

วงจรรองสัญญาณเชิงเลขชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดและชนิด
ผลตอบสนองอิมพัลส์ไม่จำกัดแบบปรับจูนได้และการประยุกต์ใช้งาน

TUNABLE DIGITAL FINITE AND INFINITE IMPULSE RESPONSE FILTER
AND APPLICATIONS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ.2564
KMITL-2021-EN-M-010-081

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TUNABLE DIGITAL FINITE AND INFINITE IMPULSE RESPONSE FILTER AND
APPLICATIONS



PEMMAVIT SUTTHIKARN

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN TELECOMMUNICATION ENGINEERING
SCHOOL OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2021
KMITL-2021-EN-M-010-081

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2021

SCHOOL OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์

วงจรรองสัญญาณเชิงเลขชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดและ
ชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์ไม่จำกัดแบบปรับจูนได้

และการประยุกต์ใช้งาน

นักศึกษา

นายภิมวิษณุ สุทธิกาญจน์

รหัสประจำตัว

60601062

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมโทรคมนาคม

พ.ศ.

2564

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์

ผศ.ดร.ศรวัฒน์ ชิวปรีชา

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการออกแบบวงจรรองสัญญาณเชิงเลขแบบปรับจูนได้ ทั้งชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดและชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์ไม่จำกัด ซึ่งได้นำเสนอหลายเทคนิควิธีการปรับจูนด้วยกัน ประกอบไปด้วยเทคนิคการแปลงความถี่ซึ่งใช้วงจรรองสัญญาณเชิงเลขผ่านตลอดอันดับที่หนึ่งมาแทนที่องค์ประกอบตัวหน่วงสัญญาณหนึ่งหน่วยของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดต้นแบบ ซึ่งได้นำโครงสร้างวงจรรองสัญญาณเชิงเลขที่ให้หลายเอาต์พุต ณ เวลาเดียวกันมาใช้ร่วมกับเทคนิคดังกล่าวเพื่อปรับปรุงวงจรรองสัญญาณเชิงเลขที่ให้หลายเอาต์พุตสามารถปรับจูนได้ รวมไปถึงการออกแบบวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านและวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุดที่สามารถปรับจูนได้ทั้งความถี่กลาง และความถี่กว้างแบนด์ได้อย่างอิสระ ซึ่งใช้หลักการเชื่อมต่อกันของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านและวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่สูงผ่าน ทั้งแบบอนุกรมและแบบขนานตามลำดับ นอกจากนี้ยังได้นำเสนอกลไกการปรับจูนวงจรรองสัญญาณเชิงเลขชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดด้วยโครงข่ายประสาทเทียม ซึ่งจะให้ค่าสัมประสิทธิ์วงจรรองสัญญาณเชิงเลขที่ปรับจูนแล้วไปใช้งานต่อ ในส่วนของการปรับจูนวงจรรองสัญญาณเชิงเลขชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์ไม่จำกัด ได้ปรับปรุงวงจรรองสัญญาณแบบไบควอดให้เป็นวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านที่สามารถปรับจูนความถี่กลางและความถี่กว้างแบนด์ได้อย่างมีประสิทธิภาพและมีความซับซ้อนต่ำ อีกทั้งยังได้เสนอแนวทางเพื่อนำไปใช้กับการรับรู้สเปกตรัมในระบบวิทยุรู้คิด ซึ่งใช้วิธีการตรวจจับพลังงานผนวกกับการใช้ค่าเกณฑ์แบบปรับตัวได้ จากโครงสร้างวงจรรองสัญญาณเชิงเลขแบบปรับจูนได้ทั้ง 4 งานวิจัย ยังได้นำมาสร้างบนบอร์ด NI-myRIO เพื่อยืนยันว่าวงจรรองสัญญาณเชิงเลขดังกล่าวสามารถใช้งานได้จริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	TUNABLE DIGITAL FINITE AND INFINITE IMPULSE RESPONSE FILTER AND APPLICATIONS
Student	Mr. Pemmavit Sutthikarn
Student ID.	60601062
Degree	Master of Engineering
Program	Telecommunications Engineering
Year	2021
Thesis Advisor	Asst. Prof. Dr. Sorawat Chivapreecha

Abstract

This thesis presents designs and realizations of tunable FIR and IIR digital filters with several tuning methods. The first is proposed an improving of Multiple Output FIR filter structure to reach tuning capable using frequency transformation based on allpass network. By replacing the unit delay element in FIR prototype filter with 1st order allpass digital filter. The second are proposed designs and realizations of tunable bandpass filter and tunable bandstop filter using frequency transformation which center frequency and bandwidth can be tuned independently. From the prototype tunable lowpass and highpass filter, the cascade connection give tunable bandpass filter, the parallel connection give tunable bandstop filter. The third is an Artificial Neural Networks (ANNs) based for designing tunable FIR with linear phase characteristic. Mechanism of tuning passband edge frequency using ANNs which feed FIR filter coefficients to filter structure. The fourth approach presents a design and realization for tunable bandpass IIR filter using biquad configuration. The bandwidth and center frequency can be tuned effectively and low complexity with proposed tunable algorithm. In this thesis also proposes a methodology of tunable digital biquad bandpass filter for spectrum sensing in cognitive radio application which is using energy detection method with adaptive treshole. All of 4 proposed tunable digital filters be implemented on NI-myRIO board to verify that can be operate.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดีเนื่องจากข้าพเจ้าได้รับความกรุณา ความเมตตา จาก ผศ.ดร.ศรววัฒน์ ชิวปรีชา ผศ.อัครพล ตริรัตน์ และอาจารย์ฐิตพันธ์ จงสถาพร ที่คอยให้ความช่วยเหลือ ดูแลเอาใจใส่ แนะนำ ชี้แนะข้อบกพร่องและร่วมแก้ไขปัญหา ติดตามความก้าวหน้าของงานวิจัย รวมทั้งฝึกฝนให้ข้าพเจ้ามีทักษะทางการคิด การอ่าน การเขียนและการนำเสนอผลงานทางวิชาการ ซึ่งเป็นประโยชน์อย่างมากในการพัฒนาตนเอง

ขอขอบคุณห้องปฏิบัติการภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ซึ่งเป็นสถานที่ที่ทำให้ข้าพเจ้าสามารถสร้างสรรค์ผลงานวิจัยออกมาได้

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณบิดามารดาของข้าพเจ้าที่ได้ให้ชีวิตและโอกาสทางการศึกษา คอยเป็นกำลังใจและให้ความห่วงใยเสมอมา ตลอดจนคณาจารย์ทุกท่านที่กรุณาประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้อันเป็นประโยชน์แก่ข้าพเจ้า

นายภีมวิษณุ สุทธิกาญจน์

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
Abstract.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญภาพ	X
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์	3
1.3 ขอบเขตวิทยานิพนธ์	3
1.4 รายละเอียดวิทยานิพนธ์.....	4
บทที่ 2 ทฤษฎีหลักการและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	5
2.1 การทบทวนวรรณกรรม.....	5
2.2 วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขคณิตผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด.....	6
2.3 โครงสร้างของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขคณิตผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด.....	7
2.3.1 Direct form structure.....	7
2.3.2 Cascade structure.....	8
2.4 การออกแบบวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขคณิตผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด.....	8
2.5 การแปลงความถี่ของสัญญาณ.....	16
2.6 วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน/วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุด จาก การเชื่อมต่อวงจรกรองสัญญาณแบบเรียงกัน/แบบขนาน	17
2.6.1 วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านจากการเชื่อมต่อวงจรกรองสัญญาณแบบเรียงกัน	17
2.6.2 วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านจากการเชื่อมต่อวงจรกรองสัญญาณแบบขนาน ...	18
2.7 โครงข่ายประสาทเทียม	19
2.7.1 ขั้นตอนการเรียนรู้ของโครงข่ายประสาทเทียมแบบ back-propagation.....	20
2.7.2 ขั้นตอนการทดสอบของโครงข่ายประสาทเทียมแบบ back-propagation.....	23

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.8 การประยุกต์ใช้งานวงจรรองสัญญาณเชิงเลขแบบปรับจูนได้.....	23
2.8.1 Graphic Adjust Band Equalizer for Audio Processing.....	23
2.8.2 Spectrum Sensing in Cognitive Radio	23
บทที่ 3 วงจรรองสัญญาณเชิงเลขชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด หลายเอาต์พุตแบบปรับจูนได้..	25
3.1 โครงสร้างวงจรรองสัญญาณเชิงเลขชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดแบบหลายเอาต์พุต.....	25
3.2 โครงสร้างวงจรรองสัญญาณชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดแบบหลายเอาต์พุตที่ปรับจูนได้	29
3.2.1 ผลทดสอบการทำงานของวงจรรองสัญญาณ	30
3.2.2 ข้อกำหนดของวงจรรองสัญญาณ.....	36
3.3 สรุป.....	37
บทที่ 4 วงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน/วงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุดชนิด ผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดแบบปรับจูนได้	38
4.1 วงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดแบบปรับจูนได้....	38
4.2 วงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุดชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดแบบปรับจูนได้ ...	40
4.3 ผลทดสอบการทำงานของวงจรรองสัญญาณ.....	42
4.3 ข้อกำหนดการทำงานของวงจรรองสัญญาณ	53
4.4 สรุป	55
บทที่ 5 กรองสัญญาณเชิงเลขแบบปรับจูนได้โดยใช้โครงข่ายประสาทเทียม	56
5.1 ความสำคัญของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขที่ให้เฟสเป็นเชิงเส้น	56
5.2 กลไกการปรับจูนวงจรรองสัญญาณเชิงเลขชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดโดยใช้โครงข่าย ประสาทเทียม	60
5.3 ผลการทดสอบวงจรรองสัญญาณเชิงเลขชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดที่ใช้โครงข่าย ประสาทเทียมเป็นกลไกการปรับจูน.....	66
5.4 สรุป	70

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 6 วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบไบควอดที่ปรับจูนได้สำหรับการรับรู้สเปกตรัมในระบบวิทยุรู้คิด	71
6.1 วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบไบควอดที่ปรับจูนได้	71
6.2 การประยุกต์ใช้งานวงจรกรองสำหรับการรับรู้สเปกตรัมในระบบวิทยุรู้คิด	76
6.2.1 การรับรู้สเปกตรัม	76
6.2.2 การทดสอบจำลองการทำงาน	79
6.3 สรุป	83
บทที่ 7 วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขแบบปรับจูนได้บนบอร์ด NI-myRIO	84
7.1 การใช้ซอฟต์แวร์ LabVIEW และบอร์ด NI-myRIO สำหรับงานประมวลผลสัญญาณเสียงเชิงเลข..	86
7.2 วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด หลายเอาต์พุตแบบปรับจูนได้	94
7.2.1 การออกแบบ	94
7.2.2 การทดสอบ	97
7.3 วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน/วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุดชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดแบบปรับจูนได้	107
7.3.1 การออกแบบ	107
7.3.2 การทดสอบ	113
7.4 วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขแบบปรับจูนได้โดยใช้โครงข่ายประสาทเทียม	120
7.4.1 การออกแบบ	120
7.4.2 การทดสอบ	122
7.5 วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบไบควอดที่ปรับจูนได้	126
7.5.1 การออกแบบ	126
7.5.2 การทดสอบ	128
7.6 สรุป	132

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 8 บทสรุป	
8.1 บทสรุปวิทยานิพนธ์.....	133
8.2 ข้อเสนอแนะ	134
เอกสารอ้างอิง	134
ภาคผนวก ก ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	138
ประวัติผู้เขียน.....	145



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และห้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ผลตอบสนองอิมพัลส์ $h_D(n)$ ของวงจรรองสัญญาณในอุดมคติ [20].....	10
2.2 คุณสมบัติของฟังก์ชันหน้าต่างแต่ละชนิด [21].....	13
3.1 ผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขในอุดมคติ 4 ชนิด	26
3.2 คุณสมบัติของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบ 2 ชุด.....	30
3.3 ค่าความถี่ขอบแถบผ่านผ่านที่เปลี่ยนไปของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านเมื่อจูนด้วยค่า α ต่าง ๆ.....	35
3.4 ค่าความถี่ขอบแถบผ่านผ่านที่เปลี่ยนไปของวงจรรองความถี่แถบผ่านและวงจรรองความถี่ แถบหยุดเมื่อจูนด้วยค่า α ต่าง ๆ.....	36
3.5 เปรียบเทียบการใช้งานทรัพยากรระหว่างโครงสร้างวงจรรอง FIR ที่นำเสนอกับวงจรรอง FIR ปกติ 6 ชุด เมื่อวงจรรองมีความยาว N	36
4.1 คุณสมบัติของวงจรรองความถี่ต้นแบบ 2 ชุด.....	42
4.2 คุณสมบัติสำหรับการปรับจูนโครงสร้างวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน	43
4.3 คุณสมบัติสำหรับการปรับจูนโครงสร้างวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุด.....	48
4.4 คุณสมบัติสำหรับการปรับจูนโครงสร้างวงจรรองความถี่แถบผ่านด้วยจำนวนความยาว วงจรรองที่แตกต่างกัน.....	53
4.5 คุณสมบัติสำหรับการปรับจูนโครงสร้างวงจรรองความถี่แถบหยุดด้วยจำนวนความยาว วงจรรองที่แตกต่างกัน.....	53
5.1 สัมประสิทธิ์ที่ใช้สำหรับการเรียนรู้ของโครงข่ายประสาทเทียม	61
5.2 สัมประสิทธิ์ที่ใช้สำหรับทดสอบโครงข่ายประสาทเทียม	64
5.3 ค่า RMSE และ R^2 เปรียบเทียบระหว่างค่าสัมประสิทธิ์วงจรรองสัญญาณที่ได้จากการทดสอบ โครงข่ายประสาทเทียมและจากชุดข้อมูลอ้างอิง	65
6.1 คุณสมบัติในแต่ละแบนด์ของวงจรรองสำหรับการรับรู้สเปกตรัมในขั้นแรก	80
6.2 คุณสมบัติในแต่ละแบนด์ของวงจรรองสำหรับการรับรู้สเปกตรัมในขั้นที่สอง.....	81
6.3 ผลลัพธ์ของการรับรู้สเปกตรัมสำหรับช่องสัญญาณที่ใช้งานได้.....	82
6.4 การเปรียบเทียบจำนวนทรัพยากรในการสร้างวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน.....	83

สารบัญตาราง (ต่อ)

ตารางที่	หน้า
7.1 คุณสมบัติของบอร์ด NI-myRIO.....	85
7.2 คุณสมบัติของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านต้นแบบ 2 ชุด.....	98
7.3 ค่าความถี่ขอบแถบผ่านผ่านที่เปลี่ยนไปของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเมื่อจูนด้วยค่า α ต่าง ๆ.....	103
7.4 ค่าความถี่ขอบแถบผ่านผ่านที่เปลี่ยนไปของวงจรกรองความถี่แถบผ่านและวงจรกรองความถี่ แถบหยุดเมื่อจูนด้วยค่า α ต่าง ๆ.....	106
7.5 คุณสมบัติของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่ต้นแบบ 2 ชุด.....	113
7.6 คุณสมบัติสำหรับการปรับจูนโครงสร้างวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน	113
7.7 คุณสมบัติสำหรับการปรับจูนโครงสร้างวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุด	116
7.8 สัมประสิทธิ์ที่ใช้สำหรับทดสอบโครงข่ายประสาทเทียม	123
7.9 คุณสมบัติสำหรับการปรับจูนวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่ใช้โครงข่ายประสาทเทียม	124
7.10 คุณสมบัติสำหรับการปรับจูนวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบไบควอด	129
8.1 เปรียบเทียบข้อดีของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขจากงานวิจัยทั้ง 4.....	134
8.2 เปรียบเทียบขีดความสามารถในการทำงานเมื่อนำวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขจากงานวิจัยทั้ง 4 ไปสร้างบนบอร์ด NI-myRIO	134

สารบัญญภาพ

รูปที่	หน้า
2.1 โครงสร้าง FIR filter แบบ Direct form.....	7
2.2 โครงสร้าง FIR filter แบบ transpose direct form.....	7
2.3 โครงสร้าง FIR filter แบบ cascade	8
2.4 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณในอุดมคติ (ก) LPF และ (ข) HPF.....	9
2.5 ผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านในอุดมคติ	10
2.6 คุณลักษณะเฉพาะของผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่ต่ำ	11
2.7 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขในอุดมคติที่ตัดผลตอบสนองอิมพัลส์ให้เป็นจำนวนจำกัด.....	12
2.8 การเปรียบเทียบรูปร่างของฟังก์ชันหน้าต่างแต่ละชนิดในโดเมนเวลา	14
2.9 การเปรียบเทียบผลตอบสนองทางขนาดของฟังก์ชันหน้าต่าง.....	14
2.10 วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขผ่านตลอดอันดับที่ 1 (first-order allpass filter).....	16
2.11 ความสัมพันธ์ระหว่างช่วงค่า α กับผลตอบสนองทางความถี่.....	17
2.12 วงจรกรองสัญญาณที่เชื่อมต่อกันแบบเรียง	18
2.13 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณต้นแบบสำหรับการเชื่อมต่อกันแบบเรียง	18
2.14 ผลตอบสนองทางความถี่รวมวงจรกรองสัญญาณที่เชื่อมต่อกันแบบเรียง	18
2.15 วงจรกรองสัญญาณที่เชื่อมต่อกันแบบขนาน	18
2.16 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณต้นแบบสำหรับการเชื่อมต่อกันแบบขนาน	19
2.17 ผลตอบสนองทางความถี่รวมของวงจรกรองสัญญาณที่เชื่อมต่อกันแบบขนาน	19
2.18 สถาปัตยกรรมของ ANN แบบ multilayer perceptron โดยทั่วไป.....	19
2.19 โครข่ายประสาทเทียมแบบ back-propagation	20
2.20 กราฟของฟังก์ชัน sigmoid.....	21
2.21 วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านหลาย ๆ ชุดสำหรับการตรวจจับสัญญาณ	24
2.22 การตรวจจับสัญญาณของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบปรับจูนได้	24
3.1 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองความถี่ต่ำในอุดมคติ.....	26
3.2 โครงสร้าง FIR Direct form	27
3.3 โครงสร้างวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดแบบหลายเอาต์พุต	29
3.4 โครงสร้างวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดแบบหลายเอาต์พุตที่ปรับจูนได้ (Tunable Multiple Outputs FIR Filter).....	30
3.5 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านต้นแบบที่ 1	31
3.6 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านต้นแบบที่ 2	31

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่หรือใช้ซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และห้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.7 ผลตอบสนองทางขนาดของโครงสร้างวงจรรองสัญญาณเชิงเลขชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดแบบหลายเอาต์พุต	32
3.8 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่ขอบของแถบผ่านกับค่า α ของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านต้นแบบที่ 1	32
3.9 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่ขอบของแถบผ่านกับค่า α ของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านต้นแบบที่ 2	33
3.10 ผลตอบสนองทางขนาดของเอาต์พุตที่ 1 วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน $y_{LP1}(n)$	33
3.11 ผลตอบสนองทางขนาดของเอาต์พุตที่ 2 วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน $y_{LP2}(n)$	34
3.12 ผลตอบสนองทางขนาดของเอาต์พุตที่ 3 วงจรรองความถี่สูงผ่าน $y_{HP1}(n)$	34
3.13 ผลตอบสนองทางขนาดของเอาต์พุตที่ 4 วงจรรองความถี่สูงผ่าน $y_{HP2}(n)$	34
3.14 ผลตอบสนองทางขนาดของเอาต์พุตที่ 5 วงจรรองความถี่แถบผ่าน $y_{BP}(n)$	35
3.15 ผลตอบสนองทางขนาดของเอาต์พุตที่ 6 วงจรรองความถี่แถบหยุด $y_{BS}(n)$	35
4.1 ไตอะแกรมวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบปรับจูนได้	39
4.2 โครงสร้างวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบปรับจูนได้	39
4.3 ไตอะแกรมวงจรรองสัญญาณกรองความถี่แถบหยุดแบบปรับจูนได้	40
4.4 โครงสร้างวงจรรองสัญญาณกรองความถี่แถบหยุดแบบปรับจูนได้	41
4.5 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองความถี่แถบผ่าน ของวงจรรองต้นแบบ 2 ข้อกำหนด .	42
4.6 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองความถี่แถบหยุด ของวงจรรองต้นแบบ 2 ข้อกำหนด.	42
4.7 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบ	43
4.8 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองความถี่สูงผ่านต้นแบบท	43
4.9 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.05π , ความถี่กลาง = 0.1π	44
4.10 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.05π , ความถี่กลาง = 0.1π	45
4.11 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.05π , ความถี่กลาง = 0.6π	45
4.12 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.05π , ความถี่กลาง = 0.8π	46

สารบัญญภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.13 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.15π , ความถี่กลาง = 0.5π	46
4.14 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.25π , ความถี่กลาง = 0.5π	47
4.15 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.35π , ความถี่กลาง = 0.5π	47
4.16 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.45π , ความถี่กลาง = 0.5π	48
4.17 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุด เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.05π , ความถี่กลาง = 0.1π	49
4.18 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุด เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.05π , ความถี่กลาง = 0.3π	49
4.19 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุด เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.05π , ความถี่กลาง = 0.6π	50
4.20 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุด เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.05π , ความถี่กลาง = 0.8π	50
4.21 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุด เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.15π , ความถี่กลาง = 0.5π	51
4.22 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุด เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.25π , ความถี่กลาง = 0.5π	51
4.23 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุด เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.35π , ความถี่กลาง = 0.5π	52
4.24 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุด เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.45π , ความถี่กลาง = 0.5π	52
4.25 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.05π , ความถี่กลาง = 0.5π	54
4.26 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุด เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.05π , ความถี่กลาง = 0.5π	54

สารบัญญภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.1 ผลตอบสนองทางเฟสสำหรับวงจรรองสัญญาณเชิงเลขที่ให้ผลตอบสนองทางเฟสเป็นเชิงเส้นและไม่เป็นเชิงเส้น	56
5.2 องค์ประกอบสัญญาณคลื่นไซน์ที่ถูกกรองด้วยวงจรรองสัญญาณเชิงเลขที่ให้ผลตอบสนองทางเฟสเป็นเชิงเส้นและไม่เป็นเชิงเส้น	57
5.3 โครงสร้างวงจรรองสัญญาณเชิงเลขที่ปรับปรุงได้โดยใช้วงจรรองผ่านตลอดลำดับที่ 1 แทนที่ในในองค์ประกอบของตัวห้วงสัญญาณหนึ่งหน่วย	58
5.4 โครงสร้างวงจรรองสัญญาณเชิงเลขที่ปรับปรุงได้เมื่อจัดโครงสร้างใหม่เพื่อให้สามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนได้สะดวก	58
5.5 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองสัญญาณที่ใช้งานใช้วงจรรองผ่านตลอดลำดับที่ 1	59
5.6 ความสัมพันธ์ระหว่างสัมประสิทธิ์การจูนและค่าความถี่ขอบแถบผ่านใหม่ที่ต้องการ	60
5.7 โครงข่ายประสาทเทียมวิธี back-propagation สำหรับกลไกการปรับปรุงที่นำเสนอ	62
5.8 กราฟสองมิติของความสัมพันธ์ระหว่างค่าสัมประสิทธิ์วงจรรองในแต่ละ $h(n)$ สำหรับค่า α ต่าง ๆ	63
5.9 กราฟสามมิติของความสัมพันธ์ระหว่างค่าสัมประสิทธิ์วงจรรองในแต่ละ $h(n)$ สำหรับค่า α ต่าง ๆ	63
5.10 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า SSE และจำนวนรอบในการเรียนรู้ของโครงข่ายประสาทเทียม	64
5.11 ค่าสัมประสิทธิ์วงจรรองสัญญาณ $h(0)$ ที่ได้จากวิธี polynomial regression พหุนามดีกรี 40 เปรียบเทียบกับค่าสัมประสิทธิ์อ้างอิง	66
5.12 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองที่นำเสนอเมื่อจูนด้วย α หลาย ๆ ค่า	67
5.13 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณที่นำเสนอเมื่อ $\alpha = 0.3$	67
5.14 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณที่นำเสนอเมื่อ $\alpha = 0$	68
5.15 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณที่นำเสนอเมื่อ $\alpha = -0.3$	68
5.16 ผลตอบสนองทางเฟสของวงจรรองสัญญาณที่นำเสนอเมื่อ $\alpha = 0.3$	68
5.17 ผลตอบสนองทางเฟสของวงจรรองสัญญาณที่นำเสนอเมื่อ $\alpha = 0$	69
5.18 ผลตอบสนองทางเฟสของวงจรรองสัญญาณที่นำเสนอเมื่อ $\alpha = -0.3$	69
6.1 โครงสร้างวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบไบควอดโดยทั่วไป	71
6.2 โครงสร้างในส่วนของที่ค่าสัมประสิทธิ์ G ที่สามารถปรับปรุงได้	73
6.3 โครงสร้างในส่วนของที่ค่าสัมประสิทธิ์ a_1 ที่สามารถปรับปรุงได้	74
6.4 โครงสร้างในส่วนของที่ค่าสัมประสิทธิ์ a_2 ที่สามารถปรับปรุงได้	74
6.5 โครงสร้างวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบไบควอดที่ปรับปรุงได้	74
6.6 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความกว้างแบนด์และ α	75

สารบัญญภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.7 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กลางและ β	75
6.8 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบไบควอดที่ปรับจูนได้....	75
6.9 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าเกณฑ์แบบปรับตัวได้กับ SNR.....	78
6.10 สเปกตรัมของสัญญาณผู้ใช้หลักซึ่งมอดดูเลตแบบ QPSK.....	79
6.11 สเปกตรัมของสัญญาณผู้ใช้หลักซึ่งมอดดูเลตแบบ QPSK เมื่อผ่านช่องสัญญาณจำลอง	79
6.12 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบไบควอดที่ปรับจูนได้ 8 ช่องสัญญาณ.....	80
6.13 สเปกตรัมของผู้ใช้งานหลักถูกตรวจจับในช่องสัญญาณที่ 2 และ 7.....	81
7.1 หน้าต่างซอฟต์แวร์ LabVIEW.....	84
7.2 บอร์ด NI-myRIO.....	85
7.3 หน้าต่างบล็อกไดอะแกรมของไฟล์ “FPGA Audio Streaming.vi”	86
7.4 หน้าต่างบล็อกไดอะแกรมของไฟล์ “FPGA Audio Configure.vi”	87
7.5 หน้าต่างบล็อกไดอะแกรมของไฟล์ “Get Audio In.vi”	87
7.6 หน้าต่างบล็อกไดอะแกรมของไฟล์ “Create Audio Spectrum.vi”.....	87
7.7 หน้าต่างบล็อกไดอะแกรมของไฟล์ “Send Audio Out.vi”	88
7.8 การสร้างไฟล์โปรเจคสำหรับบอร์ด NI-myRIO.....	88
7.9 การเพิ่มไฟล์ vi (ซ้าย) และการเพิ่มอุปกรณ์เป้าหมายสำหรับ NI-myRIO-1900 (ขวา)	89
7.10 การสร้าง FIFO และเพิ่มไฟล์ vi ภายใต้เมนู “FPGA Target (RIO0, myRIO-1900)”	89
7.11 การแก้ไขไฟล์หลักของโปรเจคเพื่อกำหนดการทำงานของ NI-myRIO-1900	90
7.12 ไฟล์หลักของโปรเจคขณะยังไม่ผ่านการคอมไพล์	91
7.13 การเพิ่มไฟล์สำหรับคอมไพล์ภายใต้อัปเดต “Build Specifications”	91
7.14 ขณะทำการคอมไพล์ตัว FPGA Target.....	92
7.15 หน้าต่างแผงควบคุมของไฟล์โปรเจคหลักหลังผ่านการคอมไพล์	92
7.16 ขณะทำการโหลดไฟล์เลขฐานสองลงบนบอร์ด NI-myRIO.....	93
7.17 หน้าต่างแผงควบคุมแสดงการทำงานของบอร์ด NI-myRIO	93
7.18 โครงสร้างวงจรกรองสัญญาณชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดแบบหลายเอาต์พุตที่ปรับจูนได้ (Tunable Multiple Outputs FIR Filter).....	94
7.19 หน้าต่างบล็อกไดอะแกรมสำหรับวงจรกรองสัญญาณชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด แบบหลายเอาต์พุตที่ปรับจูนได้.....	95

สารบัญภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
7.20 หน้าต่างแฉกควบคุมสำหรับวงจรกรองสัญญาณชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด แบบหลายเอาต์พุตที่ปรับจูนได้.....	97
7.21 ผลตอบสนองทางขนาดของกรองความถี่ต่ำผ่าน $y_{LP1}(n)$ เมื่อ $\alpha = -0.3$	98
7.22 ผลตอบสนองทางขนาดของกรองความถี่ต่ำผ่าน $y_{LP2}(n)$ เมื่อ $\alpha = -0.3$	98
7.23 ผลตอบสนองทางขนาดของกรองความถี่สูงผ่าน $y_{HP1}(n)$ เมื่อ $\alpha = -0.3$	99
7.24 ผลตอบสนองทางขนาดของกรองความถี่สูงผ่าน $y_{HP2}(n)$ เมื่อ $\alpha = -0.3$	99
7.25 ผลตอบสนองทางขนาดของกรองความถี่ต่ำผ่าน $y_{LP1}(n)$ เมื่อ $\alpha = 0$	99
7.26 ผลตอบสนองทางขนาดของกรองความถี่ต่ำผ่าน $y_{LP2}(n)$ เมื่อ $\alpha = 0$	100
7.27 ผลตอบสนองทางขนาดของกรองความถี่สูงผ่าน $y_{HP1}(n)$ เมื่อ $\alpha = 0$	100
7.28 ผลตอบสนองทางขนาดของกรองความถี่สูงผ่าน $y_{HP2}(n)$ เมื่อ $\alpha = 0$	100
7.29 ผลตอบสนองทางขนาดของกรองความถี่ต่ำผ่าน $y_{LP1}(n)$ เมื่อ $\alpha = 0.5$	101
7.30 ผลตอบสนองทางขนาดของกรองความถี่ต่ำผ่าน $y_{LP2}(n)$ เมื่อ $\alpha = 0.5$	101
7.31 ผลตอบสนองทางขนาดของกรองความถี่สูงผ่าน $y_{HP1}(n)$ เมื่อ $\alpha = 0.5$	101
7.32 ผลตอบสนองทางขนาดของกรองความถี่สูงผ่าน $y_{HP2}(n)$ เมื่อ $\alpha = 0.5$	102
7.33 ผลตอบสนองทางขนาดของกรองความถี่ต่ำผ่าน $y_{LP1}(n)$ เมื่อ $\alpha = 0.8$	102
7.34 ผลตอบสนองทางขนาดของกรองความถี่ต่ำผ่าน $y_{LP2}(n)$ เมื่อ $\alpha = 0.8$	102
7.35 ผลตอบสนองทางขนาดของกรองความถี่สูงผ่าน $y_{HP1}(n)$ เมื่อ $\alpha = 0.8$	103
7.36 ผลตอบสนองทางขนาดของกรองความถี่สูงผ่าน $y_{HP2}(n)$ เมื่อ $\alpha = 0.8$	103
7.37 ผลตอบสนองทางขนาดของกรองความถี่แถบผ่าน $y_{BP}(n)$ เมื่อ $\alpha = -0.3$	104
7.38 ผลตอบสนองทางขนาดของกรองความถี่แถบหยุด $y_{BS}(n)$ เมื่อ $\alpha = -0.3$	104
7.39 ผลตอบสนองทางขนาดของกรองความถี่แถบผ่าน $y_{BP}(n)$ เมื่อ $\alpha = 0$	104
7.40 ผลตอบสนองทางขนาดของกรองความถี่แถบหยุด $y_{BS}(n)$ เมื่อ $\alpha = 0$	105
7.41 ผลตอบสนองทางขนาดของกรองความถี่แถบผ่าน $y_{BP}(n)$ เมื่อ $\alpha = 0.5$	105
7.42 ผลตอบสนองทางขนาดของกรองความถี่แถบหยุด $y_{BS}(n)$ เมื่อ $\alpha = 0.5$	105
7.43 ผลตอบสนองทางขนาดของกรองความถี่แถบผ่าน $y_{BP}(n)$ เมื่อ $\alpha = 0.8$	106
7.44 ผลตอบสนองทางขนาดของกรองความถี่แถบหยุด $y_{BS}(n)$ เมื่อ $\alpha = 0.8$	106

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และขิงอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
7.45 โครงสร้างวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบปรับจูนได้.....	107
7.46 โครงสร้างวงจรรองสัญญาณกรองความถี่แถบหยุดแบบปรับจูนได้.....	108
7.47 หน้าต่างบล็อกไดอะแกรมสำหรับวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบปรับจูนได้	109
7.48 หน้าต่างแมกนิจูดสำหรับวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน/วงจรรองสัญญาณ เชิงเลขความถี่แถบหยุดแบบปรับจูนได้.....	112
7.49 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.1π , ความถี่กลาง = 0.1π	114
7.50 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.1π , ความถี่กลาง = 0.3π	114
7.51 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.1π , ความถี่กลาง = 0.6π	114
7.52 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.1π , ความถี่กลาง = 0.8π	115
7.53 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.15π , ความถี่กลาง = 0.5π	115
7.54 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.25π , ความถี่กลาง = 0.5π	115
7.55 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.35π , ความถี่กลาง = 0.5π	116
7.56 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.45π , ความถี่กลาง = 0.5π	116
7.57 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุด เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.1π , ความถี่กลาง = 0.1π	117
7.58 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุด เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.1π , ความถี่กลาง = 0.3π	117
7.59 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุด เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.1π , ความถี่กลาง = 0.6π	118
7.60 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุด เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.1π , ความถี่กลาง = 0.6π	118

สารบัญญภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
7.61 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุด เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.15π , ความถี่กลาง = 0.5π	118
7.62 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุด เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.25π , ความถี่กลาง = 0.5π	119
7.63 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุด เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.35π , ความถี่กลาง = 0.5π	119
7.64 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุด เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.45π , ความถี่กลาง = 0.5π	119
7.65 โคจรถ่ายประสาทเทียมวิธี back-propagation สำหรับกลไกการปรับจูนที่นำเสนอ	120
7.66 หน้าต่างบล็อกไดอะแกรมสำหรับวงจรรองสัญญาณแบบปรับจูนได้โดยใช้โคจรถ่ายประสาทเทียม	121
7.67 หน้าต่างแอมพลิจูดสำหรับวงจรรองสัญญาณเชิงเลขแบบปรับจูนได้โดยใช้โคจรถ่ายประสาทเทียม	122
7.68 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณที่ใช้โคจรถ่ายประสาทเทียมเมื่อ $\alpha = -0.7$...	124
7.69 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณที่ใช้โคจรถ่ายประสาทเทียมเมื่อ $\alpha = -0.3$...	124
7.70 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณที่ใช้โคจรถ่ายประสาทเทียมเมื่อ $\alpha = 0$	125
7.71 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณที่ใช้โคจรถ่ายประสาทเทียมเมื่อ $\alpha = 0.3$	125
7.72 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณที่ใช้โคจรถ่ายประสาทเทียมเมื่อ $\alpha = 0.7$	125
7.73 โครงสร้างวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบไบควอดที่ปรับจูนได้.....	126
7.74 หน้าต่างบล็อกไดอะแกรมสำหรับวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบไบควอด ที่ปรับจูนได้	127
7.75 หน้าต่างแอมพลิจูดสำหรับวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบไบควอดที่ปรับจูนได้....	128
7.76 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณแบบไบควอดเมื่อ $\alpha = 0.1, \beta = -0.8$	129
7.77 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณแบบไบควอดเมื่อ $\alpha = 0.1, \beta = -0.3$	129
7.78 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณแบบไบควอดเมื่อ $\alpha = 0.1, \beta = 0.3$	130
7.79 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณแบบไบควอดเมื่อ $\alpha = 0.1, \beta = 0.8$	130
7.80 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณแบบไบควอดเมื่อ $\alpha = 0.2, \beta = 0$	130
7.81 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณแบบไบควอดเมื่อ $\alpha = 0.4, \beta = 0$	131
7.82 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณแบบไบควอดเมื่อ $\alpha = 0.6, \beta = 0$	131
7.83 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณแบบไบควอดเมื่อ $\alpha = 0.8, \beta = 0$	131

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในสถานการณ์ปัจจุบันที่โลกได้เข้าสู่ยุคสมัยของสื่อดิจิทัลอย่างเต็มรูปแบบ เศรษฐกิจและสังคมขับเคลื่อนด้วยระบบดิจิทัล ทำให้เกิดการพัฒนาอุปกรณ์ดิจิทัลออกมามากมาย ซึ่งเมื่อกล่าวถึงคำว่า “ดิจิทัล” ผู้เขียนมักจะนึกถึง กล้องดิจิทัล คอมพิวเตอร์ หรือซีดีคอมแพค เป็นอันดับต้น ๆ เนื่องจากเป็นของที่มีโดยทั่วไปในช่วงเวลาที่ผู้เขียนได้สัมผัสคุ้นชิน “ดิจิทัล” แปลตรงตัวเป็นกลุ่มคำได้ว่า “เชิงเลข” หากพิจารณาในความหมายของดิจิทัลคอมพิวเตอร์ จะสรุปความได้ว่าเป็นการแก้ปัญหาด้วยวิธีการทางเลขคณิต โดยป้อนข้อมูลเป็นตัวเลข และทำการคำนวณในระบบตัวเลขด้วยสัญญาณดิจิทัล คือ บวก ลบ คูณ หาร และเปรียบเทียบ จากนั้นจะให้ผลลัพธ์ออกมาเป็นเลข ซึ่งจะให้ค่าที่ไม่ต่อเนื่อง เช่นเดียวกันเมื่อรวมกับคำว่า “ฟิลเตอร์” หรือ “ตัวกรอง” จะหมายความว่าตัวกรองสัญญาณเชิงเลขที่มีลักษณะการทำงานโดยใช้วิธีการทางเลขคณิตเช่นเดียวกันกับการทำงานของคอมพิวเตอร์

จากนี้ไปจะเรียกตัวกรองสัญญาณเชิงเลขว่า “วงจรรองสัญญาณเชิงเลข” เพื่อให้สอดคล้องกับลักษณะการทำงานที่ขึ้นกับโครงสร้างและสัมประสิทธิ์ของวงจรรอง ในอุปกรณ์ดิจิทัลล้วนมีความจำเป็นในการใช้งานวงจรรองสัญญาณแบบดิจิทัลหรือเรียกอีกชื่อว่าวงจรรองสัญญาณเชิงเลข ทว่าธรรมชาติของวงจรรองสัญญาณเชิงเลข โดยทั่วไปแล้วมีลักษณะการทำงานหรือผลตอบสนองทางความถี่ที่ขึ้นกับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองสัญญาณเชิงเลข ซึ่งแตกต่างจากวงจรรองแบบแอนะล็อก (วงจรรองสัญญาณเชิงอุปมาน) ที่ผลตอบสนองทางความถี่นั้นขึ้นกับค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์ เช่น ตัวต้านทาน (R), ตัวเหนี่ยวนำ (L) และ ตัวเก็บประจุ (C) ที่นำมาต่อเป็นวงจร ซึ่งอุปกรณ์เหล่านี้มักจะมีค่าความคลาดเคลื่อนในตัวเอง อีกทั้งความคลาดเคลื่อนยังมีการเปลี่ยนแปลงไปตามอุณหภูมิและเวลา เมื่อวงจรรองสัญญาณเชิงอุปมานมีลำดับที่สูงขึ้น จำนวนอุปกรณ์เหล่านี้ก็จะเพิ่มขึ้นตามไปด้วย ส่งผลให้ยิ่งเพิ่มความคลาดเคลื่อนเป็นเงาตามตัวโดยเฉพาะการทำงานในช่วงความถี่ต่ำ ซึ่งแตกต่างไปจากวงจรรองสัญญาณแบบดิจิทัล ที่ค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองสัญญาณจะถูกเก็บไว้ในหน่วยความจำ ทำให้มีเสถียรภาพและสามารถคาดการณ์ถึงผลลัพธ์ได้ [1]

ด้วยเหตุข้างต้นวงจรรองสัญญาณเชิงเลขจึงเป็นที่นิยมอย่างแพร่หลายในยุคนี้ เมื่อพิจารณาถึงการกำหนดคุณลักษณะการทำงานของวงจรรองสัญญาณเชิงเลข สามารถทำได้ด้วยการป้อนค่าตัวเลขชุดหนึ่งที่เรียกว่าค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองสัญญาณ (filter coefficients) ซึ่งคำนวณมาจากคุณลักษณะของวงจรรองที่พึงต้องการ เช่น ชนิดของวงจรรอง ช่วงความถี่ที่ยอมให้ผ่าน เป็นต้น เข้าไปในโครงสร้างของวงจรรองสัญญาณ (filter structure) เมื่อสัญญาณดิจิทัลซึ่งเป็นสัญญาณเชิงเลข ผ่านเข้ามายังโครงสร้างของวงจรรองสัญญาณก็จะเกิดการหาผลรวมของคอนโวลูชัน (convolution sum) ระหว่างสัมประสิทธิ์ของวงจรรองสัญญาณกับสัญญาณเชิงเลข ทำให้ได้ผลลัพธ์ของสัญญาณที่มีผลตอบสนองทางความถี่ดังที่ได้ออกแบบค่าสัมประสิทธิ์ไว้ จะเห็นได้ว่าวงจรรองสัญญาณดิจิทัลเป็นการดำเนินการเชิงตัวเลข (numerical computation) ทั้งหมด จึงเป็นที่มาซึ่งคำว่า “วงจรรองสัญญาณเชิงเลข”

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อมีความต้องการปรับเปลี่ยนคุณลักษณะวงจรรองสัญญาณเชิงเลข โดยทั่วไปก็จะทำการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์วงจรรองสัญญาณใหม่อยู่เสมอ ซึ่งไม่มีความคล่องตัวเมื่อจำเป็นต้องปรับคุณลักษณะการทำงานอย่างผลตอบสนองทางความถี่อยู่บ่อย ๆ เนื่องจากการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์แต่ละครั้งจะใช้ทรัพยากรในการประมวลผลสูง ดังนั้นแนวคิดที่จะทำให่วงจรรองสัญญาณเชิงเลขสามารถปรับเปลี่ยนคุณลักษณะการทำงานได้ง่ายจึงเกิดขึ้นมา โดยการปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์บางอย่างของโครงสร้างวงจรรองสัญญาณเชิงเลข เหมือนการหมุนปรับค่าตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ หรือตัวเหนี่ยวนำแบบปรับค่าได้บนวงจรรองสัญญาณเชิงอุปมาน ซึ่งเป็นทางเลือกที่จะทำให้การใช้งานวงจรรองสัญญาณเชิงเลข ทำได้ทัดเทียมกับวงจรรองสัญญาณเชิงอุปมาน

จากงานวิจัยที่ผ่านมาพบว่ามีความพยายามในการใช้วงจรรองสัญญาณเชิงเลขที่ให้เอาต์พุตออกมาถึง 6 ผลตอบสนองทางความถี่ได้ในเวลาเดียวกันด้วยวงจรรองสัญญาณต้นแบบเพียง 2 ชุด [2] โดยแบ่งลักษณะการทำงานออกเป็น 4 ชนิด ได้แก่ วงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่ต่ำ, วงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่สูง, วงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน และ วงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุด ถึงงานวิจัยนี้จะหวังผลเพื่อลดทรัพยากรในโครงสร้างของวงจรรองก็ดี แต่อย่างไรก็ตามผลตอบสนองทางความถี่ทั้ง 6 ที่ได้ออกมานั้นก็ไม่สามารถที่จะปรับจูนใด ๆ ได้ ต่อมาได้มีงานวิจัยที่นำวงจรรองผ่านตลอดลำดับที่ 1 (first-order allpass filter) มาแทนที่ในองค์ประกอบของตัวหน่วงสัญญาณหนึ่งหน่วยทุก ๆ ตัวในโครงสร้างวงจรรองสัญญาณเชิงเลขต้นแบบ (prototype filter) เพื่อให้สามารถปรับจูนผลตอบสนองทางความถี่วงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านและวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่สูงผ่าน [3]

