sqrt{1 - \frac{2}{(6-1)}}\right) \times 4.3 = 0.9692$$

$$\omega_3 = \left(1 - \sqrt{1 - \frac{3}{(6-1)}}\right) \times 4.3 = 0.1.5804$$

$$\omega_4 = \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4}{(6-1)}}\right) \times 4.3 = 2.3769$$

$$\omega_5 = \left(1 - \sqrt{1 - \frac{5}{(6-1)}}\right) \times 4.3 = 4.3$$

นำค่า $\omega_0 - \omega_5$ ที่ได้มาแทนค่าลงในสมการ(4.15) ได้ผลดังนี้

$$P_6(s) = (s^2 + 0.4539^2)(s^2 + 1.5804^2)(s^2 + 4.3^2) + s(s^2 + 0.9692^2)(s^2 + 2.3769^2)$$

$$P_6(s) = \left\{ (s^4 + 0.4539^2 s^2 + 1.5804^2 s^2 + (0.4539^2)(1.5804^2))(s^2 + 4.3^2) \right\} \\ + \left\{ s(s^4 + 0.9692^2 s^2 + 2.3769^2 s^2 + (0.9692^2)(2.3769^2)) \right\}$$

$$P_6(s) = \left(\begin{array}{l} s^6 + 0.4539^2 s^4 + 1.5804^2 s^4 + (1.5804^2)(0.4539^2) s^2 + (4.3^2) s^4 \\ + (4.3^2)(0.4539^2) s^2 + (4.3^2)(1.5804^2) s^2 + (4.3^2)(1.5804^2)(0.4539^2) \\ + (s^5 + 0.9692^2 s^3 + 2.3769^2 s^3 + (0.9692^2)(2.3769^2) s) \end{array} \right)$$

$$P_n(s) = (s^6 + 21.1937s^4 + 50.5058s^2 + 9.5146) + (s^5 + 6.5890s^3 + 5.3070s) \quad (4.29)$$

นำสมการที่ (4.29) ไปแทนค่าในสมการที่ (4.2) ได้ดังนี้

$$M(s) = s^6 + 21.1937s^4 + 50.5058s^2 + 9.5146 \quad (4.30)$$

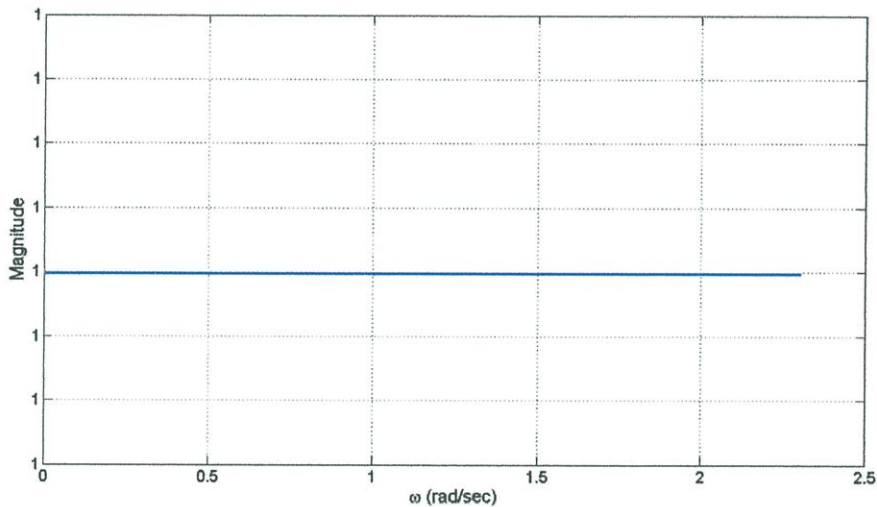
$$N(s) = (s^5 + 6.5890s^3 + 5.3070s) \quad (4.31)$$

นำสมการที่ (4.30) และ (4.31) แทนลงในสมการ $H(s)$ จะได้

$$H(s) = \frac{(s^6 + 21.1937s^4 + 50.5058s^2 + 9.5146) - (s^5 + 6.5890s^3 + 5.3070s)}{(s^6 + 21.1937s^4 + 50.5058s^2 + 9.5146) + (s^5 + 6.5890s^3 + 5.3070s)} \quad (4.32)$$

$$H(s) = \frac{s^6 - s^5 + 21.1937s^4 - 6.5890s^3 + 50.5058s^2 - 5.3070s + 9.5146}{s^6 + s^5 + 21.1937s^4 + 6.5890s^3 + 50.5058s^2 + 5.3070s + 9.5146} \quad (4.33)$$

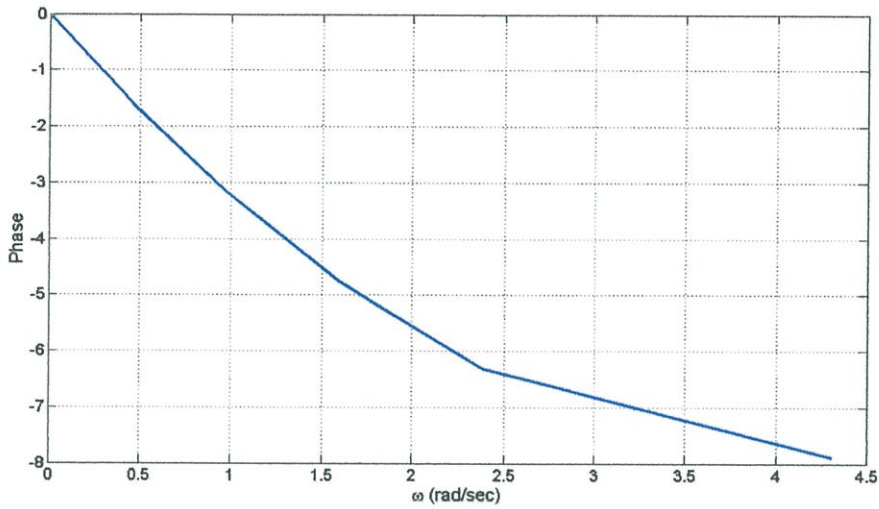
จากสมการที่ (4.33) เมื่อนำสมการมาสร้างกราฟจะได้ผลดังรูปต่อไปนี้



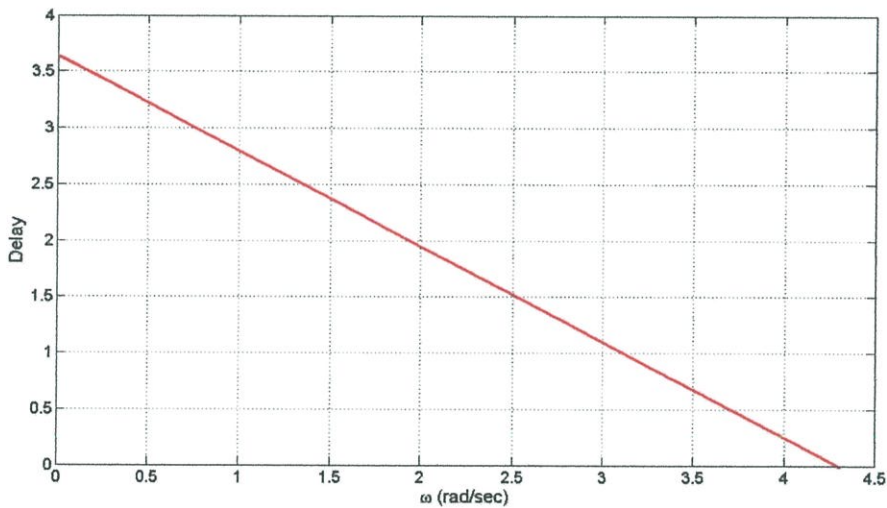
รูปที่ 4.12 ผลตอบสนองทางขนาดโดยใช้สมการ โพลีโนเมียลแบบ Hurwitz

จากรูปที่ 4.12 แสดงผลตอบสนองทางขนาดโดยใช้สมการ โพลีโนเมียลแบบ Hurwitz ที่คำนวณด้านความชันเป็นลบ จากรูปจะเห็นได้ว่าคุณลักษณะทางขนาดของกราฟโดยใช้สมการ โพลีโนเมียลแบบ Hurwitz ได้กราฟเป็นเส้นตรง แสดงให้เห็นว่าคุณลักษณะทางขนาดมีความราบเรียบ

จากรูปที่ 4.13 แสดงผลตอบสนองทางเฟสโดยใช้สมการ โพลีโนเมียลแบบ Hurwitz ที่คำนวณด้านความชันเป็นลบ จากรูปจะเห็นได้ว่าคุณลักษณะทางเฟสของกราฟโดยใช้สมการ โพลีโนเมียลแบบ Hurwitz มีความชันเป็นลบ และมีลักษณะใกล้เคียงความเป็นเชิงเส้น



รูปที่ 4.13 แสดงผลตอบสนองทางเฟสโดยใช้สมการ โพลีโนเมียลแบบ Hurwitz



รูปที่ 4.14 แสดงผลตอบสนองทางเวลาประวิงโดยใช้สมการ โพลีโนเมียลแบบ Hurwitz

จากรูปที่ 4.14 แสดงผลตอบสนองทางเวลาประวิงโดยใช้สมการโพลีโนเมียลแบบ Hurwitz ที่คำนวณด้านความชันเป็นลบ จากรูปจะเห็นได้ว่าคุณลักษณะทางเวลาประวิงของกราฟที่ใช้สมการโพลีโนเมียลแบบ Hurwitz ที่มีความเป็นเชิงเส้นและเริ่มต้นที่ $T_{d0} = 3.6530$