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงนำเสนอการออกแบบวงจรรองสัญญาณเชิงเลขที่ปรับจูนได้ทั้งชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด (FIR: Finite Impulse Response) และชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์ไม่จำกัด (IIR: Infinite Impulse Response) แบบปรับจูนได้อย่างง่าย สำหรับวงจรรองสัญญาณเชิงเลขชนิด FIR จะทำให้สามารถปรับจูนได้โดยการนำวงจรรองสัญญาณเชิงเลขผ่านตลอดลำดับที่ 1 (first-order allpass filter) มาแทนที่องค์ประกอบตัวหน่วงสัญญาณหนึ่งหน่วย (unit delay) ในโครงสร้างวงจรรองสัญญาณเชิงเลขต้นแบบทุกตัว แต่ถึงกระนั้นเมื่อปรับค่าพารามิเตอร์ตัวจูน (tuning parameter) แล้วผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขนั้นไปเปลี่ยนไปตามความสัมพันธ์ที่กำหนด แต่ทว่าผลตอบสนองทางเฟสได้สูญเสียความเป็นเชิงเส้น (nonlinear phase response) ไปแล้ว ซึ่งส่งผลให้สัญญาณที่ถูกกรองนั้นเกิดปัญหาความผิดเพี้ยนทางเฟส (phase distortion) อีกทั้งเมื่อวิเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบ (system transfer function) ยังพบว่าเกิดตำแหน่งโพลขึ้นหลังจากใช้วงจรรองสัญญาณเชิงเลขผ่านตลอดลำดับที่ 1 มาแทนที่ตัวหน่วงสัญญาณหนึ่งหน่วยในโครงสร้างวงจรรองสัญญาณเชิงเลขต้นแบบ ซึ่งทำให้ความเป็นวงจรรองสัญญาณเชิงเลขชนิด FIR ของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขต้นแบบกลายเป็น วงจรรองสัญญาณเชิงเลขชนิด IIR ไปโดยปริยาย วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้นำเสนองานวิจัยอีกชิ้น ซึ่งวงจรรองสัญญาณเชิงเลขที่ปรับจูนได้โดยยังคงให้ผลตอบสนองทางเฟสมีความเป็นเชิงเส้น (linear phase response) ด้วยความสัมพันธ์คงเดิมระหว่างค่าพารามิเตอร์ตัวจูนและค่าความถี่ขอบแถบผ่าน (passband edge frequency) ที่ใช้กับวิธีที่นำเสนอก่อนหน้านี้ ทั้งนี้วิธีใหม่นี้ได้นำเสนอในส่วนของกลไกการปรับจูนด้วยโครงข่ายประสาทเทียม ซึ่งจะมีอินพุตคือ ค่าพารามิเตอร์ตัวจูน และให้เอาต์พุตออกมาเป็นผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรรองชนิด FIR ซึ่งจะถูกนำไปใช้กรองสัญญาณเชิงเลขด้วยการทำผลรวมของคอนโวลูชันต่อไป นอกจากนี้ยังได้นำเสนออีกงานวิจัยคือวงจรรองสัญญาณเชิงเลขชนิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IIR ซึ่งได้นำเสนอวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบไบควอดที่สามารถปรับจูนได้อย่างง่ายโดยไม่ต้องคำนวณสัมประสิทธิ์วงจรกรองขึ้นใหม่แต่อย่างใด อีกทั้งยังได้เสนอแนะแนวทางนำไปประยุกต์ใช้เพื่อรับรู้สเปกตรัม (Spectrum Sensing) ในระบบวิทยุรู้คิด (Cognitive Radio System)

1.2 วัตถุประสงค์

1. เพื่อออกแบบและนำเสนอวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดและชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์ไม่จำกัดแบบปรับจูนผลตอบสนองทางความถี่ได้
2. เพื่อนำเสนอหลักการออกแบบวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดที่สามารถปรับจูนผลตอบสนองทางความถี่ได้ โดยใช้การแปลงความถี่ ซึ่งทำได้ด้วยการแทนที่องค์ประกอบตัวหน่วงสัญญาณหนึ่งหน่วยในโครงสร้างวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขต้นแบบทุกตัว ด้วยวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขผ่านตลอดลำดับที่ 1
3. เพื่อนำเสนอกฎการปรับจูนผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดด้วยโครงข่ายประสาทเทียมที่ใช้การเรียนรู้แบบ back-propagation
4. เพื่อนำเสนอการวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์ไม่จำกัดแบบปรับจูนผลตอบสนองทางความถี่ได้ พร้อมการประยุกต์ใช้เพื่อรับรู้สเปกตรัมในระบบวิทยุรู้คิดอันจะก่อให้เกิดการใช้ทรัพยากรความถี่อย่างมีประสิทธิภาพ

1.3 ขอบเขตวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการออกแบบวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดที่สามารถปรับจูนผลตอบสนองทางความถี่ได้ โดยที่วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขต้นแบบ สามารถออกแบบได้ด้วยหลายวิธีซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้ window method ซึ่งเขียนเป็นโครงสร้างได้ทั้ง Direct form และ Cascade form เพื่อที่จะให้วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขสามารถปรับจูนได้ จะกระทำการแปลงความถี่ (frequency transformation) ด้วยการแทนที่ตัวหน่วงสัญญาณหนึ่งหน่วยของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขต้นแบบด้วย วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขผ่านตลอดลำดับที่ 1 (first-order allpass filter) แล้วปรับพารามิเตอร์ตัวจูนเพื่อให้ได้ผลตอบสนองทางความถี่เปลี่ยนไป โดยมีสมการความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่ขอบแถบผ่านที่ต้องการกับค่าพารามิเตอร์ตัวจูนเป็นตัวกำหนด เพื่อให้การปรับจูนของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขต้นแบบเป็นไปตามความต้องการ

เริ่มจากงานวิจัยแรกที่ได้มีการนำโครงสร้างวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด ที่ให้ผลตอบสนองทางความถี่พร้อมกันได้ถึง 6 เอ๊าต์พุต แบ่งเป็น 4 ชนิดตัวกรอง ซึ่งใช้วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขต้นแบบชนิดวงจรกรองความถี่ต่ำเพียง 2 ชุด นำมาทำให้สามารถปรับจูนผลตอบสนองทางความถี่ได้ อีกทั้งงานวิจัยถัดมายังได้นำเสนอวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดทั้งวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านและวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุดที่สามารถปรับจูนได้ ซึ่งใช้แนวคิดของการเชื่อมต่อระหว่างวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขต้นแบบ 2 ชนิดได้แก่ วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่ต่ำ และวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่สูง มาต่อแบบเรียงกัน (cascade) เพื่อให้ได้วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน หรือนำมาต่อแบบขนาน (parallel) เพื่อให้ได้วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุด [4] จากนั้นจึงทำ

การแปลงความถี่กับวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขดับแบบทั้งสอง เพื่อให้สามารถปรับความกว้างแบนด์และความถี่กลางได้

หลังจากวิเคราะห์ลงไปในพื้นที่ชั้นถ่ายโอนของระบบที่ใช้เทคนิคการแปลงความถี่เมื่อข้างต้น ทำให้ทราบว่าผลตอบสนองทางเฟสไม่เป็นเชิงเส้น งานวิจัยถัดมาจึงได้นำเสนอกลไกการปรับจูนอีก รูปแบบหนึ่งที่ยังคงให้ผลตอบสนองทางเฟสเป็นเชิงเส้น ด้วยการใช้อุปกรณ์ประสาทเทียมที่ใช้การเรียนรู้แบบ back-propagation มาเรียนรู้ระหว่างค่าพารามิเตอร์ตัวจูนกับสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองสัญญาณเชิงชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์ เมื่อโครงข่ายสามารถเรียนรู้ได้แล้วจะนำค่าถ่วงน้ำหนัก (weight) ที่เป็นเสมือนองค์ความรู้ไปใช้ในกลไกการปรับจูนต่อไป

งานวิจัยสุดท้ายที่นำเสนอ คือวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์ไม่จำกัดแบบปรับจูนได้ ซึ่งได้ใช้วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบไบควอดซึ่งมีความซับซ้อนต่ำมาดัดแปลงให้สามารถปรับจูนได้อิสระทั้งความกว้างแบนด์และความถี่กลาง อีกทั้งยังได้นำเสนอการประยุกต์ใช้ในการรับรู้สเปกตรัม (spectrum sensing) ในระบบวิทยุรู้คิด (cognitive radio system) เพื่อเป็นจุดเริ่มต้นแก่งานวิจัยขึ้นไปอีกด้วย จากงานวิจัยทั้ง 4 ที่ได้นำเสนอนอกจากการทดสอบการทำงานบนซอฟต์แวร์แล้ว ยังได้นำไปสร้างใช้จริงบนอุปกรณ์ FPGA บอร์ด NI-myRIO อีกด้วย ซึ่งจะใช้เครื่อง FFT dynamic signal analyzer รุ่น Agilent 35670A ในการวัดผลตอบสนองทางความถี่ต่อไป

1.4 รายละเอียดวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้อธิบายถึงรายละเอียดและขั้นตอนต่าง ๆ โดยแบ่งเนื้อหาออกเป็น 8 บท ดังต่อไปนี้

บทที่ 1 อธิบายความเป็นมาและความสำคัญของวิทยานิพนธ์ จุดประสงค์ของวิทยานิพนธ์ และขอบเขตของวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 กล่าวถึงปริทัศน์วรรณกรรมงานวิจัยที่มีมาก่อน ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้องในงานวิจัย รวมไปถึงการประยุกต์ใช้งานวิจัยที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้เพื่อใช้ในงานต่าง ๆ

บทที่ 3 ในบทนี้กล่าวถึงงานวิจัยแรกที่นำเสนอ คือวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด หลายเอาต์พุตแบบปรับจูนได้ [5]

บทที่ 4 กล่าวถึงงานวิจัยถัดมาที่นำเสนอ คือวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน/วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุดชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดแบบปรับจูนได้ [6]

บทที่ 5 อธิบายถึงงานวิจัยลำดับที่สามที่นำเสนอ คือวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขแบบปรับจูนได้ โดยใช้โครงข่ายประสาทเทียม

บทที่ 6 ในบทนี้กล่าวถึงงานวิจัยสุดท้ายที่นำเสนอ คือวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบไบควอดที่ปรับจูนได้พร้อมนำเสนอแนวทางการประยุกต์ใช้เพื่อการรับรู้สเปกตรัม ในระบบวิทยุรู้คิด [7]

บทที่ 7 นำวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขแบบปรับจูนที่ได้นำเสนอทั้งหมดจากบทก่อนหน้า มาสร้างใช้งานบนฮาร์ดแวร์ FPGA บอร์ด NI-myRIO

บทที่ 8 บทสรุปของวิทยานิพนธ์และข้อเสนอแนะ รวมทั้งแนวทางการนำไปพัฒนาต่อ

บทที่ 2

ทฤษฎีหลักการและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

ก่อนจะกล่าวถึงทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้องในงานวิจัย รวมไปถึงการประยุกต์ใช้งานวิจัยที่ได้ นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เพื่อใช้ในงานต่าง ๆ จึงขอนำเสนองานวิจัยที่มีมาก่อนหน้าซึ่งเป็นผลให้เกิดงานวิจัยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ขึ้นมา

2.1 การทบทวนวรรณกรรม

การทำให่วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขนั้นสามารถปรับจูนได้อย่างอิสระก็เพื่อลดทรัพยากรและเพิ่มความยืดหยุ่นในการใช้งานการประมวลผลหาค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรอง ซึ่งจะต้องคำนึงถึงโครงสร้างที่ใช้ทำให่วงจรกรองเป็นจริงด้วย (realization structure) งานวิจัย [2] ได้เสนอโครงสร้าง direct form FIR แบบไม่มีการป้อนกลับ (non-recursive structure) ซึ่งให้สัญญาณเอาต์พุตถึง 6 ช่อง ณ เวลาเดียวกัน ด้วยอินพุตเพียง 1 ช่อง โครงสร้างนี้ใช้สัมประสิทธิ์วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่ต่ำผ่าน 2 ชุด โดยใช้ตัวหน่วงสัญญาณหนึ่งหน่วยร่วมกัน สัญญาณเอาต์พุตที่ได้ประกอบไปด้วย วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่ต่ำผ่าน 2 ช่อง, วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่สูงผ่าน 2 ช่อง, วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน 1 ช่อง และ วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุด 1 ช่อง ผลลัพธ์ของงานวิจัยนี้สามารถประหยัดทรัพยากรอย่าง ตัวบวก (adder) ตัวคูณ (multiplier) และตัวหน่วงสัญญาณหนึ่งหน่วย (unit delay or shift register) เมื่อเทียบกับโครงสร้างวงจรกรองเชิงเลขโดยทั่วไปที่รับ 1 อินพุต แล้วให้ 1 เอาต์พุต เพื่อให้ประหยัดทรัพยากรยิ่งขึ้นไปอีกชั้น ถึงกระนั้นวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขในงานวิจัยดังกล่าวก็มิได้มีความสามารถในการปรับจูนผลตอบสนองทางความถี่ใด ๆ หากต้องการให้ความถี่ขอบแถบผ่าน (passband edge frequency) เปลี่ยนไป ก็จำเป็นต้องออกแบบสัมประสิทธิ์วงจรกรองใหม่ทุกครั้ง งานวิจัย [3] [8] [9] ได้นำเสนอวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขที่สามารถปรับจูนได้ ด้วยการนำ first-order allpass filter มาแทนที่ unit delay ในโครงสร้างวงจรกรองต้นแบบ เพื่อให้ปรับจูนวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่ต่ำผ่าน หรือความถี่สูงผ่านได้ ซึ่งประเภทวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขขึ้นอยู่กับสัมประสิทธิ์ต้นแบบ การปรับจูนในงานวิจัยนี้คือการจูนความถี่ขอบแถบผ่าน ด้วยช่วงการจูนที่ค่อนข้างกว้างซึ่งขึ้นกับลำดับของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขด้วย ทำให้มีความยืดหยุ่นสูง อย่างไรก็ตามด้วยการที่นำ allpass filter ซึ่งเป็น IIR filter ไปแทนที่ unit delay ในโครงสร้างของ FIR filter ส่งผลให้ผลตอบสนองทางเฟสไม่เป็นเชิงเส้น ถ้าใช้ในงานประยุกต์ที่มีได้กังวลเรื่องเฟส งานวิจัยนี้จะสามารถตอบสนองได้อย่างดี ถ้าหากงานประยุกต์ใดมีความกังวลเรื่องปัญหาความผิดเพี้ยนทางเฟส (phase distortion) วิธีดังกล่าวจะไม่สามารถใช้งานได้ งานวิจัย [10] [11] ได้นำเสนอการใช้โครงข่ายประสาทเทียมในการออกแบบวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด โดยการกำหนดคุณลักษณะได้แก่ ค่าการลดทอนในแถบหยุด (stopband attenuation), ค่าความกว้างช่วงเปลี่ยนผ่าน (transition width), ค่าความกระเพื่อมในแถบผ่าน (passband ripple), ค่าความถี่สุ่ม (sampling frequency) และ ค่าความยาววงจรกรอง (filter length) เป็นอินพุตแก่โครงข่ายประสาทเทียม ซึ่งให้อาต์พุตเป็นสัมประสิทธิ์วงจรกรองสัญญาณ นอกจากนี้ยังมีงานวิจัย [12] ที่ใช้โครงข่ายประสาทเทียมด้วยขั้นตอน

เอกสารนี้
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเรียนรู้แบบ back-propagation มาออกแบบวงจรกรองชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดได้หลายผลตอบสนองทางความถี่ และหาค่าสัมประสิทธิ์วงจรกรองที่เหมาะสม ซึ่งงานวิจัยนี้ใช้งานโครงข่ายประสาทเทียมในมุมมองของการออกแบบวงจรกรอง แต่มีได้ใช้ปรับจูนวงจรกรองแต่อย่างใด ในมุมมองของการประยุกต์ใช้งานวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขที่ปรับจูนได้ หลายงานวิจัยที่ใช้วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขแบบคงตัวต่อรวมกันเป็น filter bank [13] [14] ซึ่งทำให้สิ้นเปลืองทรัพยากรในการคำนวณ มีงานวิจัย [15] ที่ใช้ วงจรกรองชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดด้วยแบบปรับจูนได้ด้วย โครงสร้าง Farrow ต่อกันเป็น filter bank เพื่อใช้ร่วมกับวิธีการตรวจจับพลังงาน (energy detection) ในกระบวนการรับรู้สเปกตรัม (spectrum sensing) ในระบบวิทยุรู้คิด (cognitive radio) งานวิจัยนี้ได้แสดงให้เห็นว่าวงจรกรองโครงสร้าง Farrow แบบปรับจูนได้สามารถเลือกสเปกตรัมได้เป็นอย่างดี ทำให้ผลลัพธ์การทำ spectrum sensing สามารถระบุช่วงความถี่ที่ไม่มีการใช้งานได้อย่างมีประสิทธิภาพ แต่กระนั้นระบบก็ยังซับซ้อนเนื่องด้วยโครงสร้าง Farrow

กระบวนการรับรู้สเปกตรัมเป็นขั้นตอนสำคัญในระบบวิทยุรู้คิด เพราะถ้าหากไม่สามารถแยกแยะสเปกตรัมได้ก็อาจจะพิจารณาถึงช่องสัญญาณที่แตกต่างกันได้ ซึ่งส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพของสัญญาณที่ผิด กระบวนการรับรู้สเปกตรัมมีหลายวิธี [16] เช่น การรับจากรูปคลื่น (waveform-based sensing) ซึ่งจำเป็นต้องทราบรูปแบบของคลื่นล่วงหน้าแล้วจึงนำมาทำอัตตสหสัมพันธ์ (correlation) กับสัญญาณที่รับได้ [17] การรับรู้จากการแปรผันตามเวลา (cyclostationarity-based sensing) เป็นวิธีตรวจจับที่พิจารณาสัญญาณรบกวนของสเปกตรัมผู้ใช้หลัก (primary user) โดยทำอัตตสหสัมพันธ์ ซึ่งสัญญาณรบกวนจะไม่เกิดอัตตสหสัมพันธ์ในขณะที่สัญญาณที่เกิดจากการมอดูเลตข้อมูลจะมีการแปรผันตามเวลาวิธีนี้จึงมีความซับซ้อนสูง [18] การใช้วงจรกรองแบบแมทช์ (Matched-filtering) เป็นวิธีที่ต้องทราบข้อมูลพื้นฐานของผู้ใช้หลัก เช่น ความถี่ของคลื่นพาห้ ความกว้างแบนด์ ชนิดของมอดูเลชัน และรูปแบบเฟรมข้อมูล ซึ่งทำให้วิธีนี้มีความซับซ้อนสูงมาก [19] และเนื่องจากผู้ใช้ของวิทยุรู้คิด (cognitive radio user) จำเป็นต้องรับสัญญาณได้ทุกรูปแบบ วิธีการตรวจจับพลังงานจึงเหมาะสมและครอบคลุมมากที่สุด

2.2 วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด

วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด (FIR digital filter) สามารถเขียนเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังสมการที่ (2.1) และเขียนสมการผลต่างสลับเนื่องได้ดังสมการที่ (2.2) จะสังเกตได้ว่าไม่มีส่วนของการป้อนกลับ ซึ่งเป็นผลดีที่ทำให้วงจรกรองชนิดนี้มีความเสถียร และเป็นความจริงอีกที่ว่าวงจรกรองสัญญาณเชิงเลข FIR จะให้ผลตอบสนองทางเฟสที่เป็นเชิงเส้น (linear phase response) ดังนั้นหากการประยุกต์ใช้งานใด ๆ ต้องการสัญญาณที่มีเฟสเป็นเชิงเส้นแล้วละก็ จะตัดสินใจได้ง่ายเลยว่าจะต้องใช้ FIR digital filter

พิจารณาถึงการสร้างวงจรกรองสัญญาณเชิงเลข FIR จะคำนึงถึงคุณสมบัติ causal โดยมีจำนวนอันดับ (filter order) $N-1$ เมื่อ N คือ จำนวนแท็บ ซึ่งสามารถแสดงคุณสมบัติได้ดังฟังก์ชันถ่ายโอน (transfer function) $H(z)$ ต่อไปนี้

$$H(z) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k)z^{-k} \quad (2.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการศึกษา

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยพหุนาม z^{-k} มีกำลัง $N-1$ ซึ่งในโดเมนเวลาความสัมพันธ์ของสัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุตจาก FIR digital filter ด้านบนสามารถเขียนได้ดังนี้

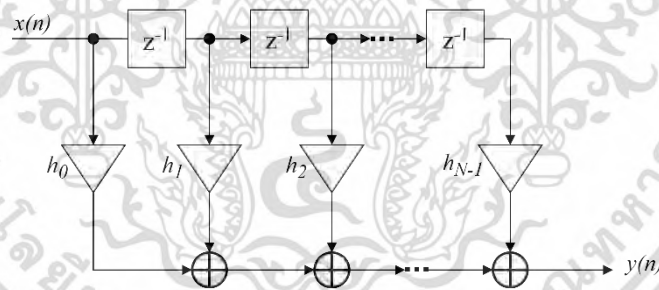
$$y[n] = \sum_{k=0}^{N-1} h[k] \cdot x[n-k] \quad (2.2)$$

เมื่อ $y[n]$ และ $x[n]$ คือสัญญาณเอาต์พุตและสัญญาณอินพุตตามลำดับ เนื่องจาก FIR digital filter สามารถถูกออกแบบเพื่อที่จะให้สัญญาณมีความเป็นเชิงเส้นได้ตลอดช่วงความถี่ และจะมีคุณสมบัติเสถียรภาพ BIBO เสมอ นั่นหมายถึงหากอินพุตของระบบมีขอบเขตที่แน่นอนระบบจะให้เอาต์พุตที่มีขอบเขตเช่นกัน ซึ่งวงจรกรองดังกล่าวถูกใช้งานบ่อย ๆ ในหลายงานประยุกต์ต่อไปนี้จะกล่าวถึงโครงสร้างของ FIR digital filter ในแบบต่าง ๆ

2.3 โครงสร้างของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขคณิตผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด

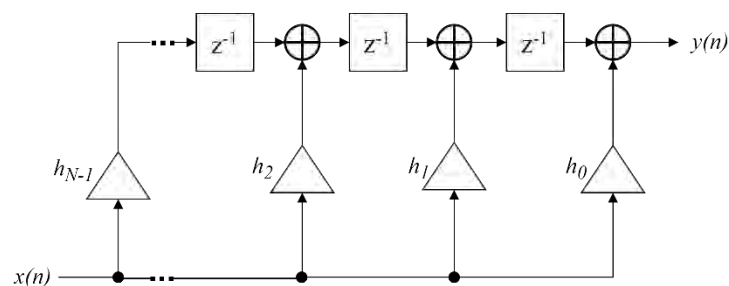
2.3.1 Direct form structure

วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขคณิตผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด ที่มีจำนวนแท็ป N จะมีจำนวนอันดับเป็น $N-1$ เท่ากับจำนวนตัวบวก ซึ่งโครงสร้างภายในประกอบด้วยตัวคูณค่าสัมประสิทธิ์ที่มีจำนวน N ตัวเท่ากับจำนวนค่าสัมประสิทธิ์ของฟังก์ชันถ่ายโอน จะถูกเรียกได้ว่าเป็นโครงสร้าง direct form จากสมการที่ (2.2) สามารถเขียนโครงสร้าง direct form ได้อย่างง่ายดังรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 โครงสร้าง FIR filter แบบ Direct form

โครงสร้างดังรูปที่ 2.1 สามารถเรียกอีกชื่อว่า tapped delay line หรือ transversal filter ซึ่งสามารถทรานสโพส และเขียนได้ดังรูปที่ 2.2 จะถูกเรียกว่าโครงสร้าง transpose direct form



รูปที่ 2.2 โครงสร้าง FIR filter แบบ transpose direct form

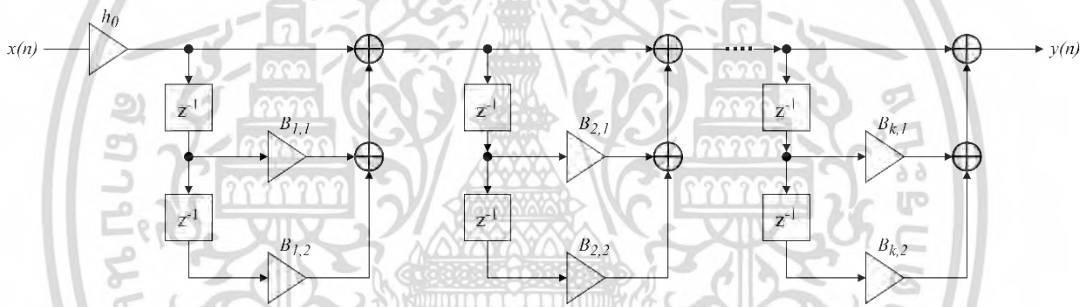
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในพิธีการเท่านั้น เมื่อผู้ดูแลเนื้อหาเว็บไซต์ได้ดำเนินการแก้ไขเนื้อหาใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.2 Cascade structure

ฟังก์ชันถ่ายโอน FIR ที่มีลำดับสูง สามารถเขียนให้อยู่ในโครงสร้าง cascade โดยให้แต่ละส่วนแสดงลักษณะเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับที่หนึ่ง หรือฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับที่สอง ด้วยเหตุนี้ จะทำการแยกตัวประกอบฟังก์ชันถ่ายโอน FIR สมการที่ (2.1) และเขียนใหม่ให้อยู่ในสมการด้านล่างนี้

$$\begin{aligned} H(z) &= h_0 + h_1 z^{-1} + \dots + h_{N-1} z^{-N+1} \\ &= h_0 \left(1 + \frac{h_1}{h_0} z^{-1} + \dots + \frac{h_{N-1}}{h_0} z^{-N+1} \right) \\ &= h_0 \prod_{k=1}^K \left(1 + B_{k,1} z^{-1} + B_{k,2} z^{-2} \right) \end{aligned} \quad (2.3)$$

เมื่อ $K = N/2$ กรณีที่ N เป็นจำนวนคู่ และ $K = (N+1)/2$ กรณีที่ N เป็นจำนวนคี่ โครงสร้าง cascade จากสมการที่ (2.3) แสดงดังรูปที่ 2.3 เมื่อฟังก์ชันถ่ายโอน FIR มีลำดับที่ N โครงสร้างนี้จะใช้จำนวนตัวคูณ $N+1$ ตัว และจำนวนตัวบวก N ตัว

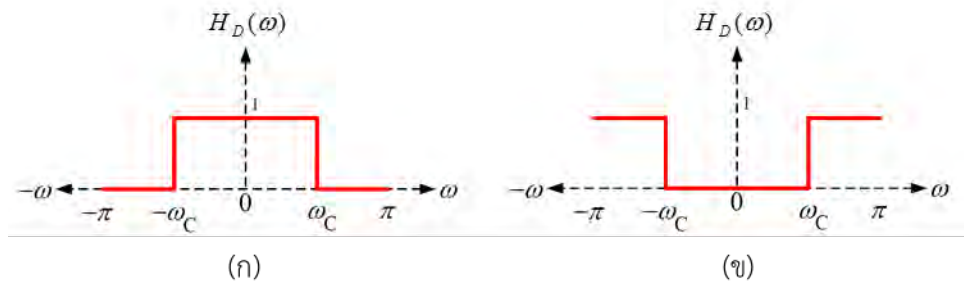


รูปที่ 2.3 โครงสร้าง FIR filter แบบ cascade

2.4 การออกแบบวงจรรองสัญญาณเชิงเลขชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด

การออกแบบวงจรรองสัญญาณเชิงเลขชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด หรือ FIR Filter มีเป้าหมายหลักคือเพื่อให้ได้มาซึ่งค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองสัญญาณ (filter coefficients) หรือ $h(n)$ ที่จะทำให้สัญญาณเอาต์พุตหลังจากผ่านวงจรรองนั้นเป็นไปตามข้อกำหนด เช่น ผลตอบสนองทางความถี่ รวมไปถึงข้อกำหนดต่าง ๆ ตามที่ต้องการ ทั้งนี้วิธีที่ใช้หาค่า $h(n)$ ได้ยกตัวอย่างไว้ได้แก่ วิธีหน้าต่าง (window method) และ วิธีสุ่มตัวอย่างความถี่ (frequency sampling method) ซึ่งจะได้อธิบายถึงขั้นตอนวิธีหลังจากนี้

วิธี Window method นั้นเป็นวิธีพื้นฐานในการออกแบบ FIR filter โดยมีสิ่งสำคัญคือการหาผลตอบสนองอิมพัลส์ $h_D(n)$ ของวงจรรองสัญญาณต้นแบบจากผลตอบสนองทางความถี่ $H_D(\omega)$ ของวงจรรองสัญญาณในอุดมคติ ดังแสดงในรูปที่ 2.4 โดย ω_c คือ ความถี่ตัด (cutoff frequency) ที่ทำการ normalized ด้วยความถี่สุ่ม 2π radian



รูปที่ 2.4 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณในอุดมคติ (ก) LPF และ (ข) HPF

ซึ่ง $h_D(n)$ และ $H_D(\omega)$ ต่างมีความสัมพันธ์กันโดยใช้เทคนิคการแปลงฟูเรียร์แบบไม่ต่อเนื่องทางเวลาแบบผกผัน (Inverse Discrete Fourier Transform : IDTFT) ดังสมการที่ (2.4)

$$h_D(n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} H_D(\omega) e^{j\omega n} d\omega \quad (2.4)$$

จากรูปที่ 2.4 (ก) ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่ต่ำในอุดมคติ ที่ให้การตอบสนองผ่านความถี่ระหว่าง $-\omega_c$ ถึง ω_c จะสามารถหาผลตอบสนองอิมพัลส์ $h_D(n)$ จากการ อินทิเกรตด้วยสมการที่ (2.17) ดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned} h_D(n) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} 1 e^{j\omega n} d\omega \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_c}^{\omega_c} 1 e^{j\omega n} d\omega \\ &= \left[\frac{e^{j\omega n}}{2\pi j n} \right]_{-\omega_c}^{\omega_c} \\ &= \frac{e^{j\omega_c n} - e^{-j\omega_c n}}{2\pi j n} \\ &= \frac{\sin(\omega_c n)}{\pi n} \quad ; n \neq 0, -\infty < n < \infty \end{aligned} \quad (2.5)$$

จากสมการที่ (2.5) จะพบว่า n ไม่สามารถเป็น 0 ได้ เนื่องจากจะทำให้ $h_D(0)$ มีค่าเป็นเศษศูนย์ส่วนด้วยศูนย์ ซึ่งสามารถแก้ไขปัญหานี้ได้ด้วยกฎของโลปีตาล (L'Hopital's rule) ดังนี้

$$\begin{aligned} h_D(0) &= \lim_{n \rightarrow 0} \frac{d(\sin(\omega_c n))}{dn} \\ &= \frac{\lim_{n \rightarrow 0} d(\sin(\omega_c n))}{\lim_{n \rightarrow 0} d(\pi n)} \\ &= \frac{\omega_c}{\pi} \end{aligned} \quad (2.6)$$

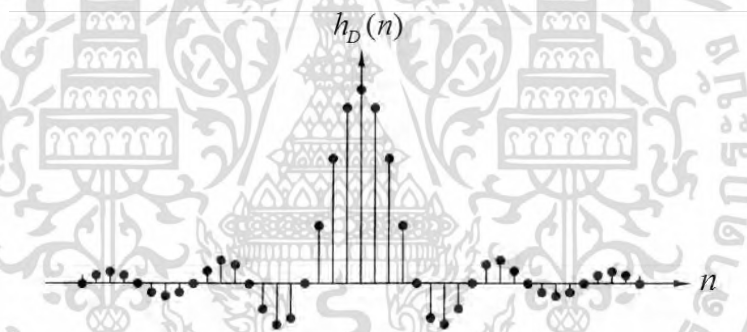
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในลักษณะเดียวกันสามารถใช้ในการแปลง IDTFT ดังสมการที่ (2.4) สำหรับการหาผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่สูงในอุดมคติ โดยได้ทำการสรุปไว้ดังตารางที่ 2.1 เพื่อใช้สำหรับการออกแบบต่อไป

ตารางที่ 2.1 ผลตอบสนองอิมพัลส์ $h_D(n)$ ของวงจรกรองสัญญาณในอุดมคติ [20]

ชนิดของวงจรกรอง	$h_D(n), -\infty < n < \infty$	$h_D(0)$
วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่ต่ำผ่าน	$\frac{\sin(\omega_C n)}{\pi n}$	$\frac{\omega_C}{\pi}$
วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่สูงผ่าน	$-\frac{\sin(\omega_C n)}{\pi n}$	$1 - \frac{\omega_C}{\pi}$
วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน	$\frac{\sin(\omega_{C2} n) - \sin(\omega_{C1} n)}{\pi n}$	$\frac{\omega_{C2} - \omega_{C1}}{\pi}$
วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุด	$\frac{\sin(\omega_{C1} n) - \sin(\omega_{C2} n)}{\pi n}$	$1 - \frac{\omega_{C2} - \omega_{C1}}{\pi}$

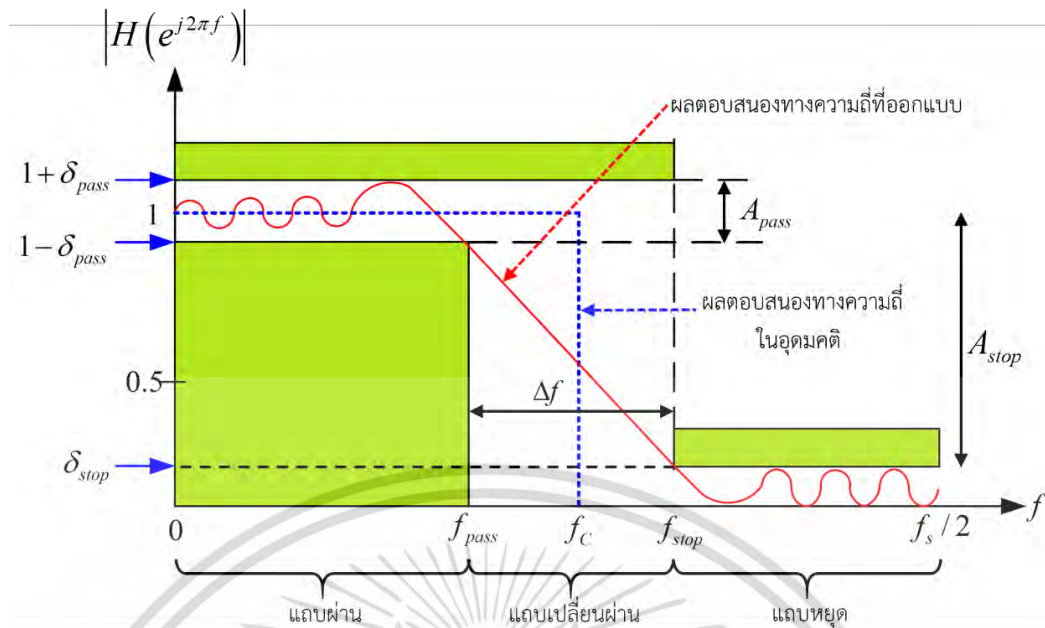
ผลตอบสนองอิมพัลส์ $h_D(n)$ สำหรับวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านในอุดมคติแสดงดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 ผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านในอุดมคติ

จากรูปจะสังเกตได้ว่าที่ $n=0$ ผลตอบสนองอิมพัลส์ $h_D(n)$ จะมีความสมมาตร (symmetry) ซ้าย-ขวา $h_D(n) = h_D(-n)$ ดังนั้นวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดจะให้ผลตอบสนองเฟสเป็นเชิงเส้น (linear phase response)

ต่อไปนี้จะทำการอธิบายถึงพารามิเตอร์ที่สำคัญสำหรับการออกแบบวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขด้วยวิธีหน้าต่าง อันประกอบไปด้วย ความถี่ขอบแถบผ่าน (passband edge frequency), ริบเปิลของแถบผ่าน (peak passband deviation), ความกว้างของแถบเปลี่ยนผ่าน (transition band width) และอัตราการลดทอนของแถบหยุด (stopband attenuation) โดยใช้รูปที่ 2.6 ประกอบการพิจารณาเมื่อ f_s คือค่าความถี่สุ่ม (sampling frequency)



รูปที่ 2.6 คุณลักษณะเฉพาะของผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่ต่ำ ความถี่ขอบแถบผ่าน (f_c ; passband edge frequency) คือจุดความถี่ระหว่างแถบผ่านและแถบหยุดของวงจรรองเชิงเลขแบบ FIR โดยนิยามที่ขนาด 0.5 หรือ -6dB เมื่อทำการ normalized ผลตอบสนองทางขนาดเป็น 1 หรือ 0dB ตามลำดับ ซึ่งจะแตกต่างจากวงจรรองเชิงเลขแบบ IIR ที่นิยามเหมือนกับวงจรรองเชิงอุปมานที่ขนาด 0.707 หรือ -3dB

ริบเปิลของแถบผ่าน (δ_{pass} ; peak passband deviation) คือ ค่าความกระเพื่อมสูงสุดวัดจาก 0dB ของผลตอบสนองทางขนาดในแถบผ่าน ดังรูปที่ 2.6 ซึ่งสามารถอธิบายได้ด้วยสมการที่ (2.7)

$$A_{pass} = 20 \log \frac{1 + \delta_{pass}}{1 - \delta_{pass}} \tag{2.7}$$

ความกว้างของแถบเปลี่ยนผ่าน (transition band width ; Δf) คือช่วงของการเปลี่ยนแปลงทางขนาดเมื่อเทียบกับความถี่

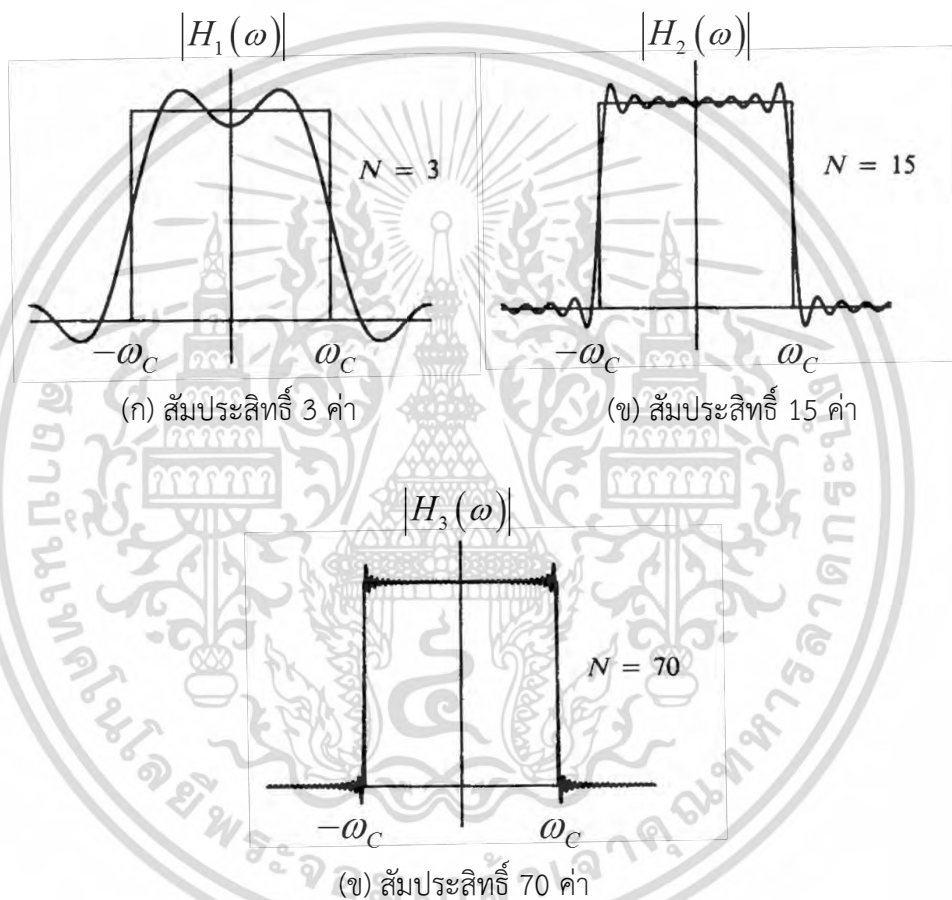
อัตราการลดทอนของแถบหยุด (stopband attenuation ; A_{stop}) คือ ขนาดการลดทอนเป็นจำนวนเท่าในหน่วย dB ของแถบหยุด โดยอัตราการลดทอนของแถบหยุดสามารถแสดงความสัมพันธ์กับริบเปิลของแถบหยุดได้ดังสมการที่ (2.8)

$$A_{stop} = 20 \log \delta_{stop} \tag{2.8}$$

เมื่อ δ_{stop} คือ peak stopband deviation
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.5 จะพบว่าผลตอบสนองอิมพัลส์ $h_D(n)$ จะมีค่าลดลงเรื่อย ๆ เมื่อห่างออกจากจุดเวลา $n=0$ จากทฤษฎีดังกล่าวสมการที่ (2.5) n สามารถมีค่าได้ถึง $\pm\infty$ นั้นทำให้วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขที่จะออกแบบไม่เป็นชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดตามที่ต้องการ ซึ่งสามารถแก้ปัญหาได้ด้วยการตัด (Truncate) ผลตอบสนองอิมพัลส์ในอุดมคติ (ideal impulse response) โดยกำหนดให้ $h_D(n) = 0$ เมื่อ $n > \text{filter length } N$

แต่อย่างไรก็ตามการ truncate ด้วยวิธีดังกล่าวทำให้ได้วงจรกรองสัญญาณเป็น FIR จริง แต่กระนั้นก็จะส่งผลให้เกิดผลที่ไม่พึงประสงค์ขึ้นนั่นคือปรากฏการณ์ Gibb's phenomenon ที่ทำให้เกิด ripples และ overshoots ดังแสดงในรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขในอุดมคติที่ตัดผลตอบสนองอิมพัลส์ให้เป็นจำนวนจำกัด

จากรูปที่ 2.7 แสดงให้เห็นถึงผลลัพธ์ของการตัดจำนวนผลตอบสนองอิมพัลส์หรือสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขในอุดมคติ พบว่ายิ่งจำนวนสัมประสิทธิ์มีมากขึ้นเท่าไรผลตอบสนองทางความถี่ก็จะยิ่งใกล้เคียงกับอุดมคติเท่านั้น

การ truncate ด้วยวิธีข้างต้นด้วยการตัดจำนวน $h_D(n)$ โดยตรงนั้นเป็นวิธีที่เทียบเท่ากับการคูณผลตอบสนองอิมพัลส์ $h_D(n)$ ด้วยฟังก์ชันหน้าต่างที่เรียกว่า Rectangular window ซึ่งแสดงฟังก์ชัน $w(n)$ ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สวทช.จัดทำขึ้นเพื่อการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{Rectangular} : w(n) = \begin{cases} 1 & ; |n| \leq (N-1)/2 \\ 0 & ; |n| > N-1 \end{cases} \quad (2.9)$$

การคูณกันระหว่างผลตอบสนองอิมพัลส์ในอุดมคติ $h_D(n)$ ด้วยฟังก์ชันหน้าต่าง $w(n)$ จะทำให้ค่าสัมประสิทธิ์มีจำนวนจำกัด และได้มาซึ่งผลตอบสนองอิมพัลส์ที่แท้จริง $h(n)$ ดังสมการที่ (2.10)

$$h(n) = h_D(n) \times w(n) \quad (2.10)$$

การเลือกฟังก์ชันหน้าต่างที่เหมาะสมจะช่วยลดผลของปรากฏการณ์ Gibb's phenomenon ลงไปได้ แต่สิ่งที่ต้องแลกมาก็คือความกว้างของแถบเปลี่ยนผ่าน Δf ที่กว้างขึ้นกว่าการไปตัดโดยตรงด้วย Rectangular window ซึ่ง Δf ของวงจรรองสัญญาณจะขึ้นอยู่กับความกว้างโลปหลัก (main lobe) ของหน้าต่าง ในขณะที่โลปข้าง (side lobe) จะขึ้นกับริบเปิดของแถบผ่าน A_{pass} และอัตราการลดทอนของแถบหยุด A_{stop} โดยคุณสมบัติของฟังก์ชันหน้าต่างพื้นฐานแสดงได้ดังตารางที่ 2.2 เมื่อ N คือ จำนวนสัมประสิทธิ์ของวงจรรองสัญญาณ

ตารางที่ 2.2 คุณสมบัติของฟังก์ชันหน้าต่างแต่ละชนิด [21]

Window functions	Δf (Hz) (normalized)	A_{pass} (dB) (minimum)	ความแตกต่างของโลปหลักกับโลบข้าง (dB)	A_{stop} (dB) (maximum)
Rectangular	0.9/N	0.7416	13	21
Hanning	3.1/N	0.0546	31	44
Hamming	3.3/N	0.0194	41	53
Blackman	5.5/N	0.0017	57	74
Kaiser	$\frac{A_{stop} - 7.95}{14.36N}$	ปรับได้	ปรับได้	90

ต่อไปนี้จะแสดงสมการฟังก์ชันหน้าต่างแต่ละชนิดได้แก่ Hanning, Hamming และ Blackman ดังสมการที่ (2.11) - (2.13) ตามลำดับ โดยที่ $-(N-1)/2 \leq n \leq (N-1)/2$ โดย N เป็นจำนวนคู่

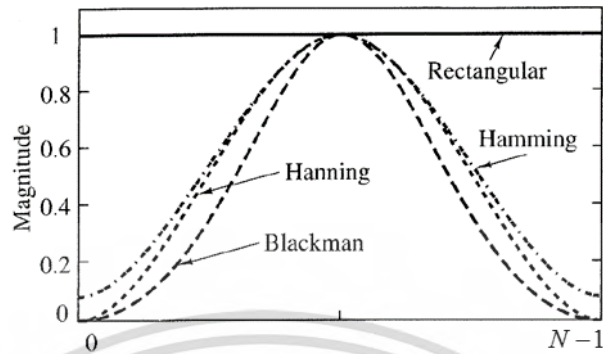
$$\text{Hanning} : w(n) = \frac{1}{2} \left[1 + \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right) \right] \quad (2.11)$$

$$\text{Hamming} : w(n) = 0.54 + 0.46 \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right) \quad (2.12)$$

$$\text{Blackman} : w(n) = 0.42 + 0.5 \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right) + 0.08 \cos\left(\frac{4\pi n}{N-1}\right) \quad (2.13)$$