แนวคิดที่ 2 การพิจารณาค่า k ในสมการโพลีโนเมียลของ Hurwitz อันดับที่ n ดังสมการที่ (4.34)

$$P_n(s) = M(s) + kN(s) \quad (4.34)$$

เมื่อ $M(s)$ เป็นสมการกำลังคู่ (Even part)

$N(s)$ เป็นสมการกำลังคี่ (Odd part)

k เป็นค่าคงที่ (Constant)

ในการพิจารณาค่า k จะเริ่มจากการกำหนดสมการฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer function) ที่ให้ผลตอบสนองทางดีเลย์เป็นค่าคงที่ (Constant time delay) ดังสมการที่ (4.35)

$$F(s) = H_0 e^{-sT} = \frac{K_0}{\sinh sT + \cosh sT} \quad (4.35)$$

จากแนวคิดของ Storch [1] ทำการกระจายอนุกรมของ $\sinh sT$ และ $\cosh sT$ ได้ดังนี้

$$\sinh sT = sT + (sT)^3/3! + (sT)^5/5! + (sT)^7/7! + \dots \quad (4.36)$$

$$\cosh sT = 1 + (sT)^2/2! + (sT)^4/4! + (sT)^6/6! + \dots \quad (4.37)$$

กำหนดให้ $sT = 0, \pm j\pi, \pm 2j\pi, \dots$ สำหรับสมการที่ (4.36) และ $sT = \pm j\pi/2, \pm 3j\pi/2, \dots$ สำหรับสมการที่ (4.37) และนอร์มัลไลซ์ $T=1$ นำค่าดังกล่าวแทนลงในสมการ (4.36) และสมการที่ (4.37) ตามลำดับ ได้เป็น

$$\sinh s = k_1 s(s^2 + \pi^2)(s^2 + 4\pi^2)(s^2 + 9\pi^2)(s^2 + 16\pi^2)\dots \quad (4.38)$$

$$\cosh s = k_2 \left(s^2 + \frac{\pi^2}{4}\right)\left(s^2 + \frac{9\pi^2}{4}\right)\left(s^2 + \frac{25\pi^2}{4}\right)\left(s^2 + \frac{49\pi^2}{4}\right)\dots \quad (4.39)$$

เมื่อ $k = \frac{k_1}{k_2}$ ค่าคงที่ k นี้จะมีผลกระทบอย่างมากกับผลตอบสนองทางเฟส หรือมุมเฟส (Phase angle) การหาค่ามุมเฟสสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (4.40) เมื่อกำหนดให้ $k=1$ และ สมการที่ (4.41) เมื่อต้องการปรับเปลี่ยนค่าคงที่ k

$$\phi_1 = \tan^{-1} \frac{N(\omega)}{M(\omega)} \quad (4.40)$$

$$\phi_2 = \tan^{-1} k \frac{N(\omega)}{M(\omega)} \quad (4.41)$$

จากสมการที่ (4.41) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\phi_2 = \tan^{-1}(k \tan \phi_1) \quad (4.42)$$

ในที่นี้จะสมมติสมการฟังก์ชันถ่ายโอนที่ให้ผลตอบสนองทางดีเลย์เป็นค่าคงที่ (Constant time delay) อันดับที่ 4 5 6 และ 7 ดังสมการที่ (4.43) ถึงสมการที่ (4.46) เมื่อค่าคงที่ $k = 1$

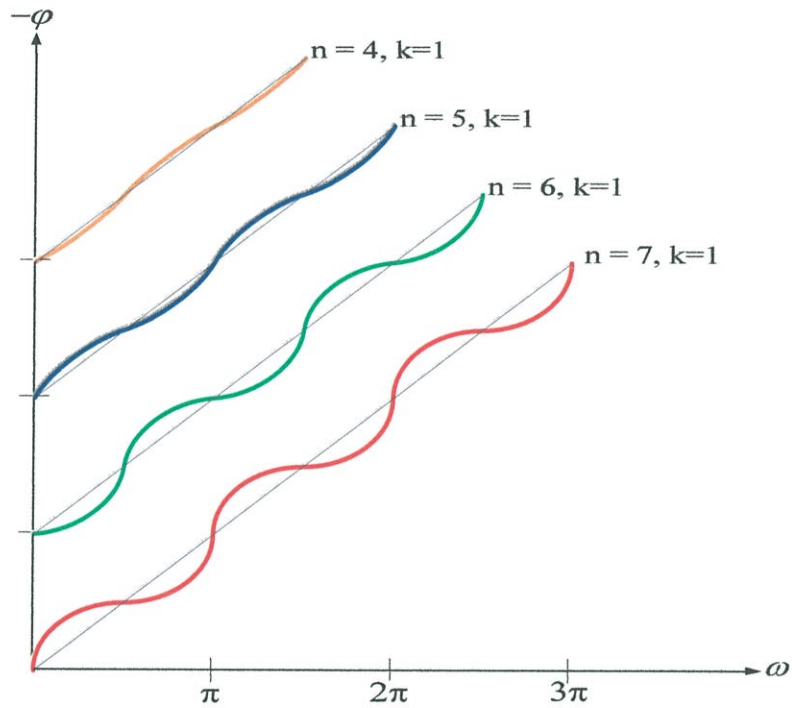
$$F(s) = \frac{K_0}{s(s^2 + \pi^2) + (s^2 + \frac{\pi^2}{4})(s^2 + \frac{9\pi^2}{4})} = \frac{K_0}{s^4 + s^3 + 24.675s^2 + 9.870s + 54.793} \quad (4.43)$$

$$\begin{aligned} F(s) &= \frac{K_0}{s(s^2 + \pi^2)(s^2 + 4\pi^2) + (s^2 + \frac{\pi^2}{4})(s^2 + \frac{9\pi^2}{4})} \\ &= \frac{K_0}{s^5 + s^4 + 49.350s^3 + 24.675s^2 + 389.640s + 54.790} \end{aligned} \quad (4.44)$$

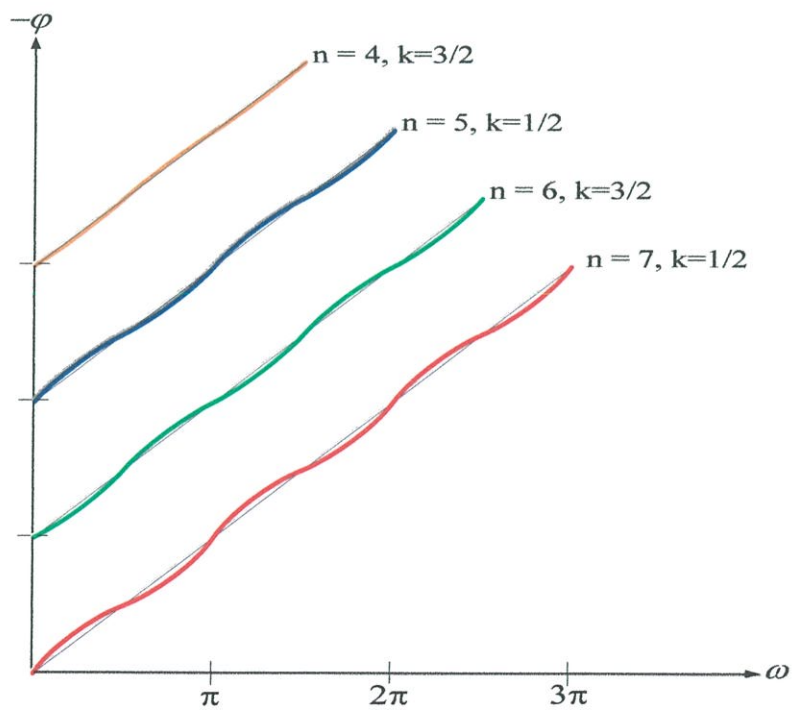
$$\begin{aligned} F(s) &= \frac{K_0}{s(s^2 + \pi^2)(s^2 + 4\pi^2) + (s^2 + \frac{\pi^2}{4})(s^2 + \frac{9\pi^2}{4})(s^2 + \frac{16\pi^2}{4})} \\ &= \frac{K_0}{s^6 + s^5 + 64.155s^4 + 49.355s^3 + 1028.893s^2 + 389.640s + 2163.127} \end{aligned} \quad (4.45)$$

$$\begin{aligned} F(s) &= \frac{K_0}{s(s^2 + \pi^2)(s^2 + 4\pi^2)(s^2 + 9\pi^2) + (s^2 + \frac{\pi^2}{4})(s^2 + \frac{9\pi^2}{4})(s^2 + \frac{16\pi^2}{4})} \\ &= \frac{K_0}{s^7 + s^6 + 9.870s^5 + 64.155s^4 + 4773.090s^3 + 1028.893s^2 + 334610.04s + 2163.127} \end{aligned} \quad (4.46)$$

นำสมการที่ (4.33) ถึงสมการที่ (4.46) มาพล็อตกราฟเปรียบเทียบผลตอบสนองทางเฟสได้ดังรูป



รูปที่ 4.15 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางเฟสของสมการฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับที่ 4 5 6 และ 7 เมื่อ $k = 1$



รูปที่ 4.16 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางเฟสของสมการฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับที่ 4 5 6 และ 7 เมื่อ
ปรับเปลี่ยนค่าคงที่ k

จากรูปที่ 4.15 แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางเฟสของสมการฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับที่ 4 5 6 และ 7 เมื่อ $k=1$ จะเห็นว่าเฟสมีการแกว่งตลอดช่วงความถี่ และมีการแกว่งมากเมื่อจำนวนอันดับของสมการฟังก์ชันถ่ายโอนมากขึ้น ดังนั้นถ้าทำการปรับค่าคงที่ k โดยในที่นี้สมมติให้ค่าคงที่ k มีค่าเท่ากับ $3/2$ $1/2$ $3/2$ และ $1/2$ สำหรับอันดับที่ 4 5 6 และ 7 ตามลำดับ จะได้กราฟผลตอบสนองทางเฟสดังรูปที่ 4.16