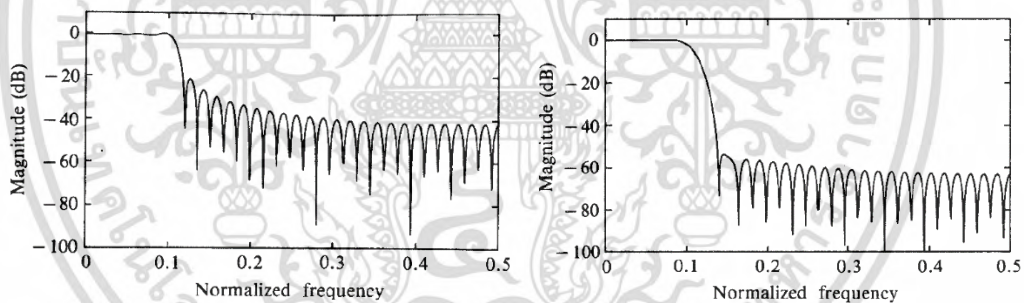
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฟังก์ชันหน้าต่างต่างดังสมการที่ (2.9) และสมการที่ (2.11) - (2.13) สามารถแสดงเป็นกราฟ ความสัมพันธ์ในโดเมนเวลาได้ดังรูปที่ 2.8



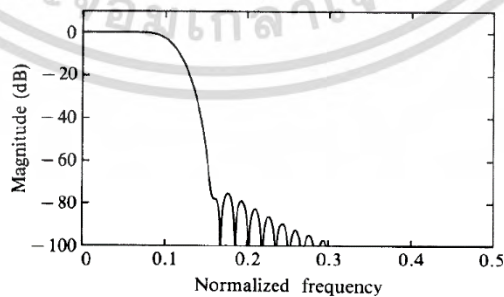
รูปที่ 2.8 การเปรียบเทียบรูปร่างของฟังก์ชันหน้าต่างแต่ละชนิดในโดเมนเวลา

เมื่อทำการออกแบบวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านด้วย passband edge frequency ค่าหนึ่ง โดยมีจำนวนสัมประสิทธิ์ $N = 61$ ด้วยฟังก์ชันหน้าต่าง 3 ชนิด ได้แก่ rectangular, Hamming และ Blackman โดยสามารถแสดงผลตอบสนองทางขนาดได้ดังรูปที่ 2.9 ซึ่งให้คุณสมบัติเป็นไปตามตารางที่ 2.2 เช่น การลดทอนของแถบหยุด



(ก) rectangular window

(ข) Hamming window



(ค) Blackman window

รูปที่ 2.9 การเปรียบเทียบผลตอบสนองทางขนาดของฟังก์ชันหน้าต่าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากตารางที่ 2.2 จะพบว่าฟังก์ชันหน้าต่างต่าง 4 ตัวแรกมีลักษณะเป็น fixed windows ซึ่งมีคุณลักษณะที่ปรับแต่งไม่ได้ เช่น ค่าความกว้างของแถบเปลี่ยนผ่าน (transition band width) และอัตราการลดทอนของแถบหยุด (stopband attenuation) ทำให้เกิดข้อจำกัดในการออกแบบวงจรกรองสัญญาณ อีกทั้งไม่สามารถควบคุมขนาดของริบเปิลได้

จากข้อจำกัดดังกล่าวจึงเกิดฟังก์ชันหน้าต่างที่ชื่อว่า Kaiser window ซึ่งเป็นฟังก์ชันหน้าต่างที่มีอัตราการลดทอนของแถบหยุดต่ำมาก และยังสามารถควบคุมเรื่องของริบเปิลได้ด้วยพารามิเตอร์ควบคุมริบเปิล ϵ ซึ่งทำให้สามารถทำการตัดสินใจแลกเปลี่ยนระหว่างความกว้างของแถบเปลี่ยนผ่านกับริบเปิลได้ โดยสมการฟังก์ชันหน้าต่างของ Kaiser window กำหนดได้ดังสมการที่ (2.14)

$$w(n) = \begin{cases} \frac{I_0 \left\{ \epsilon \left[1 - \left(\frac{2n}{N-1} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \right\}}{I_0(\epsilon)} \\ 0 \end{cases} \quad (2.14)$$

โดย $I_0(x)$ เรียกว่า zero-order modified Bessel function of the first kind ซึ่งสามารถหาได้โดยการใช้ power series expansion ดังสมการที่ (2.15)

$$I_0(x) = 1 + \sum_{k=1}^L \left[\frac{(x/2)^k}{k!} \right]^2 \quad (2.15)$$

ค่า ϵ จะถูกกำหนดจากค่าอัตราการลดทอนของแถบหยุด A_{stop} ที่ต้องการ ความสัมพันธ์ระหว่าง A_{stop} และ ϵ แสดงดังสมการที่ (2.16)

$$\epsilon = \begin{cases} 0 & ; A_{stop} \leq 21 \text{ dB} \\ 0.5842(A_{stop} - 21)^{0.4} + 0.07886(A_{stop} - 21) & ; 21 \text{ dB} < A_{stop} < 50 \text{ dB} \\ 0.1102(A_{stop} - 8.7) & ; A_{stop} \geq 50 \text{ dB} \end{cases} \quad (2.16)$$

จำนวนของสัมประสิทธิ์วงจรรอง N จะถูกกำหนดได้ด้วยสมการที่ (2.17)

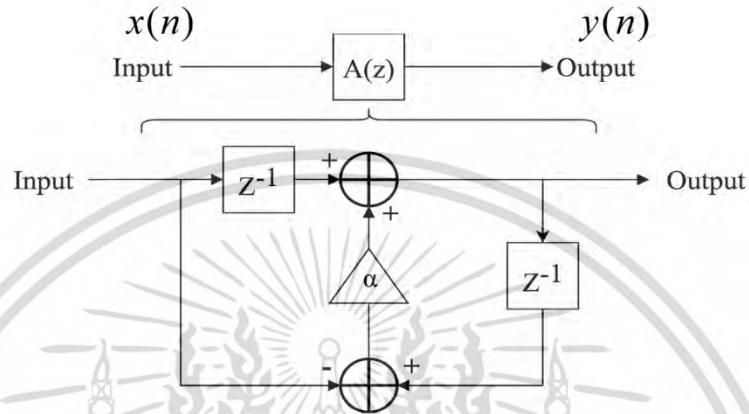
$$N \geq \frac{A_{stop} - 7.95}{14.36\Delta f} \quad (2.17)$$

โดย Δf คือค่า normalized transition width และค่าของ ϵ และ N จะถูกใช้ในการคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์ของ Kaiser window, $w(n)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 การแปลงความถี่ของสัญญาณ

การแปลงความถี่ของสัญญาณ (frequency transformation) [20] โดยใช้ first-order allpass สามารถทำได้โดยการแทนที่องค์ประกอบตัวหน่วงสัญญาณหนึ่งหน่วย (unit delay) ของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขต้นแบบทุก ๆ ตัวด้วยโครงสร้าง first-order allpass filter เพื่อให้ได้ผลตอบสนองทางความถี่ที่สามารถปรับจูน passband edge frequency โครงสร้าง first-order allpass filter แสดงดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขผ่านตลอดอันดับที่ 1 (first-order allpass filter)

วงจรกรองผ่านตลอด หรือ allpass filter จะให้ผลตอบสนองทางขนาดที่เท่ากันหมดทุก ๆ ความถี่ หรือก็คือยอมให้ความถี่ผ่านผ่านตลอดนั่นเอง ในขณะที่ผลตอบสนองทางเฟสจะเปลี่ยนไปขึ้นอยู่กับกรอกรูปแบบ สมการที่ (2.18) คือฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองผ่านตลอดลำดับที่ 1 (first-order allpass filter) โดยที่ค่า α ต้องมีขนาดไม่เกิน 1 เนื่องจากเป็นขนาดของตำแหน่งที่เกิด pole บนระนาบ z-plane หาก α มีค่ามากกว่า 1 ตำแหน่งของ pole จะหลุดออกนอกวงกลมหนึ่งหน่วย (unit circle) นั้นหมายความว่าระบบไม่มีเสถียรภาพ (unstable)

$$A(z) = \left(\frac{-\alpha + z^{-1}}{1 - \alpha z^{-1}} \right), |\alpha| < 1 \quad (2.18)$$

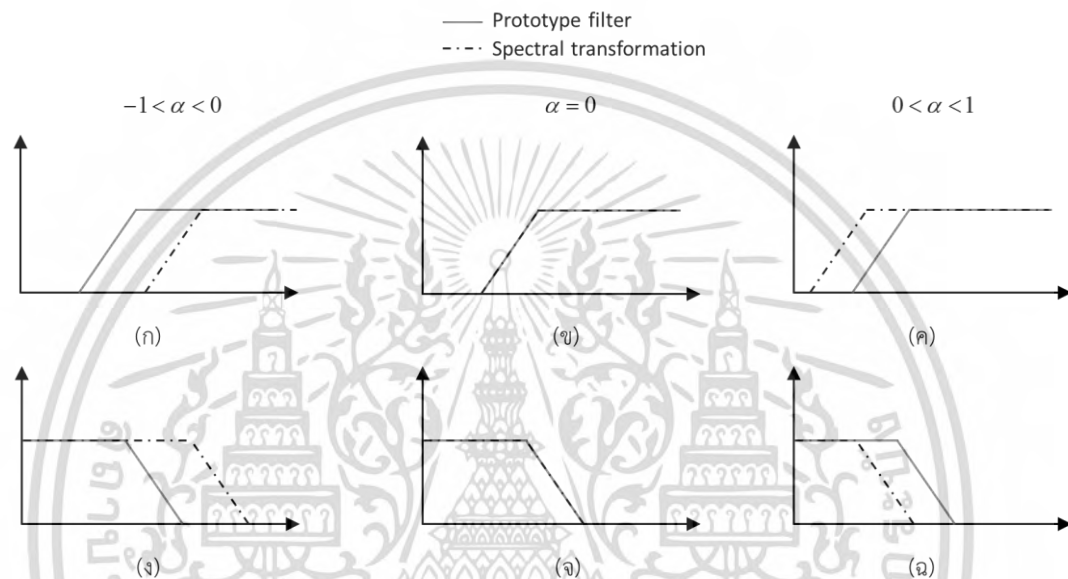
จากสมการที่ (2.18) α คือค่าสัมประสิทธิ์การแปลงความถี่ของสัญญาณ (frequency transformation coefficient) ซึ่งเป็นตัวแปรสำหรับควบคุมผลตอบสนองทางความถี่ที่ถูกดัดแปลง และจะเป็นตัวแปรสำหรับปรับจูนในโครงสร้างของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอด้วย โดยค่า α จะเป็นตัวกำหนด passband edge frequencies ของผลตอบสนองทางความถี่ที่ต้องการ

$$\alpha = \frac{\sin((\omega_p - \omega_D) \pi / 2)}{\sin((\omega_p + \omega_D) \pi / 2)} \quad (2.19)$$

เมื่อ ω_p คือ passband edge frequency ของวงจรกรองสัญญาณต้นแบบ

ω_D คือ passband edge frequency ที่ต้องการ
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่งานลิขสิทธิ์การเขียนเพื่อใช้ในการศึกษา ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (2.19) [4] เป็นสมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า α กับค่าความถี่ สำหรับ วงจรกรองสัญญาณต้นแบบที่ขึ้นกับ first-order allpass filter เมื่อ $-1 < \alpha < 0$ ค่า ω_D จะมีค่ามากกว่า ω_p ในทางกลับกันเดียวกันเมื่อ $0 < \alpha < 1$ ค่า ω_D จะมีค่าน้อยกว่า ω_p และสำหรับ $\alpha = 0$ จะได้ทำให้ $\omega_D = \omega_p$ ซึ่งหมายถึงได้ผลตอบสนองทางความถี่แบบเดียวกันกับวงจรกรองสัญญาณต้นแบบนั่นเอง โดยสามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่างช่วงค่า α กับผลตอบสนองทางความถี่ได้ดังรูปที่ 2.11



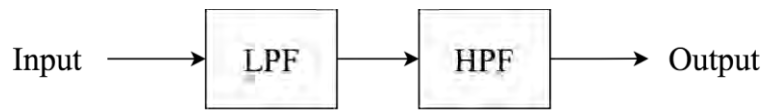
รูปที่ 2.11 ความสัมพันธ์ระหว่างช่วงค่า α กับผลตอบสนองทางความถี่

2.6 วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน/วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุด จากการเชื่อมต่อวงจรกรองสัญญาณแบบเรียงกัน/แบบขนาน

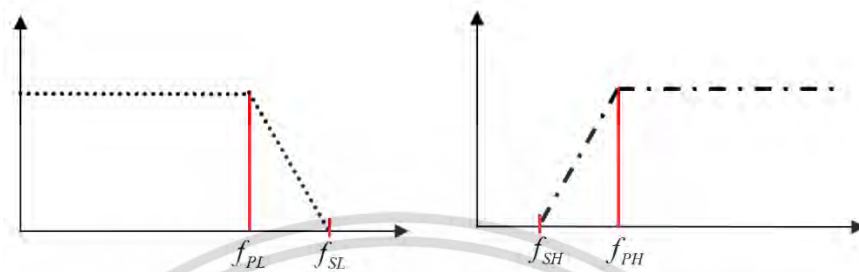
โดยทั่วไปแล้วการจะสร้างวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านหรือวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุดเชิงอุปมาน จะใช้วงจรกรองความถี่ต่ำและวงจรกรองความถี่สูงมาเชื่อมต่อร่วมกันในรูปแบบเรียงกันและแบบขนานกันตามลำดับ [4] ด้วยแนวคิดนี้จึงสามารถนำมาใช้งานกับวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขได้เช่นกัน

2.6.1 วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านจากการเชื่อมต่อวงจรกรองสัญญาณแบบเรียงกัน

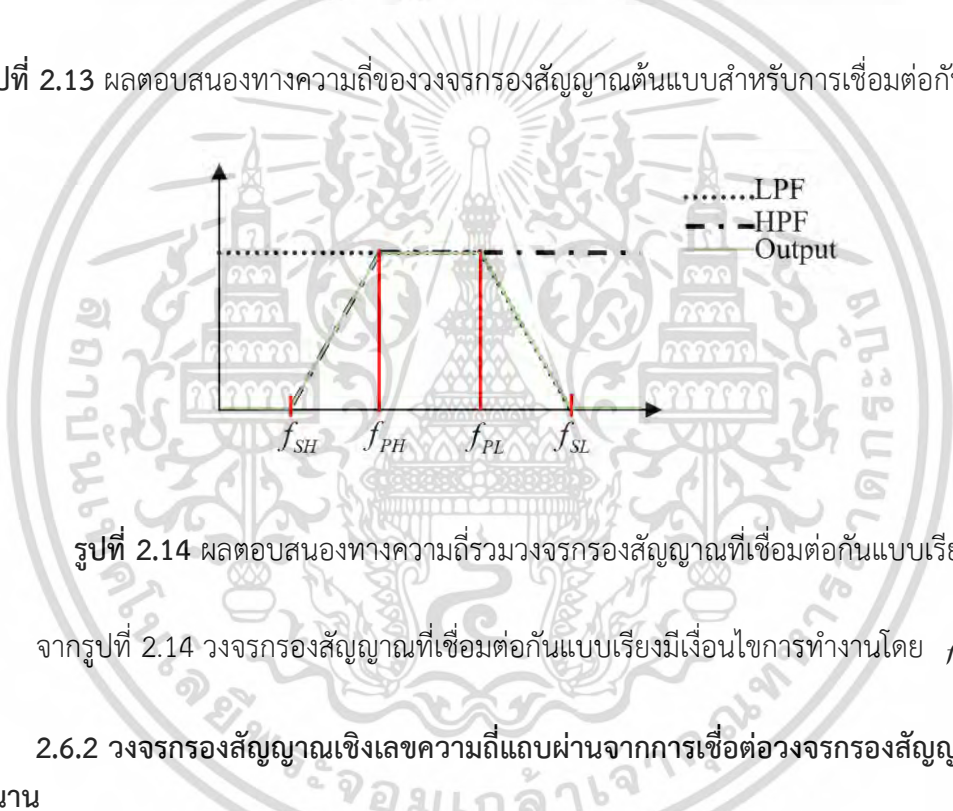
วงจรกรองสัญญาณที่เชื่อมต่อกันแบบเรียง (cascade) ดังรูปที่ 2.12 ระหว่างวงจรกรองความถี่ต่ำ และวงจรกรองความถี่สูงดังรูปที่ 2.13 จะให้ผลตอบสนองทางความถี่แบบวงจรกรองความถี่แถบผ่าน (bandpass filter) ดังรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.12 วงจรกรองสัญญาณที่เชื่อมต่อกันแบบเรียง



รูปที่ 2.13 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณต้นแบบสำหรับการเชื่อมต่อกันแบบเรียง

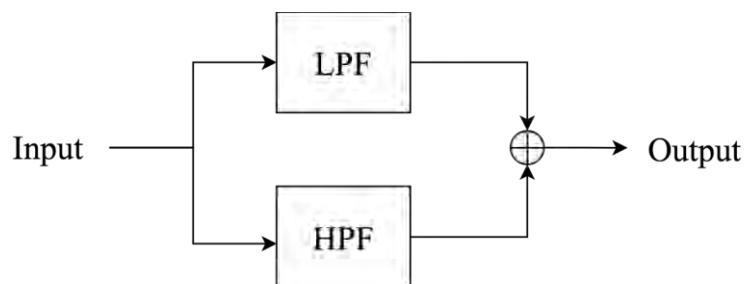


รูปที่ 2.14 ผลตอบสนองทางความถี่รวมวงจรกรองสัญญาณที่เชื่อมต่อกันแบบเรียง

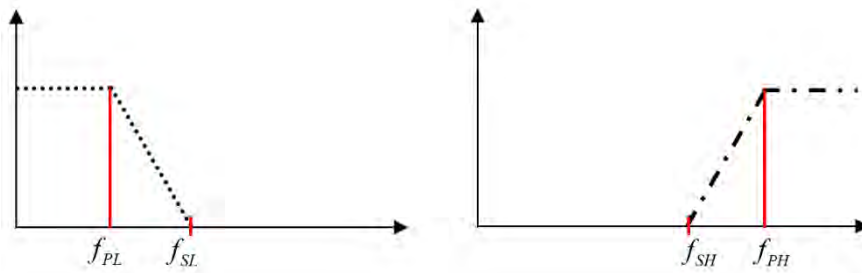
จากรูปที่ 2.14 วงจรกรองสัญญาณที่เชื่อมต่อกันแบบเรียงมีเงื่อนไขการทำงานโดย $f_{PL} > f_{PH}$

2.6.2 วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านจากการเชื่อมต่อวงจรกรองสัญญาณแบบขนาน

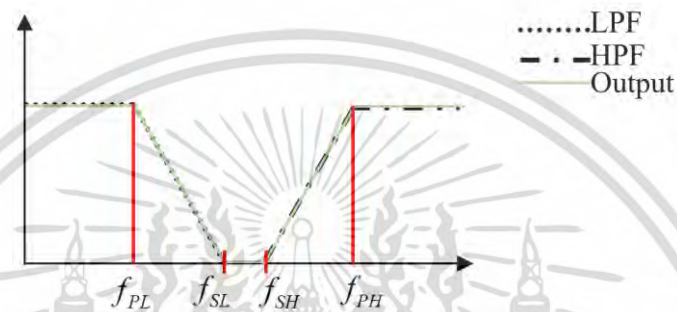
วงจรกรองสัญญาณที่เชื่อมต่อกันแบบขนาน (parallel) ดังรูปที่ 2.15 ระหว่างวงจรกรองความถี่ต่ำ และวงจรกรองความถี่สูงดังรูปที่ 2.16 จะให้ผลตอบสนองทางความถี่แบบวงจรถัดความถี่แถบหยุด (bandstop filter) ดังรูปที่ 2.17



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 2.15 วงจรกรองสัญญาณที่เชื่อมต่อกันแบบขนาน ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.16 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณต้นแบบสำหรับการเชื่อมต่อกันแบบขนาน

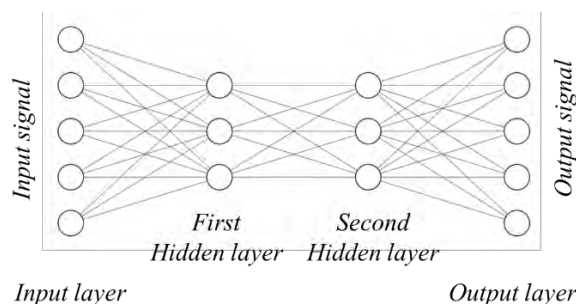


รูปที่ 2.17 ผลตอบสนองทางความถี่รวมของวงจรกรองสัญญาณที่เชื่อมต่อกันแบบขนาน

จากรูปที่ 6 วงจรกรองสัญญาณที่เชื่อมต่อกันแบบ parallel มีเงื่อนไขการทำงานโดย $f_{SL} < f_{SH}$

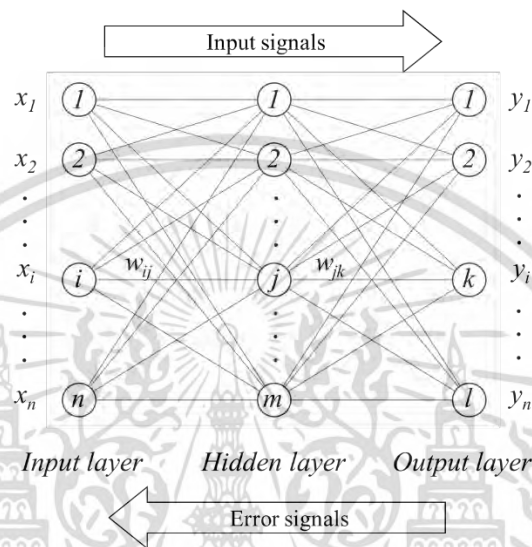
2.7 โครงข่ายประสาทเทียม

โครงข่ายประสาทเทียมหรือ Artificial Neural Networks (ANN) เป็นแบบจำลองชนิดหนึ่งในงานด้านปัญญาประดิษฐ์หรือ Artificial Intelligence (AI) ซึ่งเลียนแบบการทำงานของเซลล์ประสาทในสมองของมนุษย์ แต่อย่างไรก็ตามโครงข่ายเซลล์ประสาทในสมองของมนุษย์ก็ยังคงซับซ้อนกว่ามากถึงกระนั้นสำหรับงานรู้จำ ANN ก็ถูกนำมาใช้ประโยชน์อย่างแพร่หลายในงานวิศวกรรมทั่วไป ด้วยคุณสมบัติที่สามารถจับคู่ชุดข้อมูลระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตที่มีความซับซ้อนมากจนไม่สามารถจำลองแบบในเชิงของความเป็นได้ ซึ่ง ANN จะไม่สนใจวิธีการแก้ปัญหา แต่สนใจแค่ว่าปัญหาได้รับการแก้ไข และอีกคุณสมบัติคือมีความสามารถในการตอบสนองต่อข้อมูลที่ไม่เคยเห็น สถาปัตยกรรมของ ANN แบบ multilayer perceptron โดยทั่วไปสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 สถาปัตยกรรมของ ANN แบบ multilayer perceptron โดยทั่วไป เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่ว่ากรรมใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โครงข่าย ANNs สามารถมีเลเยอร์ได้ 3 - 4 เลเยอร์ ซึ่งประกอบไปด้วย input layer, hidden layer และ output layer โดยที่แต่ละเลเยอร์สามารถมีนิวรอนได้ตั้งแต่ 10 - 1,000 นิวรอน ส่วนใหญ่แล้วในทางปฏิบัติจะใช้โครงข่าย ANNs เพียง 3 เลเยอร์ เนื่องจากการเพิ่มเลเยอร์จะเป็นการเพิ่มความซับซ้อนในการคำนวณเป็นเท่าทวีคูณ ANNs มีขั้นตอนการเรียนรู้ของโครงข่ายอยู่มากมาย ซึ่งหนึ่งในวิธีที่ได้รับความนิยมมากคือ back-propagation [22] ดังรูปที่ 2.19 เป็น ANNs 3 เลเยอร์ที่ใช้ประกอบการอธิบายถึงขั้นตอนการเรียนรู้ในลำดับต่อไป



รูปที่ 2.19 โครงข่ายประสาทเทียมแบบ back-propagation

จากรูปที่ 2.19 ตัวบ่งชี้ i, j และ k คือ นิวรอนที่อยู่ใน input layer, hidden layer และ output layer ตามลำดับ โดยสัญญาณอินพุตจะถ่ายทอดผ่านโครงข่ายจากซ้ายไปขวา และสัญญาณ error จะถ่ายทอดสวนกลับจากขวาไปซ้าย

2.7.1 ขั้นตอนการเรียนรู้ของโครงข่ายประสาทเทียมแบบ back-propagation

โครงข่ายประสาทเทียมที่ใช้การเรียนรู้แบบ back-propagation มีขั้นตอนการเรียนรู้ (training) ดังนี้

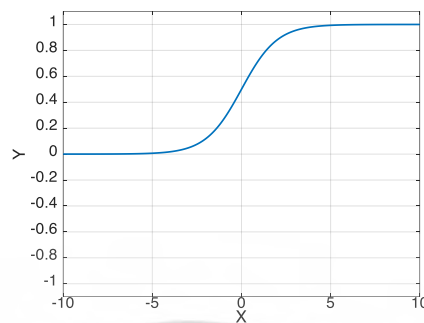
- 1) การกำหนดค่าถ่วงน้ำหนักเริ่มต้น (weight initialization)

ทำได้ด้วยการกำหนดค่า weight ทั้งหมดของโครงข่ายด้วยการแจกแจงปกติ (normal distribution) ภายใต้วงค่าที่แคบ โดยกำหนดให้มีค่า mean เป็น -0.2 และมีค่า variance เป็น 0.16
- 2) การกระตุ้น (activation)

ฟังก์ชันการกระตุ้น (activation function) ที่ใช้ในกระบวนการเรียนรู้แบบ back-propagation คือฟังก์ชัน sigmoid ดังสมการที่ (2.20) และสามารถแสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตได้ดังรูปที่ 2.20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Y^{sigmoid} = \frac{1}{1 + e^{-x}} \quad (2.20)$$



รูปที่ 2.20 กราฟของฟังก์ชัน sigmoid

- ก) เริ่มจากการคำนวณเอาต์พุตที่แท้จริง (actual outputs) $y_j(p)$ ของทุก ๆ นิวรอนใน hidden layer ด้วยสมการที่ (2.21)

$$y_j(p) = sigmoid \left[\sum_{i=1}^n x_i(p) \times w_{ij}(p) - \theta_j \right] \quad (2.21)$$

เมื่อ n คือ จำนวนอินพุตของนิวรอน j ใน hidden layer
 p คือ จำนวนรอบ

$x_i(p)$ คือ อินพุตของนิวรอนใน input layer

- ข) ถัดมาจะทำการคำนวณเอาต์พุตที่แท้จริง (actual outputs) $y_k(p)$ ของทุก ๆ นิวรอนใน output layer ด้วยสมการที่ (2.22)

$$y_k(p) = sigmoid \left[\sum_{j=1}^m x_j(p) \times w_{jk}(p) - \theta_k \right] \quad (2.22)$$

เมื่อ m คือ จำนวนอินพุตของนิวรอน k ใน output layer
 $x_k(p)$ คือ อินพุตของนิวรอนใน hidden layer

- 3) การฝึกค่าถ่วงน้ำหนัก (weight training)

สำหรับการปรับค่า weight ของโครงข่ายที่ใช้การเรียนรู้แบบ back-propagation จะกระทำโดยถ่ายทอดค่า error ของแต่ละนิวรอนเอาต์พุตแบบย้อนกลับ

- ก) เริ่มจากการคำนวณ error gradient $\delta_k(p)$ ของแต่ละนิวรอนใน output layer ด้วยสมการที่ (2.23)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\delta_k(p) = y_k(p) \times [1 - y_k(p)] \times e_k(p) \quad (2.23)$$

เมื่อ $e_k(p) = y_{d,k}(p) - y_k(p)$

จากนั้นคำนวณค่า weight corrections

$$\Delta w_{jk}(p) = \gamma \times y_j(p) \times \delta_k(p) \quad (2.24)$$

เมื่อ γ คือ อัตราการเรียนรู้ (learning rate) มีค่าระหว่าง $0 < \gamma < 1$

ทำการปรับค่า weight ที่ output neurons

$$w_{jk}(p+1) = w_{jk}(p) + \Delta w_{jk}(p) \quad (2.25)$$

ข) คำนวณ error gradient $\delta_j(p)$ ของแต่ละนิวรอนใน hidden layer ด้วยสมการที่ (2.26)

$$\delta_j(p) = y_j(p) \times [1 - y_j(p)] \times \sum_{k=1}^l \delta_k(p) \times w_{jk}(p) \quad (2.26)$$

เมื่อ l คือ จำนวนนิวรอนใน hidden layer

จากนั้นคำนวณค่า weight corrections

$$\Delta w_{ij}(p) = \gamma \times x_i(p) \times \delta_j(p) \quad (2.27)$$

ทำการปรับค่า weight ที่ hidden neurons

$$w_{ij}(p+1) = w_{ij}(p) + \Delta w_{ij}(p) \quad (2.28)$$

4) การทำซ้ำ (iteration)

การเพิ่มจำนวนรอบในการทำซ้ำ p จะเพิ่มทีละ 1 รอบ โดยจะทำซ้ำตั้งแต่ขั้นตอนที่ 2) activation จนกระทั่งค่า error ลดลงมาเท่ากับเกณฑ์ที่กำหนดไว้ จึงจะหยุดการทำซ้ำและสรุปได้ว่าโครงข่ายประสาทเทียมสามารถที่จะเรียนรู้ได้ โดยทั่วไปเกณฑ์ที่นำมาใช้ในการกำหนดให้โครงข่ายหยุดการเรียนรู้คือค่า sum of squared estimate of errors (SSE) ซึ่งสามารถหาได้จากสมการที่ (2.29)

$$SSE = \sum_{k=1}^l e_k(p) \quad (2.29)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปกติจะกำหนดให้ $SSE=0.001$ เพื่อเป็นเกณฑ์ที่บ่งบอกว่าโครงข่ายประสาทเทียมสามารถเรียนรู้ได้และหยุดการเรียนรู้ในที่สุด จากนั้นการปรับค่า weight ก็จะมีสิ้นสุดลงเช่นกัน ซึ่งค่า weight ที่ได้จะเป็นตัวแทนองค์ความรู้และจะนำไปใช้ในกระบวนการทดสอบหรือใช้งานต่อไป

2.7.2 ขั้นตอนการทดสอบของโครงข่ายประสาทเทียมแบบ back-propagation

การทดสอบโครงข่ายประสาทเทียมแบบ back-propagation ทำได้ด้วยการนำค่า weight หลังการเรียนรู้สำเร็จแล้วอันประกอบไปด้วย w_{ij} , w_{jk} , θ_j , θ_k มาคำนวณโดยการป้อนอินพุต x_i แก่โครงข่ายและให้เอาต์พุต y_k ออกมา ดังสมการที่ (2.30) - (2.31)

$$y_j = \text{sigmoid} [x_i \times w_{ij} - \theta_j] \quad (2.30)$$

เมื่อ i คือ จำนวนของนิวรอนใน input layer
 j คือ จำนวนของนิวรอนใน hidden layer

$$y_k = \text{sigmoid} [y_j \times w_{jk} - \theta_k] \quad (2.31)$$

เมื่อ k คือ จำนวนของนิวรอนใน output layer

2.8 การประยุกต์ใช้งานวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขแบบปรับจูนได้

2.8.1 Graphic Adjust Band Equalizer for Audio Processing

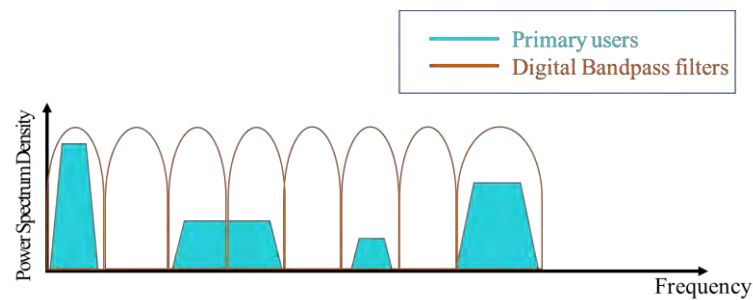
ในงานประมวลผลสัญญาณเสียง (audio processing) ทั้งงานดนตรีสดหรืองานในห้องอัดก็ดี ล้วนแต่มีความจำเป็นต้องใช้งาน equalizer เพื่อการชดเชยความถี่ย่านเสียงขาด และลดทอนความถี่ย่านเสียงที่เกิน แน่แน่นอนว่าหลีกเลี่ยงไม่ได้ในการใช้งานวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน และวงจรกรองความถี่แถบหยุด โดยเฉพาะในปัจจุบันที่อุปกรณ์ทำงานบนระบบเชิงเลขกันเป็นส่วนใหญ่ วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขจึงถูกนำมาใช้อย่างเป็นปกติ ซึ่งถ้าหากวงจรกรองนั้นสามารถปรับจูนได้ก็จะทำให้มีความยืดหยุ่นในการใช้งาน/ปรับแต่งเสียง

2.8.2 Spectrum Sensing in Cognitive Radio

ระบบวิทยุรู้คิด (cognitive radio) เป็นระบบเชิงเลข ที่ทำงานบน SDR platform (Software-defined radio) โดยจะมีกลไกการตรวจจับสัญญาณ (spectrum sensing) เพื่อพิจารณาว่าในขณะที่ช่องสัญญาณใดปราศจากการใช้งานโดยผู้ใช้หลัก (primary users) ทำให้ผู้ใช้ของวิทยุรู้คิด (cognitive radio users) สามารถเข้าใช้งานช่องสัญญาณดังกล่าวได้ เป็นการใช้อย่างมีประสิทธิภาพจากช่องสัญญาณที่มีอยู่อย่างจำกัดอย่างคุ้มค่า ทั้งนี้การจะตรวจจับสัญญาณได้จำเป็นต้องพิจารณาช่องสัญญาณในแต่ละช่อง ฉะนั้นจำเป็นต้องมีวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขหลายชุดเพื่อมาแบ่งสัญญาณในแต่ละช่องดังรูปที่ 2.21 เพื่อให้สามารถทำการพิจารณาช่องสัญญาณนั้น ๆ ด้วยวิธีการในลำดับถัดไป

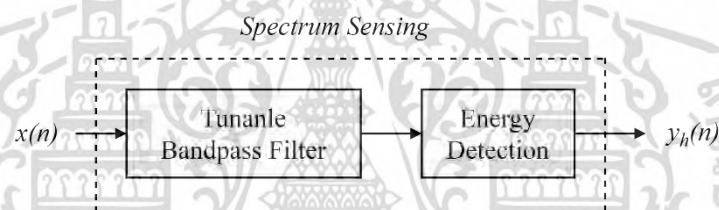
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจะถือว่าผิดกฎหมาย

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.21 วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านหลาย ๆ ชุดสำหรับการตรวจจับสัญญาณ

ฉะนั้นแล้ววงจรกรองสัญญาณเชิงเลขที่สามารถปรับจูนได้มีความจำเป็นในระบบ cognitive radio มาก เนื่องจากสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองจำนวนมากถูกลดลงไป ซึ่งจะส่งผลให้จำนวนทรัพยากรที่ใช้ในการทำงานลดลง แนวคิดนี้แสดงได้ดังรูปที่ 2.22 เมื่อ $x(n)$ คือสัญญาณอินพุต และ $y_h(n)$ คือเอาต์พุตที่บ่งบอกสถานะของช่องสัญญาณ โดยใช้วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบปรับจูนได้ร่วมกับวิธีการตรวจจับพลังงาน (energy detection)



รูปที่ 2.22 การตรวจจับสัญญาณของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบปรับจูนได้

บทที่ 3

วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด หลายเอาต์พุตแบบปรับจูนได้

3.1 โครงสร้างวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด แบบหลายเอาต์พุต

การออกแบบโครงสร้างวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขที่ให้หลายเอาต์พุต [2] เป็นแนวคิดอย่างง่ายที่ใช้ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่ต่ำผ่าน (low-pass filter) เพียง 2 ชุด เมื่อลองพิจารณาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองเชิงเลข FIR ลำดับที่ N จากสมการที่ (3.1) และ (3.2) ซึ่งสามารถคำนวณได้จากการนำผลตอบสนองอิมพัลส์มาแปลงฟูเรียร์แบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา discrete-time Fourier transform (DTFT) โดยสมการที่ (3.4)

ระบบมีผลตอบสนองทางเฟสเป็นเชิงเส้น จะสามารถเขียนได้เป็น

$$H(e^{j\omega}) = A(\omega)e^{-j\omega M} \quad (3.1)$$

$$A(\omega) = \sum_{n=-M}^M \hat{h}(n) \cos(\omega n) \quad (3.2)$$

โดย $A(\omega)$ คือผลตอบสนองทางขนาด

$$M = \frac{N-1}{2} \text{ คือค่าคงที่ความหน่วงกลุ่มของวงจรกรอง (group delay)}$$

สำหรับ N ที่เป็นจำนวนคี่

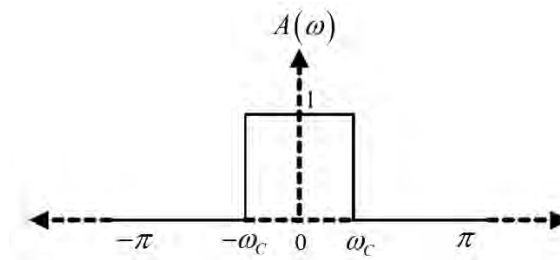
$$H(e^{j\omega}) = \sum_{n=0}^{N-1} h(n)e^{-j\omega n} \quad (3.3)$$

โดย $\hat{h}(n) = h(n+M)$ หรือ $h(n)$ ถูกเลื่อนไปทางซ้ายเพื่อให้มีความสมมาตรที่ $n=0$

การแปลงกลับฟูเรียร์แบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา (IDFT) ของ $A(\omega)$ จะได้ผลตอบสนองอิมพัลส์ตัวสมการที่ (3.4)

$$\hat{h}(n) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} A(\omega) \cos(\omega n) d\omega \quad (3.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.1 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองความถี่ต่ำในอุดมคติ

รูปที่ 3.1 แสดงผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองความถี่ต่ำในอุดมคติ ที่ซึ่งมีอัตราขยายเท่ากันตลอดทั้งช่วงความถี่แถบผ่าน (passband frequency) ระหว่าง 0 ถึง ω_c และมีอัตราขยายเป็นศูนย์ในช่วงความถี่แถบหยุด (stopband frequency) ระหว่าง ω_c ถึง π จะได้

$$A(\omega) = \begin{cases} 1 & 0 \leq \omega < \omega_c \\ 0 & \omega_c \leq \omega < \pi \end{cases} \quad (3.5)$$

จากสมการที่ (3.4) และ (3.5) ผลตอบสนองอิมพัลส์ในอุดมคติสามารถเขียนได้ดังสมการที่ (3.6)

$$\hat{h}(n) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\omega_c} \cos(\omega n) d\omega = \frac{\sin(\omega_c n)}{\pi n} \quad (3.6)$$

สำหรับ $n = 0$ สามารถทำได้โดยใช้กฎโลปีตาล (L'Hopital's Rule) กับ $\hat{h}(n)$ จะได้

$$\hat{h}(0) = \frac{\lim_{n \rightarrow 0} \frac{d(\sin \omega_c n)}{dn}}{\lim_{n \rightarrow 0} \frac{d(\pi n)}{dn}} = \frac{\omega_c}{\pi} \quad (3.7)$$

ในลักษณะเดียวกันสามารถใช้ IDFT สำหรับผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขอื่น ๆ ได้ โดยตารางที่ 3.1 สรุปรวมผลตอบสนองอิมพัลส์ของแต่ละผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขดังนี้

ตารางที่ 3.1 ผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขในอุดมคติ 4 ชนิด

ชนิด	$\hat{h}(n), -\infty < n < \infty$	$\hat{h}(0)$
วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน	$\frac{\sin(\omega_c n)}{\pi n}$	$\frac{\omega_c}{\pi}$
วงจรรองความถี่สูงผ่าน	$-\frac{\sin(\omega_c n)}{\pi n}$	$1 - \frac{\omega_c}{\pi}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

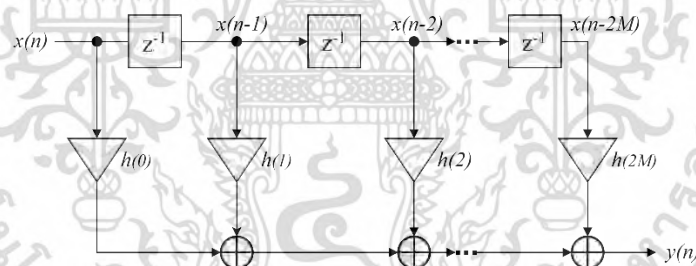
ตารางที่ 3.1 (ต่อ) ผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขในอุดมคติ 4 ชนิด

ชนิด	$\hat{h}(n), -\infty < n < \infty$	$\hat{h}(0)$
วงจรรองความถี่แถบผ่าน	$\frac{\sin(\omega_{C2}n) - \sin(\omega_{C1}n)}{\pi n}$	$\frac{\omega_{C2} - \omega_{C1}}{\pi}$
วงจรรองความถี่แถบหยุด	$\frac{\sin(\omega_{C1}n) - \sin(\omega_{C2}n)}{\pi n}$	$1 - \frac{\omega_{C2} - \omega_{C1}}{\pi}$

ในทางปฏิบัติจำเป็นต้องมีการตัดทอนผลตอบสนองอิมพัลส์ ให้มีความยาว N และทำการเลื่อนเลื่อนไปทางขวาด้วยลำดับ M สำหรับระบบที่มีคุณสมบัติ causality ซึ่งการดำเนินการสำหรับคำนวณค่าเอาต์พุตของวงจรรอง FIR ที่มีลำดับที่ N^{th} สามารถทำได้โดยการคอนโวลูชันระหว่างผลตอบสนองอิมพัลส์ที่แท้จริง $h(n)$ กับสัญญาณอินพุต $x(n)$ ซึ่งกำหนดได้โดยสมการที่ (3.8)

$$y(n) = h(n) * x(n) = \sum_{i=0}^{N-1} h(i)x(n-i) \quad (3.8)$$

การทำให้วงจรรองเป็นจริงตามสมการที่ (3.8) จะสามารถเขียนโครงสร้างแบบ direct form ได้ดังรูปที่ 3.2 และเพื่อที่จะทำให้ได้ผลตอบสนองทางความถี่ทั้ง 4 ชนิดนั้น จะได้อธิบายต่อจากนี้ ประกอบกับสมการที่ (3.9) - (3.16)



รูปที่ 3.2 โครงสร้าง FIR Direct form

วงจรรองสัญญาณชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดแบบหลายเอาต์พุต จะใช้ผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านเพียง 2 ชุดเพื่อทำให้โครงสร้างเป็นจริง โดยเริ่มจากวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านดังสมการที่ (3.9)

$$y_{LP}(n) = h_{LP}(0)x(n) + h_{LP}(1)x(n-1) + \dots + h_{LP}(M)x(n-M) + \dots + h_{LP}(2M)x(n-2M) \quad (3.9)$$

ในลักษณะเดียวกัน $y_{LP1}(n)$ สามารถได้มาจาก $h_{LP1}(n)$ และ $y_{LP2}(n)$ สามารถได้มาจาก $h_{LP2}(n)$ สำหรับวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่สูงสามารถแสดงได้ดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$y_{HP}(n) = h_{HP}(0)x(n) + h_{HP}(1)x(n-1) + \dots + h_{HP}(M)x(n-M) + \dots + h_{HP}(2M)x(n-2M) \quad (3.10)$$

จากตารางที่ 3.1 $h_{HP}(n) = -h_{LP}(n)$ และ $h_{HP}(M) = 1 - h_{LP}(n)$ จะเขียนสมการที่ (3.10) ได้

$$\begin{aligned} y_{HP}(n) &= -h_{LP}(0)x(n) - h_{LP}(1)x(n-1) + \dots + \\ &\quad [1 - h_{LP}(M)]x(n-M) + \dots - h_{LP}(2M)x(n-2M) \\ &= x(n-M) - h_{LP}(0)x(n) - h_{LP}(1)x(n-1) - \dots - \\ &\quad h_{LP}(M)x(n-M) - \dots - h_{LP}(2M)x(n-2M) \\ &= x(n-M) - \sum_{i=0}^{N-1} h_{LP}(i)x(n-i) \\ y_{HP}(n) &= x(n-M) - y_{LP}(n) \end{aligned} \quad (3.11)$$

ดังนั้น

$$y_{HP1}(n) = x(n-M) - y_{LP1}(n) \quad (3.12)$$

$$y_{HP2}(n) = x(n-M) - y_{LP2}(n) \quad (3.13)$$

สำหรับวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน จะสามารถหาสมการผลต่างสืบเนื่องในลักษณะเดียวกันกับข้างต้น ดังนี้

$$y_{BP}(n) = h_{BP}(0)x(n) + h_{BP}(1)x(n-1) + \dots + h_{BP}(M)x(n-M) + \dots + h_{BP}(2M)x(n-2M) \quad (3.14)$$

$h_{BP}(n)$ สามารถกำหนดได้จาก $h_{LP2}(n) - h_{LP1}(n)$ จะได้

$$\begin{aligned} y_{BP}(n) &= \sum_{i=0}^{N-1} h_{LP2}(i)x(n-i) - \sum_{i=0}^{N-1} h_{LP1}(i)x(n-i) \\ y_{BP}(n) &= y_{LP2}(n) - y_{LP1}(n) \end{aligned} \quad (3.15)$$