จากรูปที่ 4.16 แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางเฟสของสมการฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับที่ 4 5 6 และ 7 เมื่อทำการปรับเปลี่ยนค่าคงที่ k เป็น $3/2$ $1/2$ $3/2$ และ $1/2$ ตามลำดับ จะเห็นว่าเฟสมีการแกว่งที่น้อยลงอย่างมาก

ได้ว่า ค่าคงที่ k ที่เพิ่มเข้ามาในสมการโพลีโนเมียลของ Hurwitz นั้น สามารถทำให้ผลตอบสนองทางเฟสมีการแกว่งลดลงอย่างเห็นได้ชัด ดังนั้นถ้าเลือกค่าคงที่ k ที่มีความเหมาะสมแล้วจะสามารถทำให้ได้ผลตอบสนองทางเฟสใกล้เคียงเส้นตรงมาก ซึ่งต่อไปจะเป็นการแสดงวิธีการหาค่าคงที่ k ที่เหมาะสมเพื่อนำมาใช้ในการออกแบบสมการของวงจรปรับแก้ทางเวลาประวิง

จากสมการที่ (4.14) สามารถทำการคำนวณหาค่า k ได้ดังนี้

$$k_i = \frac{N(\omega)}{dM(\omega)} T_{d0} \sqrt{1 + \frac{3i}{n-1}} \quad (4.47)$$

เมื่อ $i=0$ จะได้

$$\therefore k_0 = 0$$

เมื่อ $i=1$ จะได้

$$k_1 = \frac{s^5 + 5.0024s^3 + 4.6535s}{6s^5 + 32.2368s^3 + 31.097s} \times 2.2765 \sqrt{1 + \frac{3}{5}}$$

$$\therefore k_1 = \frac{1}{6} \times 2.2765 \times 1.2649 = 0.4799$$

ดังนั้น

$$\therefore P_1(s) = s^6 + 0.4799s^5 + 8.0593s^4 + 2.4006s^3 + 15.5396s^2 + 2.3330s + 4.7801 \quad (4.48)$$

เมื่อ $i=2$ จะได้

$$\therefore k_2 = \frac{1}{6} \times 2.2765 \times 1.4832 = 0.5627$$

$$\therefore P_2(s) = s^6 + 0.5627s^5 + 8.0593s^4 + 2.8148s^3 + 15.5396s^2 + 2.6183s + 4.7801 \quad (4.49)$$

เมื่อ $i = 3$ จะได้

$$\therefore k_3 = \frac{1}{6} \times 2.2765 \times 1.6733 = 0.6348$$

$$\therefore P_3(s) = s^6 + 0.6348s^5 + 8.0593s^4 + 3.1755s^3 + 15.5396s^2 + 2.9538s + 4.7801 \quad (4.50)$$

เมื่อ $i = 4$ จะได้

$$\therefore k_4 = \frac{1}{6} \times 2.2765 \times 1.8439 = 0.6996$$

$$\therefore P_4(s) = s^6 + 0.6996s^5 + 8.0593s^4 + 3.4996s^3 + 15.5396s^2 + 3.2553s + 4.7801 \quad (4.51)$$

เมื่อ $i = 5$ จะได้

$$\therefore k_5 = \frac{1}{6} \times 2.2765 \times 2 = 0.7588$$

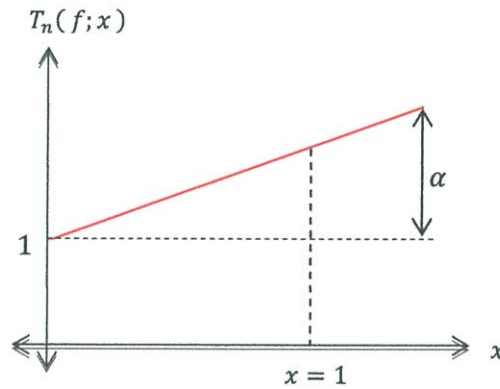
$$\therefore P_5(s) = s^6 + 0.7588s^5 + 8.0593s^4 + 3.7957s^3 + 15.5396s^2 + 3.5308s + 4.7801 \quad (4.52)$$

4.4 การออกแบบวงจรปรับแก้ทางเวลาประวิงโดยใช้โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์

การใช้สมการโพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์มาใช้ในการออกแบบวงจรปรับแก้ทางเวลาประวิงเพื่อแก้ไขความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงของสัญญาณวิดีโอ จากแนวความคิดจะได้สมการฟังก์ชันการถ่ายโอนที่เป็นผลตอบสนองทางเวลาประวิงด้านความชันของกราฟเป็นบวกดังนี้
จากรูปที่ 4.17 สามารถนำมาเขียนสมการได้ดังนี้

$$1 + \alpha x \quad (4.53)$$

จากสมการที่ (4.53) เป็นสมการคณิตศาสตร์ที่ไม่สามารถนำมาออกแบบวงจรได้ ดังนั้นจึงต้องใช้ Bernstein Polynomial เพื่อให้สมการฟังก์ชันการถ่ายโอนเป็น Rational Function สำหรับใช้ในการออกแบบวงจรซึ่งสามารถเขียนได้ดังนี้



รูปที่ 4.17 สมการฟังก์ชันการถ่ายโอนในอุดมคติทางด้านบวก

$$T_n(f; x) = \frac{1}{B_n(f; x)} = 1 + \alpha x \quad (4.54)$$

และจากสมการ โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์

$$B_n(f; x) = \sum_{i=0}^n f\left(\frac{i}{n}\right) \binom{n}{i} x^i (1-x)^{n-i} \quad (4.55)$$

นำสมการที่ (4.55) มาแทนค่าลงในสมการที่ (4.54) จะได้

$$T_n(f; x) = \frac{1}{\sum_{i=0}^n f\left(\frac{i}{n}\right) \binom{n}{i} x^i (1-x)^{n-i}} = 1 + \alpha x$$

แทนสมการที่ได้จากรูปกราฟไปในฟังก์ชันของ Bernstein Polynomial

$$\therefore T_n(f; x) = \frac{1}{\sum_{i=0}^n (1+\alpha x)^{-1} \binom{n}{i} x^i (1-x)^{n-i}} \quad (4.56)$$

คำนวณหาตัวส่วนของสมการที่ (4.56) ได้ดังนี้

จากสมการตัวส่วน $\sum_{i=0}^n (1+\alpha x)^{-1} \binom{n}{i} x^i (1-x)^{n-i}$

แทนค่า $x = \frac{\Omega^2}{1+\Omega^2}$

และ $\alpha = 0.12$

$$\sum_{i=0}^n (1+\alpha x)^{-1} \binom{n}{i} x^i (1-x)^{n-i} = \sum_{i=0}^n \left(1 + (0.12) \left(\frac{\Omega^2}{1+\Omega^2} \right) \right)^{-1} \binom{n}{i} \left(\frac{\Omega^2}{1+\Omega^2} \right)^i \left(1 - \frac{\Omega^2}{1+\Omega^2} \right)^{n-i}$$

$$= \sum_{i=0}^n \left(1 + (0.12) \left(\frac{\Omega^2}{1+\Omega^2} \right) \right)^{-1} \binom{n}{i} \left(\frac{\Omega^2}{1+\Omega^2} \right)^i \left(\frac{1}{1+\Omega^2} \right)^n (1+\Omega^2)^i$$

$$= \sum_{i=0}^n \left(1 + (0.12) \left(\frac{\Omega^2}{1+\Omega^2} \right) \right)^{-1} \binom{n}{i} \left(\frac{(\Omega^2)^i}{(1+\Omega^2)^n} \right)$$

$$= \sum_{i=0}^n \left(\frac{1+\Omega^2+0.12\Omega^2}{1+\Omega^2} \right)^{-1} \binom{n}{i} \left(\frac{(\Omega^2)^i}{(1+\Omega^2)^n} \right)$$

$$\therefore \sum_{i=0}^n (1+\alpha x)^{-1} \binom{n}{i} x^i (1-x)^{n-i} = \sum_{i=0}^n \left(\frac{1+1.12\Omega^2}{1+\Omega^2} \right)^{-1} \binom{n}{i} \left(\frac{(\Omega^2)^i}{(1+\Omega^2)^n} \right) \quad (4.57)$$

พิจารณาการใช้สมการ order 4 ในการคำนวณ

กำหนดให้ $i=0, n=4$

$$\begin{aligned}
B_4(f; x) &= \left(\frac{1+1.12\Omega^2}{1+\Omega^2} \right)^{-1} \binom{4!}{4!0!} \left(\frac{(\Omega^2)^0}{(1+\Omega^2)^4} \right) \\
&= \left(\frac{1+1.12\Omega^2}{1+\Omega^2} \right)^{-1} (1) \left(\frac{1}{(1+\Omega^2)^4} \right) \\
&= \left(\frac{1+\Omega^2}{1+1.12\Omega^2} \right) \left(\frac{1}{(1+\Omega^2)^4} \right) \\
&= \left(\frac{1}{1+1.12\Omega^2} \right) \left(\frac{1}{(1+\Omega^2)^3} \right)
\end{aligned}$$

เมื่อ $i=1, n=4$

$$\begin{aligned}
B_4(f; x) &= \left(\frac{1+1.12\Omega^2}{1+\Omega^2} \right)^{-1} \binom{4!}{3!1!} \left(\frac{(\Omega^2)^1}{(1+\Omega^2)^4} \right) \\
&= \left(\frac{1+1.12\Omega^2}{1+\Omega^2} \right)^{-1} (4) \left(\frac{\Omega^2}{(1+\Omega^2)^4} \right) \\
&= \left(\frac{1+\Omega^2}{1+1.12\Omega^2} \right) \left(\frac{4\Omega^2}{(1+\Omega^2)^4} \right) \\
&= \left(\frac{1}{1+1.12\Omega^2} \right) \left(\frac{4\Omega^2}{(1+\Omega^2)^3} \right)
\end{aligned}$$

เมื่อ $i=2, n=4$

$$\begin{aligned}
B_4(f; x) &= \left(\frac{1+1.12\Omega^2}{1+\Omega^2} \right)^{-1} \binom{4!}{2!2!} \left(\frac{(\Omega^2)^2}{(1+\Omega^2)^4} \right) \\
&= \left(\frac{1+1.12\Omega^2}{1+\Omega^2} \right)^{-1} (6) \left(\frac{\Omega^4}{(1+\Omega^2)^4} \right)
\end{aligned}$$

$$= \left(\frac{1 + \Omega^2}{1 + 1.12\Omega^2} \right) \left(\frac{6\Omega^4}{(1 + \Omega^2)^4} \right)$$

$$= \left(\frac{1}{1 + 1.12\Omega^2} \right) \left(\frac{6\Omega^4}{(1 + \Omega^2)^3} \right)$$

เมื่อ $i = 3, n = 4$

$$B_4(f; x) = \left(\frac{1 + 1.12\Omega^2}{1 + \Omega^2} \right)^{-1} \left(\frac{4!}{1!3!} \right) \left(\frac{(\Omega^2)^3}{(1 + \Omega^2)^4} \right)$$

$$= \left(\frac{1 + 1.12\Omega^2}{1 + \Omega^2} \right)^{-1} (4) \left(\frac{\Omega^6}{(1 + \Omega^2)^4} \right)$$

$$= \left(\frac{1 + \Omega^2}{1 + 1.12\Omega^2} \right) \left(\frac{4\Omega^6}{(1 + \Omega^2)^4} \right)$$

$$= \left(\frac{1}{1 + 1.12\Omega^2} \right) \left(\frac{4\Omega^6}{(1 + \Omega^2)^3} \right)$$

เมื่อ $i = 4, n = 4$

$$B_4(f; x) = \left(\frac{1 + 1.12\Omega^2}{1 + \Omega^2} \right)^{-1} \left(\frac{4!}{0!4!} \right) \left(\frac{(\Omega^2)^4}{(1 + \Omega^2)^4} \right)$$

$$= \left(\frac{1 + 1.12\Omega^2}{1 + \Omega^2} \right)^{-1} (1) \left(\frac{\Omega^8}{(1 + \Omega^2)^4} \right)$$

$$= \left(\frac{1 + \Omega^2}{1 + 1.12\Omega^2} \right) \left(\frac{\Omega^8}{(1 + \Omega^2)^4} \right)$$

$$= \left(\frac{1}{1 + 1.12\Omega^2} \right) \left(\frac{\Omega^8}{(1 + \Omega^2)^3} \right)$$

จากสมการที่ (4.57) นำแต่ละค่ามารวมกัน

$$\begin{aligned}
 B_4(f;x) &= \left(\frac{1}{1+1.12\Omega^2} \times \frac{1}{(1+\Omega^2)^3} \right) (1+4\Omega^2+6\Omega^4+4\Omega^6+\Omega^8) \\
 &= \left(\frac{1}{1+1.12\Omega^2} \times \frac{1}{(1+3\Omega^2+3\Omega^4+\Omega^6)} \right) (1+4\Omega^2+6\Omega^4+4\Omega^6+\Omega^8) \\
 &= \left(\frac{1}{1.12\Omega^8+4.36\Omega^6+6.36\Omega^4+4.12\Omega^2+1} \right) (1+4\Omega^2+6\Omega^4+4\Omega^6+\Omega^8) \\
 \therefore B_4(f;x) &= \left(\frac{\Omega^8+4\Omega^6+6\Omega^4+4\Omega^2+1}{1.12\Omega^8+4.36\Omega^6+6.36\Omega^4+4.12\Omega^2+1} \right) \tag{4.58}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 T_4(\Omega^2) &= \frac{1}{B_4(f;x)} = \frac{1}{\left(\frac{\Omega^8+4\Omega^6+6\Omega^4+4\Omega^2+1}{1.12\Omega^8+4.36\Omega^6+6.36\Omega^4+4.12\Omega^2+1} \right)} \\
 \therefore T_4(\Omega^2) &= \frac{1.12\Omega^8+4.36\Omega^6+6.36\Omega^4+4.12\Omega^2+1}{\Omega^8+4\Omega^6+6\Omega^4+4\Omega^2+1} \tag{4.59}
 \end{aligned}$$

จะได้สมการฟังก์ชันการถ่ายโอนของผลตอบสนองทางเวลาประวิงดังนี้

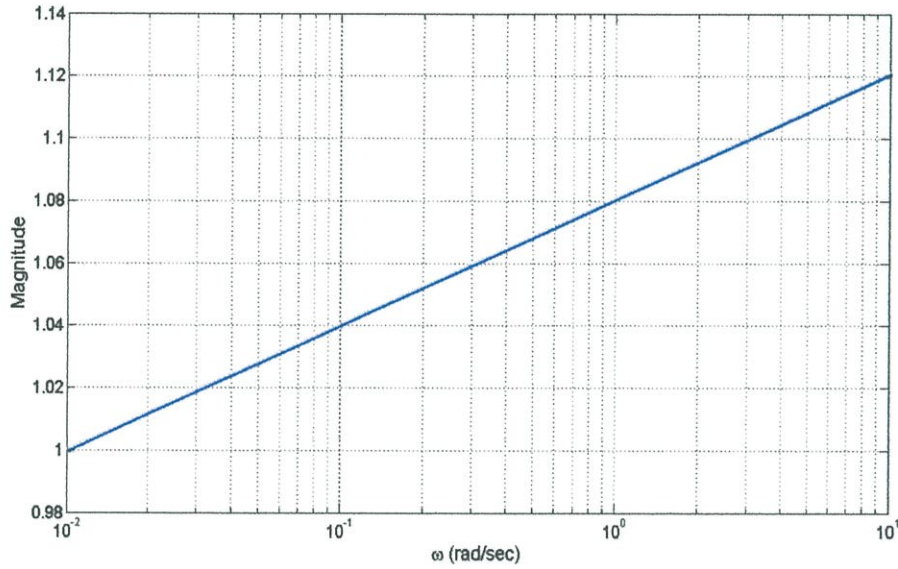
$$\therefore T_4(s) = \frac{1.12s^4+4.36s^3+6.36s^2+4.12s+1}{s^4+4s^3+6s^2+4s+1} \tag{4.60}$$

จากนั้นนำสมการที่ (4.60) มาพล็อตกราฟได้ดังนี้

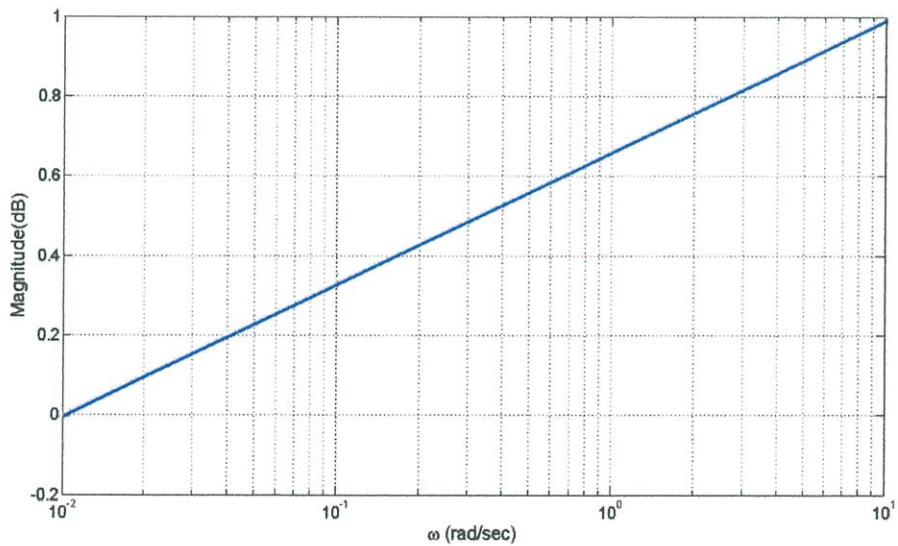
จากรูปที่ 4.18 แสดงผลตอบสนองทางขนาดโดยใช้สมการ โพลีโนเมียลแบบเบิรน์สไตน์ที่คำนวณด้านความชันเป็นบวก จากรูปจะเห็นได้ว่าคุณลักษณะทางขนาดของกราฟโดยใช้สมการ โพลีโนเมียลแบบเบิรน์สไตน์ มีความเป็นเชิงเส้นและมีความชันเป็นบวกที่เพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่องจากจุดเริ่มต้นที่ $y=1$

จากรูปที่ 4.19 แสดงผลตอบสนองทางขนาด (หน่วยเดซิเบล: dB) โดยใช้สมการ โพลีโนเมียลแบบเบิรน์สไตน์ที่คำนวณด้านความชันเป็นบวก จากรูปจะเห็นได้ว่าคุณลักษณะทางขนาดของกราฟโดยใช้สมการ