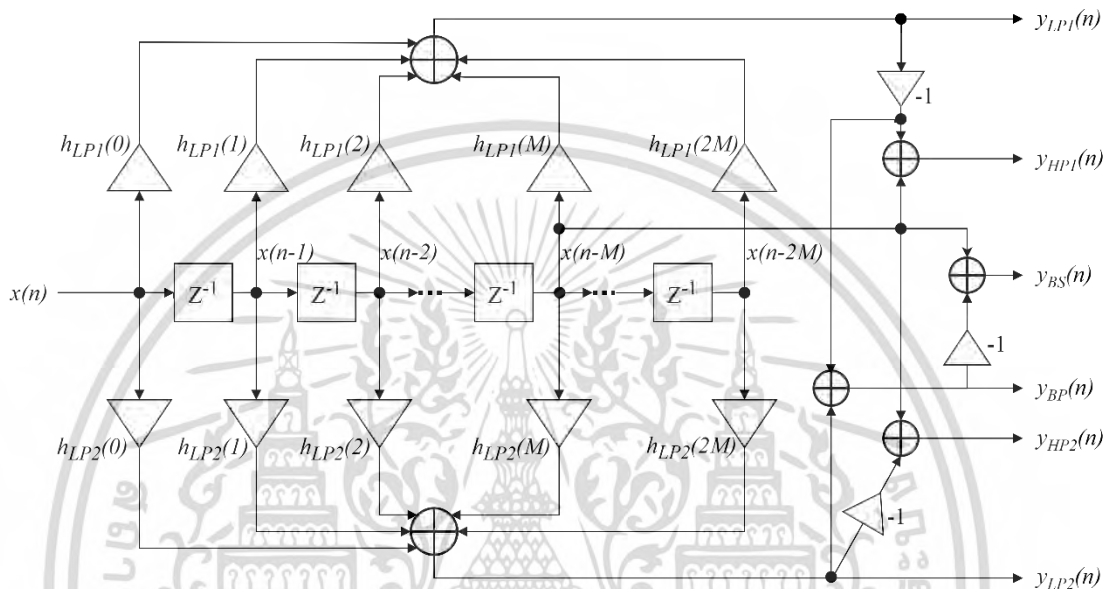
สำหรับวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุด จากตารางที่ 3.1 $h_{BS}(n) = -h_{BP}(n)$ และ $h_{BS}(M) = 1 - h_{BP}(M)$ จะได้

$$\begin{aligned} y_{BS}(n) &= -h_{BP}(0)x(n) - h_{BP}(1)x(n-1) + \dots + \\ &\quad [1 - h_{BP}(M)]x(n-M) + \dots - h_{BP}(2M)x(n-2M) \\ &= x(n-M) - \sum_{i=0}^{N-1} h_{BP}(i)x(n-i) \\ y_{BS}(n) &= x(n-M) - y_{BP}(n) \end{aligned} \quad (3.16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้าน (3.16)

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

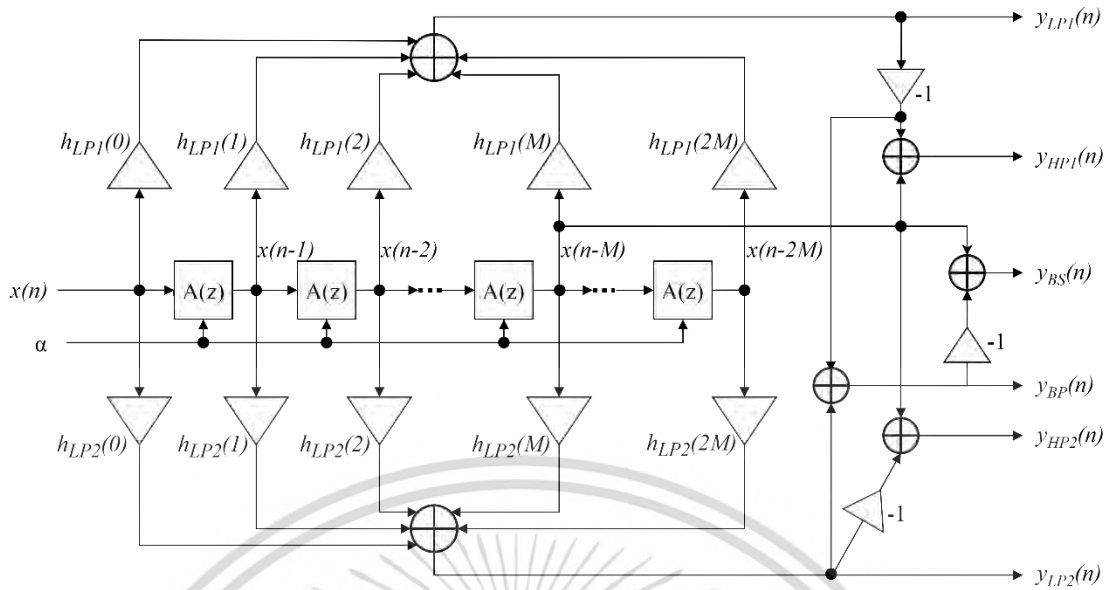
จากสมการที่ (3.9) - (3.16) สามารถเขียนเป็นโครงสร้างวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขได้ดังแสดงในรูปที่ 3.3 และสามารถยืนยันได้อีกครั้ง ว่าโครงสร้างนี้ใช้ผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านเพียง 2 ชุดเท่านั้น และให้ผลตอบสนองทางความถี่ได้ถึง 6 เอเดต์พุต ณ เวลาเดียวกัน โดยใช้จำนวนทรียากรอย่างชิฟต์รีจิสเตอร์ (shift registers) เท่ากับวงจรกรองทั่วไป ที่ให้เพียงเอาต์พุตเดียว และใช้จำนวนตัวคูณ (multipliers) และตัวบวก (accumulators) เป็นสองเท่าเมื่อเทียบกับวงจรกรองที่ให้เพียงเอาต์พุตเดียว



รูปที่ 3.3 โครงสร้างวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดแบบหลายเอาต์พุต

3.2 โครงสร้างวงจรกรองสัญญาณชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดแบบหลายเอาต์พุตที่ปรับจูนได้

เนื่องจากโครงสร้างวงจรกรองสัญญาณชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดแบบหลายเอาต์พุตดังรูปที่ 3.3 ซึ่งให้ผลตอบสนองทางความถี่ได้พร้อมกันถึง 6 เอเดต์พุต ประกอบกับมีงานวิจัย [3] [8] [9] ที่ใช้ วงจรกรองผ่านตลอดลำดับที่ 1 (first-order allpass filter) มาแทนที่ในองค์ประกอบของตัวหน่วงสัญญาณหนึ่งหน่วยเพื่อให้สามารถปรับจูนผลตอบสนองทางความถี่ได้ จึงเกิดเป็นโครงสร้างวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขแบบใหม่ ที่ให้ผลตอบสนองทางความถี่ได้พร้อมกันถึง 6 เอเดต์พุต และสามารถจูนผลตอบสนองทางความถี่ได้ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 โครงสร้างวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขคณิตผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดแบบหลายเอาต์พุตที่ปรับจูนได้ (Tunable Multiple Outputs FIR Filter)

จากรูปที่ 3.4 $A(z)$ คือวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขคณิตลำดับที่ 1 ที่ถูกแทนที่ในองค์ประกอบของตัวกรองสัญญาณหนึ่งหน่วย โดยมีค่าสัมประสิทธิ์ α ซึ่งเป็นค่าที่เปลี่ยนแปลงไปเพียงค่าเดียวในวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขคณิตลำดับที่ 1 ดังสมการที่ (2.61) ในบทก่อนหน้า และเป็นตัวแปรที่ใช้สำหรับปรับจูนผลตอบสนองทางความถี่ของโครงสร้างนี้ กรณีที่ $\alpha = 0$ ผลตอบสนองทางความถี่ของเอาต์พุตที่เป็นวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขคณิตต่ำผ่าน $y_{LP1}(n), y_{LP2}(n)$ จะเหมือนกันกับวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขคณิตต่ำผ่านต้นแบบ ส่วนเอาต์พุตอื่น ๆ ได้แก่ วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขคณิตสูงผ่าน $y_{HP1}(n), y_{HP2}(n)$ วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขคณิตแถบผ่าน $y_{BP}(n)$ และวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขคณิตแถบหยุด $y_{BS}(n)$ จะมีค่าความถี่ขอบของแถบผ่าน (passband edge frequency) เหมือนกันกับวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขคณิตต่ำผ่านต้นแบบทั้ง 2 ชุด

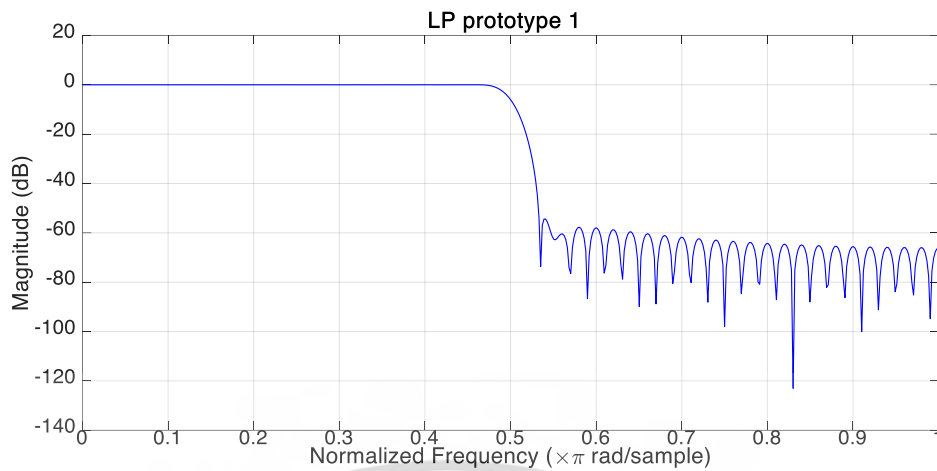
3.2.1 ผลทดสอบการทำงานของวงจรกรองสัญญาณ

การจำลองการทำงานของโครงสร้างวงจรกรองสัญญาณชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดแบบหลายเอาต์พุตที่ปรับจูนได้ จะกำหนดให้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบจำนวน 2 ชุด มีคุณลักษณะดังตารางที่ 3.2 ซึ่งจะถูกรูปร่างขึ้นมาจากวิธี Hamming window เพื่อลดปรากฏการณ์ Gibb's phenomenon โดยผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองทั้ง 2 ชุด แสดงได้ดังรูปที่ 3.5 และรูปที่ 3.6 ตามลำดับ

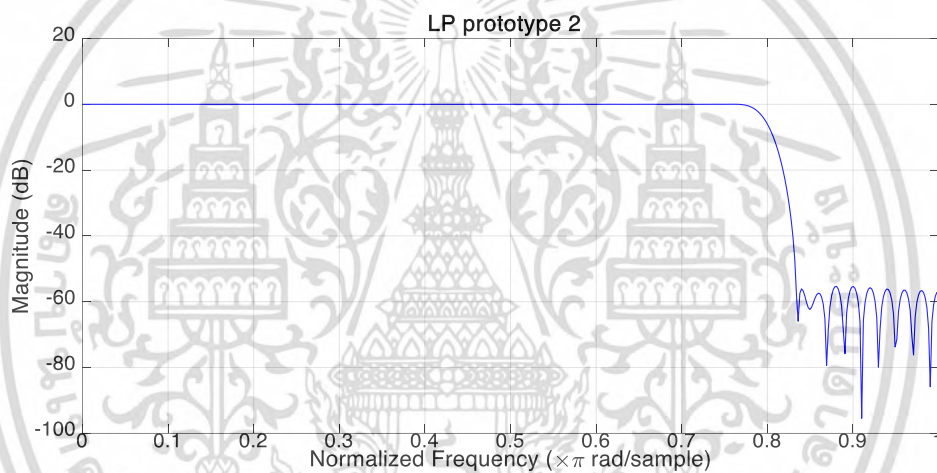
ตารางที่ 3.2 คุณสมบัติของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบ 2 ชุด

	วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบที่ 1	วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบที่ 2
ความยาววงจรกรอง	101	101
ความถี่ขอบแถบผ่าน	$0.5\pi \text{ rad}$	$0.8\pi \text{ rad}$

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

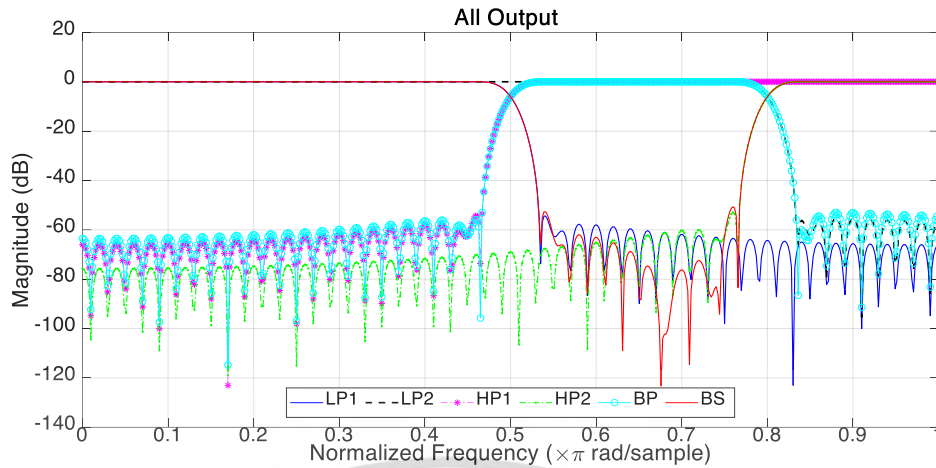


รูปที่ 3.5 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านต้นแบบที่ 1



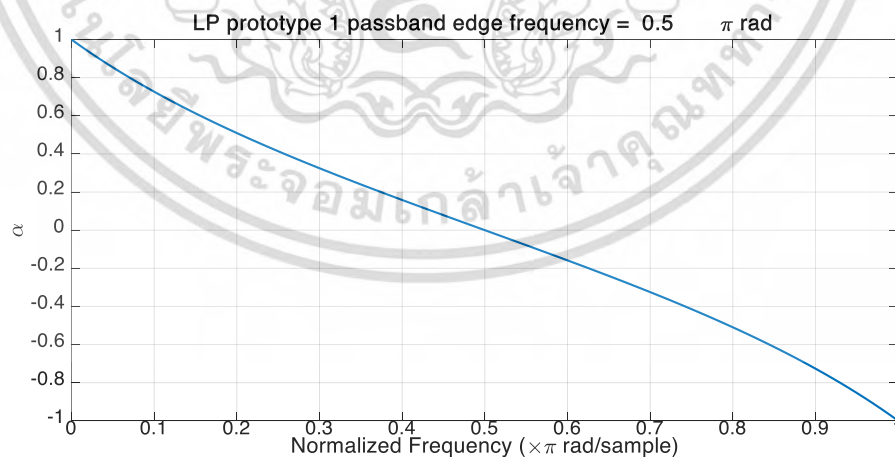
รูปที่ 3.6 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านต้นแบบที่ 2

การทดสอบการทำงานของโครงสร้างที่นำเสนอ จะกระทำบนความถี่ normalized โดยการป้อนคลื่นสัญญาณไซน์ขนาดคงที่เข้าไปยังอินพุต $x(n)$ ของโครงสร้างดังรูปที่ 3.4 ซึ่งจะสามารถให้เอาต์พุตได้พร้อมกัน 6 เอาต์พุต เมื่อค่าตัวแปรจูน $\alpha = 0$ ผลตอบสนองทางความถี่ที่ได้จะเหมือนกับกับโครงสร้างวงจรรองก่อนหน้าที่ปรับค่าไม่ได้ดังรูปที่ 3.3 ซึ่งประกอบด้วยวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่ต่ำผ่าน LP1 และ LP2, วงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่สูงผ่าน HP1 และ HP2, วงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน BP และวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุด BS ตามลำดับ



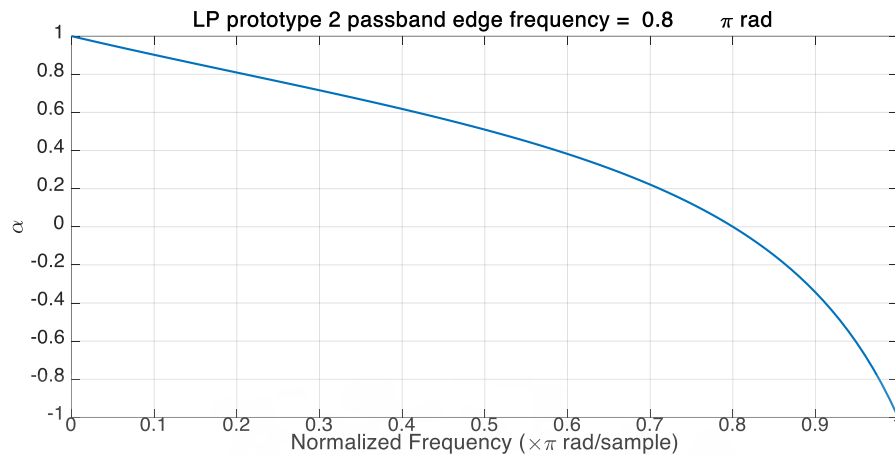
รูปที่ 3.7 ผลตอบสนองทางขนาดของโครงสร้างวงจรรองสัญญาณเชิงเลขชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์ จำกัดแบบหลายเอาต์พุต

จากรูปที่ 3.7 ทั้ง 6 เอาต์พุตจะมี passband edge frequency ที่เหมือนกันกับวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่ที่ต่ำผ่านต้นแบบทั้ง 2 ชุด กล่าวคือทั้งเอาต์พุต $y_{LP1}(n)$, $y_{HP1}(n)$ และ $y_{LP2}(n)$, $y_{HP2}(n)$ จะมี passband edge frequency เป็น $0.5\pi \text{ rad}$ และ $0.8\pi \text{ rad}$ ตามลำดับ เช่นเดียวกับเอาต์พุต $y_{BP}(n)$ และ $y_{BS}(n)$ ซึ่งความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่ขอบของแถบผ่านกับค่า α ของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่ที่ต่ำผ่านต้นแบบทั้ง 2 ชุด สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.8 และรูปที่ 3.9 ตามลำดับ ซึ่งสังเกตได้ว่าเมื่อ $\alpha = 0$ ค่าความถี่ที่ได้จากกราฟความสัมพันธ์จะเท่ากับกับ passband edge frequency ของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่ที่ต่ำผ่านต้นแบบ



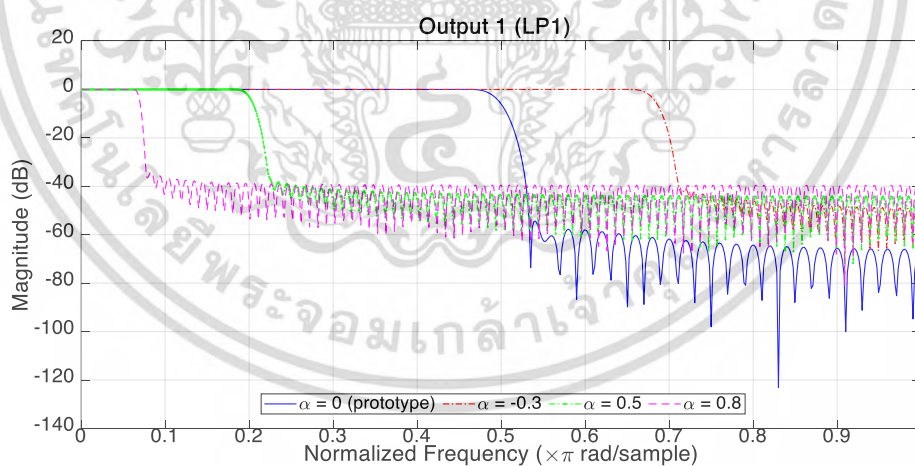
รูปที่ 3.8 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่ขอบของแถบผ่านกับค่า α ของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่ที่ต่ำผ่านต้นแบบที่ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



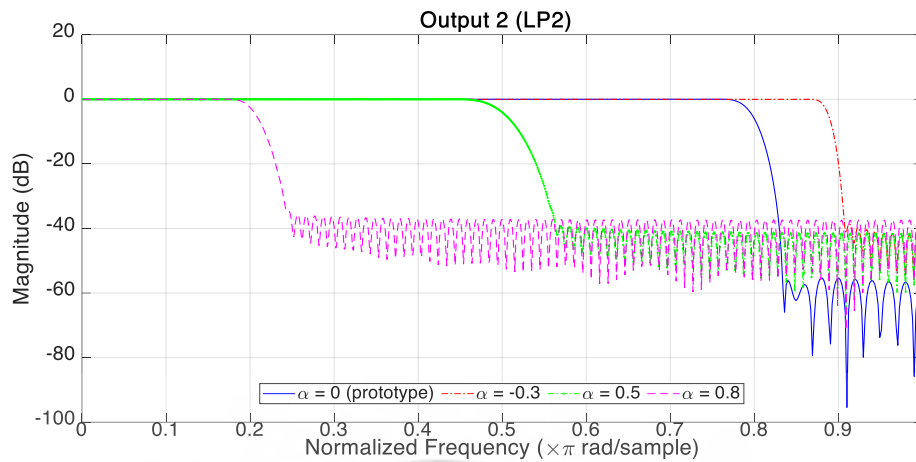
รูปที่ 3.9 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่ขอบของแถบผ่านกับค่า α ของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านต้นแบบที่ 2

ผลการทดสอบโครงสร้างวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดแบบหลายเอาต์พุตที่ปรับจูนได้ เมื่อค่า α เปลี่ยนไปจะส่งผลให้ค่าความถี่ขอบของแถบผ่านเปลี่ยนตามไปด้วย ดังความสัมพันธ์สมการที่ (2.62) ในบทก่อนหน้า ซึ่งสามารถแสดงเป็นกราฟความสัมพันธ์ได้ดังรูปที่ 3.8 และรูปที่ 3.9 โดยจากนี้จะได้ปรับจูน α เป็นค่าต่าง ๆ ซึ่งผลลัพธ์ของการปรับจูนด้วย α จะถูกแสดงดังรูปที่ 3.10 ถึงรูปที่ 3.15 โดยแต่ละรูปจะเปรียบเทียบผลตอบสนองทางขนาดของเอาต์พุตที่ปรับจูนด้วยค่า α ต่างกัน

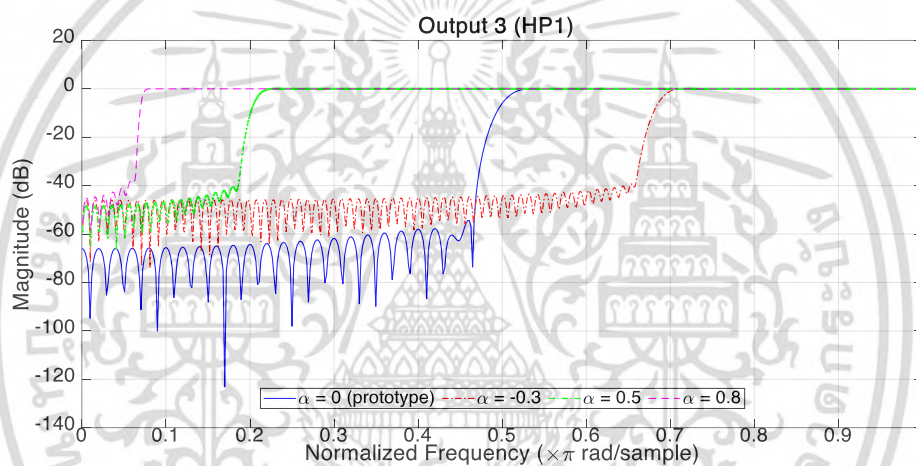


รูปที่ 3.10 ผลตอบสนองทางขนาดของเอาต์พุตที่ 1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน $y_{LP1}(n)$

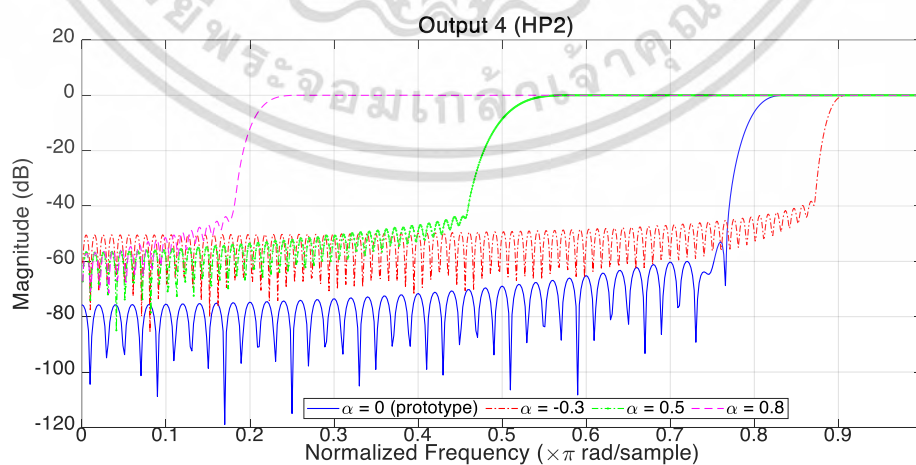
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.11 ผลตอบสนองทางขนาดของเอาต์พุตที่ 2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน $y_{LP2}(n)$



รูปที่ 3.12 ผลตอบสนองทางขนาดของเอาต์พุตที่ 3 วงจรกรองความถี่สูงผ่าน $y_{HP1}(n)$



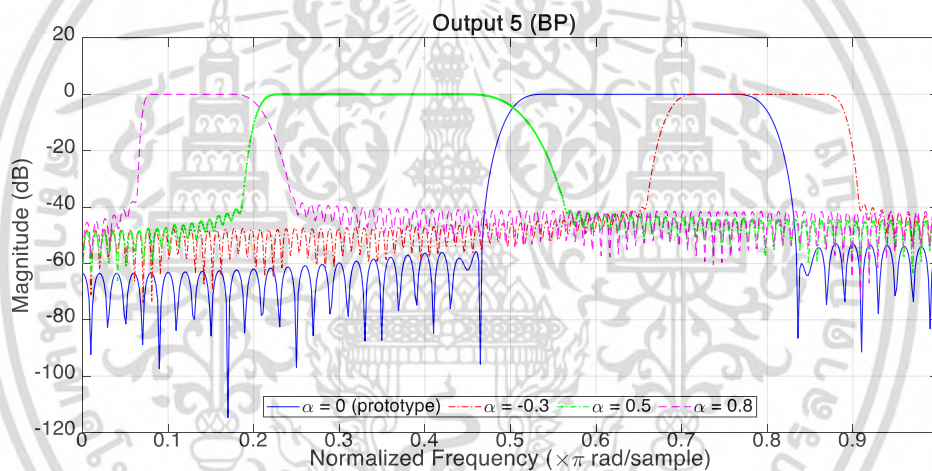
รูปที่ 3.13 ผลตอบสนองทางขนาดของเอาต์พุตที่ 4 วงจรกรองความถี่สูงผ่าน $y_{HP2}(n)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

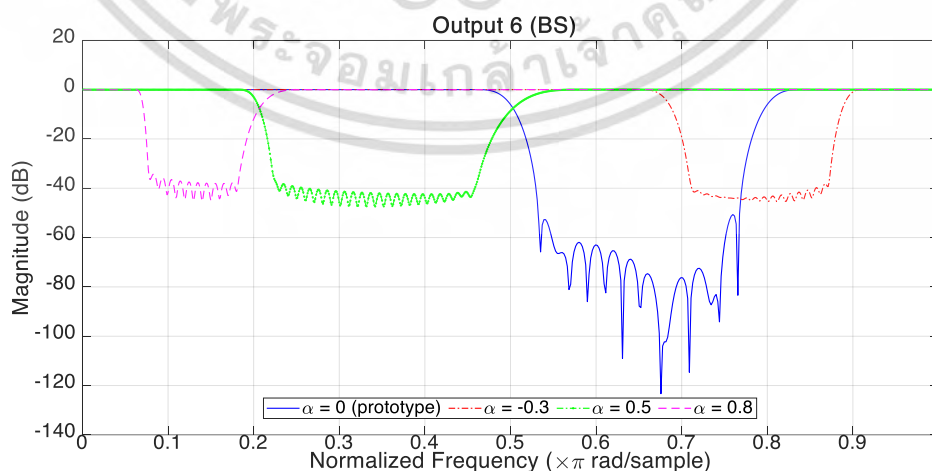
จากรูปที่ 3.10 ถึงรูปที่ 3.13 สามารถสรุปค่าความถี่ขอบแถบผ่านที่เปลี่ยนไปของเอาต์พุตวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านและวงจรกรองความถี่สูงผ่าน เมื่อจูนด้วยค่า α ต่าง ๆ ได้ดังตารางที่ 3.3

ตารางที่ 3.3 ค่าความถี่ขอบแถบผ่านที่เปลี่ยนไปของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเมื่อจูนด้วยค่า α ต่าง ๆ

	α	ค่าความถี่ขอบแถบผ่าน
$y_{LP1}(n), y_{HP1}(n)$	-0.3	$0.686\pi \text{ rad}$
	0	$0.5\pi \text{ rad}$
	0.5	$0.205\pi \text{ rad}$
	0.8	$0.07\pi \text{ rad}$
$y_{LP2}(n), y_{HP2}(n)$	-0.3	$0.89\pi \text{ rad}$
	0	$0.8\pi \text{ rad}$
	0.5	$0.508\pi \text{ rad}$
	0.8	$0.21\pi \text{ rad}$



รูปที่ 3.14 ผลตอบสนองทางขนาดของเอาต์พุตที่ 5 วงจรกรองความถี่แถบผ่าน $y_{BP}(n)$



รูปที่ 3.15 ผลตอบสนองทางขนาดของเอาต์พุตที่ 6 วงจรกรองความถี่แถบหยุด $y_{BS}(n)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.14 และรูปที่ 3.15 สามารถสรุปค่าความถี่ขอบแถบผ่านที่เปลี่ยนไปของเอาต์พุต วงจรกรองความถี่แถบผ่าน $y_{BP}(n)$ และวงจรกรองความถี่แถบหยุด $y_{BS}(n)$ เมื่อจูนด้วยค่า α ต่าง ๆ ได้ดังตารางที่ 3.4

ตารางที่ 3.4 ค่าความถี่ขอบแถบผ่านที่เปลี่ยนไปของวงจรกรองความถี่แถบผ่านและวงจรกรองความถี่แถบหยุดเมื่อจูนด้วยค่า α ต่าง ๆ

α	ค่าความถี่ขอบแถบผ่าน 1	ค่าความถี่ขอบแถบผ่าน 2
-0.3	$0.686\pi \text{ rad}$	$0.89\pi \text{ rad}$
0	$0.5\pi \text{ rad}$	$0.8\pi \text{ rad}$
0.5	$0.205\pi \text{ rad}$	$0.508\pi \text{ rad}$
0.8	$0.07\pi \text{ rad}$	$0.21\pi \text{ rad}$

จากผลตอบสนองทางความถี่ของเอาต์พุตทั้ง 6 จะสังเกตได้ว่าเมื่อปรับจูนด้วย α ค่าหนึ่ง แล้วจะได้ค่าความถี่ขอบแถบผ่านสัมพันธ์กันทุกเอาต์พุต นั่นเป็นผลมาจากการเปลี่ยนแปลงของค่าความถี่ขอบแถบผ่านของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบทั้ง 2 ชุด ซึ่งจะส่งผลต่อทุก ๆ เอาต์พุตนั่นเองตามสมการที่ (3.9), (3.12), (3.13), (3.15) และ (3.16)

3.2.2 ข้อจำกัดของวงจรกรองสัญญาณ

ถึงแม้ว่าโครงสร้างวงจรกรองสัญญาณชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดแบบหลายเอาต์พุตที่ปรับจูนได้เมื่อข้างต้น จะสามารถให้ผลตอบสนองต่อความถี่ได้พร้อมกันถึง 6 เอาต์พุตในเวลาเดียวกัน อีกทั้งยังสามารถจูนค่าความถี่ขอบแถบผ่านของผลตอบสนองทางความถี่ได้อีก แต่กระนั้นสามารถควบคุมค่าความถี่ขอบแถบผ่าน ได้เฉพาะแค่เอาต์พุตที่เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน และวงจรกรองความถี่สูงผ่านเท่านั้น เกิดข้อจำกัดขึ้นในเอาต์พุตที่เป็นวงจรกรองความถี่แถบผ่าน และ วงจรกรองความถี่แถบหยุด ที่ไม่สามารถควบคุมใด ๆ ได้เลย ทั้งความถี่กลาง และความกว้างแบนด์ ซึ่งทั้งสองคุณสมบัตินี้ยังคงขึ้นกับค่าความถี่ขอบแถบผ่านของวงจรกรองต้นแบบทั้ง 2 ชุด อย่างไรก็ตาม โครงสร้างวงจรกรองสัญญาณชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดแบบหลายเอาต์พุตที่ปรับจูนได้นี้ก็ยังมีประโยชน์ในด้านการออกแบบ VLSI หรือ ASIC chip เนื่องจากโครงสร้างใช้วงจรกรองต้นแบบเพียง 2 ชุดเท่านั้น จึงสามารถลดทรัพยากรอย่าง ตัวกระทำบวก (adder), ตัวกระทำคูณ (multiplier) และ ตัวหน่วงสัญญาณหนึ่งหน่วย (unit delay) ลงไปได้มากดังแสดงในตารางที่ 3.5

ตารางที่ 3.5 เปรียบเทียบการใช้งานทรัพยากรระหว่างโครงสร้างวงจรกรอง FIR ที่นำเสนอกับวงจรกรอง FIR ปกติ 6 ชุด เมื่อวงจรกรองมีความยาว N

ทรัพยากร	โครงสร้างวงจรกรอง FIR ที่นำเสนอ	วงจรกรอง FIR ปกติ 6 ชุด
Adder	$2N$	$6N$
Multiplier	$2N+4$	$6N$
Unit Delay	$N-1$	$6N-6$

เอกสารนี้เป็นเอกสารต้นฉบับสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ในเชิงพาณิชย์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 สรุป

ในบทที่ 3 นี้ ได้นำเสนอการนำโครงสร้างวงจรรองสัญญาณเชิงเลขที่ให้หลายเอาต์พุต ณ เวลาเดียวกัน มาทำให้สามารถปรับจูนได้ [5] ซึ่งแนวคิดการออกแบบโครงสร้างวงจรรองสัญญาณเชิงเลขที่ให้หลายเอาต์พุต จะใช้ผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่ต่ำผ่าน 2 ชุด เป็นต้นแบบในการสร้าง ซึ่งโครงสร้างที่ได้มี 1 อินพุต แต่สามารถให้ผลลัพธ์ได้พร้อม ณ เวลาเดียวกัน 6 เอาต์พุต ได้แก่ วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน 2 เอาต์พุต, วงจรรองความถี่สูงผ่าน 2 เอาต์พุต, วงจรรองความถี่แถบผ่าน 1 เอาต์พุต และวงจรรองความถี่แถบหยุด 1 เอาต์พุต ผนวกกับการใช้วงจรรองผ่านตลอดลำดับที่ 1 มาแทนที่ในองค์ประกอบของตัวหน่วงสัญญาณหนึ่งหน่วยของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบทั้ง 2 ชุด ทำให้ได้โครงสร้างวงจรรองสัญญาณเชิงเลขชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดแบบหลายเอาต์พุตที่สามารถปรับจูนได้ โดยมีสัมประสิทธิ์ของวงจรรองผ่านตลอดลำดับที่ 1 เป็นตัวแปรในการปรับจูนค่าความถี่ขอบแถบผ่าน ทำให้สามารถลดจำนวนทรัพยากรในการนำไปสร้างจริงได้ ทั้ง adder, multiplier และ unit delay เมื่อเทียบกับวงจรรองสัญญาณเชิงเลขชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดทั่วไป 6 ชุด ซึ่งโครงสร้างนี้เหมาะสมกับการนำไปสร้างบน VLSI หรือ ASIC chip แต่กระนั้นเอาต์พุตที่เป็นวงจรรองความถี่แถบผ่าน และวงจรรองความถี่แถบหยุด จะไม่สามารถควบคุม ความกว้างแบนด์ และความถี่กลางได้ หากงานที่จะนำไปประยุกต์ใช้ไม่ได้มีความจำเป็นต้องใช้ 2 เอาต์พุตดังกล่าว 4 เอาต์พุตที่เหลือซึ่งเป็นวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน และวงจรรองความถี่สูงผ่าน ยังคงสามารถปรับจูนได้เป็นอย่างดี ฉะนั้นก็สามารถเลือกใช้งานโครงสร้างวงจรรองสัญญาณเชิงเลขชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดแบบหลายเอาต์พุตที่สามารถปรับจูนนี้ได้

บทที่ 4

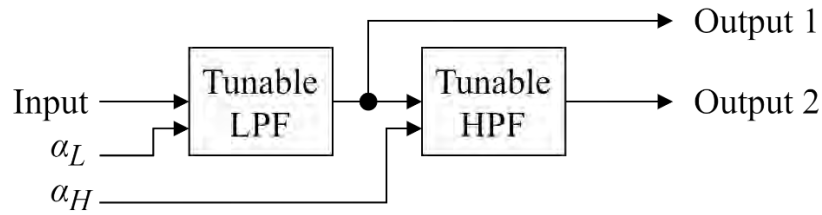
วงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน/วงจรรองสัญญาณ เชิงเลขความถี่แถบหยุดชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดแบบ ปรับจูนได้

สืบเนื่องมาจากบทที่ 3 ที่ได้นำเสนอ วงจรรองสัญญาณชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดแบบหลายเอาต์พุตที่ปรับจูนได้นั้น สามารถปรับจูนผลตอบสนองทางความถี่ให้เป็นไปตามค่าความถี่ขอบแถบผ่านที่ต้องการได้เพียงแค่ว่า เอาต์พุตที่เป็นวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน และวงจรรองความถี่สูงผ่านเท่านั้น ส่วนเอาต์พุตที่เป็นวงจรรองความถี่แถบผ่าน และวงจรรองความถี่แถบหยุด จะไม่สามารถควบคุม ค่าความถี่กลาง และค่าความกว้างแบนด์ได้เลย ซึ่งหากมีความต้องการใช้งานวงจรรองสัญญาณดังกล่าว โครงสร้างที่ได้นำเสนอไปในบทที่ 3 จะไม่สามารถตอบสนองได้เลย

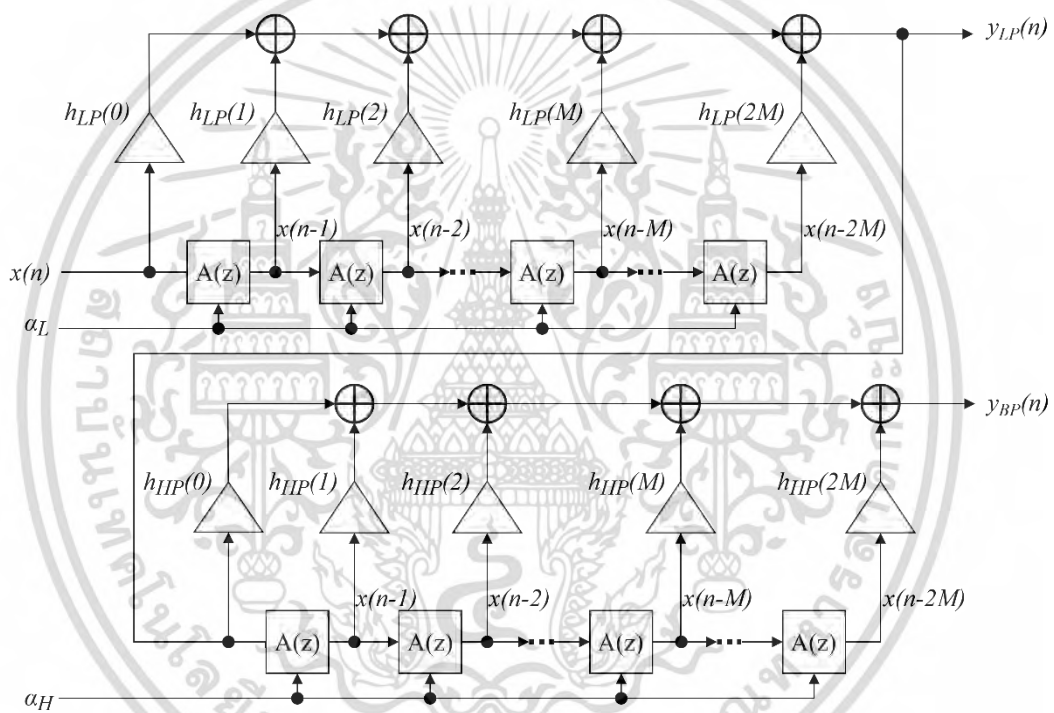
จึงเป็นที่มาของ วงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน/วงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุดชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดแบบปรับจูนได้ ที่จะนำเสนอในบทนี้ ด้วยโครงสร้างของวงจรรองสัญญาณแบบปรับจูนได้ที่นำเสนอ ทั้งการเชื่อมต่อแบบ cascade และแบบ parallel นั้นสามารถให้ผลตอบสนองต่อความถี่ที่สามารถปรับจูนได้อย่างอิสระ (flexible tuning) โดยสามารถกำหนดได้ทั้งความกว้างแบนด์ (bandwidth) และความถี่กลาง (center frequency) ของแบนด์ที่ต้องการได้

4.1 วงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดแบบปรับจูนได้

วงจรรองความถี่แถบผ่านที่เกิดจากการนำวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน และวงจรรองความถี่สูงผ่าน มาต่อ cascade กันตามลำดับ ดังที่ได้อธิบายไว้ในหัวข้อ 2.6.1 ของบทที่ 2 โดยมีเงื่อนไขการใช้งานคือ ค่าความถี่ขอบแถบผ่านของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน ต้องมากกว่าค่าความถี่ขอบแถบผ่านของวงจรรองความถี่สูงผ่าน ($f_{PL} > f_{PH}$) และเมื่อนำวงจรรองผ่านตลอดลำดับที่ 1 (first-order allpass filter) จำนวน 2 ชุด มาแทนที่ในองค์ประกอบของตัวหน่วงสัญญาณหนึ่งหน่วยของวงจรรองต้นแบบทั้งสองตามลำดับ ก็จะสามารถทำให้วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน และวงจรรองความถี่สูงผ่านนั้นสามารถปรับจูนค่าความถี่ขอบแถบผ่านได้ ส่งผลให้เอาต์พุตที่ 2 ดังรูปที่ 4.1 เป็นวงจรรองความถี่แถบผ่านที่สามารถปรับจูนได้ ด้วยค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองผ่านตลอดลำดับที่ 1 ทั้งสองชุด คือ α_L และ α_H



รูปที่ 4.1 ไดอะแกรมวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบปรับจูนได้ จากไดอะแกรมดังรูปที่ 4.1 อินพุตคือ $x(n)$ ส่วนเอาต์พุตมี 2 ชุดคือ $y_{LP}(n)$ ที่เอาต์พุตหมายเลข 1 และ $y_{BP}(n)$ ที่เอาต์พุตหมายเลข 2 ซึ่งสามารถนำมาเขียนเป็นโครงสร้างวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านที่สามารถปรับจูนได้ดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 โครงสร้างวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบปรับจูนได้

โครงสร้างวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านสามารถปรับจูนได้ด้วยค่าสัมประสิทธิ์ α โดยใช้ ค่าความกว้างแบนด์ (bandwidth) และค่าความถี่กลาง (center frequency) คำนวณหา ค่าความถี่ขอบแถบผ่านใหม่สำหรับแต่ละวงจรกรองต้นแบบ ดังความสัมพันธ์ในสมการที่ (4.1) และ สมการที่ (4.2)

$$\omega_{DL} = \text{center frequency} + \frac{\text{bandwidth}}{2}$$

$$\omega_{DH} = \text{center frequency} - \frac{\text{bandwidth}}{2} \quad (4.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

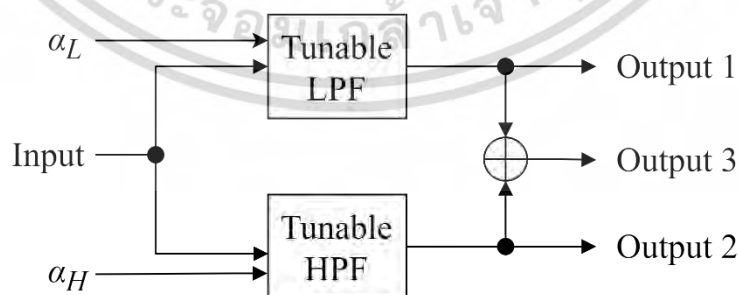
$$\alpha_L = \frac{\sin((\omega_{PL} - \omega_{DL})\pi/2)}{\sin((\omega_{PL} + \omega_{DL})\pi/2)}$$

$$\alpha_H = \frac{\sin((\omega_{PH} - \omega_{DH})\pi/2)}{\sin((\omega_{PH} + \omega_{DH})\pi/2)} \quad (4.2)$$

- เมื่อ ω_{PL} คือ ความถี่ขอบแถบผ่านของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบ
 ω_{PH} คือ ความถี่ขอบแถบผ่านของวงจรรองความถี่สูงผ่านต้นแบบ
 ω_{DL} คือ ความถี่ขอบแถบผ่านที่ต้องการสำหรับวงจรรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบ
 ω_{DH} คือ ความถี่ขอบแถบผ่านที่ต้องการสำหรับวงจรรองความถี่สูงผ่านต้นแบบ