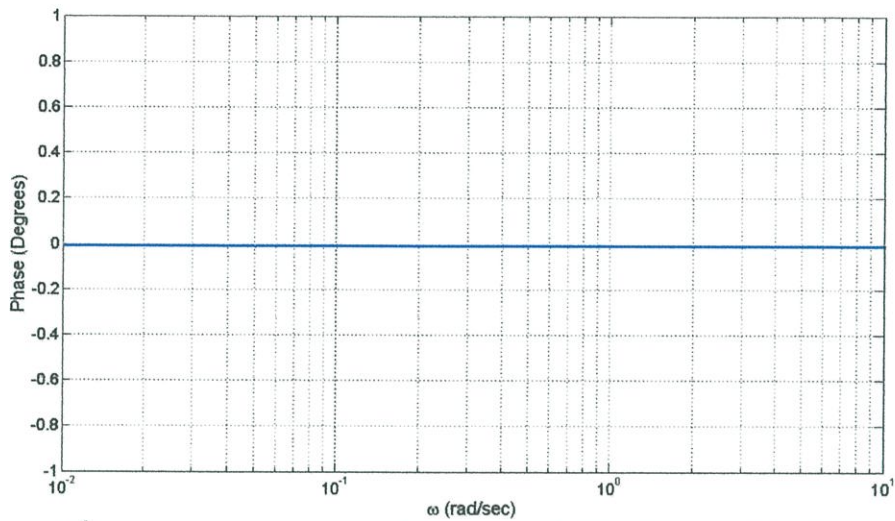
โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์ มีความเป็นเชิงเส้นและมีความชันเป็นบวกที่เพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่องจากจุดเริ่มต้นที่ $y=0$



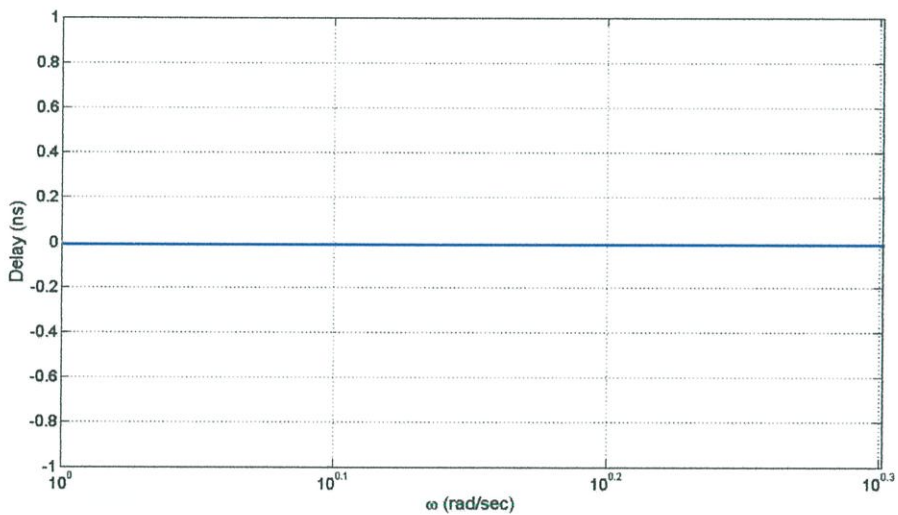
รูปที่ 4.18 ผลตอบสนองทางขนาด โดยใช้สมการ โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์



รูปที่ 4.19 ผลตอบสนองทางขนาด (หน่วยเดซิเบล: dB) โดยใช้สมการ โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์



รูปที่ 4.20 ผลตอบสนองทางเฟสโดยใช้สมการ โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์



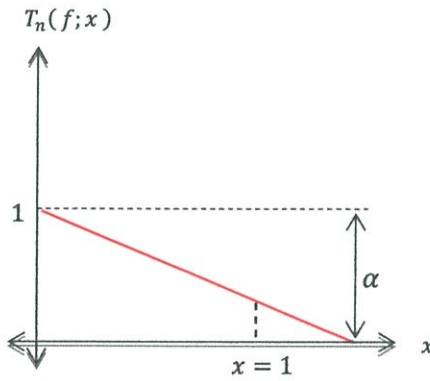
รูปที่ 4.21 ผลตอบสนองทางเวลาประวิงโดยใช้สมการ โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์

จากรูปที่ 4.20 แสดงผลตอบสนองทางเฟสโดยใช้สมการ โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์ที่คำนวณด้านความชันเป็นบวก จากรูปจะเห็นได้ว่าคุณลักษณะทางเฟสของกราฟโดยใช้สมการ โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์ ได้ค่าที่เป็นเส้นตรงซึ่งตรงกับคุณสมบัติที่เป็นกราฟรูปเฟสมีการเปลี่ยนแปลงที่น้อยมาก (Minimum phase) เนื่องจากสัมประสิทธิ์ทั้งเศษและส่วนหน้าเลขยกกำลังที่เท่ากันมีความใกล้เคียงกัน

จากรูปที่ 4.21 แสดงผลตอบสนองทางเวลาประวิงโดยใช้สมการ โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์ที่คำนวณด้านความชันเป็นบวก จากรูปจะเห็นได้ว่าคุณลักษณะทางเวลาประวิงของกราฟที่ใช้สมการ โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์เป็นเส้นตรง ดังนั้นค่าดีเลย์ที่ได้จะเป็นค่าๆเดียวที่เป็นค่าคงที่ คือมีค่าเท่ากับ 0

เมื่อพิจารณาด้านความชันของกราฟเป็นลบ (Negative slope)

จากแนวความคิดจะได้รูปกราฟแสดงสมการฟังก์ชันการถ่ายโอนที่เป็นผลตอบสนองทางเวลาประวิงในอุดมคติดังนี้



รูปที่ 4.22 สมการฟังก์ชันการถ่ายโอนในอุดมคติทางด้านลบ

จากรูปที่ (4.22) สามารถนำมาเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$1 - \alpha x \quad (4.61)$$

จากสมการที่ (4.61) เป็นสมการคณิตศาสตร์ที่ไม่สามารถนำมาออกแบบวงจรได้ ดังนั้นจึงต้องใช้ Bernstein Polynomial เพื่อให้สมการฟังก์ชันการถ่ายโอนเป็น Rational Function สำหรับการออกแบบวงจรซึ่งสามารถเขียนได้ดังนี้

$$T_n(f; x) = \frac{1}{B_n(f; x)} = 1 - \alpha x \quad (4.62)$$

และจากสมการที่ (4.55) แทนค่าลงในสมการที่ (4.62) จะได้ว่า

$$T_n(f; x) = \frac{1}{\sum_{i=0}^n f\left(\frac{i}{n}\right) \binom{n}{i} x^i (1-x)^{n-i}} = 1 - \alpha x$$

แทนสมการที่ได้จากรูปกราฟไปในฟังก์ชันของ Bernstein Polynomial

$$\therefore T_n(f; x) = \frac{1}{\sum_{i=0}^n (1-\alpha x)^{-1} \binom{n}{i} x^i (1-x)^{n-i}} \quad (4.63)$$

คำนวณตัวส่วนจากสมการที่ (4.63) ได้ดังนี้

$$\text{จากสมการตัวส่วน} \quad \sum_{i=0}^n (1-\alpha x)^{-1} \binom{n}{i} x^i (1-x)^{n-i}$$

$$\text{แทนค่า} \quad x = \frac{\Omega^2}{1+\Omega^2}$$

$$\text{และ} \quad \alpha = 0.12$$

$$\sum_{i=0}^n (1-\alpha x)^{-1} \binom{n}{i} x^i (1-x)^{n-i} = \sum_{i=0}^n \left(1 - (0.12) \left(\frac{\Omega^2}{1+\Omega^2} \right) \right)^{-1} \binom{n}{i} \left(\frac{\Omega^2}{1+\Omega^2} \right)^i \left(1 - \frac{\Omega^2}{1+\Omega^2} \right)^{n-i}$$

$$= \sum_{i=0}^n \left(1 - (0.12) \left(\frac{\Omega^2}{1+\Omega^2} \right) \right)^{-1} \binom{n}{i} \left(\frac{\Omega^2}{1+\Omega^2} \right)^i \left(\frac{1}{1+\Omega^2} \right)^n (1+\Omega^2)^i$$

$$= \sum_{i=0}^n \left(1 - (0.12) \left(\frac{\Omega^2}{1+\Omega^2} \right) \right)^{-1} \binom{n}{i} \left(\frac{(\Omega^2)^i}{(1+\Omega^2)^n} \right)$$

$$= \sum_{i=0}^n \left(\frac{1+\Omega^2 - 0.12\Omega^2}{1+\Omega^2} \right)^{-1} \binom{n}{i} \left(\frac{(\Omega^2)^i}{(1+\Omega^2)^n} \right)$$

$$= \sum_{i=0}^n \left(\frac{1+0.88\Omega^2}{1+\Omega^2} \right)^{-1} \binom{n}{i} \left(\frac{(\Omega^2)^i}{(1+\Omega^2)^n} \right)$$

$$= \sum_{i=0}^n \left(\frac{1+\Omega^2}{1+0.88\Omega^2} \right) \binom{n}{i} \left(\frac{(\Omega^2)^i}{(1+\Omega^2)^n} \right)$$

$$\therefore \sum_{i=0}^n (1-\alpha x)^{-1} \binom{n}{i} x^i (1-x)^{n-i} = \sum_{i=0}^n \left(\frac{1+\Omega^2}{1+0.88\Omega^2} \right) \binom{n}{i} \left(\frac{(\Omega^2)^i}{(1+\Omega^2)^n} \right) \quad (4.64)$$

พิจารณาการใช้สมการ order 4 ในการคำนวณ

กำหนดให้ $i=0, n=4$

$$\begin{aligned} B_4(f; x) &= \left(\frac{1+\Omega^2}{1+0.88\Omega^2} \right) \left(\frac{4!}{4!0!} \right) \left(\frac{(\Omega^2)^0}{(1+\Omega^2)^4} \right) \\ &= \left(\frac{1+\Omega^2}{1+0.88\Omega^2} \right) (1) \left(\frac{1}{(1+\Omega^2)^4} \right) \\ &= \left(\frac{1+\Omega^2}{1+0.88\Omega^2} \right) \left(\frac{1}{(1+\Omega^2)^4} \right) \\ &= \left(\frac{1}{1+0.88\Omega^2} \right) \left(\frac{1}{(1+\Omega^2)^3} \right) \end{aligned}$$

เมื่อ $i=1, n=4$

$$\begin{aligned} B_4(f; x) &= \left(\frac{1+\Omega^2}{1+0.88\Omega^2} \right) \left(\frac{4!}{3!1!} \right) \left(\frac{(\Omega^2)^1}{(1+\Omega^2)^4} \right) \\ &= \left(\frac{1+\Omega^2}{1+0.88\Omega^2} \right) (4) \left(\frac{\Omega^2}{(1+\Omega^2)^4} \right) \\ &= \left(\frac{1+\Omega^2}{1+0.88\Omega^2} \right) \left(\frac{4\Omega^2}{(1+\Omega^2)^4} \right) \\ &= \left(\frac{1}{1+0.88\Omega^2} \right) \left(\frac{4\Omega^2}{(1+\Omega^2)^3} \right) \end{aligned}$$

เมื่อ $i=2, n=4$

$$B_4(f; x) = \left(\frac{1+\Omega^2}{1+0.88\Omega^2} \right) \left(\frac{4!}{2!2!} \right) \left(\frac{(\Omega^2)^2}{(1+\Omega^2)^4} \right)$$

$$= \left(\frac{1 + \Omega^2}{1 + 0.88\Omega^2} \right) (6) \left(\frac{\Omega^4}{(1 + \Omega^2)^4} \right)$$

$$= \left(\frac{1 + \Omega^2}{1 + 0.88\Omega^2} \right) \left(\frac{6\Omega^4}{(1 + \Omega^2)^4} \right)$$

$$= \left(\frac{1}{1 + 0.88\Omega^2} \right) \left(\frac{6\Omega^4}{(1 + \Omega^2)^3} \right)$$

เมื่อ $i = 3, n = 4$

$$B_4(f; x) = \left(\frac{1 + \Omega^2}{1 + 0.88\Omega^2} \right) \left(\frac{4!}{1!3!} \right) \left(\frac{(\Omega^2)^3}{(1 + \Omega^2)^4} \right)$$

$$= \left(\frac{1 + \Omega^2}{1 + 0.88\Omega^2} \right) (4) \left(\frac{\Omega^6}{(1 + \Omega^2)^4} \right)$$

$$= \left(\frac{1 + \Omega^2}{1 + 0.88\Omega^2} \right) \left(\frac{4\Omega^6}{(1 + \Omega^2)^4} \right)$$

$$= \left(\frac{1}{1 + 0.88\Omega^2} \right) \left(\frac{4\Omega^6}{(1 + \Omega^2)^3} \right)$$

เมื่อ $i = 4, n = 4$

$$B_4(f; x) = \left(\frac{1 + \Omega^2}{1 + 0.88\Omega^2} \right) \left(\frac{4!}{0!4!} \right) \left(\frac{(\Omega^2)^4}{(1 + \Omega^2)^4} \right)$$

$$= \left(\frac{1 + \Omega^2}{1 + 0.88\Omega^2} \right) (1) \left(\frac{\Omega^8}{(1 + \Omega^2)^4} \right)$$

$$= \left(\frac{1 + \Omega^2}{1 + 0.88\Omega^2} \right) \left(\frac{\Omega^8}{(1 + \Omega^2)^4} \right)$$

$$= \left(\frac{1}{1+0.88\Omega^2} \right) \left(\frac{\Omega^8}{(1+\Omega^2)^3} \right)$$

จากสมการที่ (4.63) นำแต่ค่ามารวมกัน

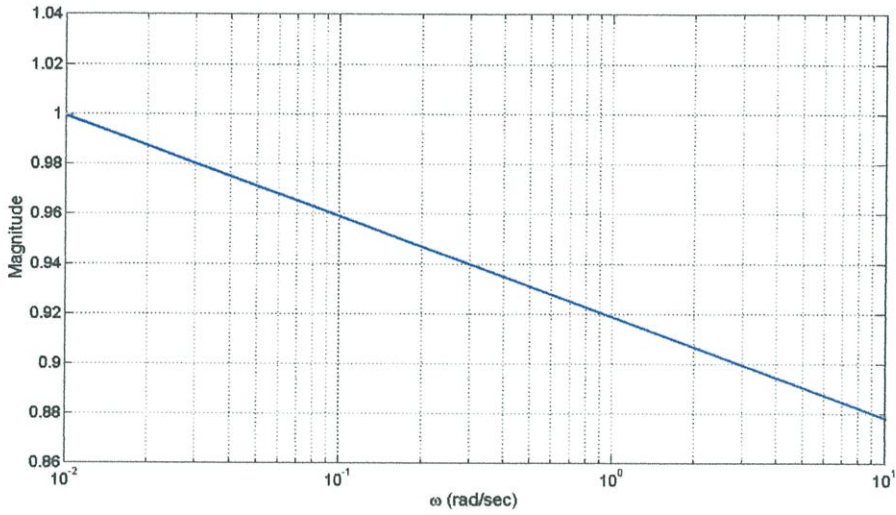
$$\begin{aligned} B_4(f;x) &= \left(\frac{1}{1+0.88\Omega^2} \times \frac{1}{(1+\Omega^2)^3} \right) (1+4\Omega^2+6\Omega^4+4\Omega^6+\Omega^8) \\ &= \left(\frac{1}{1+0.88\Omega^2} \times \frac{1}{(1+3\Omega^2+3\Omega^4+\Omega^6)} \right) (1+4\Omega^2+6\Omega^4+4\Omega^6+\Omega^8) \\ &= \left(\frac{1}{0.88\Omega^8+3.64\Omega^6+5.64\Omega^4+3.88\Omega^2+1} \right) (1+4\Omega^2+6\Omega^4+4\Omega^6+\Omega^8) \\ &\therefore B_4(f;x) = \left(\frac{\Omega^8+4\Omega^6+6\Omega^4+4\Omega^2+1}{0.88\Omega^8+3.64\Omega^6+5.64\Omega^4+3.88\Omega^2+1} \right) \end{aligned} \quad (4.65)$$

$$\begin{aligned} T(\Omega^2) &= \frac{1}{B_4(f;x)} = \frac{1}{\left(\frac{\Omega^8+4\Omega^6+6\Omega^4+4\Omega^2+1}{0.88\Omega^8+3.64\Omega^6+5.64\Omega^4+3.88\Omega^2+1} \right)} \\ &\therefore T(\Omega^2) = \frac{0.88\Omega^8+3.64\Omega^6+5.64\Omega^4+3.88\Omega^2+1}{\Omega^8+4\Omega^6+6\Omega^4+4\Omega^2+1} \end{aligned} \quad (4.66)$$

จะได้สมการฟังก์ชันการถ่ายโอนของผลตอบสนองทางเวลาประวิงดังนี้

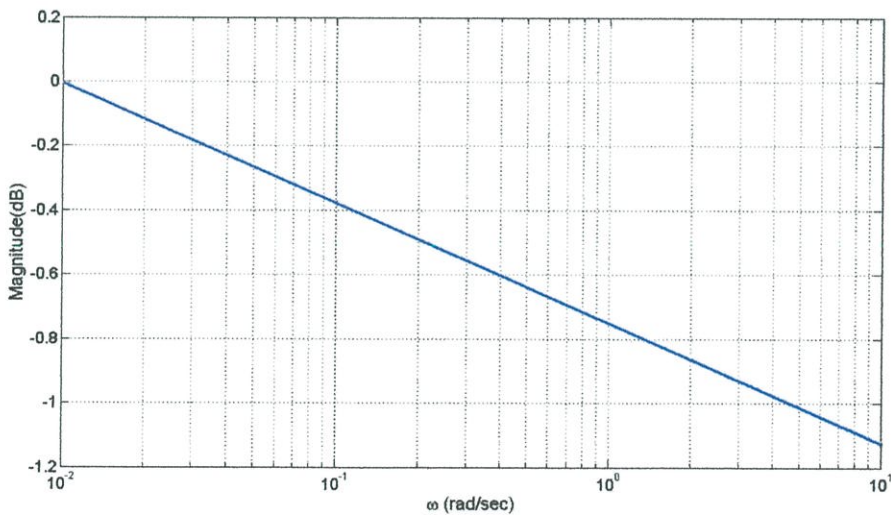
$$\therefore T(s) = \frac{0.88s^4+3.64s^3+5.64s^2+3.88s+1}{s^4+4s^3+6s^2+4s+1} \quad (4.67)$$

จากนั้นนำสมการที่ (4.67) มาพล็อตกราฟได้ดังนี้



รูปที่ 4.23 ผลตอบสนองทางขนาดโดยใช้สมการ โพลีโนเมียลแบบเบิร์ตสไตน์

จากรูปที่ 4.23 แสดงผลตอบสนองทางขนาดโดยใช้สมการโพลีโนเมียลแบบเบิร์ตสไตน์ที่คำนวณด้านความชันเป็นบวก จากรูปจะเห็นได้ว่าคุณลักษณะทางขนาดของกราฟโดยใช้สมการโพลีโนเมียลแบบเบิร์ตสไตน์ มีความเป็นเชิงเส้นและมีความชันเป็นลบที่ลดลงอย่างต่อเนื่องจากจุดเริ่มต้นที่ $y = 1$