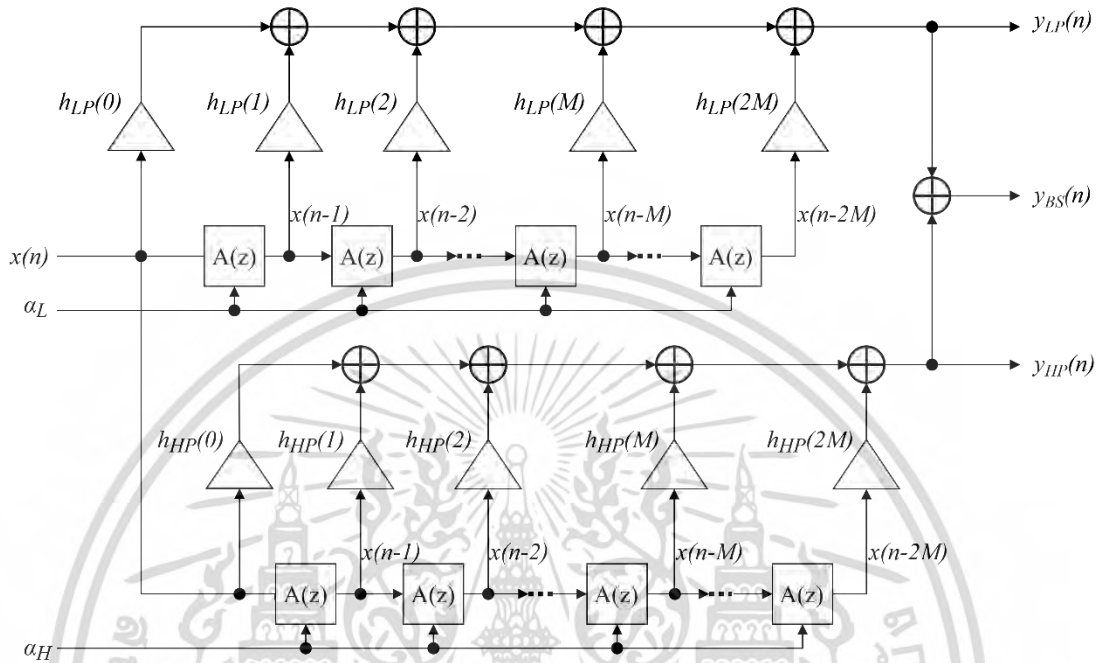
4.2 วงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุดชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดแบบปรับจูนได้

วงจรรองความถี่แถบหยุดที่เกิดจากการนำวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน และวงจรรองความถี่สูงผ่าน มาต่อแบบขนาน (parallel) กันตามลำดับ ดังที่ได้อธิบายไว้ในหัวข้อ 2.6.2 ของบทที่ 2 โดยมีเงื่อนไขการใช้งานคือ ค่าความถี่ขอบแถบหยุดของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน ต้องน้อยกว่าค่าความถี่ขอบแถบหยุดของวงจรรองความถี่สูงผ่าน ($f_{SL} < f_{SH}$) และในทำนองเดียวกันกับวงจรรองความถี่แถบผ่านที่ปรับจูนได้ก่อนหน้านี้ เมื่อนำวงจรรองผ่านตลอดลำดับที่ 1 (first-order allpass filter) จำนวน 2 ชุด มาแทนที่ในองค์ประกอบของตัวหน่วงสัญญาณหนึ่งหน่วยของวงจรรองต้นแบบทั้งสองตามลำดับ ก็จะสามารถทำให้วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน และวงจรรองความถี่สูงผ่านนั้นสามารถปรับจูนค่าความถี่ขอบแถบผ่านได้ ส่งผลให้เอาต์พุตที่ 3 ดังรูปที่ 4.3 เป็นวงจรรองความถี่แถบหยุดที่สามารถปรับจูนได้ ด้วยค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองผ่านตลอดลำดับที่ 1 ทั้งสองชุด คือ α_L และ α_H



รูปที่ 4.3 ไดอะแกรมวงจรรองสัญญาณกรองความถี่แถบหยุดแบบปรับจูนได้

จากไดอะแกรมดังรูปที่ 4.3 อินพุตคือ $x(n)$ ส่วนเอาต์พุตมี 3 ชุดคือ $y_{LP}(n)$ ที่เอาต์พุตหมายเลข 1, $y_{HP}(n)$ ที่เอาต์พุตหมายเลข 2 และ $y_{BS}(n)$ ที่เอาต์พุตหมายเลข 3 ซึ่งสามารถนำมาเขียนเป็นโครงสร้างวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุดที่สามารถปรับจูนได้ดังรูปที่ 4.4

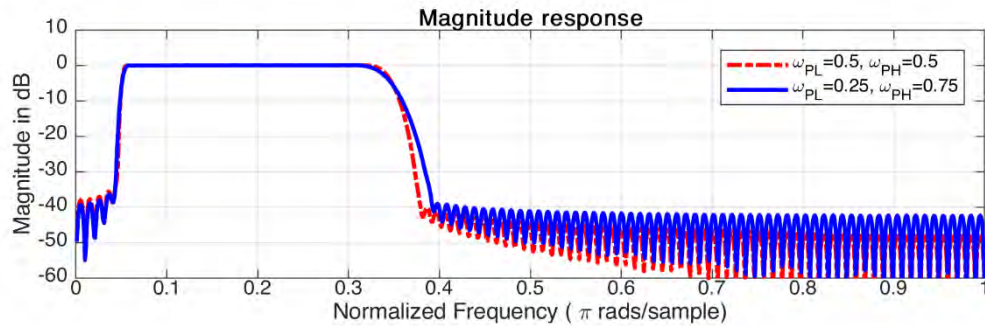


รูปที่ 4.4 โครงสร้างวงจรกรองสัญญาณกรองความถี่แถบหยุดแบบปรับจูนได้

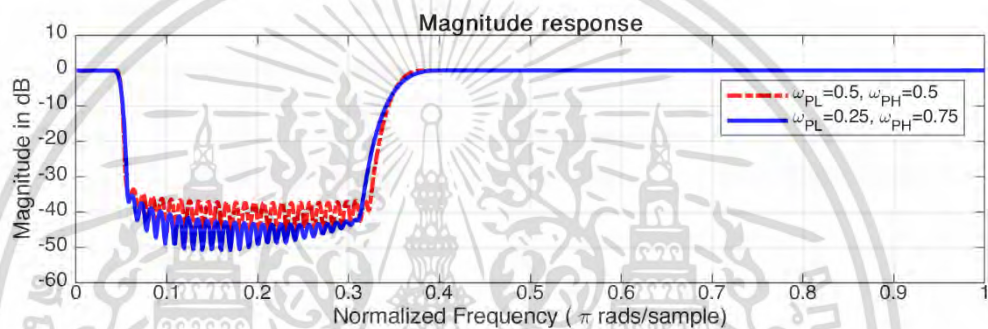
โครงสร้างวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุดสามารถปรับจูนได้ด้วยค่าสัมประสิทธิ์ α โดยใช้ ค่าความกว้างแบนด์ (bandwidth) และค่าความถี่กลาง (center frequency) คำนวณหา ค่าความถี่ขอบแถบผ่านใหม่สำหรับแต่ละวงจรกรองต้นแบบ ดังความสัมพันธ์ในสมการที่ (4.2) และสมการที่ (4.3)

$$\begin{aligned}\omega_{DL} &= \text{center frequency} - \frac{\text{bandwidth}}{2} \\ \omega_{DH} &= \text{center frequency} + \frac{\text{bandwidth}}{2}\end{aligned}\quad (4.3)$$

ในการพิจารณาใช้ความถี่ขอบแถบผ่านของวงจรกรองต้นแบบ ควรคำนึงถึงผลตอบสนองต่อความถี่ที่ได้จากการปรับจูนด้วยโดยเฉพาะช่วงแถบเปลี่ยนผ่าน (transition band) ดังรูปที่ 4.5 และรูปที่ 4.6 จะเป็น ตัวอย่างการปรับจูนของวงจรกรองความถี่แถบผ่านและวงจรกรองความถี่แถบหยุดตามลำดับ ซึ่งทดสอบโดยการกำหนดให้วงจรกรองต้นแบบชุดหนึ่งมี $\omega_{PL} = 0.5$, $\omega_{PH} = 0.5$ ให้ผลตอบสนองทางความถี่ดังเส้นประ และวงจรกรองต้นแบบอีกชุดมี $\omega_{PL} = 0.25$, $\omega_{PH} = 0.75$ ให้ผลตอบสนองทางความถี่ดังเส้นทึบ



รูปที่ 4.5 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองความถี่แถบผ่าน ของวงจรรองต้นแบบ 2
ข้อกำหนด



รูปที่ 4.6 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองความถี่แถบหยุด ของวงจรรองต้นแบบ 2
ข้อกำหนด

จากรูปที่ 4.5 และรูปที่ 4.6 แสดงให้เห็นถึงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองสัญญาณแบบปรับจูนได้ที่น่าเสนาอ สิ่งเกิดว่าหากค่า ω_{PL}, ω_{PH} ไม่อยู่ที่ 0.5π rad หรือกึ่งกลางของแถบความถี่ (half-band) จะส่งผลให้ช่วงแถบเปลี่ยนผ่านของผลตอบสนองทางความถี่ มีขนาดมากเกินไป ในที่นี้จึงกำหนดข้อกำหนดของวงจรรองสัญญาณต้นแบบทั้ง 2 ชุดมีให้ค่า ω_{PL}, ω_{PH} เป็น 0.5π rad

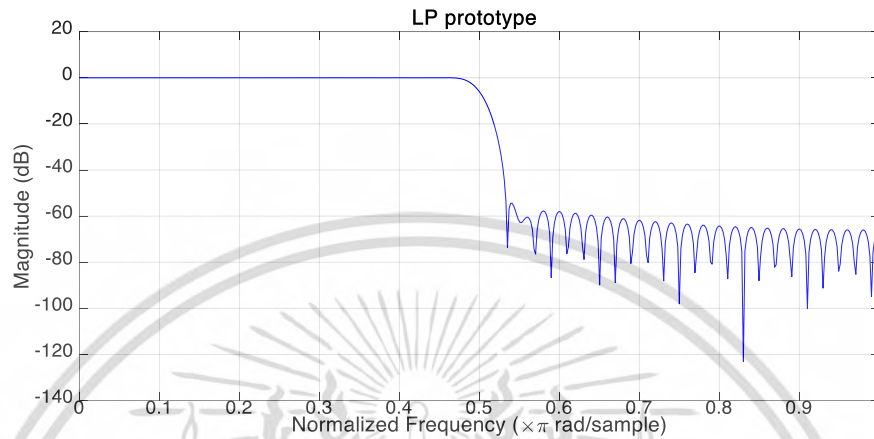
4.3 ผลทดสอบการทำงานของวงจรรองสัญญาณ

การจำลองการทำงานของโครงสร้างวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน/วงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุดชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดแบบปรับจูนได้ จะกำหนดให้วงจรรองความถี่ต่ำผ่านและวงจรรองความถี่สูงผ่านต้นแบบทั้ง 2 ชุด มีคุณลักษณะดังตารางที่ 4.1 ด้วยเหตุผลที่กล่าวไปแล้วในส่วนก่อนหน้า ซึ่งจะถูกสร้างขึ้นมาด้วยวิธี Hamming window เพื่อลดปรากฏการณ์ Gibb's phenomenon โดยผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองทั้ง 2 ชุด แสดงได้ดังรูปที่ 4.7 และรูปที่ 4.8 ตามลำดับ

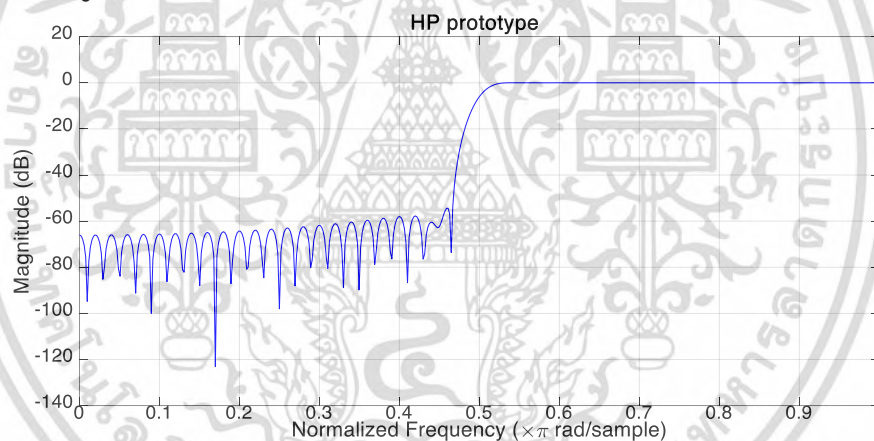
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.1 คุณสมบัติของวงจรรองความถี่ต้นแบบ 2 ชุด

	วงจรรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบ	วงจรรองความถี่สูงผ่านต้นแบบ
ความยาววงจรรอง	101	101
ความถี่ขอบแถบผ่าน	$0.5\pi \text{ rad}$	$0.5\pi \text{ rad}$



รูปที่ 4.7 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบ



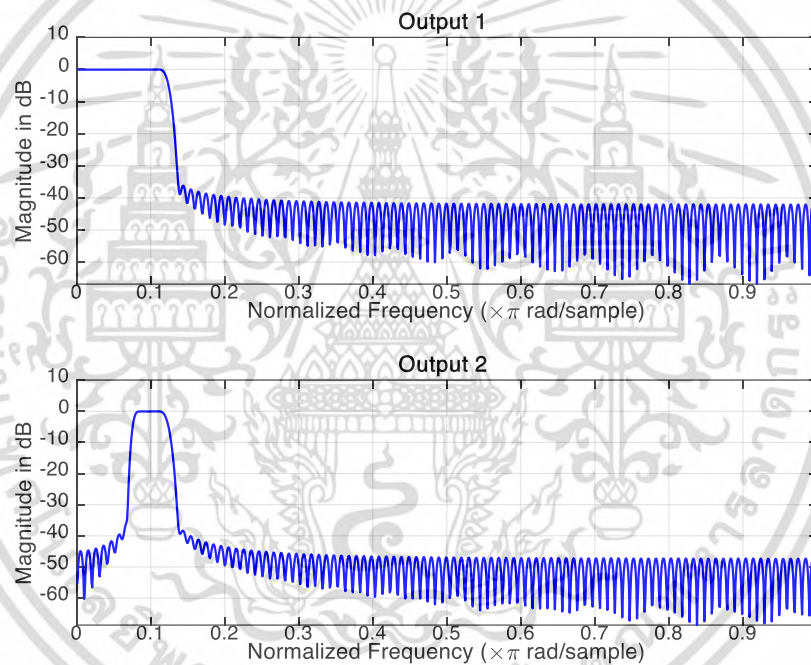
รูปที่ 4.8 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองความถี่สูงผ่านต้นแบบ

การทดสอบการทำงานของโครงสร้างที่นำเสนอ จะกระทำบนความถี่ normalized โดยการป้อนคลื่นสัญญาณไซน์ขนาดคงที่เข้าไปยังอินพุต $x(n)$ ของโครงสร้างดังรูปที่ 4.2 และรูปที่ 4.4 สำหรับวงจรรองความถี่แถบผ่านและวงจรรองความถี่แถบหยุด ตามลำดับ

สำหรับการทดสอบโครงสร้างวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบปรับจูนได้ ซึ่งจะสามารถให้เอาต์พุตได้พร้อมกัน 2 เอาต์พุต ประกอบด้วย $y_{LP}(n)$ ที่เอาต์พุตหมายเลข 1 และ $y_{BP}(n)$ ที่เอาต์พุตหมายเลข 2 โดยจะทำการปรับจูนด้วยคุณสมบัติตามตารางที่ 4.2 และแสดงผลตอบสนองทางความถี่ของทุกเอาต์พุตดัง Error! Reference source not found. ถึงรูปที่ 4.16

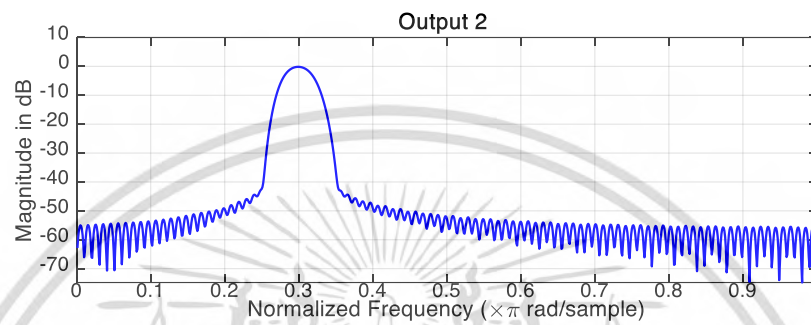
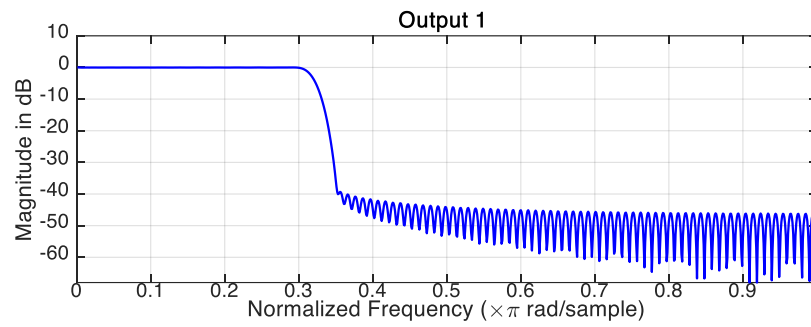
ตารางที่ 4.2 คุณสมบัติสำหรับการปรับจูนโครงสร้างวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน

ความถี่กลาง (π rad)	ความกว้างแบนด์ (π rad)	ω_{DL} (π rad)	ω_{DH} (π rad)	α_L	α_H
0.1	0.05	0.125	0.075	0.6682	0.7883
0.3	0.05	0.325	0.275	0.2820	0.3689
0.6	0.05	0.625	0.575	-0.1989	-0.1184
0.8	0.05	0.825	0.775	-0.5600	-0.4610
0.5	0.15	0.575	0.425	-0.1184	0.1184
0.5	0.25	0.625	0.375	-0.1989	0.1989
0.5	0.35	0.675	0.325	-0.2820	0.2820
0.5	0.45	0.725	0.275	-0.3689	0.3689

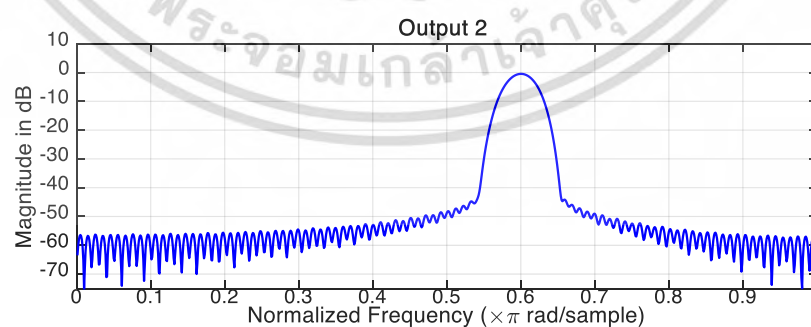
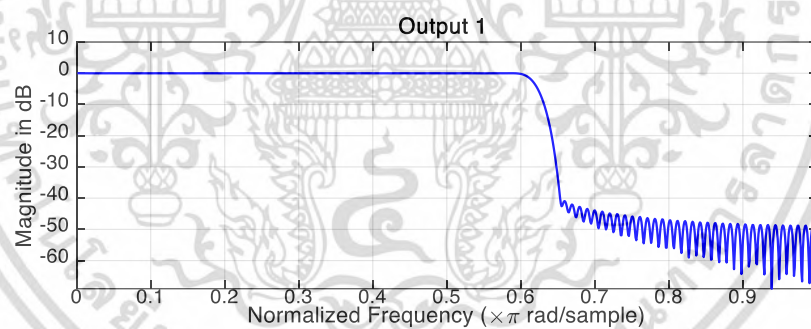


รูปที่ 4.9 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน
เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.05π , ความถี่กลาง = 0.1π

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

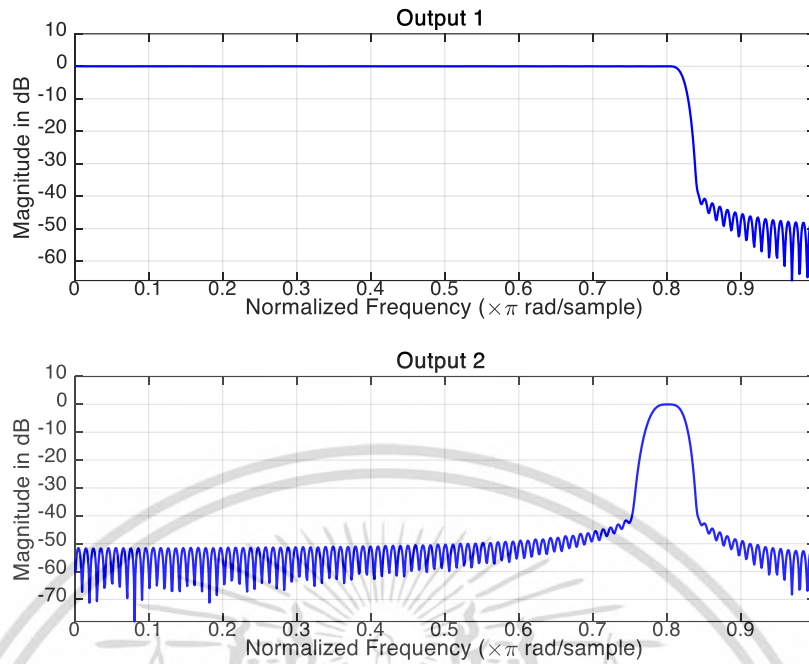


รูปที่ 4.10 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน
เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.05π , ความถี่กลาง = 0.1π

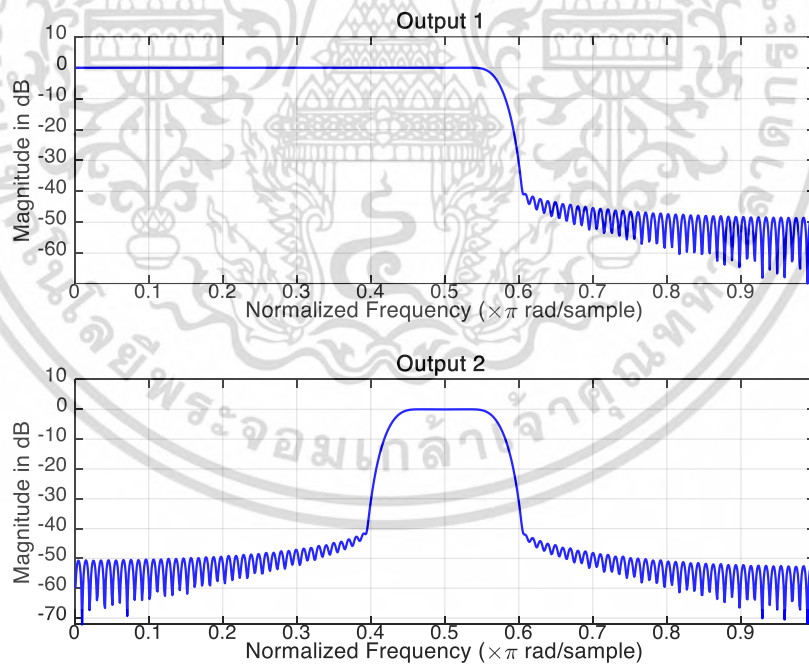


รูปที่ 4.11 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน
เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.05π , ความถี่กลาง = 0.6π

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

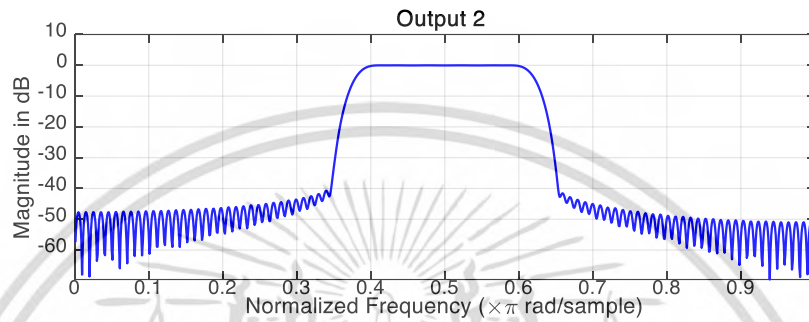
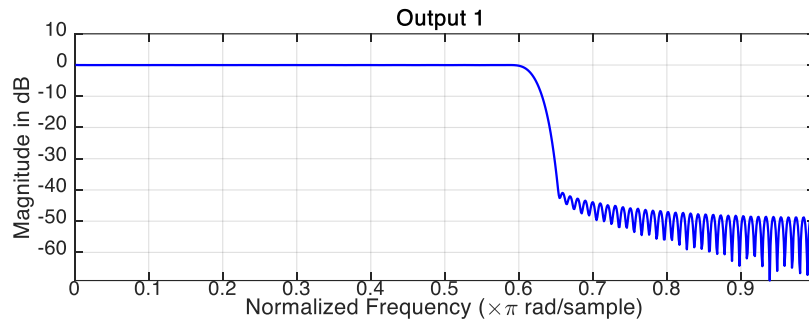


รูปที่ 4.12 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน
เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.05π , ความถี่กลาง = 0.8π

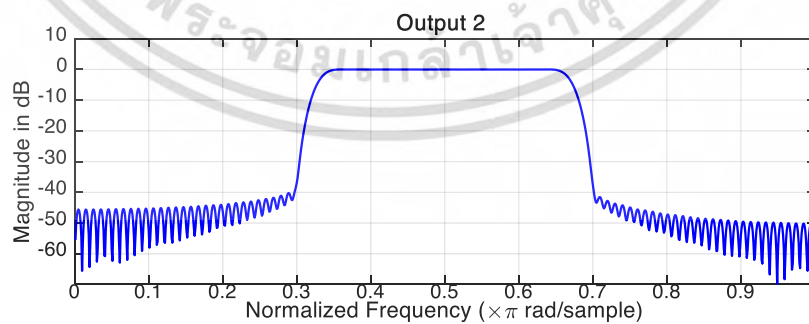
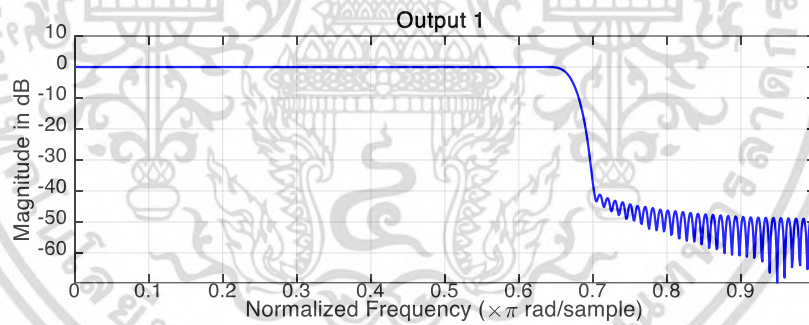


รูปที่ 4.13 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน
เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.15π , ความถี่กลาง = 0.5π

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

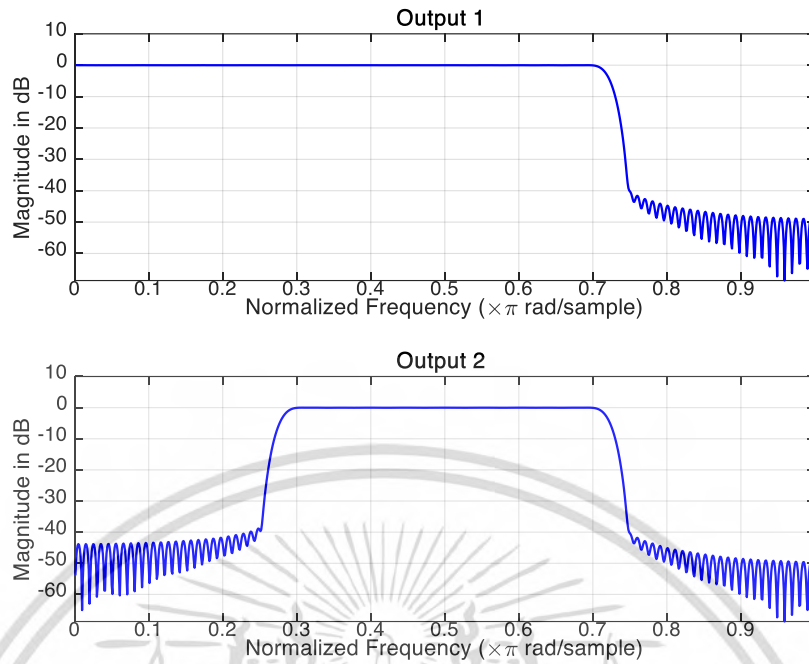


รูปที่ 4.14 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน
เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.25π , ความถี่กลาง = 0.5π



รูปที่ 4.15 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน
เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.35π , ความถี่กลาง = 0.5π

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

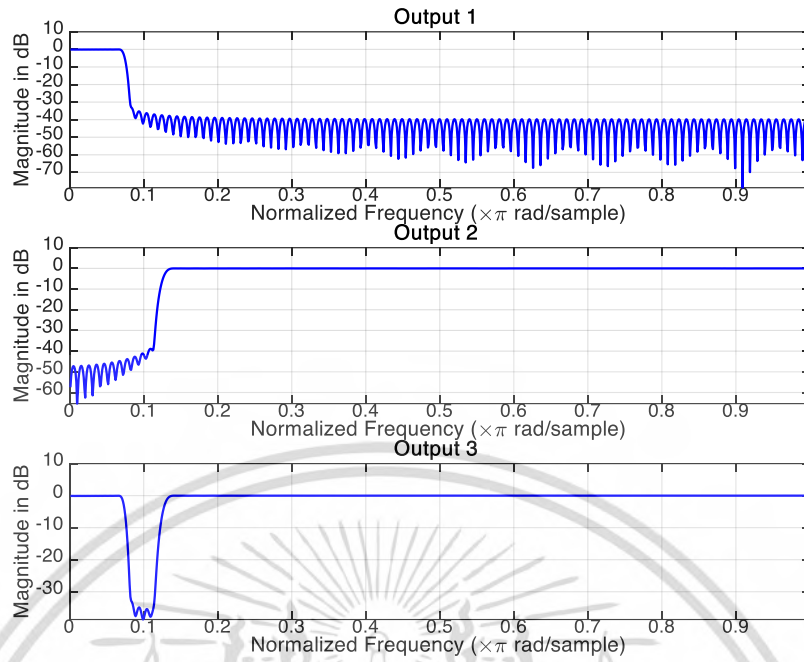


รูปที่ 4.16 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน
เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.45π , ความถี่กลาง = 0.5π

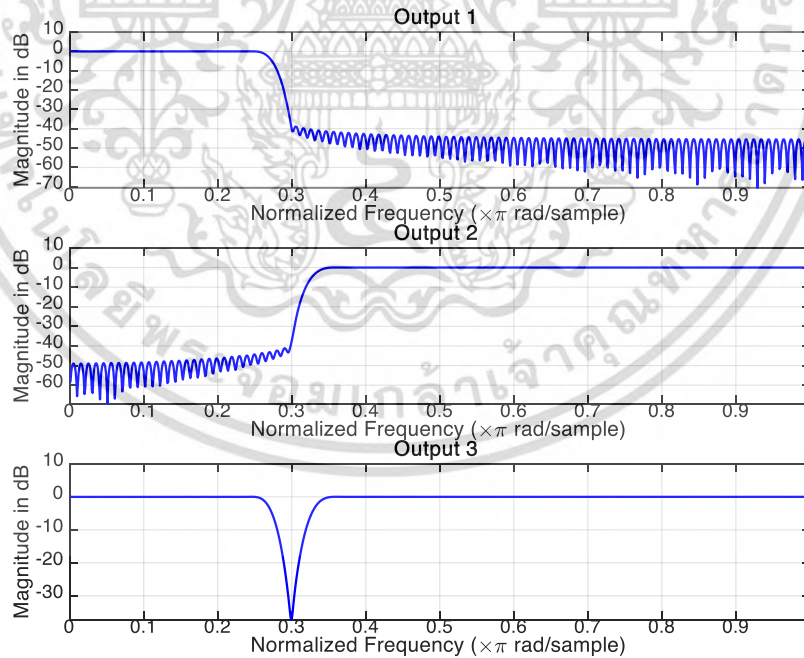
สำหรับการทดสอบโครงสร้างวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุดแบบปรับจูนได้ ซึ่งจะสามารถให้เอาต์พุตได้พร้อมกัน 3 เอาต์พุต ประกอบด้วย $y_{LP}(n)$ ที่เอาต์พุตหมายเลข 1, $y_{HP}(n)$ ที่เอาต์พุตหมายเลข 2 และ $y_{BS}(n)$ ที่เอาต์พุตหมายเลข 3 โดยจะทำการปรับจูนด้วยคุณสมบัติตามตารางที่ 4.3 และแสดงผลตอบสนองทางความถี่ของทุกเอาต์พุตดังรูปที่ 4.17 ถึงรูปที่ 4.24

ตารางที่ 4.3 คุณสมบัติสำหรับการปรับจูนโครงสร้างวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุด

ความถี่กลาง (π rad)	ความกว้างแบนด์ (π rad)	ω_{DL} (π rad)	ω_{DH} (π rad)	α_L	α_H
0.1	0.05	0.075	0.125	0.7883	0.6682
0.3	0.05	0.275	0.325	0.3689	0.2820
0.6	0.05	0.575	0.625	-0.1184	-0.1989
0.8	0.05	0.775	0.825	-0.4610	-0.5600
0.5	0.15	0.425	0.575	0.1184	-0.1184
0.5	0.25	0.375	0.625	0.1989	-0.1989
0.5	0.35	0.325	0.675	0.2820	-0.2820
0.5	0.45	0.275	0.725	0.3689	-0.3689

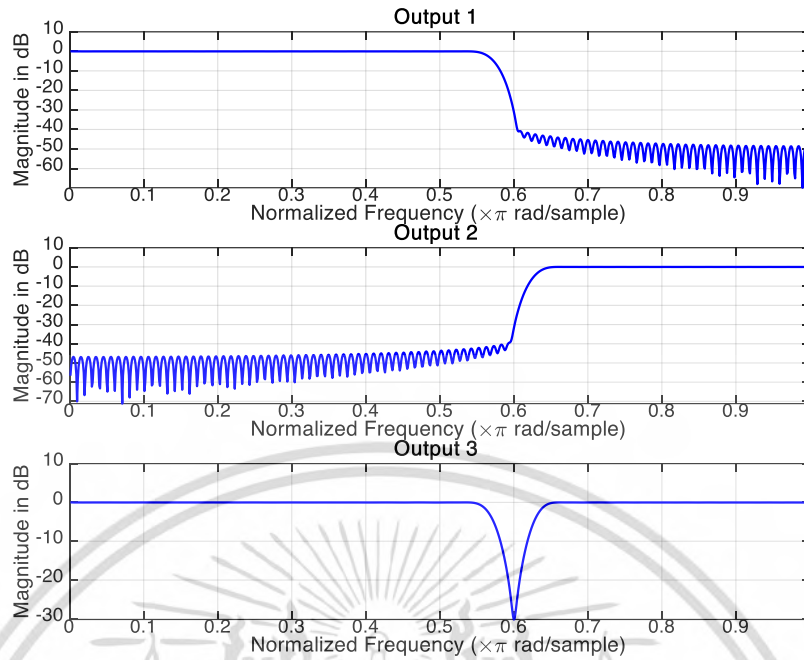


รูปที่ 4.17 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุด
เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.05π , ความถี่กลาง = 0.1π

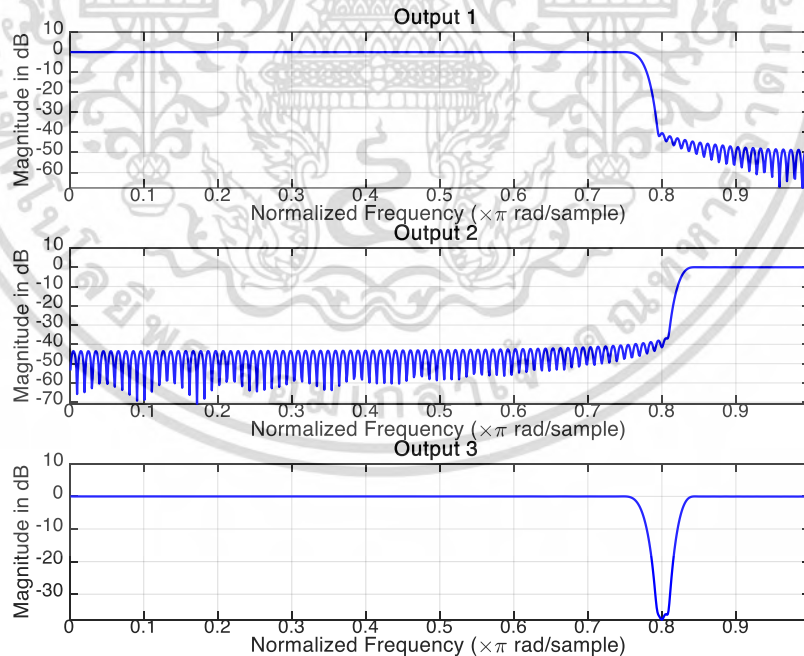


รูปที่ 4.18 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุด
เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.05π , ความถี่กลาง = 0.3π

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

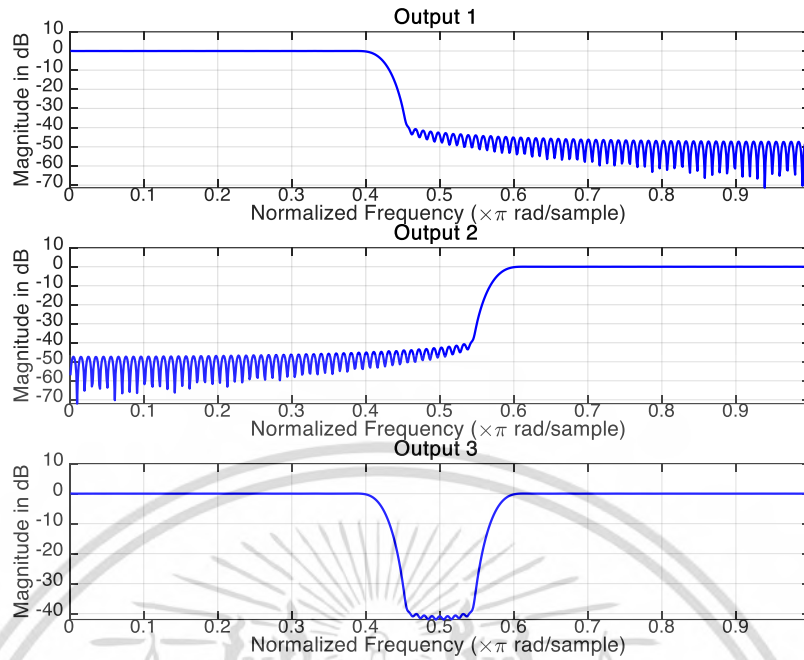


รูปที่ 4.19 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุด
เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.05π , ความถี่กลาง = 0.6π

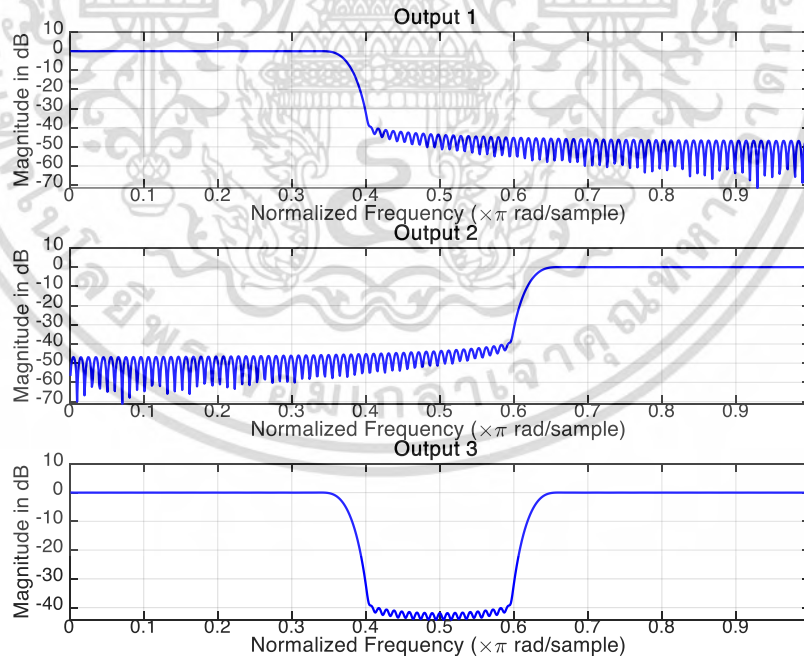


รูปที่ 4.20 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุด
เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.05π , ความถี่กลาง = 0.8π

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

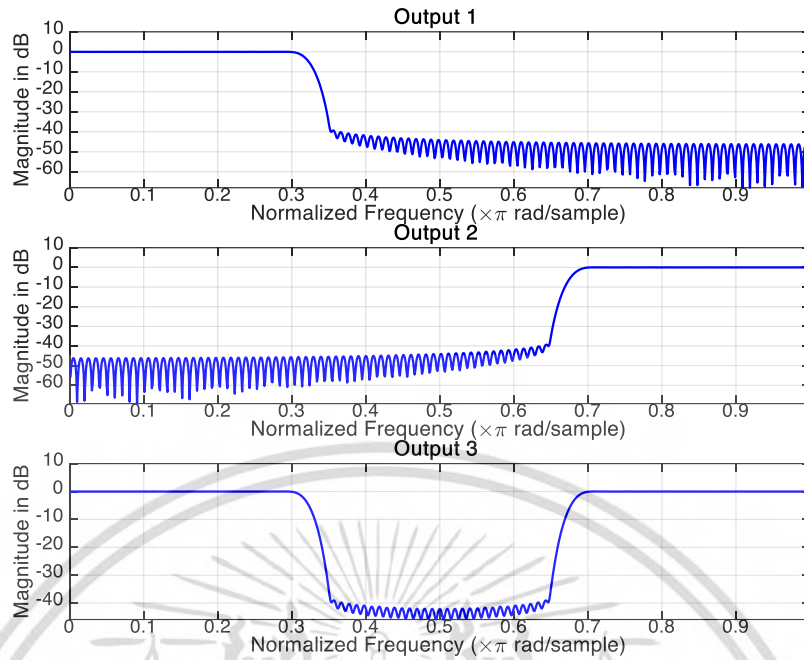


รูปที่ 4.21 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุด
เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.15π , ความถี่กลาง = 0.5π

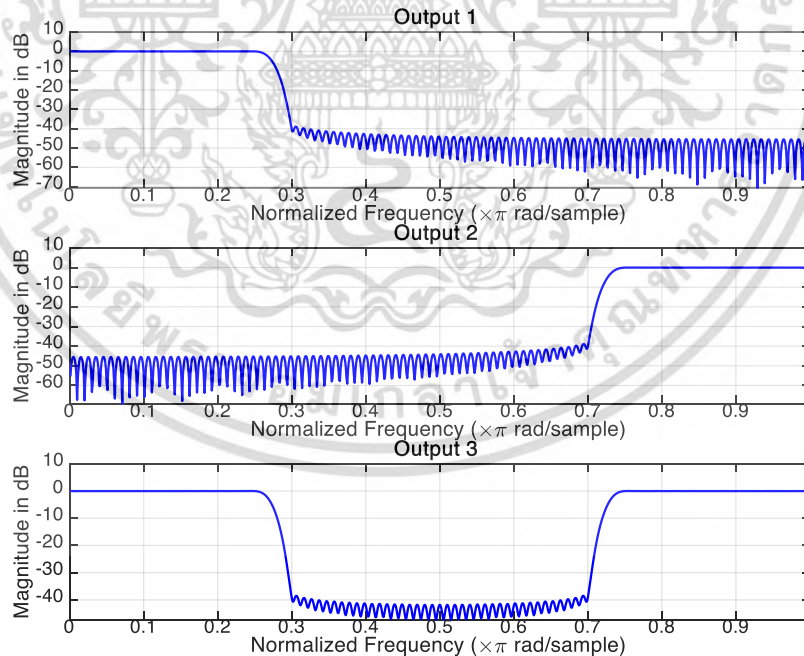


รูปที่ 4.22 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุด
เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.25π , ความถี่กลาง = 0.5π

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.23 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุด
เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.35π , ความถี่กลาง = 0.5π



รูปที่ 4.24 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุด
เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.45π , ความถี่กลาง = 0.5π

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 ข้อจำกัดการทำงานของวงจรรองสัญญาณ

เนื่องจากวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน/วงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุดชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดแบบปรับจูนได้ ที่นำเสนอใช้นั้นใช้แนวคิดจากการสร้างวงจรรองความถี่แถบผ่าน/วงจรรองความถี่แถบหยุดแบบวงจรเชิงอุปมาน นั้นหมายถึงการนำวงจรรองความถี่ต่ำผ่านและวงจรรองความถี่สูงผ่านมาเชื่อมต่อกันแบบ cascade และแบบ parallel เพื่อให้ได้วงจรรองความถี่แถบผ่านและวงจรรองความถี่แถบหยุด ตามลำดับ ดังนั้นแล้วหากวงจรรองต้นแบบทั้งสองมีคุณลักษณะอย่างไร ผลตอบสนองทางความถี่รวมก็ย่อมแสดงคุณลักษณะนั้นออกมาเช่นกัน

ข้อจำกัดหรือเงื่อนไขการทำงานของวงจรรองสัญญาณที่นำเสนอคือ ความกว้างแบนด์ กล่าวคือหากความกว้างแบนด์น้อยกว่าผลรวมระหว่างความถี่แถบเปลี่ยนผ่านวงจรรองต้นแบบทั้งสอง จะทำให้ได้เอาต์พุตวงจรรองความถี่แถบผ่านมีอัตราขยายต่ำ และวงจรรองความถี่แถบหยุดมีอัตราขยายสูง หรืออาจไม่สามารถให้เอาต์พุตได้เลย ซึ่งสิ่งสำคัญที่ต้องคำนึงก่อนจะกำหนดความถี่แบนด์ สำหรับโครงสร้างที่นำเสนอคือ “ความยาวของวงจรรองต้นแบบ” เพราะว่าเมื่อความยาวของวงจรรองต้นแบบนี้แปรผันตรงกันความถี่แถบเปลี่ยนผ่าน ยิ่งความยาวของวงจรรองต้นแบบยาวเพียงใด ก็จะทำให้เอาต์พุตของโครงสร้างที่นำเสนอมีความถี่แบนด์แคบได้มากตามไปด้วย ซึ่งจะได้แสดงให้เห็นด้วยตัวอย่างต่อไปนี้ ด้วยการปรับจูนตามคุณลักษณะดังตารางที่ 4.4 และตารางที่ 4.5 โดยให้ผลตอบสนองทางความถี่ดังรูปที่ 4.25 และรูปที่ 4.26 ตามลำดับ

ตารางที่ 4.4 คุณสมบัติสำหรับการปรับจูนโครงสร้างวงจรรองความถี่แถบผ่านด้วยจำนวนความยาววงจรรองที่แตกต่างกัน

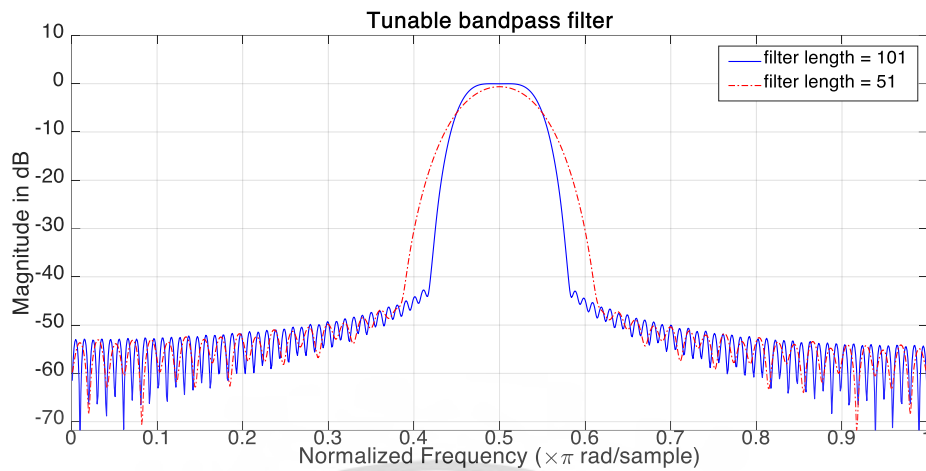
ความยาววงจรรอง	ความถี่กลาง (π rad)	ความถี่แบนด์ (π rad)	ω_{DL} (π rad)	ω_{DH} (π rad)	α_L	α_H
51	0.5	0.05	0.525	0.475	-0.0393	0.0393
101	0.5	0.05	0.525	0.475	-0.0393	0.0393

ตารางที่ 4.5 คุณสมบัติสำหรับการปรับจูนโครงสร้างวงจรรองความถี่แถบหยุดด้วยจำนวนความยาววงจรรองที่แตกต่างกัน

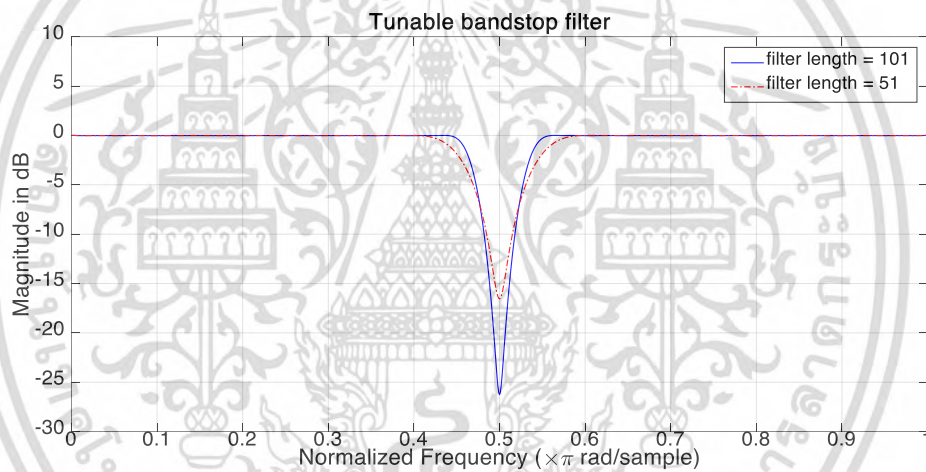
ความยาววงจรรอง	ความถี่กลาง (π rad)	ความถี่แบนด์ (π rad)	ω_{DL} (π rad)	ω_{DH} (π rad)	α_L	α_H
51	0.5	0.05	0.475	0.525	0.0393	-0.0393
101	0.5	0.05	0.475	0.525	0.0393	-0.0393

จากทั้ง 2 ตารางด้านบนยังสังเกตได้อีกว่าหากทั้งวงจรรองความถี่แถบผ่านและวงจรรองความถี่แถบหยุด มีคุณสมบัติอย่างความถี่กลาง และความถี่แบนด์เหมือนกัน การปรับจูนก็เพียงแค่สลับค่าสัมประสิทธิ์ α กันเท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.25 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน
เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.05π , ความถี่กลาง = 0.5π



รูปที่ 4.26 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุด
เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.05π , ความถี่กลาง = 0.5π

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 รูป

ในบทที่ 4 นี้ ได้นำเสนอโครงสร้างวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน/วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุดชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดแบบปรับจูนได้ [6] อันเนื่องมาจากข้อจำกัดของโครงสร้างวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขที่ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 3 ซึ่งแนวคิดในการปรับจูนยังคงใช้งานวงจรกรองผ่านตลอดลำดับที่ 1 มาแทนที่ในองค์ประกอบของตัวหน่วงสัญญาณหนึ่งหน่วยของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขต้นแบบ และด้วยแนวคิดการสร้างวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน/วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุด ในระบบเชิงอุปมาน ที่ใช้การเชื่อมต่อของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านและวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่สูงผ่านแบบ cascade และแบบ parallel เพื่อให้ได้วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านและวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุดตามลำดับ ซึ่งจะมีเงื่อนไขการใช้งานแตกต่างกัน กล่าวคือเพื่อให้ได้วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน จำเป็นต้องให้วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านมาซ้อนกันกับวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่สูงบางส่วน ซึ่งหมายถึงค่าความถี่ขอบแถบผ่านของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านต้องมากกว่าค่าความถี่ขอบแถบผ่านของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่สูงผ่าน และเพื่อให้ได้วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุด วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้องห้ามมาซ้อนทับกันกับวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่สูงผ่าน ซึ่งหมายถึงค่าความถี่ขอบแถบหยุดของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่ต่ำผ่าน ต้องน้อยกว่าค่าความถี่ขอบแถบหยุดของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่สูงผ่าน ส่วนการการปรับจูนจะใช้สัมประสิทธิ์ของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขผ่านตลอดลำดับที่ 1 จำนวน 2 ชุด สำหรับการปรับจูนวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขต้นแบบทั้งสอง โดยจะมีสมการความสัมพันธ์ที่จะคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ดังกล่าวให้ จากการป้อนค่าความถี่กลางและความกว้างแบนด์ ซึ่งการกำหนดค่าความถี่ขอบแถบผ่านของวงจรกรองต้นแบบก็มีความสำคัญและส่งผลต่อผลตอบสนองทางความถี่รวม ในที่นี้กำหนดให้ค่าความถี่ขอบแถบผ่านของทั้งสองวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขต้นแบบอยู่ที่กึ่งกลางแบนด์ (half-band) เพื่อให้มีความยืดหยุ่นในการปรับจูน และเพื่อให้ผลตอบสนองทางความถี่มีความกว้างแถบเปลี่ยนผ่านน้อยที่สุด ทั้งนี้การจะเลือกใช้ความกว้างแบนด์ที่มีขนาดน้อย ๆ จะต้องคำนึงถึงผลรวมขนาดความถี่ของแถบเปลี่ยนผ่าน (transition bandwidth) ของวงจรกรองต้นแบบด้วย ว่ามีค่าไม่ต่ำกว่าความถี่แบนด์ที่สนใจ ซึ่งความถี่แถบเปลี่ยนผ่าน จะขึ้นกับความยาวและชนิดของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขต้นแบบโดยตรง

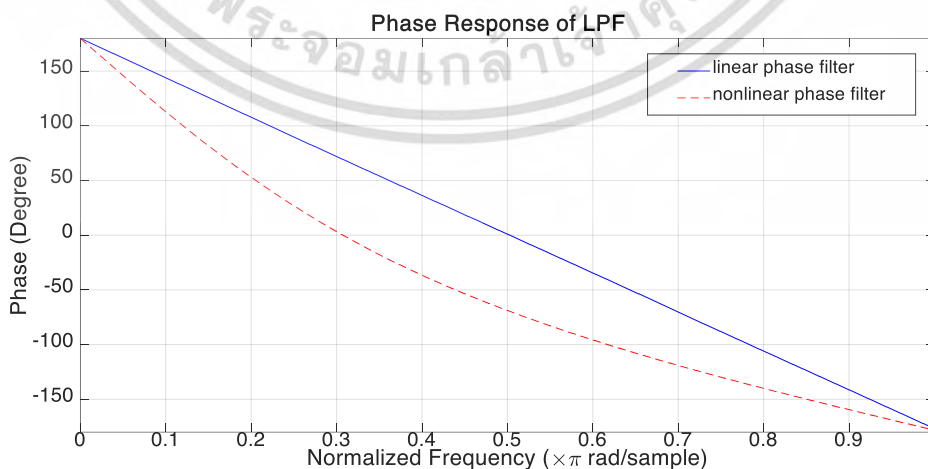
บทที่ 5

วงจรรองสัญญาณเชิงเลขแบบปรับจูนได้โดยใช้โครงข่ายประสาทเทียม

ในบทที่ 3 และบทที่ 4 ที่ผ่านมานั้นได้นำเสนอการปรับจูนผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด ด้วยการใช้งานวงจรรองสัญญาณเชิงเลขผ่านตลอดลำดับที่ 1 มาแทนที่ในองค์ประกอบของตัวหน่วงสัญญาณหนึ่งหน่วยของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขต้นแบบ ซึ่งสามารถปรับจูนได้ด้วยสัมประสิทธิ์ของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขผ่านตลอดดังกล่าว แต่ถึงกระนั้นแล้วหากวิเคราะห์ในเชิงฟังก์ชันระบบ (system function) หลังจากที่แทนที่วงจรรองสัญญาณเชิงเลขผ่านตลอดลำดับที่ 1 ลงในองค์ประกอบของตัวหน่วงสัญญาณหนึ่งหน่วยของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขต้นแบบ แล้วทำให้ระบบเกิดโพล (pole) ขึ้น ทำให้ต้องคำนึงถึงเสถียรภาพในการใช้งาน อีกทั้งระบบยังสูญเสียความเป็นเชิงเส้นของเฟสอีกด้วย ซึ่งจะได้วิเคราะห์ประเด็นนี้ให้เห็นชัดในส่วนที่ 5.1 ต่อไป ด้วยเหตุนี้จึงเป็นที่มาของ วงจรรองสัญญาณเชิงเลขชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดแบบปรับจูนได้ที่ให้เฟสเป็นเชิงเส้นโดยใช้กลไกการปรับจูนจากโครงข่ายประสาทเทียม

5.1 ความสำคัญของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขที่ให้เฟสเป็นเชิงเส้น

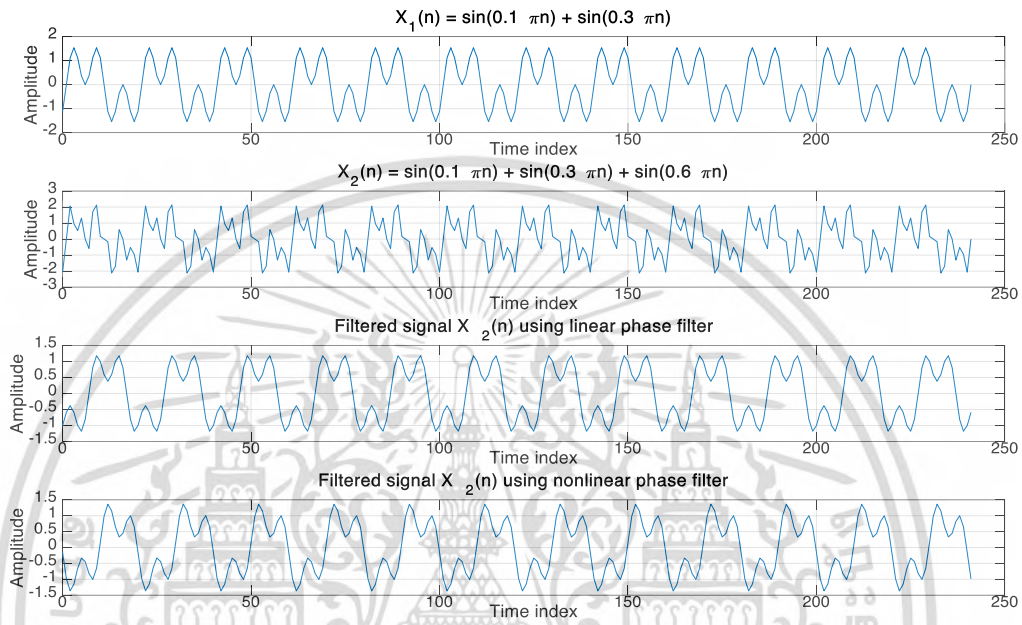
วงจรรองสัญญาณเชิงเลขที่ให้ผลตอบสนองทางเฟสไม่เป็นเชิงเส้น จะส่งผลกระทบต่อสัญญาณที่ผ่านการกรองคือ เกิดการทดทอนทางเฟส (phase distortion) ทำให้รูปสัญญาณที่ได้เกิดความบิดเบี้ยวไป ดังจะได้อีกตัวอย่างต่อไปนี้ โดยเปรียบเทียบสัญญาณที่ผ่านการกรองด้วยวงจรรองสัญญาณเชิงเลขที่ให้ผลตอบสนองทางเฟสเป็นเชิงเส้น และแบบไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งผลตอบสนองทางเฟสสำหรับวงจรรองสัญญาณเชิงเลขทั้ง 2 แสดงได้ดังรูปที่ 5.1 เมื่อเส้นทึบคือผลตอบสนองทางเฟสสำหรับวงจรรองสัญญาณเชิงเลขที่ให้ผลตอบสนองทางเฟสเป็นเชิงเส้น และเส้นประคือผลตอบสนองทางเฟสสำหรับวงจรรองสัญญาณเชิงเลขที่ให้ผลตอบสนองทางเฟสไม่เป็นเชิงเส้น



รูปที่ 5.1 ผลตอบสนองทางเฟสสำหรับวงจรรองสัญญาณเชิงเลขที่ให้ผลตอบสนองทางเฟสเป็นเชิงเส้นและไม่เป็นเชิงเส้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรรองสัญญาณสัญญาณเชิงเลขทั้งสองมีค่าความถี่ขอบแถบผ่านเท่ากันที่ $\omega_d = 0.3\pi \text{ rad}$ โดยจะทดสอบด้วยการนำไปกรองสัญญาณประกอบ (composite signal) $x_2(n)$ ที่เกิดการผสมสัญญาณคลื่นไซน์ความถี่ $0.1\pi \text{ rad}$, $0.3\pi \text{ rad}$ และ $0.6\pi \text{ rad}$ เข้าด้วยกัน เพื่อกำจัดองค์ประกอบสัญญาณที่ความถี่ $0.6\pi \text{ rad}$ ทิ้งไป โดยมีสัญญาณ $x_1(n)$ เป็นสัญญาณอ้างอิงให้กับสัญญาณหลังผ่านการกรองด้วยวงจรรองสัญญาณเชิงเลขทั้งสองชุด ดังแสดงในรูปที่ 5.2



รูปที่ 5.2 องค์ประกอบสัญญาณคลื่นไซน์ที่ถูกกรองด้วยวงจรรองสัญญาณเชิงเลขที่ให้ผลตอบสนองทางเฟสเป็นเชิงเส้นและไม่เป็นเชิงเส้น

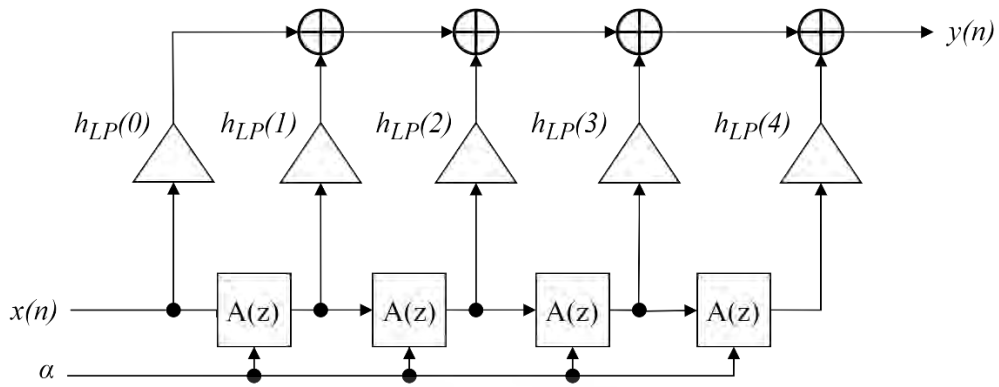
จากรูปที่ 5.2 จะพบว่าสัญญาณ $x_2(n)$ ที่ผ่านการกรองด้วยวงจรรองสัญญาณเชิงเลขที่ให้ผลตอบสนองทางเฟสไม่เป็นเชิงเส้น จะมีรูปสัญญาณผิดเพี้ยนไปจากสัญญาณอ้างอิง $x_1(n)$ ในขณะที่สัญญาณ $x_2(n)$ ที่ผ่านการกรองด้วยวงจรรองสัญญาณเชิงเลขที่ให้ผลตอบสนองทางเฟสเป็นเชิงเส้น จะมีรูปสัญญาณเหมือนกันกับสัญญาณอ้างอิง $x_1(n)$ ซึ่งปรากฏการณ์เช่นนี้เรียกว่า การทดทอนทางเฟส (phase distortion)

ดังที่กล่าวไปเมื่อข้างต้นว่าการปรับจูนผลตอบสนองทางขนาด โดยการใช้วงจรรองสัญญาณเชิงเลขผ่านตลอดลำดับที่ 1 มาแทนที่ในองค์ประกอบของตัวห้วงสัญญาณหนึ่งหน่วยของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขต้นแบบ ในบทที่ 3 และบทที่ 4 จะทำให้ผลตอบสนองทางเฟสไม่เป็นเชิงเส้นนั้น จะได้อธิบายดังต่อไปนี้ เมื่อกำหนดให้วงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดที่มีความยาว 5 แท็บ เป็นวงจรรองสัญญาณเชิงเลขต้นแบบซึ่งสามารถเขียนโครงสร้างแบบ direct form โดยทำการแทนที่องค์ประกอบของตัวห้วงสัญญาณหนึ่งหน่วยด้วยวงจรรองสัญญาณเชิงเลขผ่านตลอดลำดับที่ 1 ดังสมการที่ (5.1) ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.3

$$A(z) = \frac{-\alpha + z^{-1}}{1 - \alpha z^{-1}} ; |\alpha| < 1$$

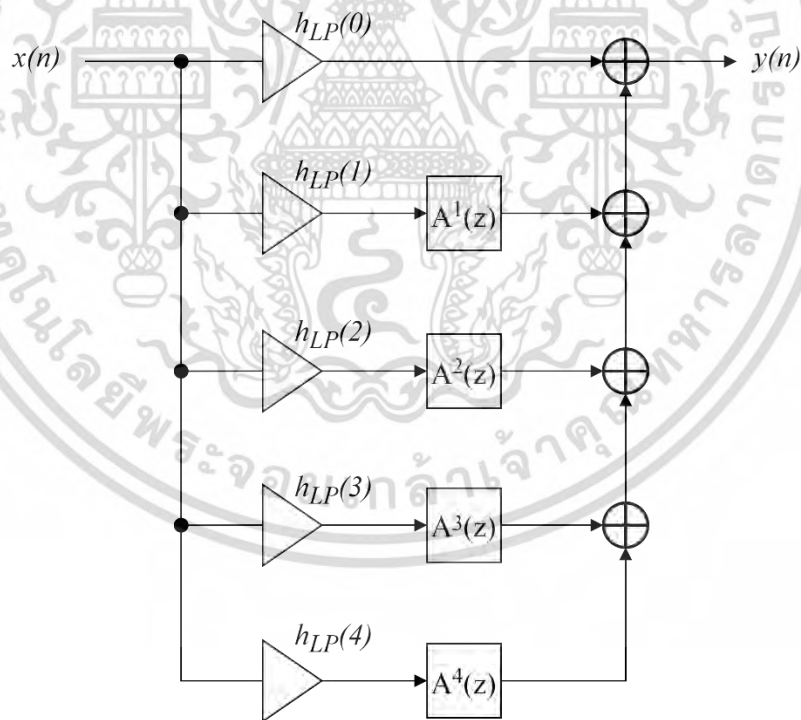
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้าน (5.1)

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.3 โครงสร้างวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขที่ปรับจูนได้โดยใช้วงจรกรองผ่านตลอดลำดับที่ 1 แทนที่ในในองค์ประกอบของตัวหน่วงสัญญาณหนึ่งหน่วย

จากรูปที่ 5.3 เพื่อให้สามารถทำการวิเคราะห์หาฟังก์ชันส่งผ่านของระบบได้สะดวก จึงทำการจัดโครงสร้างใหม่ได้ดังรูปที่ 5.4 เมื่อ $A^n(z)$ คือวงจรกรองผ่านตลอดลำดับต่าง ๆ ที่เกิดจากการยกกำลังของพหุนามสัมประสิทธิ์วีวงจรกรองผ่านตลอดลำดับที่ 1 จำนวน n ครั้ง โดยสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (5.2)



รูปที่ 5.4 โครงสร้างวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขที่ปรับจูนได้เมื่อจัดโครงสร้างใหม่เพื่อให้สามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนได้สะดวก

$$A^n(z) = \frac{N^n(z)}{D^n(z)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการศึกษา (5.2)

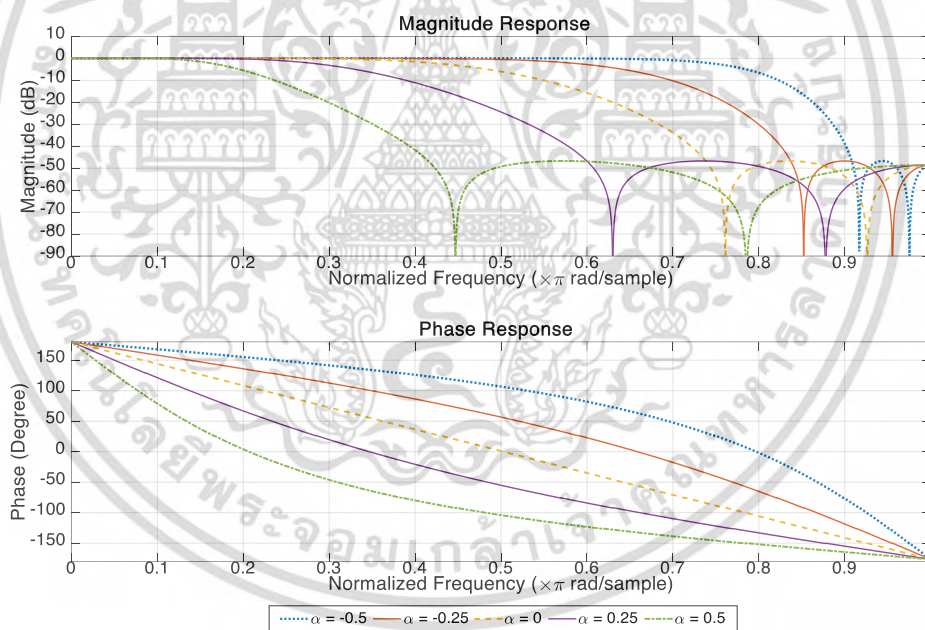
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $N^n(z)$ คือ พหุนามสัมประสิทธิ์เทอมเศษของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขผ่านตลอดลำดับที่ 1
 $D^n(z)$ คือ พหุนามสัมประสิทธิ์เทอมส่วนของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขผ่านตลอดลำดับที่ 1

จากโครงสร้างวงจรรองสัญญาณเชิงเลขที่จัดโครงสร้างใหม่ดังรูปที่ 5.4 จะสามารถทำให้เขียนฟังก์ชันถ่ายโอนได้สมการที่ (5.3)

$$\begin{aligned} H(z) &= h(0) + h(1)A^1(z) + h(2)A^2(z) + h(3)A^3(z) + h(4)A^4(z) \\ &= h(0) + h(1)\frac{N^1(z)}{D^1(z)} + h(2)\frac{N^2(z)}{D^2(z)} + h(3)\frac{N^3(z)}{D^3(z)} + h(4)\frac{N^4(z)}{D^4(z)} \\ &= \frac{h(0)D^4(z) + h(1)N^1(z)D^3(z) + h(2)N^2(z)D^2(z) + h(3)N^3(z)D^1(z) + h(4)N^4(z)}{D^4(z)} \end{aligned} \quad (5.3)$$

เพื่อทำการทดสอบผลตอบสนองทางความถี่ จะกำหนดให้วงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่ต่ำ ต้นแบบมีค่าความถี่ขอบแถบผ่านอยู่ที่กึ่งกลางแบนด์ (0.5π rad) เพื่อให้สะดวกต่อการสังเกตผลลัพธ์ของการปรับจูน โดยผลตอบสนองทางขนาดและผลตอบสนองทางเฟสแสดงได้ดังรูปที่ 5.5



รูปที่ 5.5 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองสัญญาณที่ใช้งานใช้วงจรรองผ่านตลอดลำดับที่ 1

จากรูปที่ 5.5 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองสัญญาณสัญญาณเชิงเลข ทางด้านซ้ายสุดจะเป็นผลตอบสนองทางความถี่เมื่อปรับจูนด้วยสัมประสิทธิ์ α ค่ามากและลดหลั่นไล่เรียงไปทางด้านขวา เมื่อ $\alpha = 0$ สังเกตได้ว่าวงจรรองสัญญาณให้ผลตอบสนองทางเฟสเป็นเชิงเส้น เนื่องจาก $\alpha = 0$ ทำให้ $A(z) = 1$ หรือก็คือได้ผลตอบสนองทางความถี่แบบเดียวกับวงจรรองต้นแบบ ที่เป็นวงจรรองความถี่ชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดซึ่งให้ผลตอบสนองทางเฟสเป็นเชิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เส้น แต่เมื่อ $\alpha \neq 0$ จะส่งผลให้เกิดพหุนามสัมประสิทธิ์เทอมส่วนขึ้น ดังฟังก์ชันถ่ายโอนในสมการที่ (5.3) ซึ่งเป็นส่วนป้อนกลับ ทำให้ผลตอบสนองทางเฟสไม่เป็นเชิงเส้นในที่สุด

5.2 กลไกการปรับจูนวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดโดยใช้โครงข่ายประสาทเทียม

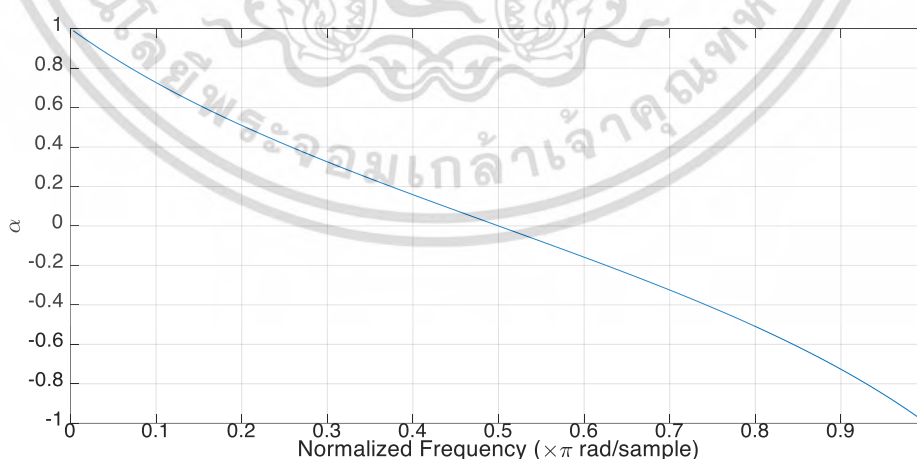
ในบทนี้จะได้นำเสนอการใช้โครงข่ายประสาทเทียม (neural networks) ด้วยวิธี back-propagation มาใช้เป็นกลไกการปรับจูนผลตอบสนองทางขนาดสำหรับวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดที่มีให้ผลตอบสนองทางเฟสเป็นเชิงเส้น ซึ่งมีได้นำโครงข่ายประสาทเทียมมาใช้ในการออกแบบวงจรกรองสัญญาณแต่อย่างใด ในขณะที่การปรับจูนยังคงใช้ความสัมพันธ์ระหว่างค่าสัมประสิทธิ์การจูนและค่าความถี่ขอบแถบผ่านดั้งเดิมเหมือนกันกับที่ใช้ในโครงสร้างวงจรกรองบทที่ 3 และบทที่ 4 ซึ่งจะแสดงในบทนี้อีกครั้งดังสมการที่ (5.4)

$$\alpha = \frac{\sin((\omega_p - \omega_D)\pi/2)}{\sin((\omega_p + \omega_D)\pi/2)} \quad (5.4)$$

เมื่อ ω_p คือ passband edge frequency ของวงจรกรองสัญญาณต้นแบบ

ω_D คือ passband edge frequency ใหม่ที่ต้องการ

ในที่นี้จะกำหนดให้วงจรกรองสัญญาณต้นแบบมีค่าความถี่ขอบแถบผ่าน $\omega_p = 0.5\pi \text{ rad}$ ด้วยเหตุผลที่ระบุไว้ในบทที่ 4 ซึ่งจะสามารถแสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างสัมประสิทธิ์การจูน α และค่าความถี่ขอบแถบผ่านใหม่ที่ต้องการ ω_D ได้ดังรูปที่ 5.6



รูปที่ 5.6 ความสัมพันธ์ระหว่างสัมประสิทธิ์การจูนและค่าความถี่ขอบแถบผ่านใหม่ที่ต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กลไกการปรับจูนจะใช้สัมประสิทธิ์การจูน α เป็นอินพุตให้แก่โครงข่ายประสาทเทียม และให้เอาต์พุตออกมาเป็นผลตอบสนองอิมพัลส์ $h(n)$ ซึ่งจะถูกนำไปใช้ในโครงสร้างวงจรรองความถี่ต่อไป ฉะนั้นแล้วการใช้โครงข่ายประสาทเทียม จึงมีขั้นตอนหลัก ๆ อยู่ 2 ขั้นตอน คือ 1) ขั้นตอนการเรียนรู้ของโครงข่ายด้วยวิธี back-propagation และ 2) ขั้นตอนการนำองค์ความรู้ (weight) ไปใช้งาน ดังนั้นค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ $h(n)$ ทั้งหมดสำหรับค่า α ตั้งแต่ -1 ถึง 1 จะถูกคำนวณมาไว้ใช้สำหรับให้โครงข่ายประสาทเทียมทำการเรียนรู้

ในที่จะใช้วงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่ที่ผ่านชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด ที่มีความยาววงจรรองเป็น 53 และมีค่าความถี่ขอบแถบผ่าน $\omega_p = 0.5\pi \text{ rad}$ ซึ่งสร้างขึ้นมาด้วยวิธี Hamming window และเนื่องจากวงจรรองชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดมีคุณสมบัติสมมาตรคู่ (even symmetric) หรือสมมาตรคี่ (odd symmetric) ดังนั้นสัมประสิทธิ์ที่จะใช้สำหรับการเรียนรู้ของโครงข่ายประสาทเทียม จะใช้งานเพียง $h(0)$ ถึง $h(N-1)/2$ สำหรับคุณสมบัติสมมาตรคู่ และ $h(n)$ ถึง $h(N/2)$ สำหรับคุณสมบัติสมมาตรคี่ เมื่อ N ความยาววงจรรอง ซึ่งจากการที่ความยาววงจรรองเป็น 53 นั้นหมายความว่ามีความถี่สมมาตรคู่ และสัมประสิทธิ์วงจรรองสัญญาณที่จะใช้สำหรับการเรียนรู้ของโครงข่ายประสาทเทียม จะใช้งานแค่ $h(0)$ ถึง $h(26)$ เท่านั้นซึ่งแสดงได้ดังตารางที่ 5.1 โดยโครงข่ายประสาทเทียมวิธี back-propagation สำหรับกลไกการปรับจูนที่นำเสนอแสดงได้ดังรูปที่ 5.7 โครงข่ายประสาทเทียมจะมีอินพุตเพียง 1 คือ สัมประสิทธิ์การจูน α มีนิวรอนใน hidden layer จำนวน 40 และมีเอาต์พุต 27 ซึ่งก็คือสัมประสิทธิ์วงจรรองสัญญาณ $h(0)$ ถึง $h(26)$

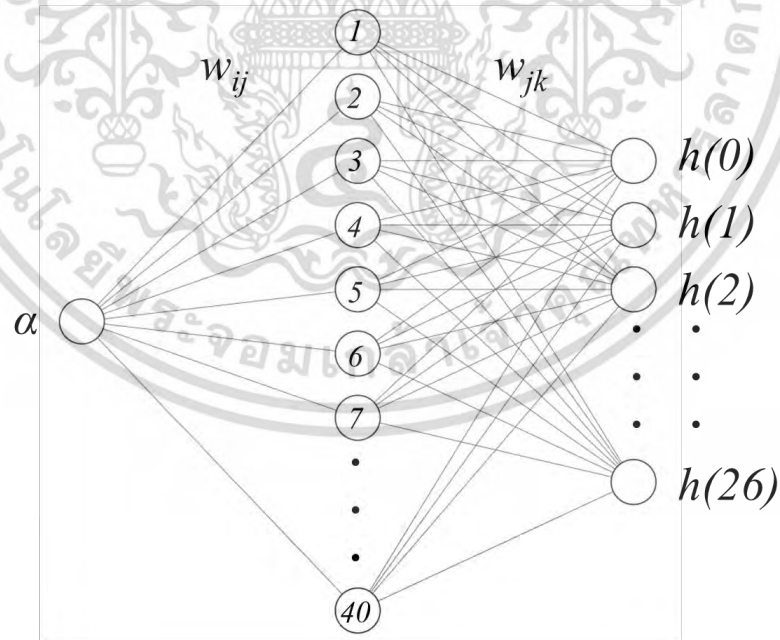
ตารางที่ 5.1 สัมประสิทธิ์ที่ใช้สำหรับการเรียนรู้ของโครงข่ายประสาทเทียม

α	h(0)	h(1)	h(2)	h(3)	h(4)	h(5)	h(6)	h(7)	h(8)
-0.9	-0.00039	0.000521	-0.00072	0.001006	-0.00141	0.001967	-0.00268	0.003584	-0.00468
-0.88	0.000169	-4.83E-05	-0.0001	0.000316	-0.00063	0.001096	-0.00174	0.002593	-0.00369
-0.86	0.000678	-0.00061	0.000554	-0.00047	0.000313	-3.36E-05	-0.00042	0.001113	-0.00208
-0.84	0.000959	-0.00099	0.001055	-0.00114	0.001198	-0.00118	0.001002	-0.00061	-9.36E-05
-0.82	0.000896	-0.00104	0.001237	-0.0015	0.001785	-0.00206	0.002236	-0.00224	0.001951
-0.8	0.000494	-0.00072	0.001022	-0.00141	0.001896	-0.00244	0.002987	-0.00344	0.003675
⋮									
0	-1.92E-18	0.00106	-1.82E-18	-0.00152	9.40E-18	0.002445	-3.81E-18	-0.00393	5.43E-18
⋮									
0.8	-0.00049	-0.00072	-0.00102	-0.00141	-0.00189	-0.00244	-0.00298	-0.00343	-0.00367
0.82	-0.0009	-0.00104	-0.00125	-0.00151	-0.0018	-0.00207	-0.00225	-0.00225	-0.00197
0.84	-0.00099	-0.00102	-0.00109	-0.00117	-0.00123	-0.00121	-0.00103	-0.00062	9.64E-05
0.86	-0.00073	-0.00066	-0.0006	-0.0005	-0.00034	-3.61E-05	0.000455	0.001195	0.002239
0.88	-0.00019	-5.57E-05	0.000117	0.000364	0.000731	0.001262	0.002001	0.002987	0.004253
α	h(9)	h(10)	h(11)	h(12)	h(13)	h(14)	h(15)	h(16)	h(17)
-0.9	0.005967	-0.00745	0.009126	-0.01097	0.012953	-0.01505	0.017228	-0.01944	0.021638
-0.88	0.005052	-0.00669	0.008594	-0.01076	0.01317	-0.01578	0.018541	-0.0214	0.0243
-0.86	0.003382	-0.00504	0.007071	-0.00948	0.012258	-0.01536	0.018735	-0.02231	0.026007
-0.84	0.001167	-0.00268	0.004682	-0.0072	0.010235	-0.01376	0.017734	-0.02206	0.026633
-0.82	-0.00127	9.73E-05	0.001669	-0.0041	0.007223	-0.01105	0.015534	-0.02059	0.026086
-0.8	-0.00355	0.002915	-0.00162	-0.00048	0.003455	-0.00737	0.012216	-0.01791	0.024321

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.1 (ต่อ) สัมประสิทธิ์ที่ใช้สำหรับการเรียนรู้ของโครงข่ายประสาทเทียม

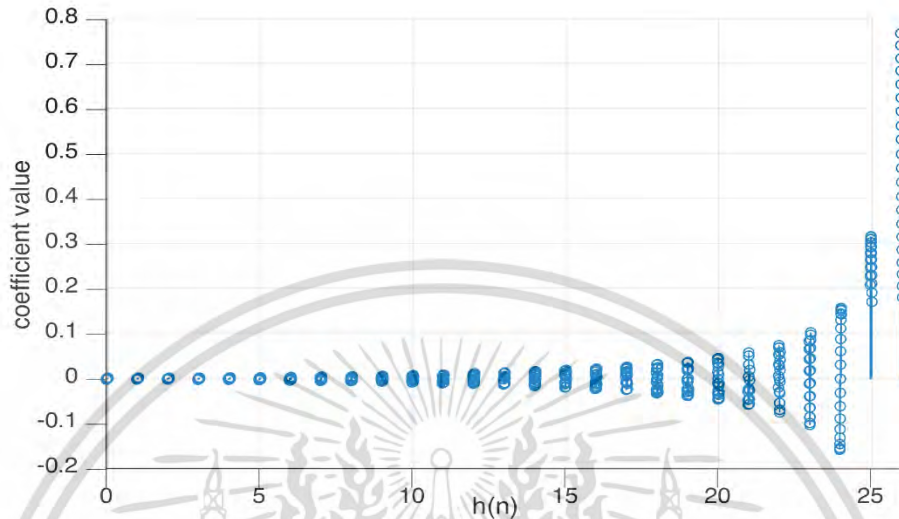
α	h(9)	h(10)	h(11)	h(12)	h(13)	h(14)	h(15)	h(16)	h(17)
0	0.006103	-7.34E-18	-0.00911	9.44E-18	0.01321	-1.16E-17	-0.01879	1.37E-17	0.026634
0.8	-0.00355	-0.00291	-0.00161	0.000475	0.00345	0.00736	0.012197	0.017885	0.024283
0.82	-0.00128	-9.80E-05	0.001682	0.004129	0.00728	0.011137	0.015656	0.020751	0.026291
0.84	0.001203	0.002761	0.004823	0.007416	0.010544	0.01418	0.018269	0.022725	0.027436
0.86	0.003633	0.005411	0.007595	0.010186	0.013165	0.016497	0.020122	0.023965	0.027932
0.88	0.005821	0.007704	0.009902	0.0124	0.015173	0.018178	0.021361	0.024659	0.027996
α	h(18)	h(19)	h(20)	h(21)	h(22)	h(23)	h(24)	h(25)	h(26)
-0.9	-0.02378	0.02581	-0.02769	0.029362	-0.03079	0.031949	-0.0328	0.033313	0.966848
-0.88	-0.02716	0.029911	-0.03248	0.034795	-0.03679	0.038406	-0.0396	0.040326	0.959203
-0.86	-0.02972	0.033342	-0.03677	0.039887	-0.0426	0.04481	-0.04645	0.047454	0.95149
-0.84	-0.03132	0.035976	-0.04044	0.044555	-0.04817	0.051134	-0.05334	0.054706	0.943876
-0.82	-0.03186	0.037698	-0.04339	0.048713	-0.05343	0.057346	-0.06028	0.062091	0.936454
-0.8	-0.03124	0.038402	-0.04552	0.052269	-0.05833	0.063404	-0.06723	0.069611	0.929188
0	-1.56E-17	-0.03839	1.72E-17	0.058423	-1.84E-17	-0.10284	1.92E-17	0.316945	0.499532
0.8	0.031187	0.038341	0.045447	0.052186	0.058238	0.063304	0.067124	0.069501	0.070307
0.82	0.032105	0.037994	0.043734	0.049095	0.053851	0.057795	0.060749	0.062578	0.063197
0.84	0.032266	0.037062	0.041661	0.0459	0.049619	0.052677	0.054954	0.056357	0.056831
0.86	0.031919	0.035811	0.03949	0.04284	0.045752	0.048128	0.049887	0.050968	0.051332
0.88	0.031291	0.034461	0.03742	0.040087	0.042385	0.044247	0.045619	0.046459	0.046742



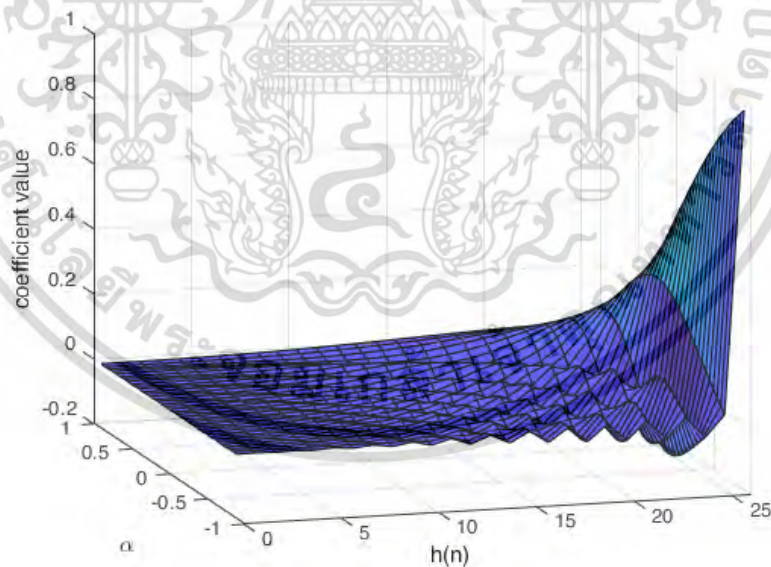
Input layer Hidden layer Output layer

รูปที่ 5.7 โครงข่ายประสาทเทียมวิธี back-propagation สำหรับกลไกการปรับจูนที่นำเสนอ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากตารางที่ 5.1 ค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้สำหรับการเรียนรู้ของโครงข่ายประสาทเทียมสามารถแสดงเป็นกราฟความสัมพันธ์ในสองมิติและสามมิติได้ดังรูปที่ 5.8 และรูปที่ 5.9 ตามลำดับ ซึ่งจากการสังเกต กราฟมีแนวโน้มที่จะสามารถใช้โครงข่ายประสาทเทียมในการเรียนรู้ได้



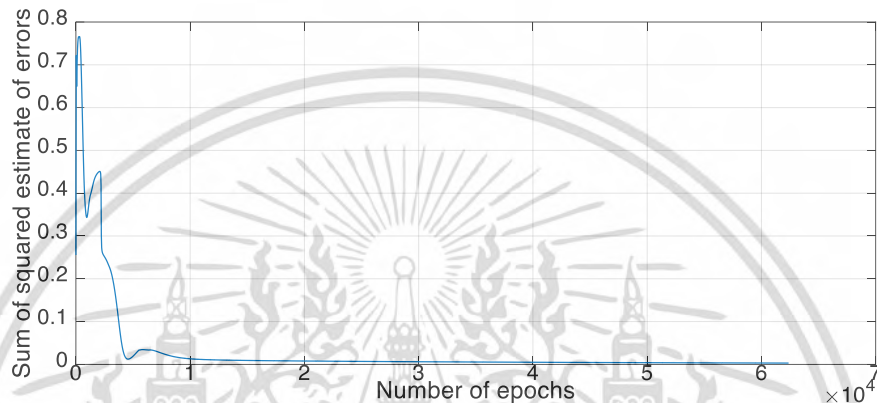
รูปที่ 5.8 กราฟสองมิติของความสัมพันธ์ระหว่างค่าสัมประสิทธิ์วงจรรองในแต่ละ $h(n)$ สำหรับค่า α ต่าง ๆ



รูปที่ 5.9 กราฟสามมิติของความสัมพันธ์ระหว่างค่าสัมประสิทธิ์วงจรรองในแต่ละ $h(n)$ สำหรับค่า α ต่าง ๆ

ขั้นตอนการเรียนรู้ของโครงข่ายด้วยวิธี back-propagation จะใช้ sum of squared estimate of errors (SSE) เป็นเกณฑ์ในการกำหนดให้โครงข่ายหยุดการเรียนรู้ ซึ่งกำหนดไว้ที่ 0.001 ด้วยการเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใช้คอมพิวเตอร์ประสิทธิภาพสูงที่มีหน่วยประมวลผลแบบ Intel Core i9-10980XE ในการประมวลผลการเรียนรู้ของโครงข่าย ใช้เวลาประมาณ 20 นาที เพื่อให้ค่า SSE ลดลงไปถึง 0.003 ซึ่งหากให้ระบบเรียนรู้จน SSE ลดไปถึง 0.001 จะใช้เวลานานมากจนเกินความจำเป็น เนื่องจากที่ SSE=0.003 ก็สามารถใช้ค่าสัมประสิทธิ์ที่ใกล้เคียงกับชุดข้อมูลที่ใช้สำหรับการเรียนรู้ของโครงข่ายแล้ว โดยกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า SSE และจำนวนรอบในการเรียนรู้ของโครงข่ายประสาทเทียมแสดงดังรูปที่ 5.10 โดยใช้จำนวนรอบในการเรียนรู้ไปทั้งหมด 62,375 รอบ ซึ่งผลตอบสนองทางขนาดจากสัมประสิทธิ์ที่ได้จากโครงข่ายประสาทเทียมจะได้แสดงให้เห็นในส่วนที่ 5.3