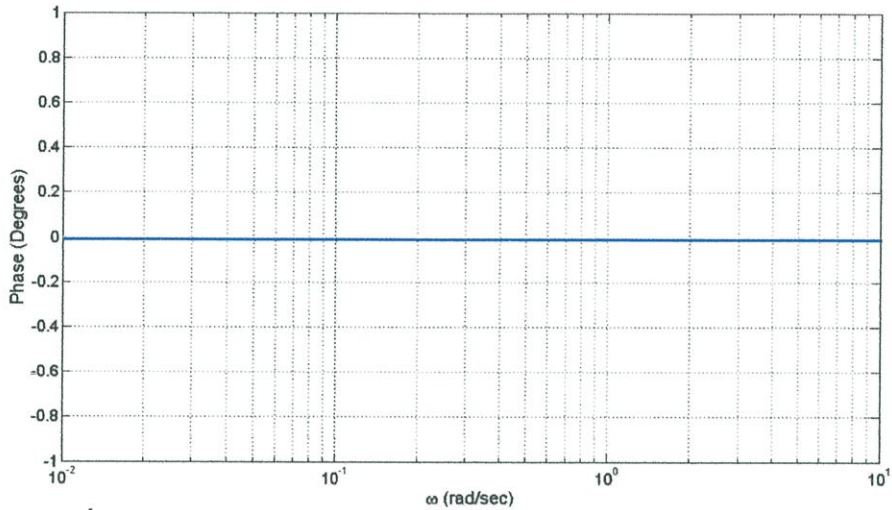


รูปที่ 4.24 ผลตอบสนองทางขนาด (หน่วยเดซิเบล: dB) โดยใช้สมการโพลีโนเมียลแบบเบิร์ตสไตน์

จากรูปที่ 4.24 แสดงผลตอบสนองทางขนาด (หน่วยเดซิเบล: dB) โดยใช้สมการโพลีโนเมียลแบบเบิร์ตสไตน์ที่คำนวณด้านความชันเป็นลบ จากรูปจะเห็นได้ว่าคุณลักษณะทางขนาดของกราฟโดยใช้สมการ

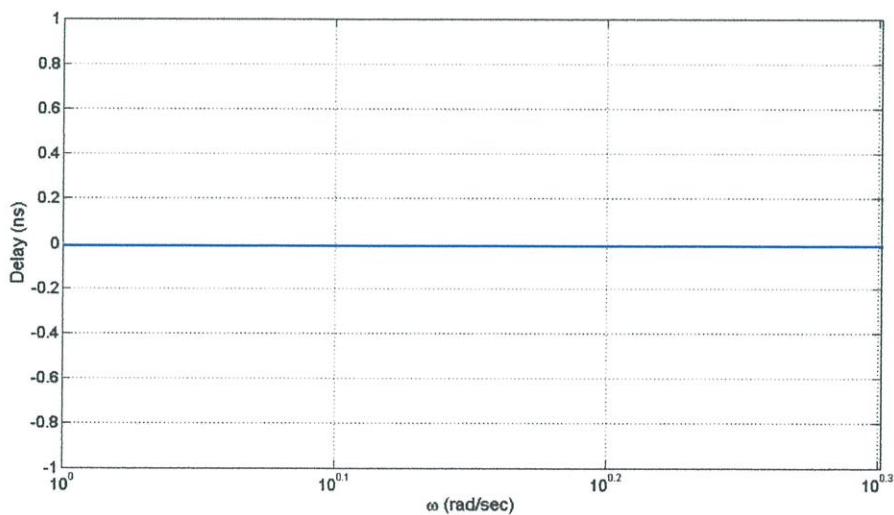
โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์ มีความเป็นเชิงเส้นและมีความชันเป็นลบที่ลดลงอย่างต่อเนื่องจากจุดเริ่มต้นที่

$$y = 0$$



รูปที่ 4.25 ผลตอบสนองทางเฟส โดยใช้สมการ โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์

จากรูปที่ 4.25 แสดงผลตอบสนองทางเฟส โดยใช้สมการ โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์ที่คำนวณด้านความชันเป็นลบ จากรูปจะเห็นได้ว่าคุณลักษณะทางเฟสของกราฟโดยใช้สมการ โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์ ได้ค่าที่เป็นเส้นตรงซึ่งตรงกับคุณสมบัติที่เป็นกราฟรูปเฟสมีการเปลี่ยนแปลงที่น้อยมาก (Minimum phase) เนื่องจากสัมประสิทธิ์ทั้งเศษและส่วนหน้าเลขยกกำลังที่เท่ากันมีความใกล้เคียงกัน



รูปที่ 4.26 แสดงผลตอบสนองทางเวลาประวิง โดยใช้สมการ โพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์

จากรูปที่ 4.26 แสดงผลตอบสนองทางเวลาประวิงโดยใช้สมการโพลีโนเมียลแบบเบีร์นสไตน์ที่คำนวณด้านความชันเป็นลบ จากรูปจะเห็นได้ว่าคุณลักษณะทางเวลาประวิงของกราฟโดยใช้สมการโพลีโนเมียลแบบเบีร์นสไตน์เป็นเส้นตรง ดังนั้นค่าดีเลย์ที่ได้จะเป็นค่าๆ เดียวที่เป็นค่าคงที่ คือมีค่าเท่ากับ 0

4.5 บทสรุป

เนื่องจากในขั้นตอนการศึกษาและวิเคราะห์ พบว่าทฤษฎีโพลีโนเมียลแบบเบีร์นสไตน์สามารถให้ผลของสมการฟังก์ชันถ่ายโอนคุณลักษณะทางขนาดยกกำลังสองของวงจร (Transfer Function) ที่มีความซับซ้อนน้อยกว่าทฤษฎีโพลีโนเมียลแบบ Hurwitz ร่วมกับทฤษฎีของ J. Valand และให้ผลกราฟที่ตรงตามอุดมคติ ซึ่งจะนำแนวคิดที่ได้จากทฤษฎีโพลีโนเมียลแบบเบีร์นสไตน์ไปใช้ในการแก้ไขความความผิดเพี้ยนของสัญญาณทางเวลาประวิงของสัญญาณวิดีโอและยังสามารถนำไปประยุกต์กับสัญญาณในระบบอื่นๆ ได้อีกด้วย

บทที่ 5

สรุป

5.1 บทสรุป

จากการศึกษาสัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองพัลส์ ซึ่งเป็นสัญญาณที่สามารถวัดค่าความผิดเพี้ยนของสัญญาณได้ จึงได้ใช้สัญญาณทดสอบดังกล่าวเข้ามาช่วยในการแก้ไขปัญหาความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงของสัญญาณวิดีโอที่เกิดขึ้น ทั้งนี้ใช้สัญญาณทดสอบเพียงสัญญาณเดียวก็เพียงพอในการตรวจสอบและวัดค่าความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นกับสัญญาณวิดีโอได้ และยังสามารถนำไปใช้ในการป้อนเข้าวงจรที่ได้ออกแบบอีกด้วย

จากการศึกษาทฤษฎีการประมาณค่าของเบิร์ตสไตน์ พบว่ามีความยืดหยุ่นในการปรับเปลี่ยนค่าตัวแปรได้ถึง 2 พารามิเตอร์คือ n และ ϵ ทำให้มีความเหมาะสมในการออกแบบวงจรกรองความถี่เพื่อลดระดับและเพิ่มระดับของสัญญาณที่ความถี่ 4.43 MHz ของสัญญาณในระบบการส่งสัญญาณวิดีโอ เพื่อนำไปออกแบบวงจรแก้ไขความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงในการส่งสัญญาณวิดีโอต่อไป

จากแนวคิดพื้นฐานที่ได้ศึกษาจากทฤษฎีโพลีโนเมียลแบบเบิร์ตสไตน์และการนำทฤษฎีโพลีโนเมียลแบบ Hurwitz ร่วมกับทฤษฎีของ J. Valand มาใช้ในการเปรียบเทียบผลอ้างอิง เพื่อใช้ในการออกแบบวงจรแก้ไขความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงในการส่งสัญญาณวิดีโอ ในปริภูมิพหุนามฉบับนี้อาจจะยังไม่ได้วงจรที่มีประสิทธิภาพสมบูรณ์ แต่ในอนาคตอาจจะมีการออกแบบและสร้างวงจรที่มีประสิทธิภาพมากกว่า โครงการวิจัยนี้ ผู้จัดทำหวังเป็นอย่างยิ่งว่าจะเป็นประโยชน์และเป็นแนวทางในการศึกษาและพัฒนาปรับปรุงต่อไปในอนาคต

5.2 แนวทางในการพัฒนาต่อ

1. จากการจำลองการทำงานผ่านโปรแกรม MATLAB เป็นเพียงแค่โปรแกรมช่วยในการจำลองทางทฤษฎี หากผู้ใช้งานไม่มีความเชี่ยวชาญในการใช้โปรแกรมมากพอ จะส่งผลให้เกิดค่าความคลาดเคลื่อนของผลลัพธ์อยู่บ้าง

2. นำสมการที่ได้จากการคำนวณในขั้นสุดท้ายไปปรับปรุงแก้ไข เพื่อใช้เป็นแนวทางการออกแบบวงจรปรับแก้ทางเวลาประวิงเพื่อที่จะนำวงจรที่ได้ไปปรับแก้ค่าพารามิเตอร์ ให้ได้วงจรกรองความถี่ของเบิร์ตสไตน์ซึ่งเป็นวงจรที่มีประสิทธิภาพดีที่สุด แล้วนำมาสร้างเป็นเครื่องปรับแก้ทางเวลาประวิงของสัญญาณสีที่ใช้จริงในลำดับต่อไป

3. แนวคิดทฤษฎีโพลีโนเมียลแบบเบียร์นสไตน์ที่ได้จากการคำนวณ นอกจากจะสามารถแก้ไขปัญหาความผิดเพี้ยนทางเวลาประวิงของสัญญาณวิดีโอแล้ว ยังสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับสัญญาณอื่นๆ ได้อีกด้วย

เอกสารอ้างอิง

- [1] กนก เจริญพงษ์เวช การตรวจสอบสัญญาณวิดีโอ กรุงเทพมหานคร : สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ม.ป.ป.
- [2] Wolf P., "Modification of the Pulse-and-bar Test Signal with Special Reference to Application in Color Television," **Journal of the SMPTE**. vol. 75, Jan. 1966, pp. 15-19.
- [3] Janchitrapongvej K. and Ikeda T., "Equalization of the Relative Luminance-to-Chrominance Gain in Video Signal Transmission," **The Journal of the Institute of Television Engineers of Japan**, vol. 40, 1986, pp. 786-790.
- [4] Tektronix., **PAL Systems Television Measurements**, Oregon : Tektronix, Inc. 1999.
- [5] Siocos C. A., "Chrominance-to-Luminance Ratio and Timing Measurements in Color Television," **IEEE Trans. On Broadcasting**, vol. 14, no. 1, Aug. 1967, pp. 1-4.
- [6] J.M.S. Prewitt **"Object Enhancement and Extraction" in "Picture processing and Psychopictorics"**, Academic Press, 1970
- [7] Schaumann R. and Van Valkenburg M. E.Van., **Design of Analog Filters**, New York : Oxford University Press, 2001.
- [8] Chutchavong V., Pongpayom S., Sangaroon O., Benjangkprasert C., Pirajanchai V. and Janchitrapongvej K., "A Variable Luminance-Chrominance Gain Equalizer", Proc. ECTI-CON, Chiang Mai, Thailand, May2010, pp. 899-903.
- [9] Chutchavong V., Sangaroon O., Benjangkprasert C., and Janchitrapongvej K., "Luminance-Chrominance Gain Equalizer Based on Bernstein Polynomials", IEEJ Transactions on Electronics, Information and Systems. vol. 130, no. 8, 2010, pp. 1411-1422.6
- [10] Baez-Lopez D., "The Bernstein Filter A New Class of Linear Phase Filter Approximation", **IEEE Proc.** vol. 3, May 1991, pp. 704-707.
- [11] ปริชญานิพนธ์ เรื่อง การแก้ความผิดเพี้ยนทางเวลาของสัญญาณลูมิแนนซ์ต่อโครมิแนนซ์ด้วยวิธีดีเลย์สโปลเชิงเส้น

- [12] ปริญญาณิพนธ์ เรื่อง การออกแบบวงจรแก็ตเฟี้ยนทางดีเลย์ของสัญญาณบนพื้นฐาน โพลีโนเมียลแบบ เบิร์นสไตน์
- [13] มนัส สัจวรศิลป์ และ วรรัตน์ ภัทรอมรกุล, “คู่มือการใช้ Matlab ฉบับสมบูรณ์” กรุงเทพมหานคร: อินโฟเพรส 2543
- [14] Rolf Schaumann, Mac E. Van Valkenburg. “**Design of Analog Filter**”, New York: Oxford University Press, 2001.
- [15] Lawrence P. Huelsman, “**Active and Passive Analog Filter Design**”, Singapore: McGraw-Hill, Inc., 1993.
- [16] J. Valand, “**On the Linear-Slope Delay Approximation**”, IEEE Proc. Vol. 55, November 1967, pp. 2059 – 2060.
- [17] J. Valand, “**On the linear phase approximation**”, IEEE Proc. Vol. 55, September 1967, pp. 1627 – 1628.

ข้อมูลประวัติคณะผู้วิจัย

ประวัติส่วนตัว

ชื่อ-สกุล คร.วันวิสา ชัชวงษ์

ตำแหน่งปัจจุบัน อาจารย์ และกรรมการประจำหลักสูตรวิศวกรรมสารสนเทศ

ประวัติการศึกษา

ชื่อย่อปริญญา	สาขา	สถาบันที่จบ	ปีที่จบ
วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต	วิศวกรรมไฟฟ้า	สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง	2554
วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต	วิศวกรรมสารสนเทศ	สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง	2546
วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต	เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์	สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง	2543

สาขาวิจัยที่มีความชำนาญพิเศษ (แตกต่างจากวุฒิการศึกษา)..... Satellite Communication, Discrete Signal Processing

ทุนการศึกษาและทุนวิจัยที่เคยได้รับ

ปี พ.ศ.	ทุนการศึกษาและทุนวิจัย	สถาบันที่ให้
2545	ทุนพัฒนาอาจารย์	สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง
2549	โครงการวิจัยเงินงบประมาณเงินรายได้	คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระ จอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
2551	โครงการวิจัยเงินงบประมาณเงินรายได้	คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระ จอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
2553	โครงการวิจัยเงินงบประมาณเงินรายได้	คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระ จอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
2555	โครงการวิจัยเงินงบประมาณเงินรายได้	คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระ จอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ผลงานวิจัย/งานสร้างสรรค์ที่ตีพิมพ์เผยแพร่ (ระดับชาติและนานาชาติ)

1. V. Chutchavong, V. Pirajnanchai and K. Janchitrapongvej, "Equalization of the Distorted Chrominance Signal using IIR Digital Filter with the Bernstein Filter." TENCON 2005 – IEEE Region 10, Melbourne, Victoria, Australia, November 21-24, 2005.
2. V. Chutchavong, C. Benjangkaprasert, O. Sangaroon and K. Janchitrapongvej, "Design of Linear-phase Bernstein Filter for Equalized the Distorted Chrominance." The 2006 Electrical Engineering/ Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON) International Conference, Ubonburi Hotel, Ubon Ratchathani, Thailand, pp.809-812, May 10-13, 2006.
3. V. Chutchavong, C. Benjangkaprasert, and K. Janchitrapongvej, "On Design of Video Equalizer for Distorted Chrominance based on the Bernstein Polynomials." 2006 International Conference on Communications, Circuits and Systems (ICCCAS), GUET, Guilin, China, pp.602-605, June 25-28, 2006.
4. T. Tongyoo, V. Chutchavong, and O. Sangaroon, "Object-Oriented Design Message Control Multi-Threaded Execution." SICE-ICASE International Joint Conference 2006 (SICE-ICCCAS 2006), BEXCO, Busan, Korea, pp.1730-1733, October 18-21, 2006.
5. V. Chutchavong, C. Benjangkaprasert, O. Sangaroon and K. Janchitrapongvej, "Design of Adaptive Chrominance Delay Equalizer using Linear-Phase FIR Digital Filter." The 2007 Electrical Engineering/ Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON) International Conference, Mae Fah Luang University, Chiang Rai, Thailand, pp. 1110-1113, May 9-12, 2007.
6. S. Ardhan, S. Satsri, V. Chutchavong, and O. Sangaroon, "Improved Model for Traffic Fluctuation Prediction by Neural Network." International Conference on Control, Automation and Systems 2007 (ICCCAS 2007), COEX, Seoul, Korea, pp.122-125, October 17-20, 2007.
7. S. Satsri, S. Ardhan, V. Chutchavong, and O. Sangaroon, "IP Traffic Prediction in IP-based NGN in Thailand by Neural Network." International Conference on Engineering, Applied Sciences and Technology (ICEAST 2007), Swissotel Le Concord, Bangkok, Thailand, pp.138-141, November 21-23, 2007.
8. V. Chutchavong, O. Sangaroon V. Pirajnanchai, and K. Janchitrapongvej, " An IIR Digital Video Equalizer Design with the Bernstein Polynomial and Generalized Bilinear Transformation for Gain Chrominance Distortion." International Conference on Control, Automation and Systems 2008 (ICCCAS 2008), COEX, Seoul, Korea, pp.2274-2279, October 14-17, 2008.
9. V. Chutchavong, C. Benjangkaprasert, and K. Janchitrapongvej, "Gradient-Based Algorithm by using VSLMP Technique for the Amplitude Chrominance Distortion," Laos Journal on Applied Science: 1st

International Conference on Applied Science (ICAS 2006), Vientiane, Laos, Vol. 1, No. 1, pp.610-617, November 5-7, 2006.

10. วันวิสา ชัชวรงค์ อรรถาก แสงอรุณ ชวลิต เบญจางคประเสริฐ และกนก เคนจิระพงค์เวช. “การแก้ความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณสี โดยใช้เบิร์นสไตน์โพลีโนเมียล.” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 30 (EECON-30), โรงแรมเฟลิกซ์ริเวอร์แควรีสอร์ท กาญจนบุรี, pp.669-672, 25-26 ตุลาคม 2550

11. V. Chutchavong, S. Pongpayom, O. Sangaroon, C. Benjangkprasert, V. Pirajanchai, and K. Janchitrapongvej, “A Variable Luminance-Chrominance Gain Equalizer,” The 2010 Electrical Engineering/ Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON) International Conference, Empress Convention Centre, Chiang Mai, Thailand, pp.899-903, May 19-21, 2010.

ผลงานสิทธิบัตร/สิ่งประดิษฐ์/งานสร้างสรรค์ (ศิลปะ หรือ อื่นๆ)

1. V. Chutchavong, O. Sangaroon, K. Janchitrapongvej, **Linear-Phase Bernstein Filter for Equalized the Distorted Chrominance**, LAMBERT Academic Publishing, 2013,