รูปที่ 5.10 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า SSE และจำนวนรอบในการเรียนรู้ของโครงข่ายประสาทเทียม

ตารางที่ 5.2 สัมประสิทธิ์ที่ใช้สำหรับทดสอบโครงข่ายประสาทเทียม

α	h(0)	h(1)	h(2)	h(3)	h(4)	h(5)	h(6)	h(7)	h(8)
-0.89	-0.00012	0.000247	-0.00043	0.000685	-0.00106	0.001576	-0.00227	0.003161	-0.00427
-0.87	0.000441	-0.00034	0.000234	-7.77E-05	-0.00017	0.000549	-0.00111	0.0019	-0.00295
-0.85	0.000856	-0.00083	0.000836	-0.00083	0.000779	-0.00062	0.000294	0.000264	-0.00112
-0.83	0.000973	-0.00106	0.001194	-0.00137	0.001542	-0.00166	0.001662	-0.00145	0.000945
-0.81	0.000732	-0.00092	0.001179	-0.00151	0.001907	-0.00232	0.002687	-0.00291	0.002876
-0.79	0.000205	-0.00046	0.000776	-0.0012	0.001748	-0.0024	0.003112	-0.00379	0.004305
...									
0.01	0.000486	0.00093	-0.00057	-0.00136	0.000817	0.002231	-0.00121	-0.00365	0.001734
...									
0.79	-0.0002	-0.00045	-0.00077	-0.0012	-0.00174	-0.00239	-0.0031	-0.00378	-0.00429
0.81	-0.00073	-0.00092	-0.00118	-0.00152	-0.00191	-0.00233	-0.00269	-0.00292	-0.00288
0.83	-0.00099	-0.00107	-0.00121	-0.00139	-0.00157	-0.00169	-0.00169	-0.00148	-0.00096
0.85	-0.0009	-0.00087	-0.00088	-0.00087	-0.00082	-0.00065	-0.00031	0.000277	0.001172
0.87	-0.00049	-0.00038	-0.00026	-8.61E-05	0.000186	0.000608	0.001232	0.002105	0.003272
α	h(9)	h(10)	h(11)	h(12)	h(13)	h(14)	h(15)	h(16)	h(17)
-0.89	0.005613	-0.00719	0.008987	-0.011	0.0132	-0.01555	0.018017	-0.02054	0.023079
-0.87	0.004301	-0.00596	0.007952	-0.01026	0.012856	-0.01572	0.018784	-0.022	0.025281
-0.85	0.002325	-0.00393	0.005972	-0.00846	0.01138	-0.01471	0.018386	-0.02234	0.026461
-0.83	-4.78E-05	-0.00132	0.003234	-0.00573	0.008841	-0.01254	0.016781	-0.02148	0.02651

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.2 (ต่อ) สัมประสิทธิ์ที่ใช้สำหรับทดสอบโครงข่ายประสาทเทียม

α	h(9)	h(10)	h(11)	h(12)	h(13)	h(14)	h(15)	h(16)	h(17)
-0.81	-0.00246	0.001527	3.57E-05	-0.00233	0.005415	-0.00932	0.014007	-0.0194	0.025357
-0.79	-0.0045	0.004205	-0.00323	0.00141	0.001388	-0.00525	0.010187	-0.01615	0.022982
...									
0.01	0.005751	-0.00236	-0.0087	0.003041	0.012761	-0.00375	-0.01833	0.00444	0.026195
...									
0.79	-0.00449	-0.00419	-0.00322	-0.00141	0.001383	0.00523	0.010152	0.01609	0.022902
0.81	-0.00246	-0.00153	3.57E-05	0.002333	0.005426	0.009336	0.014034	0.019437	0.025406
0.83	-4.86E-05	0.001344	0.003288	0.005831	0.00899	0.012752	0.017065	0.021841	0.026959
0.85	0.002438	0.004124	0.006264	0.00887	0.011935	0.015425	0.019282	0.023425	0.027752
0.87	0.004765	0.006608	0.008809	0.011361	0.014242	0.017409	0.020809	0.024368	0.028006

α	h(18)	h(19)	h(20)	h(21)	h(22)	h(23)	h(24)	h(25)	h(26)
-0.89	-0.02556	0.027936	-0.03014	0.032116	-0.03381	0.035182	-0.03619	0.036805	0.963046
-0.87	-0.02855	0.031718	-0.03469	0.037388	-0.03972	0.041616	-0.04302	0.043875	0.955344
-0.85	-0.03065	0.034766	-0.03869	0.042279	-0.04542	0.047984	-0.04989	0.051064	0.947662
-0.83	-0.03173	0.036958	-0.04201	0.046703	-0.05084	0.054256	-0.05681	0.058382	0.94014
-0.81	-0.03169	0.038183	-0.04457	0.050572	-0.05593	0.060397	-0.06375	0.065835	0.932809
-0.79	-0.03048	0.038344	-0.04624	0.05379	-0.06062	0.06636	-0.07071	0.073419	0.925569
...									
0.01	-0.00507	-0.038	0.005609	0.058111	-0.00602	-0.10261	0.006271	0.316768	0.492994
...									
0.79	0.030372	0.038211	0.046079	0.053604	0.060407	0.066131	0.070464	0.073166	0.074084
0.81	0.031756	0.038258	0.044653	0.050671	0.056041	0.060514	0.063876	0.065962	0.06667
0.83	0.032265	0.037584	0.042725	0.047494	0.051701	0.055174	0.057768	0.05937	0.059912
0.85	0.032141	0.036461	0.040574	0.044341	0.04763	0.050324	0.052323	0.053554	0.053969
0.87	0.031628	0.035137	0.038433	0.041418	0.044001	0.046101	0.047652	0.048603	0.048924

ขั้นตอนการทดสอบโครงข่ายประสาทเทียมหรือก็คือการนำองค์ความรู้ (weight) ไปใช้งาน ซึ่งจะทดสอบด้วยการป้อนค่าสัมประสิทธิ์การคูณ α ตามตารางที่ 5.2 เพื่อให้ได้ค่าสัมประสิทธิ์วงจรกรองสัญญาณออกมาจากโครงข่ายประสาทเทียม จากนั้นทำการเปรียบเทียบกับกับชุดข้อมูลอ้างอิงสำหรับการทดสอบตามตารางที่ 5.2 ด้วย วิธี Root Mean Square Error (RMSE) และด้วยวิธี R-squared (R^2) เพื่อหาปริมาณความเหมือนหรือต่างกันของชุดข้อมูล ซึ่งแสดงดังตารางที่ 5.3

ตารางที่ 5.3 ค่า RMSE และ R^2 เปรียบเทียบระหว่างค่าสัมประสิทธิ์วงจรกรองสัญญาณที่ได้จากการทดสอบโครงข่ายประสาทเทียมและจากชุดข้อมูลอ้างอิง

h(n)	RMSE	R^2	h(n)	RMSE	R^2
h(0)	0.000043	0.996140	h(14)	0.000176	0.999762
h(1)	0.000057	0.994222	h(15)	0.000185	0.999815
h(2)	0.000052	0.996472	h(16)	0.000113	0.999952
h(3)	0.000079	0.994501	h(17)	0.000076	1.000000
h(4)	0.000089	0.995625	h(18)	0.000115	0.999976
h(5)	0.000113	0.995637	h(19)	0.000117	0.999982
h(6)	0.000123	0.996808	h(20)	0.000224	0.999958
h(7)	0.000207	0.994412	h(21)	0.000171	0.999983
h(8)	0.000107	0.999049	h(22)	0.000168	0.999991
h(9)	0.000145	0.998868	h(23)	0.000198	0.999992

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรนำเอกสารนี้ไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

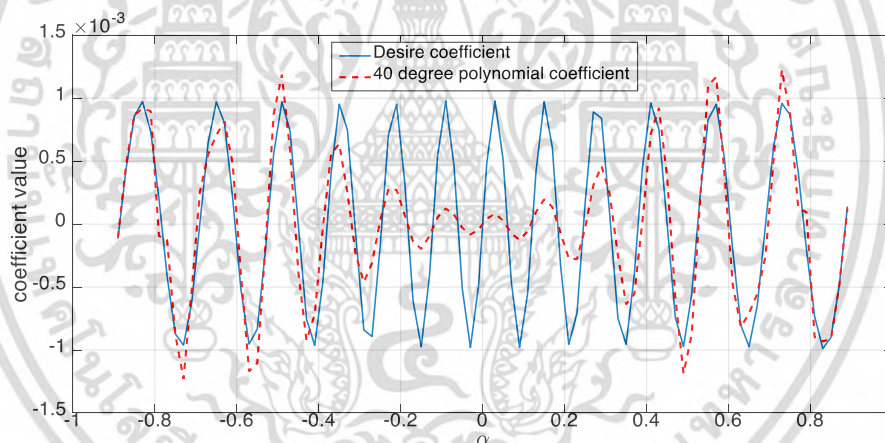
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.3 (ต่อ) ค่า RMSE และ R^2 เปรียบเทียบระหว่างค่าสัมประสิทธิ์วงจรรองสัญญาณที่ได้จากการทดสอบโครงข่ายประสาทเทียมและจากชุดข้อมูลอ้างอิง

h(n)	RMSE	R^2	h(n)	RMSE	R^2
h(10)	0.000226	0.998189	h(24)	0.000170	0.999998
h(11)	0.000329	0.997441	h(25)	0.001699	0.999646
h(12)	0.000134	0.999709	h(26)	0.000165	1.000000
h(13)	0.000134	0.999799			

จากตารางที่ 5.3 แสดงให้เห็นว่าองค์ความรู้ (weight) ที่ได้จากการเรียนรู้ของโครงข่ายประสาทเทียมด้วยวิธี back-propagation โดยใช้ชุดข้อมูลดังตารางที่ 5.1 นั้น สามารถให้ผลลัพธ์คือสัมประสิทธิ์วงจรรองสัญญาณได้ใกล้เคียงกับชุดข้อมูลอ้างอิงดังตารางที่ 5.2 จึงสามารถนำ weight นี้ไปใช้งานต่อไปได้ ซึ่งการใช้งานจะได้แสดงผลตอบสนองทางความถี่ในส่วนถัดไป

อนึ่งการใช้งานโครงข่ายประสาทเทียมเพื่อเป็นกลไกการปรับจูนวงจรรองสัญญาณนี้ สามารถลดความซับซ้อนในการคำนวณไปได้เยอะมาก เมื่อเทียบกับวิธีการที่ใช้ polynomial regression ซึ่งขนาดใช้กำลังของพหุนามถึง 40 ก็ยังไม่สามารถเรียนรู้ค่าสัมประสิทธิ์วงจรรองสัญญาณที่ $h(0)$ จากข้อมูลชุดเดียวกันดังตารางที่ 5.1 ได้เลย ซึ่งสามารถแสดงได้ในรูปที่ 5.11 เมื่อเส้นทึบคือค่าสัมประสิทธิ์อ้างอิง

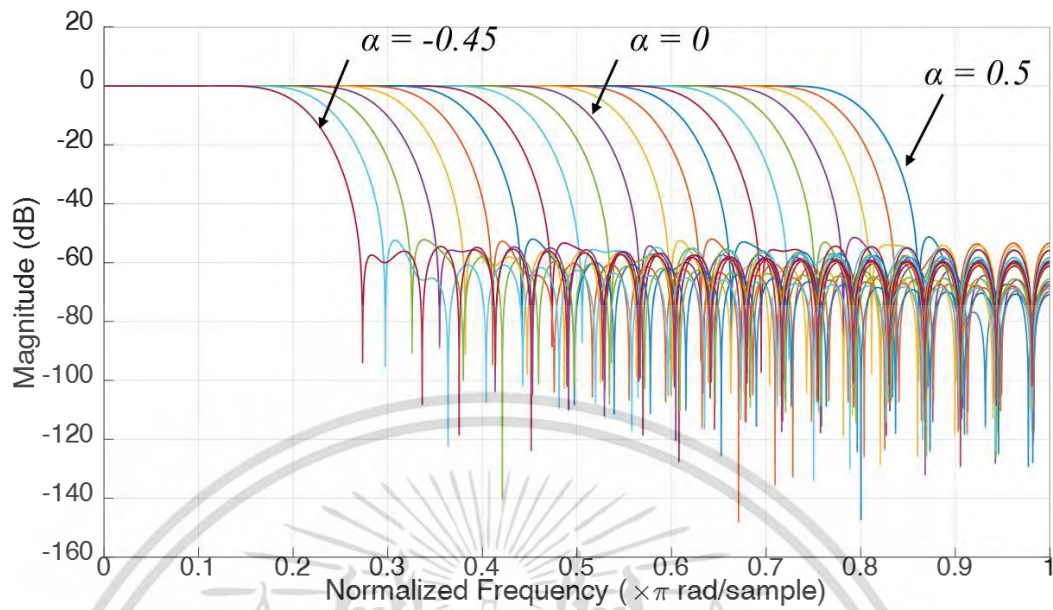


รูปที่ 5.11 ค่าสัมประสิทธิ์วงจรรองสัญญาณ $h(0)$ ที่ได้จากวิธี polynomial regression พหุนามดีกรี 40 เปรียบเทียบกับค่าสัมประสิทธิ์อ้างอิง

5.3 ผลการทดสอบวงจรรองสัญญาณเชิงเลขคณิตผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดที่ใช้โครงข่ายประสาทเทียมเป็นกลไกการปรับจูน

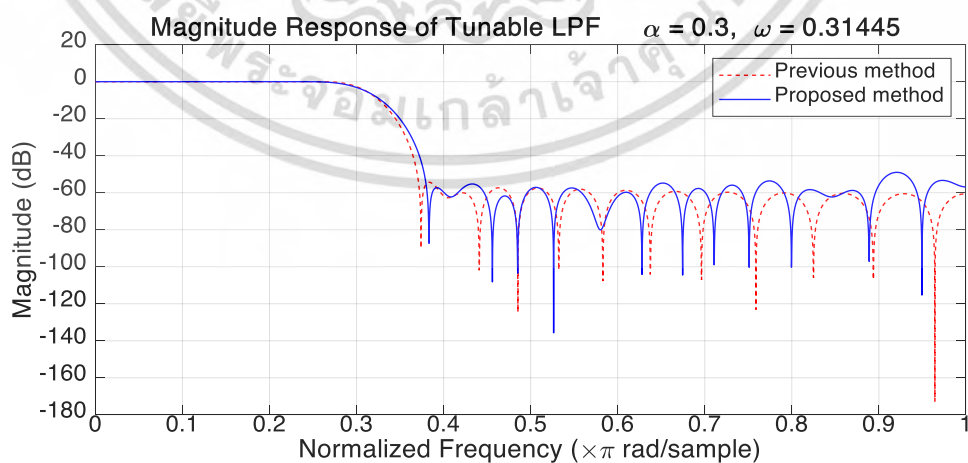
การทดสอบวงจรรองสัญญาณที่นำเสนอกลไกการปรับจูนด้วยโครงข่ายประสาทเทียม จะทำการป้อน ค่าสัมประสิทธิ์การจูน α ลงไปในโครงข่ายประสาทเทียมดังรูปที่ 5.7 แล้วนำเอาต์พุตซึ่งเป็นค่าสัมประสิทธิ์จรรองสัญญาณ $h(n)$ ไปใช้ในโครงสร้างวงจรรองสัญญาณ ซึ่งจะทดสอบการทำงานบนความถี่ normalized โดยการป้อนคลื่นสัญญาณไซน์ขนาดคงที่เข้าไปยังอินพุตของวงจรรองสัญญาณ จะได้ผลตอบสนองทางขนาดดังรูปที่ 5.12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



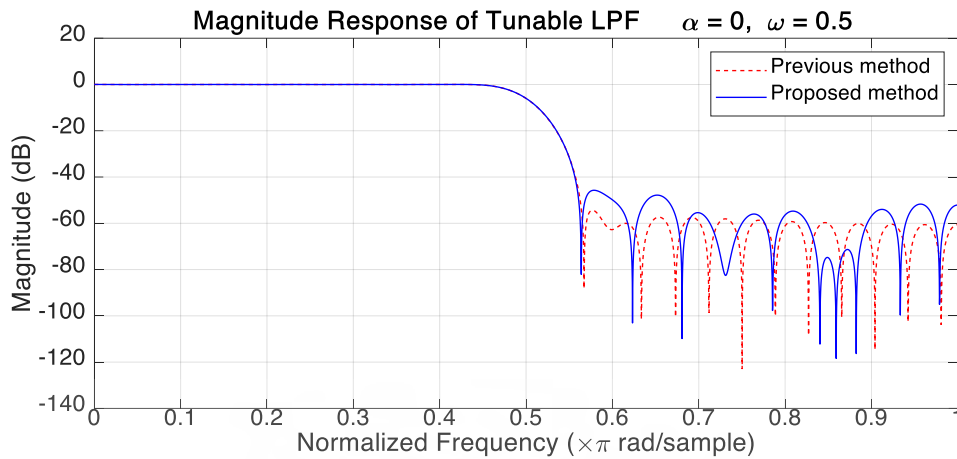
รูปที่ 5.12 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองที่นำเสนอมือจูนด้วย α หลาย ๆ ค่า

เมื่อพิจารณาเปรียบเทียบผลตอบสนองทางความถี่ระหว่างวิธีการปรับจูนก่อนหน้าที่ใช้งานในบทที่ 3 และบทที่ 4 กับวิธีที่นำเสนอในบทนี้ โดยจะพิจารณาแยกกันระหว่างผลตอบสนองทางขนาดดังแสดงในรูปที่ 5.13 ถึงรูปที่ 5.15 และผลตอบสนองทางเฟสดังแสดงในรูปที่ 5.16 ถึงรูปที่ 5.18 พบว่าผลตอบสนองทางขนาดของวิธีที่นำเสนอในบทนี้ยังคงมีค่าความถี่ขอบผ่านที่นิยามโดย -6 dB เท่ากันกับวิธีการปรับจูนก่อนหน้า ส่วนผลตอบสนองทางเฟสของวิธีที่นำเสนอสามารถให้ผลตอบสนองทางเฟสเป็นเชิงเส้นสำหรับทุก ๆ สัมประสิทธิ์การจูน α ในขณะที่วิธีการปรับจูนก่อนหน้าให้ผลตอบสนองทางเฟสเป็นเชิงเส้นเพียงแค่ว่า $\alpha = 0$

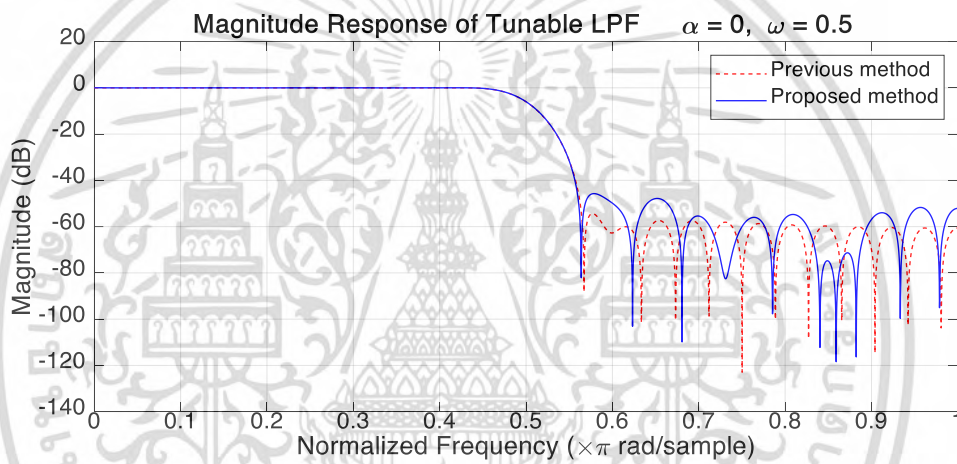


รูปที่ 5.13 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอมือ $\alpha = 0.3$

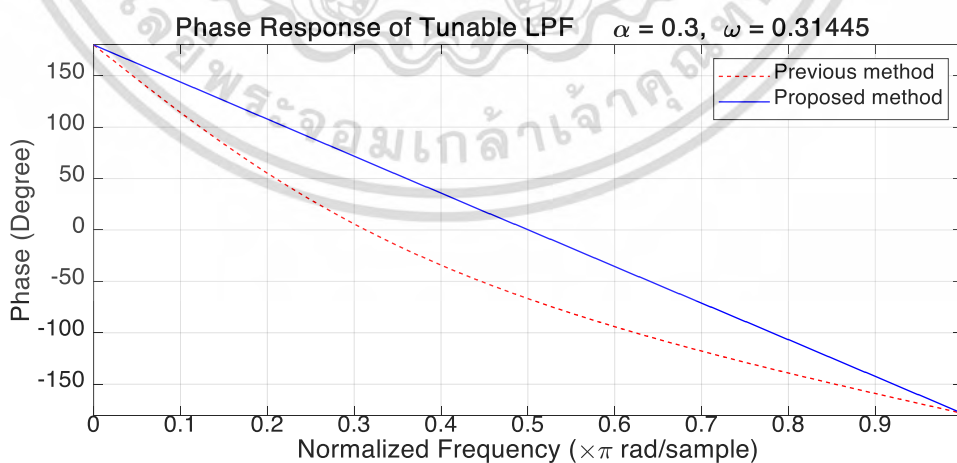
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.14 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณที่นำเสนอเมื่อ $\alpha = 0$

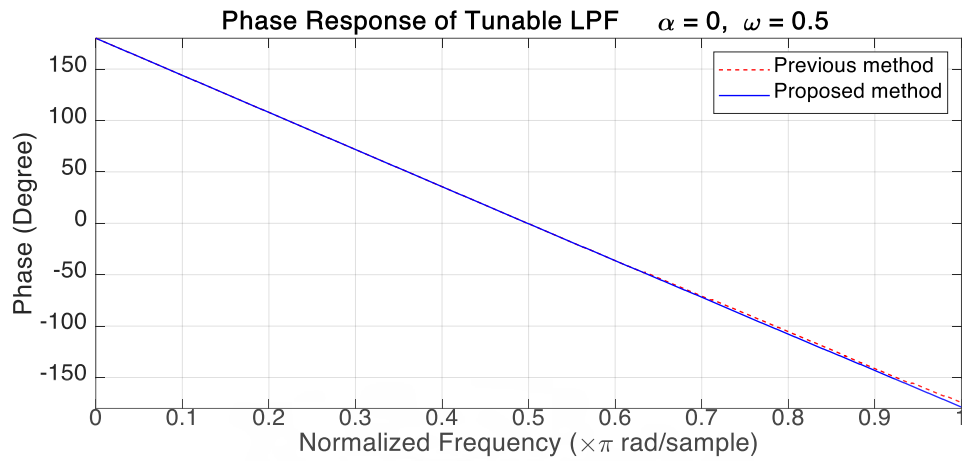


รูปที่ 5.15 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณที่นำเสนอเมื่อ $\alpha = -0.3$

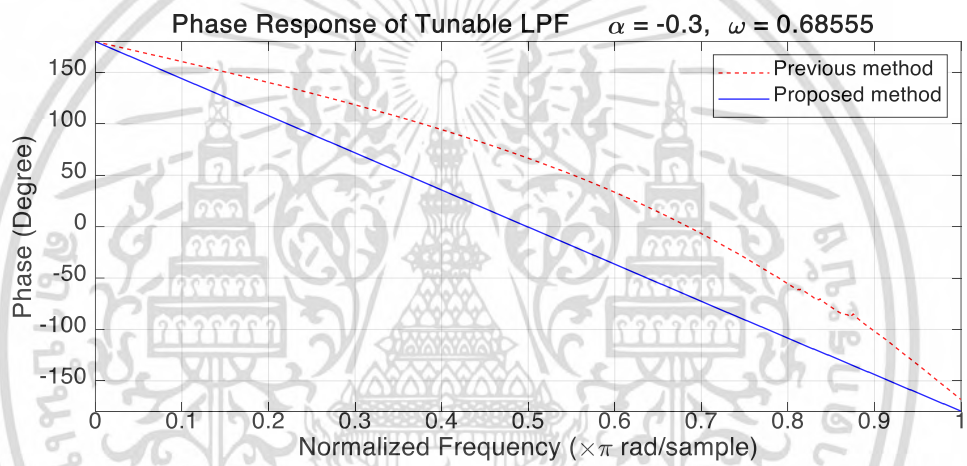


รูปที่ 5.16 ผลตอบสนองทางเฟสของวงจรรองสัญญาณที่นำเสนอเมื่อ $\alpha = 0.3$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.17 ผลตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอเมื่อ $\alpha = 0$



รูปที่ 5.18 ผลตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอเมื่อ $\alpha = -0.3$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4 สรุป

ในบทที่ 5 นี้ ได้นำเสนอวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดแบบปรับจูนได้ที่ให้เฟสเป็นเชิงเส้น โดยใช้โครงข่ายประสาทเทียมเป็นกลไกการปรับจูน ซึ่งใช้วิธีการเรียนรู้แบบ back-propagation ซึ่งแนวคิดนี้เกิดจากเหตุผลที่ว่า วิธีในการปรับจูนผลตอบสนองทางความถี่ด้วยการแทนที่องค์ประกอบของตัวหน่วงสัญญาณหนึ่งหน่วยของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขต้นแบบ ด้วยวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขผ่านตลอดลำดับที่ 1 ให้ผลตอบสนองทางเฟสไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งส่งผลให้สัญญาณที่ผ่านวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขดังกล่าวเกิดการทอดทอนทางเฟส (phase distortion) จึงมีความต้องการให้ผลตอบสนองทางเฟสเป็นเชิงเส้น พร้อมทั้งผลตอบสนองทางขนาดคงเดิม โดยได้นำความสัมพันธ์ระหว่างค่าสัมประสิทธิ์การจูนกับค่าความถี่ขอบแถบผ่านเดิมที่ใช้กับวิธีการปรับจูนดังกล่าว มาใช้ในการสร้างองค์ความรู้ (weight) ให้กับโครงข่ายประสาทเทียมในการเป็นกลไกการปรับสัมประสิทธิ์วงจรกรองสัญญาณสัญญาณเชิงเลข ให้แก่โครงสร้างวงจรกรองสัญญาณสัญญาณเชิงเลข โดยใช้ต้นแบบวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขที่ให้ผลตอบสนองทางเฟสเป็นเชิงเส้น และยังคงให้ผลตอบสนองทางขนาดตามความสัมพันธ์เดิมที่หยาบยี่มมา เป็นชุดข้อมูลในการเรียนรู้แก่โครงข่ายประสาทเทียม ซึ่งจากผลการทดสอบนั้นโครงข่ายประสาทเทียมสามารถเรียนรู้ได้โดยใช้เกณฑ์ในการหยุดการเรียนรู้เป็นเครื่องบ่งชี้ อีกทั้งเมื่อทำการทดสอบองค์ความรู้ที่ได้มากับโครงข่ายประสาทเทียมพบว่าสามารถให้ค่าสัมประสิทธิ์วงจรกรองสัญญาณได้ใกล้เคียงกันกับชุดข้อมูลต้นแบบวงจรกรองที่ใช้ในการเรียนรู้ และทำการยืนยันผลการทดสอบอีกครั้งด้วยการนำสัมประสิทธิ์วงจรกรองไปใช้กรองสัญญาณพบว่าสามารถให้ผลตอบสนองทางขนาดเหมือนกันกับวิธีการปรับจูนก่อนหน้า และให้ผลตอบสนองทางเฟสเป็นเชิงเส้นในทุกค่าสัมประสิทธิ์การจูน ด้วยวิธีที่นำเสนอนี้หากเปรียบเทียบกับกลไกการเรียนรู้ของโครงข่ายประสาทเทียมกับวิธี polynomial regression วิธีที่นำเสนอจะมีความซับซ้อนน้อยกว่ามากพอสมควร อนึ่งกลไกการปรับจูนสัมประสิทธิ์วงจรกรองสัญญาณที่ได้นำเสนอนี้ยังสามารถใช้งานได้กับวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขชนิดอื่น ๆ ด้วยเช่นกัน

บทที่ 6

วงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบไบควอดที่ปรับ จูนได้สำหรับการรับรู้สเปกตรัมในระบบวิทญูรู้คิด

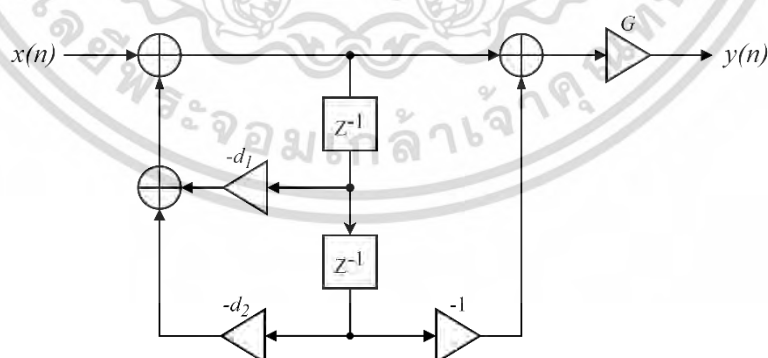
จากบทก่อนหน้าได้นำเสนอการใช้โครงข่ายประสาทเทียมเป็นกลไกในการปรับจูนวงจรรองสัญญาณเชิงเลข ทั้งชนิดผลตอบอิมพัลส์จำกัดและชนิดผลตอบอิมพัลส์ไม่จำกัดนั้น ในบทนี้จะได้นำเสนอกลไกการปรับจูนวงจรรองสัญญาณเชิงเลขชนิดผลตอบอิมพัลส์ไม่จำกัดอีกวิธีหนึ่ง โดยใช้วงจรรองสัญญาณเชิงเลขแบบไบควอด (digital biquad filter) ซึ่งเป็นวงจรรองลำดับที่สองที่มีการป้อนกลับ (recursive) และประกอบไปด้วย pole และ zero อย่างละ 2 ชุด โดยที่ตำแหน่งของ pole ทั้งสองต้องอยู่ในวงกลมหนึ่งหน่วยของระนาบ z (z -plane) เพื่อที่จะให้วงจรรองสัญญาณมีเสถียรภาพ

6.1 วงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบไบควอดที่ปรับจูนได้

เพื่อที่จะทำให้วงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบไบควอดสามารถปรับจูนได้ จะตั้งต้นจากฟังก์ชันถ่ายโอนทั่วไปของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบไบควอดดังแสดงในสมการที่ (6.1) [23] [24]

$$H(z) = \frac{G(1-z^{-2})}{1+d_1z^{-1}+d_2z^{-2}} \quad (6.1)$$

จากสมการที่ (6.1) สามารถเขียนเป็นโครงสร้าง Direct Form II ได้ดังรูปที่ 6.1



รูปที่ 6.1 โครงสร้างวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบไบควอดโดยทั่วไป

จากฟังก์ชันถ่ายโอนทั่วไปของวงจรรองสัญญาณข้างต้นจะได้คงไว้ เพื่อเทียบเคียงตัวแปรปรับจูนกับฟังก์ชันถ่ายโอนที่จะได้อธิบายหลังจากนี้ ด้วยสมบัติการถ่ายทอดทางคณิตศาสตร์ ซึ่งจะทำการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สร้างฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบไบควอด ด้วยวิธีการวาง pole และ zero ลงในฟังก์ชันถ่ายโอนดังสมการที่ (6.2)

$$H(z) = k \left[\frac{(z - z_1)(z - z_2)}{(z - p_1)(z - p_2)} \right] \quad (6.2)$$

โดยทั่วไปจะวาง zero ที่ตำแหน่ง $z_1 = e^{j\theta}$, $z_2 = e^{-j\theta}$ และวาง pole ที่ตำแหน่ง $p_1 = re^{j\omega_p}$, $p_2 = re^{-j\omega_p}$ เพื่อให้ได้วงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบไบควอด เมื่อ r คือรัศมีของ pole และ ω_p คือมุมของ pole ซึ่งหลังจากแทนที่ทั้ง z_1, z_2, p_1, p_2 แล้วสามารถจัดรูปใหม่ได้ดังสมการที่ (6.3)

$$H(z) = k \left[\frac{1 - z^{-2}}{1 - 2r \cos \omega_p z^{-1} + r^2 z^{-2}} \right] \quad (6.3)$$

จากนั้นจะใช้ความสัมพันธ์รัศมีของ pole ดังสมการที่ (6.4) เพื่อควบคุมค่าความกว้างของแบนด์ bw และค่าความถี่สุ่ม F_s

$$r = 1 - \left(\frac{bw}{F_s} \right) \pi \quad (6.4)$$

เนื่องจาก ω_p คือมุมของ pole ซึ่งยังไม่ใช่ค่าความถี่กลาง จึงต้องทำการคำนวณหาสมการความสัมพันธ์กับค่าความถี่กลาง ω_0 ด้วยทฤษฎีบทพีทาโกรัสและได้ความสัมพันธ์ดังสมการที่ (6.5) [25]

$$\cos \omega_p = \frac{1 + r^2}{2r} \cos \omega_0 \quad (6.5)$$

ทำการแทนที่ความสัมพันธ์ของ $\cos \omega_p$ จากสมการที่ (6.5) ลงในสมการที่ (6.3) จะได้

$$H(z) = k \left[\frac{1 - z^{-2}}{1 - (1 + r^2) \cos \omega_0 z^{-1} + r^2 z^{-2}} \right] \quad (6.6)$$

จากสมการที่ (6.6) จะพบว่ายังติดตัวแปร k ซึ่งสามารถหาได้จากคุณสมบัติความเป็นวงจรรองความถี่แถบผ่าน กล่าวคือผลตอบสนองทางขนาดที่ความถี่กลาง ω_0 จะเท่ากับ 1 ดังนั้นเมื่อ $|H(z)|_{z=e^{j\omega_0}} = 1$ จะสามารถหาค่า k ได้ดังสมการที่ (6.7)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$k = \frac{1-r^2}{2} \quad (6.7)$$

ทำการแทนที่ความสัมพันธ์ของค่า k จากสมการที่ (6.7) ลงในสมการที่ (6.8)

$$H(z) = \frac{1-r^2}{2} \left[\frac{1-z^{-2}}{1-(1+r^2)\cos\omega_0 z^{-1} + r^2 z^{-2}} \right] \quad (6.8)$$

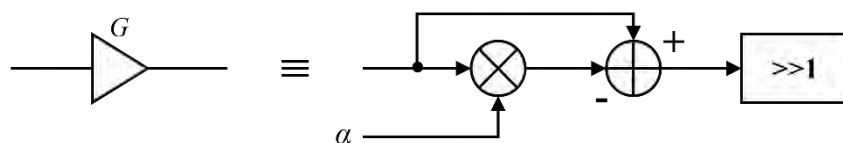
เมื่อเปรียบเทียบตำแหน่งของตัวแปรด้วยสมบัติการเท่ากันระหว่างสมการที่ (6.8) และสมการที่ Error! Reference source not found. จะสามารถเขียนแสดงความสัมพันธ์ของค่าสัมประสิทธิ์ EMBED Equation.DSMT4 G, d_1, d_2 ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} G &= \frac{1-r^2}{2} \\ d_1 &= -(1+r^2)\cos\omega_0 \\ d_2 &= r^2 \end{aligned} \quad (6.9)$$

จากสมการที่ (6.9) สังเกตได้ว่าค่าสัมประสิทธิ์ G, d_1, d_2 จะขึ้นกับค่า r^2 และ ω_0 ซึ่งเป็นตัวแทนของการปรับความกว้างแบนด์และค่าความถี่กลางตามลำดับ ดังนั้นเพื่อให้สะดวกเวลาทำการปรับจูนผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบไบควอดที่ได้ นำเสนอนี้ จะกำหนดให้ $\alpha = r^2$ และ $\beta = \cos\omega_0$ ซึ่ง α และ β จะมาเป็นตัวแปรในการปรับจูนให้กับวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอนี้ด้วย โดยสามารถเขียนสมการที่ (6.9) ได้ใหม่ดังนี้

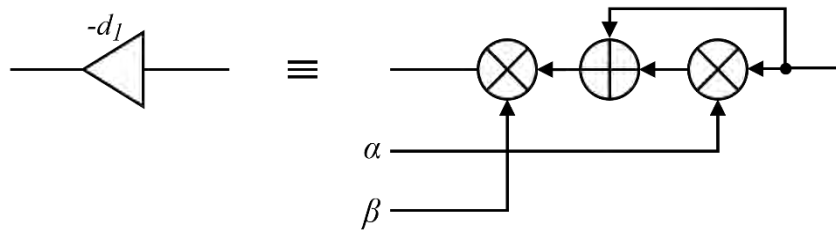
$$\begin{aligned} G &= \frac{1-\alpha}{2} \\ d_1 &= -(1+\alpha)\beta \\ d_2 &= \alpha \end{aligned} \quad (6.10)$$

ด้วยชุดสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองดังสมการที่ (6.10) จะทำให้สามารถปรับจูนวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอนี้ได้อย่างอิสระ โดยที่ไม่ต้องออกแบบและคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์ใหม่เหมือนกับวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขทั่วไปแต่อย่างใด ซึ่งสามารถเขียนเป็นโครงสร้างที่ในส่วนของค่าสัมประสิทธิ์ที่สามารถปรับจูนได้ดังรูปที่ 6.2 ถึงรูปที่ 6.4



รูปที่ 6.2 โครงสร้างในส่วนของที่ค่าสัมประสิทธิ์ G ที่สามารถปรับจูนได้
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่ขึ้นด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 6.2 สัญลักษณ์ $\gg 1$ หมายถึงการเลื่อนบิตไปทางขวา 1 บิต ซึ่งเป็นการกระทำที่ให้ผลลัพธ์เช่นเดียวกับการหารสองนั่นเอง

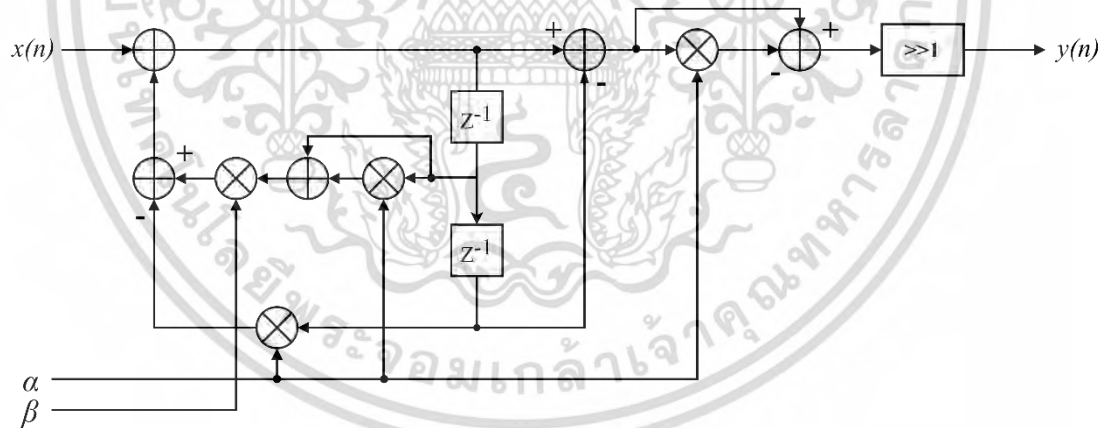


รูปที่ 6.3 โครงสร้างในส่วนของที่ค่าสัมประสิทธิ์ d_1 ที่สามารถปรับจูนได้



รูปที่ 6.4 โครงสร้างในส่วนของที่ค่าสัมประสิทธิ์ d_2 ที่สามารถปรับจูนได้

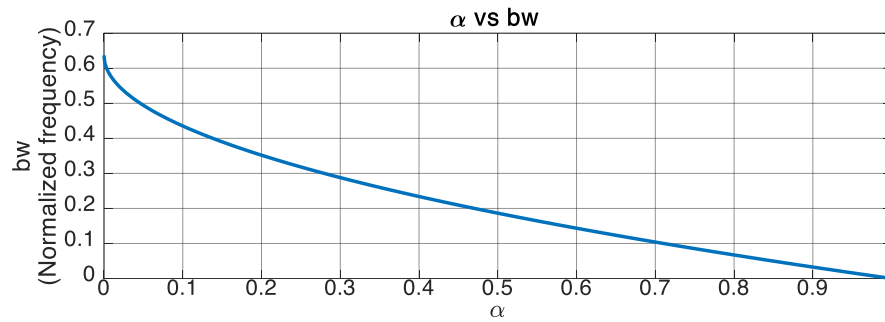
รูปที่ 6.2 ถึงรูปที่ 6.4 จะทำให้สามารถเขียนโครงสร้างวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบไบควอดที่ปรับจูนได้ดังรูปที่ 6.5 โดยที่ไม่มีความจำเป็นต้องปรับเปลี่ยนค่าสัมประสิทธิ์ในโครงสร้างใหม่แต่อย่างใด



รูปที่ 6.5 โครงสร้างวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบไบควอดที่ปรับจูนได้

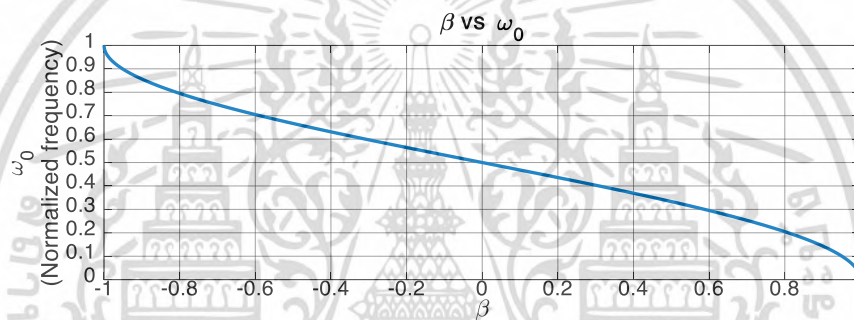
จากโครงสร้างวงจรกรองสัญญาณดังรูปที่ 6.5 จะเห็นว่านอกจากอินพุต $x(n)$ และเอาต์พุต $y(n)$ ตามโครงสร้างโดยปกติของวงจรกรองสัญญาณทั่วไปแล้ว จะมีอีกสองอินพุตคือค่า α ซึ่งเป็นตัวแปรในการปรับจูนความกว้างแบนด์ และค่า β สำหรับปรับจูนความถี่กลาง โดยค่า α จะอยู่ระหว่าง $0 < \alpha < 1$ เนื่องจากความสัมพันธ์ตามสมบัติการถ่ายทอดดังสมการที่ (6.4) ซึ่งเกี่ยวเนื่องกับรัศมีของ pole และค่า α จะแปรผกผันกันกับความกว้างแบนด์ bw ดังแสดงในกราฟความสัมพันธ์ในรูปที่ 6.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



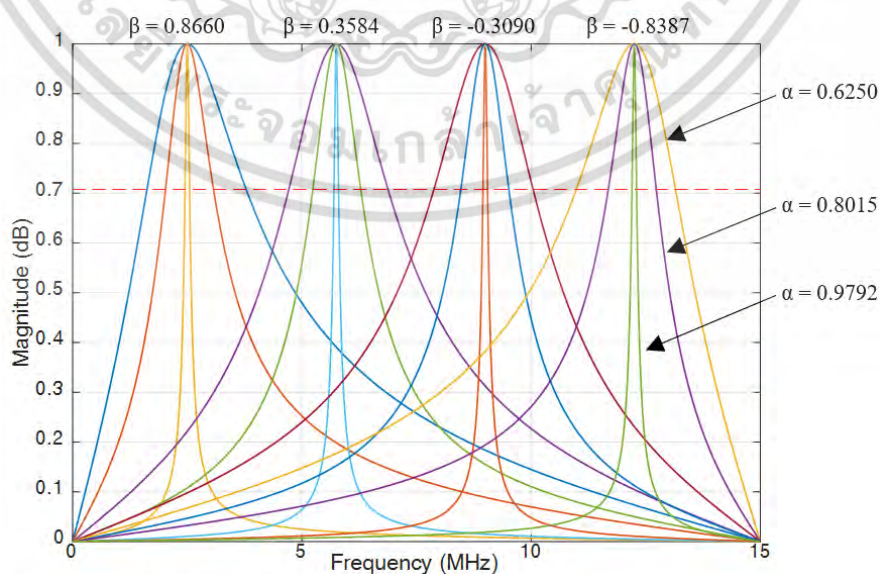
รูปที่ 6.6 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความกว้างแบนด์และ α

สำหรับ β จะอยู่ระหว่าง $-1 < \beta < 1$ เพราะว่า ω_0 หรือความถี่กลางสามารถมีค่าได้ระหว่าง $0 < \omega_0 < \pi$ rad และค่า β จะแปรผกผันกันกับความถี่กลาง ω_0 เช่นกันดังแสดงในกราฟความสัมพันธ์ในรูปที่ 6.7



รูปที่ 6.7 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กลางและ β

รูปที่ 6.8 จะแสดงผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบไบควอดที่ปรับจูนได้ ด้วยค่า α และค่า β ต่าง ๆ



รูปที่ 6.8 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบไบควอดที่ปรับจูนได้ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้เผยแพร่บนเว็บไซต์ทางวิชาการ ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.2 การประยุกต์ใช้งานวงจรรองสำหรับการรับรู้สเปกตรัมในระบบวิทยุรู้คิด

วงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านมีความสำคัญมากในระบบวิทยุรู้คิด ซึ่งเป็นระบบเชิงเลขที่ทำงานอยู่ภายใต้แนวคิดของ SDR (Software-defined radio) เนื่องจากเป็นระบบที่มีความต้องการให้เกิดการใช้งานช่องสัญญาณสื่อสารอย่างมีประสิทธิภาพสูงสุด โดยจะต้องใช้วงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านในการกรองแบบกราดและแบ่งช่องสัญญาณให้แคบลง เพื่อตรวจว่าช่องสัญญาณนั้นมีผู้ใช้หลัก (primary user) กำลังใช้งานอยู่หรือไม่ หากว่าช่องสัญญาณนั้นว่างก็จะอนุญาตให้ผู้ใช้ของวิทยุรู้คิด (cognitive radio users) สามารถเข้าใช้งานช่องสัญญาณได้ ซึ่งการที่จะกรองสัญญาณด้วยความกว้างแบนด์ขนาดต่าง ๆ และครอบคลุมทั้งช่วงของช่องสัญญาณนั้นจำเป็นต้องใช้วงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านเยอะมาก ดังนั้นแล้ววงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบไบควอดที่ปรับจูนได้ที่น่าเสนอในบทนี้จึงสามารถนำมาใช้งานสำหรับการรับรู้สเปกตรัมในระบบวิทยุรู้คิดได้

6.2.1 การรับรู้สเปกตรัม

วิธีการตรวจจับพลังงาน (energy detection method) เป็นหนึ่งในวิธีการรับรู้สเปกตรัมที่นิยมมาก เนื่องจากมีความซับซ้อนในการสร้างและการคำนวณที่ต่ำ [16] ซึ่งเหมาะสมกับผู้ใช้ของวิทยุรู้คิด ที่ซึ่งไม่จำเป็นต้องเข้าใจหรือทราบความหมายของข่าวสารจากสเปกตรัมของผู้ใช้งานหลัก โดยการทำงานของวิธีการตรวจจับพลังงานจะเริ่มจากการวัดพลังงานของสเปกตรัมจากสัญญาณผู้ใช้งานหลัก เป็นช่วงระยะเวลาหนึ่ง จากนั้นจึงนำค่าพลังงานที่วัดได้ไปเปรียบเทียบกับค่าเกณฑ์ เพื่อพิจารณาว่าช่องสัญญาณนั้น ๆ สามารถเข้าใช้งานได้หรือไม่ ซึ่งสามารถแสดงสมมติฐานได้ดังสมการที่ (6.11)

$$y_k(n) = \begin{cases} w(n) & H_0 : \text{signal absent} \\ x_k + w(n) & H_1 : \text{signal present} \end{cases} \quad (6.11)$$

เมื่อ y_k คือ สัญญาณที่นำมาวิเคราะห์ (สัญญาณที่อาจถูกใช้โดยผู้ใช้หลัก)

x_k คือ สัญญาณของผู้ใช้หลัก

$w(n)$ คือ สัญญาณรบกวน

จากสมการที่ (6.11) ได้ให้สมมติฐานไว้ว่าเมื่อ H_0 จะหมายถึงไม่มีการใช้งานช่องสัญญาณโดยผู้ใช้หลัก ซึ่งจะสามารถให้ผู้ใช้ของวิทยุรู้คิดสามารถเข้าใช้ช่องสัญญาณนั้น ๆ ได้ ส่วนเมื่อ H_1 จะหมายถึงมีการใช้งานช่องสัญญาณอยู่ จึงไม่สามารถให้ผู้ใช้ของวิทยุรู้คิดเข้าใช้งานได้

เมื่อกำหนดให้ τ คือระยะเวลาที่ใช้ในการรับรู้สเปกตรัมในหน่วยวินาที และ N_s จำนวนของตัวอย่างสัญญาณ ($N_s = \tau f_s$) ดังนั้นจะสามารถเขียนความสัมพันธ์สำหรับตรวจวัดพลังงานได้ดังสมการที่ (6.12)

$$E = \frac{1}{N_s} \sum_{n=1}^{N_s} |y_k|^2 \quad (6.12)$$

อัลกอริทึมที่ใช้ในการบ่งชี้ประสิทธิภาพในการตรวจจับสเปกตรัมแบ่งออกเป็นค่าความน่าจะเป็น 2 ชุดได้แก่ P_f ซึ่งคือความน่าจะเป็นของการแจ้งเตือนที่ผิดพลาดใต้สมมติฐาน H_0 และ P_d สำหรับความน่าจะเป็นของการตรวจพบสเปกตรัมภายใต้สมมติฐาน H_1

P_f คือความน่าจะเป็นของการแจ้งเตือนที่ผิดพลาดซึ่งตัดสินว่าช่องสัญญาณนั้น ๆ มีการใช้งานอยู่ ทั้งที่จริงแล้วเป็นช่องสัญญาณที่ว่าง หากใช้ทฤษฎีแนวโน้มนำเข้าสู่ศูนย์กลาง (Central Limit Theorem) จะสามารถประมาณค่าพลังงานที่วัดได้โดยใช้การแจกแจงแบบปกติ (normal distribution) [26] เมื่อกำหนดให้ $p_0(x)$ คือฟังก์ชันความน่าจะเป็น ที่มีค่าเฉลี่ย (mean) $\mu_0 = \sigma_n^2$ และมีค่าความแปรปรวน (variance) $\sigma_0^2 = 2\sigma_n^4 / N_s$ โดย σ_n^2 คือค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวน จะสามารถเขียนให้ฟังก์ชันของ P_f ได้ดังสมการที่ (6.13)

$$P_f = \Pr(E > \lambda | H_0) = \int_{\lambda}^{\infty} p_0(x) dx = Q\left(\frac{\lambda - \mu_0}{\sigma_0}\right) \quad (6.13)$$

P_d คือความน่าจะเป็นของการตรวจพบสัญญาณที่เกิดขึ้นจริงบนช่องสัญญาณที่สนใจ ดังนั้นจึงสำคัญมากที่จะต้องมีความน่าจะเป็นที่ดีในการตรวจจับ เช่นเดียวกันหากใช้ทฤษฎีแนวโน้มนำเข้าสู่ศูนย์กลางและการแจกแจงแบบปกติ โดยกำหนดให้ $p_1(x)$ คือฟังก์ชันความน่าจะเป็น ที่มีค่าเฉลี่ย $\mu_1 = (SNR + 1)\sigma_n^2$ และมีค่าความแปรปรวน $\sigma_1^2 = 2\sigma_n^4(SNR + 1) / N_s$ ดังนั้นจะสามารถเขียนให้ฟังก์ชันของ P_d ได้ดังสมการที่ (6.14)

$$P_d = \Pr(E > \lambda | H_1) = \int_{\lambda}^{\infty} p_1(x) dx = Q\left(\frac{\lambda - \mu_1}{\sigma_1}\right) \quad (6.14)$$

เมื่อ $Q(x)$ คือ ความน่าจะเป็นของตัวแปรสุ่มปกติ (normal random variable)

λ คือ ค่าเกณฑ์สำหรับบ่งชี้การปรากฏของสเปกตรัม (threshold)

ขั้นตอนที่สำคัญที่สุดสำหรับวิธีการรับรู้สเปกตรัมใด ๆ ก็ตาม คือการกำหนดค่าเกณฑ์สำหรับบ่งชี้การปรากฏของสเปกตรัม ซึ่งค่าเกณฑ์ที่ถูกกำหนดไว้อย่างตายตัวจะทำให้การตรวจจับสเปกตรัมและความน่าจะเป็นที่แตกต่างกันออกไป อันเนื่องมาจากกำลังของสัญญาณรบกวนนั้นไม่คงที่ ดังนั้นค่าเกณฑ์แบบปรับตัวได้ (adaptive threshold) จึงถือกำเนิดขึ้นมา [27] และเพื่อที่จะทำให้การใช้งานช่องความถี่เกิดประสิทธิภาพสูงสุดสำหรับทั้งผู้ใช้หลักและผู้ใช้ของวิทยุรู้คิด ค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดในการตัดสินใจ P_e ที่ต่ำที่สุดจะแสดงได้ดังสมการที่ (6.15)

$$\min(P_e(\lambda)) = \min\{(1-\eta)P_f + \eta(1-P_d)\} \quad (6.15)$$

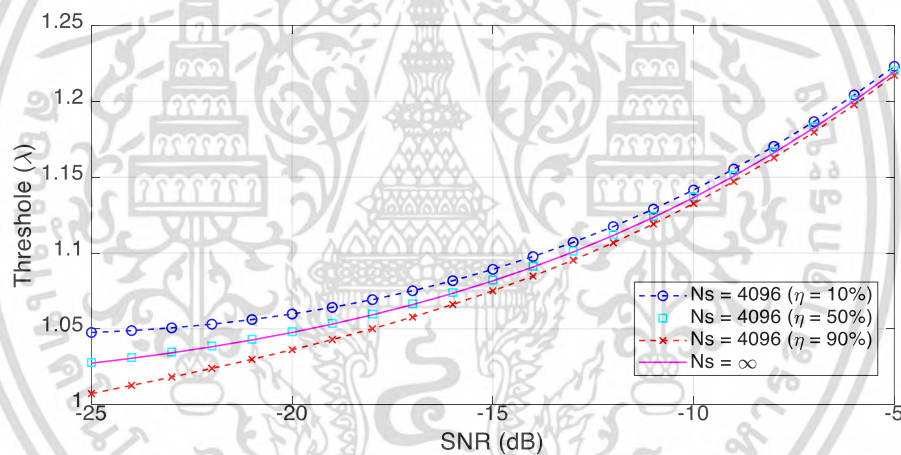
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ η คือ อัตราส่วนของการใช้สเปกตรัม (spectrum utilization ratio) ซึ่งมีค่าอยู่ระหว่าง $0 < \eta < 1$ โดยค่าเกณฑ์แบบปรับตัวได้สามารถหาได้จากการแก้สมการที่ (6.15) ได้ผลเฉลยดังนี้

$$\lambda = \sigma_n^2 \frac{1 + \sqrt{1 + \frac{4}{N_s} \left(1 + \frac{2}{SNR}\right) \ln\left(\frac{(1-\eta)(1+SNR)}{\eta}\right)}}{(2+SNR)/(1+SNR)} \quad (6.16)$$

จากสมการที่ (6.16) ความสัมพันธ์ของค่าเกณฑ์แบบปรับตัวได้สามารถทำให้ง่ายขึ้นเมื่อจำนวนของตัวอย่างสัญญาณ N_s มีค่าเข้าใกล้อนันต์ โดยสามารถเขียนใหม่ได้ดังสมการที่ (6.17) และแสดงเป็นกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าเกณฑ์แบบปรับตัวได้กับ SNR ได้ดังรูปที่ 6.9

$$\lambda \approx \frac{2\sigma_n^2(1+SNR)}{(2+SNR)}, \quad (N_s \rightarrow +\infty) \quad (6.17)$$

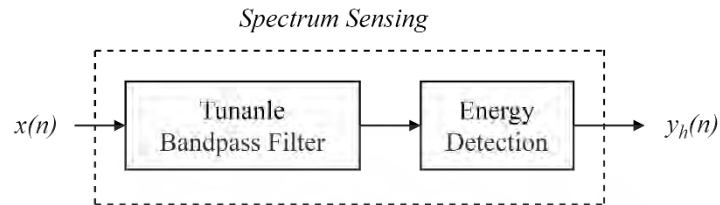


รูปที่ 6.9 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าเกณฑ์แบบปรับตัวได้กับ SNR

จากรูปที่ 6.9 ซึ่งแสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าเกณฑ์แบบปรับตัวได้ λ กับ SNR เมื่อใช้ อัตราส่วนของการใช้สเปกตรัม η และจำนวนตัวอย่างสัญญาณ N_s ที่ค่าต่าง ๆ จากการสังเกตพบว่า เมื่อค่า SNR เพิ่มขึ้น เส้นกราฟของค่าเกณฑ์แบบปรับตัวได้ทุกเส้นมีแนวโน้มที่จะกลายเป็นเส้นเดียวกัน โดยเส้นที่บคือค่าเกณฑ์แบบปรับตัวได้เมื่อจำนวนตัวอย่างสัญญาณเข้าใกล้อนันต์ ซึ่งจะทับกันกับเส้นรูปสี่เหลี่ยม ที่เป็นค่าเกณฑ์แบบปรับตัวได้เมื่ออัตราส่วนของการใช้สเปกตรัม 50% ดังนั้น เมื่อจำนวนตัวอย่างสัญญาณ N_s มากจนเข้าใกล้อนันต์แล้วอัตราส่วนของการใช้สเปกตรัม η จะไม่มีผลต่อการกำหนดค่าเกณฑ์แบบปรับตัวได้ λ อีกทั้งจากสมการที่ (6.17) ยังสามารถสรุปได้อีกว่าเป็นวิธีการหาค่าเกณฑ์แบบปรับตัวได้อย่างง่ายเมื่อ $\eta = 50\%$

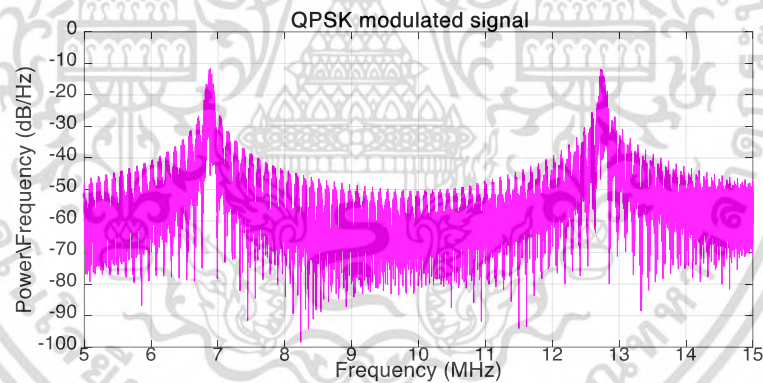
6.2.2 การทดสอบจำลองการทำงาน

การทดสอบจำลองการทำงานแสดงได้ดังไดอะแกรมรูปที่ 6.10 เมื่อ $x(n)$ คือสัญญาณอินพุต และ $y_h(n)$ คือเอาต์พุตที่บ่งบอกสถานะของช่องสัญญาณ โดยใช้วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่ แลผ่านแบบปรับจูนได้ร่วมกับวิธีการตรวจจับพลังงาน (energy detection)

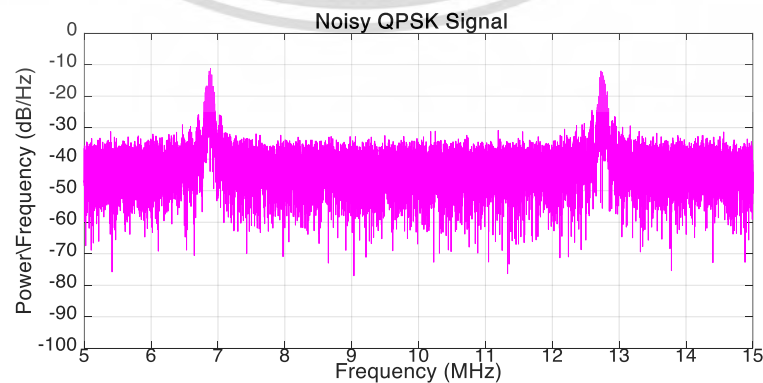


รูปที่ 6.10 การตรวจจับสัญญาณของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แลผ่านแบบปรับจูนได้

การจำลองการทำงานจะใช้สัญญาณที่มอดูเลตแบบ QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) เป็นสัญญาณของผู้ใช้หลักที่สุ่มตัวอย่างได้ โดยกำหนดให้มีผู้ใช้หลักที่ช่องสัญญาณความถี่ 6.875 เมกะเฮิร์ตซ์ เป็น PU1 และที่ 12.75 เมกะเฮิร์ตซ์ เป็น PU2 ซึ่งมีขนาดความกว้างแบนด์ 250 กิโลเฮิร์ตซ์ [15] ดังแสดงได้ในรูปที่ 6.11 และสเปกตรัมเมื่อผ่านช่องสัญญาณแสดงได้ดังรูปที่ 6.12 เมื่อสุ่มตัวอย่างมา 10 เมกะเฮิร์ตซ์



รูปที่ 6.11 สเปกตรัมของสัญญาณผู้ใช้หลักซึ่งมอดูเลตแบบ QPSK



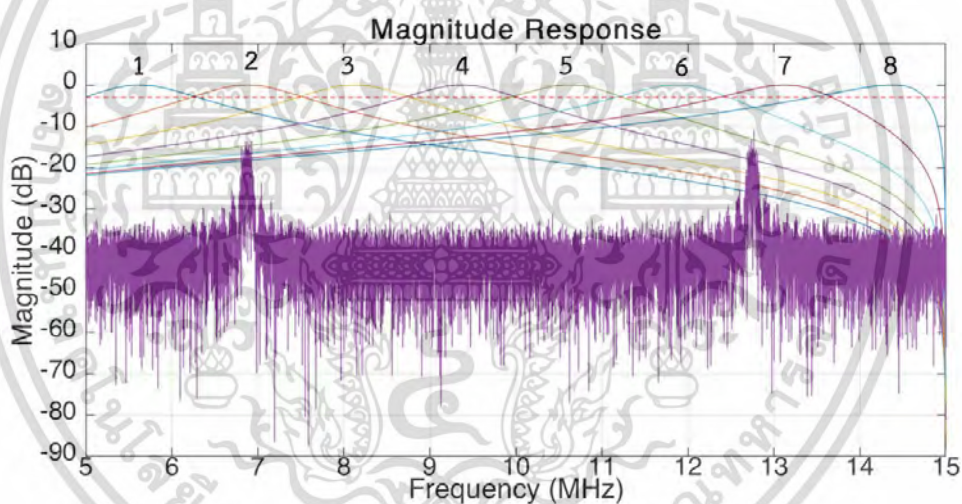
รูปที่ 6.12 สเปกตรัมของสัญญาณผู้ใช้หลักซึ่งมอดูเลตแบบ QPSK เมื่อผ่านช่องสัญญาณจำลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สเปกตรัมของสัญญาณ PU1 และ PU2 ในรูปที่ 6.12 จะถูกนำมาเข้าขั้นตอนการรับรู้สเปกตรัมในขั้นแรก โดยผ่านวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบไบควอดที่ปรับจูนได้ ซึ่งแบ่งออกเป็น 8 ช่องสัญญาณ โดยแต่ละช่องสัญญาณจะมีความกว้างแบนด์ 1.25 เมกะเฮิร์ตซ์ เพื่อให้ครอบคลุมทั้งช่องสัญญาณขนาด 10 เมกะเฮิร์ตซ์ที่สุ่มตัวอย่างมา (ช่วงความถี่ 5 - 15 เมกะเฮิร์ตซ์) ซึ่งคุณสมบัติของแต่ละแบนด์แสดงได้ดังตารางที่ 6.1 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองแสดงได้ดังรูปที่ 6.13

ตารางที่ 6.1 คุณสมบัติในแต่ละแบนด์ของวงจรกรองสำหรับการรับรู้สเปกตรัมในขั้นแรก

พารามิเตอร์/แบนด์ที่	1	2	3	4	5	6	7	8
ความถี่กลาง (เมกะเฮิร์ตซ์)	5.625	6.875	8.125	9.375	10.625	11.875	13.125	14.375
ความกว้างแบนด์ (เมกะเฮิร์ตซ์)	1.25	1.25	1.25	1.25	1.25	1.25	1.25	1.25
α	-0.7553	0.7553	0.7553	-0.7553	0.7553	0.7553	0.7553	0.7553
β	0.3827	0.1305	-0.1305	-0.3827	-0.6088	-0.7934	-0.9239	-0.9914

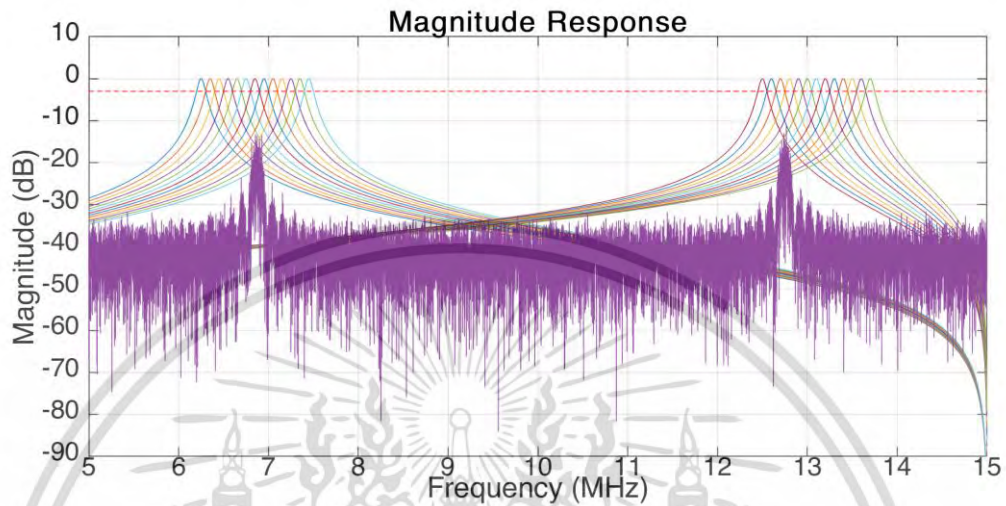


รูปที่ 6.13 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบไบควอดที่ปรับจูนได้ 8 ช่องสัญญาณ

เมื่อพิจารณาสเปกตรัมของผู้ใช้หลัก PU1 และ PU2 ซึ่งใช้งานต่างช่องสัญญาณกันดังรูปที่ 6.12 หากผ่านวงจรวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบไบควอดที่ปรับจูนได้สำหรับการกรองขั้นแรก แล้วสัญญาณที่ได้ในแต่ละช่องความถี่ทั้ง 8 จะถูกนำมาหาค่าพลังงานด้วยสมการที่ (6.12) จากนั้นจะนำไปเปรียบเทียบกับค่าเกณฑ์แบบปรับตัวได้สำหรับแต่ละช่องสัญญาณทั้ง 8 ซึ่งสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (6.17) โดยผลลัพธ์ของการรับรู้สเปกตรัมในขั้นแรกสามารถตรวจจับได้ว่า PU1 อยู่ในช่องสัญญาณที่ 2 และ PU2 อยู่ในช่องสัญญาณที่ 7 ดังรูปที่ 6.14

เพื่อให้การเกิดการใช้งานสเปกตรัมอย่างมีประสิทธิภาพสูงสุด จึงทำขั้นตอนการรับรู้สเปกตรัมในขั้นที่สอง ซึ่งจะใช่วงจรวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบไบควอดที่ปรับจูนได้ โดยใช้เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความกว้างแบนด์แคบเพียง 100 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งสามารถแบ่งช่วงความถี่สำหรับช่องสัญญาณที่ 2 และช่องสัญญาณที่ 7 ได้เป็น 13 ช่วงต่อช่องสัญญาณ นั่นหมายความว่าจำเป็นต้องใช้วงจรกรองที่ปรับจูนได้ 26 ครั้ง เพื่อทำขั้นตอนการรับรู้สเปกตรัมในขั้นที่สอง ซึ่งสามารถแสดงคุณสมบัติของแต่ละแบนด์แสดงได้ดังตารางที่ 6.2



รูปที่ 6.14 สเปกตรัมของผู้ใช้งานหลักถูกตรวจจับในช่องสัญญาณที่ 2 และ 7

ตารางที่ 6.2 คุณสมบัติในแต่ละแบนด์ของวงจรกรองสำหรับการรับรู้สเปกตรัมในขั้นที่สอง

แบนด์ที่	ช่วงความถี่ (เมกะเฮิร์ตซ์)	ความถี่กลาง (เมกะเฮิร์ตซ์)	α	β	ค่าเกณฑ์	ค่าพลังงาน
2	6.2 - 6.3	6.25	0.979166	0.258819	1.334	1.008
	6.3 - 6.4	6.35	0.979166	0.238533	1.335	1.012
	6.4 - 6.5	6.45	0.979166	0.218143	1.335	1.018
	6.5 - 6.6	6.55	0.979166	0.197657	1.337	1.032
	6.6 - 6.7	6.65	0.979166	0.177085	1.340	1.064
	6.7 - 6.8	6.75	0.979166	0.156434	1.352	1.177
	6.8 - 6.9	6.85	0.979166	0.135716	1.390	1.632
	6.9 - 7.0	6.95	0.979166	0.114937	1.368	1.360
	7.0 - 7.1	7.05	0.979166	0.094108	1.344	1.100
	7.1 - 7.2	7.15	0.979166	0.073238	1.338	1.044
	7.2 - 7.3	7.25	0.979166	0.052336	1.336	1.025
	7.3 - 7.4	7.35	0.979166	0.031411	1.335	1.015
	7.4 - 7.5	7.45	0.979166	0.010472	1.335	1.010

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 6.2 (ต่อ) คุณสมบัติในแต่ละแบนด์ของวงจรรองสำหรับการรับรู้สเปกตรัมในชั้นที่สอง

แบนด์ที่	ช่วงความถี่ (เมกะเฮิรตซ์)	ความถี่กลาง (เมกะเฮิรตซ์)	α	β	ค่าเกณฑ์	ค่าพลังงาน
7	12.45 - 12.55	12.5	0.979166	-0.866025	1.339	1.047
	12.55 - 12.65	12.6	0.979166	-0.876307	1.346	1.123
	12.65 - 12.75	12.7	0.979166	-0.886204	1.378	1.481
	12.75 - 12.85	12.8	0.979166	-0.895712	1.381	1.510
	12.85 - 12.95	12.9	0.979166	-0.904827	1.348	1.141
	12.95 - 13.05	13.0	0.979166	-0.913545	1.340	1.056
	13.05 - 13.15	13.1	0.979166	-0.921863	1.337	1.030
	13.15 - 13.25	13.2	0.979166	-0.929776	1.336	1.019
	13.25 - 13.35	13.3	0.979166	-0.937282	1.335	1.014
	13.35 - 13.45	13.4	0.979166	-0.944376	1.335	1.010
	13.45 - 13.55	13.5	0.979166	-0.951057	1.334	1.008
	13.55 - 13.65	13.6	0.979166	-0.957319	1.334	1.007
13.65 - 13.75	13.7	0.979166	-0.963163	1.334	1.005	

จากตารางที่ 6.2 ค่าพลังงานในแต่ละเอาต์พุตของวงจรรองความถี่แถบผ่านที่ปรับจูนได้ จะถูกนำมาเปรียบเทียบกันกับค่าเกณฑ์แบบปรับตัวได้ของแต่ละเอาต์พุตเช่นกัน หากค่าพลังงานที่วัดได้สูงกว่าค่าเกณฑ์ ก็จะพิจารณาว่าช่องสัญญาณนั้น ๆ ยังไม่มีใครใช้งานก็จะอนุญาตให้ผู้ใช้ของวิทยุรู้คิดเข้าใช้งานได้ แต่ถ้าค่าพลังงานที่วัดได้ต่ำกว่าค่าเกณฑ์ นั่นหมายความว่าช่องสัญญาณถูกใช้งานโดยผู้ให้หลักอยู่ ซึ่งสามารถสรุปผลลัพธ์ของการรับรู้สเปกตรัมได้ดังตารางที่ 6.3

ตารางที่ 6.3 ผลลัพธ์ของการรับรู้สเปกตรัมสำหรับช่องสัญญาณที่ใช้งานได้

	แบนด์ที่ 2		แบนด์ที่ 7	
	ชาย (6.2 เมกะเฮิรตซ์)	ขวา (7.5 เมกะเฮิรตซ์)	ชาย (12.45 เมกะเฮิรตซ์)	ขวา (13.75 เมกะเฮิรตซ์)
ความกว้างแบนด์ 100 กิโลเฮิรตซ์	6.2 ถึง 6.8 เมกะเฮิรตซ์	6.9 ถึง 7.5 เมกะเฮิรตซ์	12.45 ถึง 12.65 เมกะเฮิรตซ์	12.85 ถึง 13.75 เมกะเฮิรตซ์

หากพิจารณาเปรียบเทียบการใช้งานทรัพยากรอย่างจำนวนตัวบวก (adder) และจำนวนตัวคูณ (multiplier) เพื่อสร้างวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบไบควอดที่ปรับจูนได้สำหรับการรับรู้สเปกตรัมในระบบวิทยุรู้คิดที่นำเสนอนี้กับงานวิจัยก่อนหน้า [15] ซึ่งใช้วงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านด้วยโครงสร้าง Farrow มาใช้สำหรับการรับรู้สเปกตรัม จะสามารถสรุปได้ดังตารางที่ 6.4 เมื่อ L คือจำนวนวงจรรองที่ใช้งานในกรณีเป็นวงจรรองแบบทั่วไปที่ปรับค่าไม่ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 6.4 การเปรียบเทียบจำนวนทรัพยากรในการสร้างวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน

เทคนิค/วิธีการ	จำนวนตัวบวก	จำนวนตัวลบ
วงจรกรองแบบไบควอดโดยทั่วไป	3L	4L
วงจรกรองแบบปรับความกว้างแบนด์ [15] (โครงสร้าง Farrow ลำดับที่ 349)	171	175
วงจรกรองที่นำเสนอในบทนี้	5	4

6.3 สรุป

ในบทที่ 6 นี้ได้นำเสนอวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านเชิงเลขแบบไบควอดที่ปรับจูนได้สำหรับการรับรู้สเปกตรัมในระบบวิทยุรู้คิด [7] โดยวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขแบบไบควอด จะมี pole และ zero อย่างละ 2 ตำแหน่งจึงเป็นวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขชนิดผลตอบอิมพัลส์ไม่จำกัด ดังนั้นจึงมีความซับซ้อนที่ต่ำและให้ผลตอบสนองทางขนาดที่คม (sharp-cutoff) อีกทั้งยังมีเรื่องของ การหน่วงเวลาของสัญญาณ (delay time) ที่น้อยกว่าเมื่อเทียบกับวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขชนิดผลตอบอิมพัลส์จำกัด วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบไบควอดที่ปรับจูนได้ ใช้ตัวแปรในการปรับจูน 2 ชุด เพื่อควบคุมค่าความถี่กลาง และค่าความกว้างแบนด์ ซึ่งสามารถปรับจูนได้อิสระต่อกัน อีกทั้งยังได้ประยุกต์ใช้งานสำหรับการรับรู้สเปกตรัมในระบบวิทยุรู้คิด เพื่อให้สามารถใช้ทรัพยากรความถี่ที่มีอยู่อย่างจำกัดเกิดประสิทธิภาพมากที่สุด โดยวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบไบควอดที่ปรับจูนได้จะถูกนำไปใช้กรองความถี่ของสัญญาณวิทยุ (จำลองการทำงาน) เพื่อแบ่งช่องสัญญาณออกเป็นหลาย ๆ ช่องที่แคบลง เพื่อรับรู้สเปกตรัมโดยใช้วิธีการตรวจจับพลังงาน ซึ่งหากใช้วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขโดยทั่วไปแล้วจะเป็นการสิ้นเปลืองทรัพยากรจำนวนมาก โดยวิธีการตรวจจับพลังงานจะวัดพลังงานในแต่ละช่องสัญญาณที่ถูกแบ่งให้แคบลง จากนั้นจะนำไปเปรียบเทียบกับค่าเกณฑ์ที่ปรับเปลี่ยนไปตามแต่ละคุณสมบัติของช่องสัญญาณต่าง ๆ ถ้าค่าพลังงานสูงกว่าเกณฑ์ นั้นหมายความว่าช่องสัญญาณนั้นมีการใช้งานอยู่ หากเป็นในทางตรงกันข้ามก็จะสรุปได้ว่าช่องสัญญาณนั้นว่างและสามารถให้ผู้ใช้ของวิทยุรู้คิดเข้าใช้งานได้ ซึ่งจากงานที่ได้นำเสนอในบทนี้ หากเปรียบเทียบกับ [15] ที่ใช้โครงสร้าง Farrow ในวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขแบบปรับจูนได้พร้อมกับวิธีตรวจจับพลังงานเพื่อการรับรู้สเปกตรัมนั้น ระบบที่ได้นำเสนอไปจะได้เปรียบกว่ามากในด้านความซับซ้อนและการใช้ทรัพยากรในการประมวลผลที่ต่ำ ในขณะที่ความแม่นยำและช่วงของการบ่งชี้ว่าช่องสัญญาณนั้น ๆ ว่างเปล่า จะอยู่ในระดับเดียวกัน

บทที่ 7

วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขแบบปรับจูนได้บนบอร์ด NI-myRIO

จากวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขแบบปรับจูนได้ที่ได้นำเสนอไปแล้วในบทที่ 3 ถึงบทที่ 6 บทนี้จะได้นำวงจรกรองเหล่านั้นมาสร้างจริงบนอุปกรณ์ FPGA (Field Programmable Gate Array) เพื่อยืนยันว่าวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขแบบปรับจูนได้จากทั้ง 4 งานวิจัยนั้นสามารถสร้างขึ้นมาใช้จริงได้ โดยวิทยานิพนธ์นี้จะเลือกใช้บอร์ด NI-myRIO ผสมกับโปรแกรม NI-LabVIEW เพื่อนำเสนอการสร้างวงจรกรองทั้งหมด ซึ่งสามารถพัฒนาโปรแกรมโดยใช้ได้ทั้งสคริปต์หรือจะวาดเป็นโครงสร้างวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขลงไปบนซอฟต์แวร์ NI-LabVIEW เลยได้เช่นกัน จากนั้น LabVIEW จะคอมไพล์ตัวโปรแกรมที่เขียนหรือวาดขึ้นให้กลายเป็นไฟล์เลขฐานสอง (binary file) สำหรับเขียนลงบนอุปกรณ์ FPGA บอร์ด NI-myRIO ต่อไป ซึ่งมีความสะดวกในมุมมองของความต้องการที่เพียงเพื่อยืนยันว่าวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขแบบปรับจูนได้ที่นำเสนอ สามารถสร้างใช้งานได้จริงโดยไม่ต้องใช้ภาษา VHDL [2] [6] ในการพัฒนาแต่อย่างใด

NI-myRIO เป็นผลิตภัณฑ์ของบริษัท National Instruments (NI) ที่ทำหน้าที่เป็นได้ทั้ง DAQ (Data Acquisition) และเป็นอุปกรณ์ระบบฝังตัวที่ภายในมีทั้งโปรเซสเซอร์แบบ ARM และ FPGA ไว้ให้เลือกใช้ โดยการใช้งานจะต้องเขียนโปรแกรมควบคุมด้วยภาษากกราฟิก (graphical language) หรือภาษา G ด้วยซอฟต์แวร์ LabVIEW ซึ่งเป็นผลิตภัณฑ์ของบริษัท NI ด้วยเช่นกัน หน้าต่างซอฟต์แวร์ LabVIEW แสดงในรูปที่ 7.1 บอร์ด NI-myRIO มีช่องต่อวงแบบเชิงเลข (digital I/O interface) ให้ใช้งานมากมาย รวมทั้งยังสามารถเชื่อมต่อกับสัญญาณอินพุตหรือเอาต์พุตที่เป็นสัญญาณเชิงอุปมาน (analog signal) ได้อีกด้วย โดยเชื่อมต่อผ่านช่อง audio-in/audio-out สำหรับข้อมูลพื้นฐานที่จำเป็นสำหรับ NI-myRIO สามารถแสดงได้ดังตารางที่ 7.1 และรูปที่ 7.2

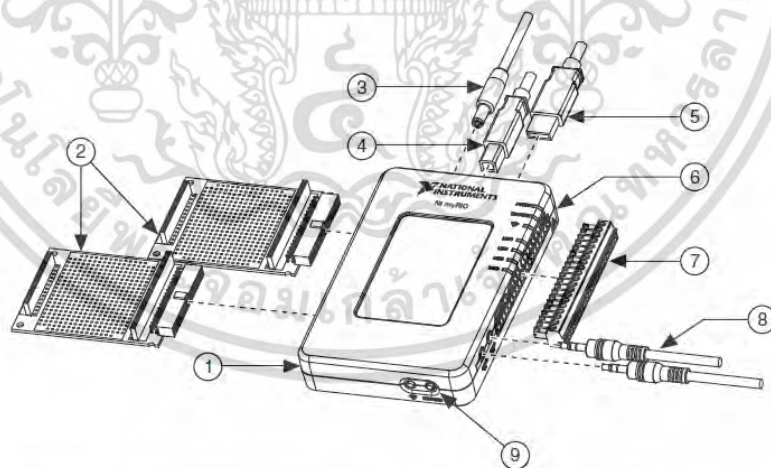


รูปที่ 7.1 หน้าต่างซอฟต์แวร์ LabVIEW

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 7.1 คุณสมบัติของบอร์ด NI-myRIO

Processor	ARM Cortex-A9 667 MHz Dual-Core
FPGA	Xilinx 7-series
Memory	DDR3 256 MB, Nonvolatile 512 MB
Wireless	IEEE 802.11 b/g/n
USB Ports	USB 2.0
Analog Input	12 bits resolution MXP connectors : 0 to +5 V MSP connectors : -10 to +10 V Audio input : -2.5 to +2.5 V
Analog Output	12 bits resolution MXP connectors : 0 to +5 V MSP connectors : -10 to +10 V Audio output : -2.5 to +2.5 V
Digital I/O	Input logic levels : 0 to 5 V Output logic levels : 0 to 3.3 V
Accelerometer	3-axes, $\pm 8g$, 12 bits resolution
Power Requirements	6 – 16 VDC (MAX 14W)
Weight	193 g



- | | |
|--|---|
| 1 NI myRIO-1900 | 6 LEDs |
| 2 myRIO Expansion Port (MXP) Breakouts (One Included in Kit) | 7 Mini System Port (MSP) Screw-Terminal Connector |
| 3 Power Input Cable | 8 Audio In/Out Cables (One Included in Kit) |
| 4 USB Device Cable | 9 Button |
| 5 USB Host Cable (Not Included in Kit) | |

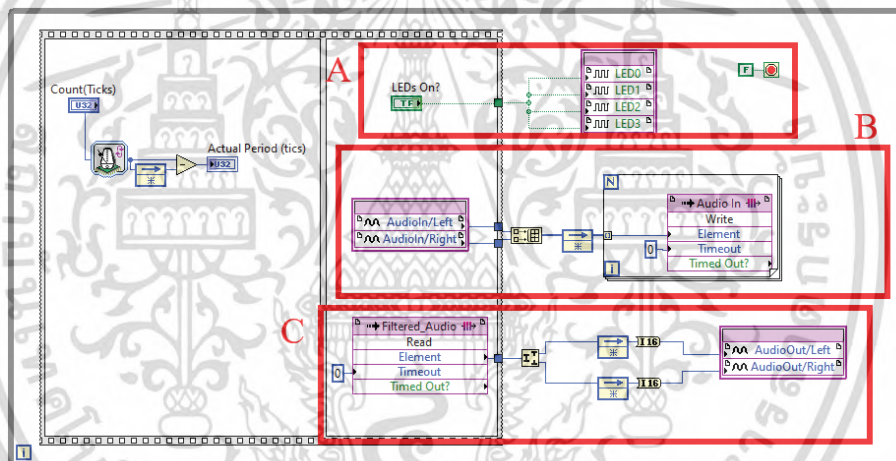
รูปที่ 7.2 บอร์ด NI-myRIO

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.1 การใช้ซอฟต์แวร์ LabVIEW และบอร์ด NI-myRIO สำหรับงานประมวลผลสัญญาณเสียงเชิงเลข

จากที่กล่าวเมื่อข้างต้นการพัฒนาโปรแกรมบนซอฟต์แวร์ LabVIEW จะใช้การวางบล็อกไดอะแกรมและการเชื่อมเส้นระหว่างกันเป็นหลัก ซึ่งเหล่านี้จะถูกบันทึกลงในไฟล์นามสกุล *.vi (virtual instrument) โดยไฟล์นี้เมื่อเปิดขึ้นมาจะแบ่งออกเป็น 2 หน้าต่างหลักดังรูปที่ 7.1 ฝั่งซ้ายคือ ส่วนติดต่อกับผู้ใช้หรือแผงควบคุม (front panel) และฝั่งขวาคือส่วนของบล็อกไดอะแกรมที่เชื่อมต่อกัน (block diagram) ทั้งสองฝั่งต่างสัมพันธ์กัน กล่าวคือถ้าหากเป็นบล็อกไดอะแกรมที่เป็นส่วนแสดงผลก็จะแสดงเป็นกราฟิกในหน้าต่างแผงควบคุม หรือถ้าเป็นบล็อกไดอะแกรมสำหรับรับค่าจากการกรอกเข้าก็จะแสดงเป็นช่องว่างสำหรับรับค่าในหน้าต่างแผงควบคุม เป็นต้น

การที่จะใช้ซอฟต์แวร์ LabVIEW เพื่อพัฒนาโปรแกรมสำหรับบอร์ด NI-myRIO นั้น จะเริ่มจากการกำหนดอินพุตและเอาต์พุตที่จะใช้งาน ซึ่งในที่นี้คือช่องสัญญาณเสียงขาเข้า (audio-in) และช่องสัญญาณเสียงขาออก audio-out โดยสร้างไฟล์ vi สำหรับส่วนนี้ขึ้นมาดังรูปที่ 7.3 โดยจะตั้งชื่อว่า “FPGA Audio Streaming.vi”

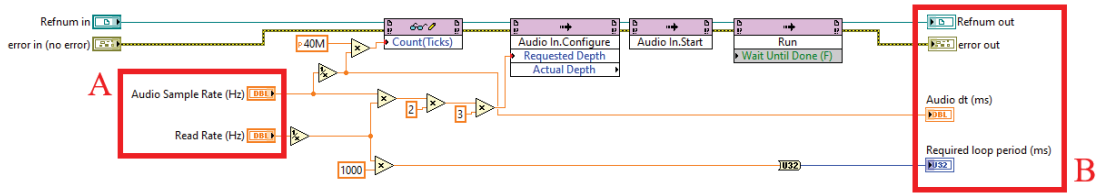


รูปที่ 7.3 หน้าต่างบล็อกไดอะแกรมของไฟล์ “FPGA Audio Streaming.vi”

จากรูปที่ 7.3 ส่วนที่ล้อมกรอบสี่เหลี่ยม A คือการกำหนดเอาต์พุตที่เป็นหลอดไฟ LED เพื่อที่จะไว้ใช้แสดงสถานะการทำงานของระบบที่จะได้สร้างหลังจากหัวข้อนี้ กรอบสี่เหลี่ยม B คือการกำหนดอินพุตสัญญาณเสียงขาเข้าซึ่งบอร์ด NI-myRIO รองรับสัญญาณเสียงได้ 2 ช่อง ด้วยรูปแบบการเชื่อมต่อแบบปลั๊กเล็ก 3.5 มิลลิเมตร (mini jack 3.5 mm) และกรอบสี่เหลี่ยม C คือการกำหนดเอาต์พุตสัญญาณเสียงขาออก ซึ่งรองรับสัญญาณเสียงได้ 2 ช่องและเป็น mini jack 3.5 mm เช่นกัน

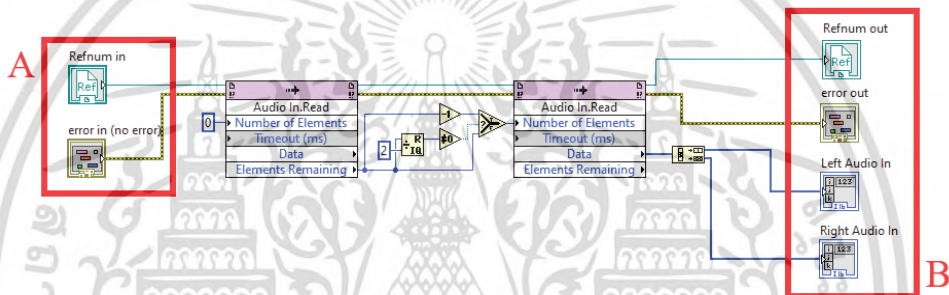
ต่อจากนี้จะได้ทำการสร้างไฟล์ vi ที่ใช้ทำงานร่วมกับไฟล์ “FPGA Audio Streaming.vi” เพื่อจัดการกับสัญญาณเสียงระหว่างอินพุตและเอาต์พุตที่ได้กำหนดขึ้นมา เริ่มจาก vi ที่ควบคุมการกำหนดค่าอัตราการสุ่มตัวอย่างสัญญาณเสียง (audio sample rate) และค่าอัตราการอ่านค่าสัญญาณ (read rate) ของภาคแปลงสัญญาณเชิงอุปมานไปเป็นสัญญาณเชิงเลข (Analog-to-digital converter) และภาคแปลงสัญญาณเชิงเลขไปเป็นสัญญาณเชิงอุปมาน (Digital-to-analog converter) ดังรูปที่ 7.4 โดยจะตั้งชื่อว่า “FPGA Audio Configure.vi”

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้ท่านไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.4 หน้าต่างบล็อกไดอะแกรมของไฟล์ “FPGA Audio Configure.vi”

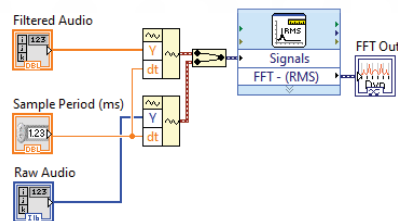
จากรูปที่ 7.4 ส่วนที่ล้อมกรอบสี่เหลี่ยม A คืออินพุตที่รับจากการป้อนด้วยคีย์บอร์ดสำหรับค่าอัตราการสุ่มตัวอย่างสัญญาณเสียง และค่าอัตราการอ่านค่าสัญญาณ และกรอบสี่เหลี่ยม B เป็นเอาต์พุตของไฟล์ vi นี้เพื่อไปต่อทำงานร่วมกับไฟล์ vi ถัดไป ซึ่งก็คือไฟล์ “Get Audio In.vi” ดังรูปที่ 7.5 ซึ่งจะทำให้การอ่านค่าสัญญาณเสียงและแยกช่องช่องสัญญาณออกเป็นสายเชื่อมสองเส้น



รูปที่ 7.5 หน้าต่างบล็อกไดอะแกรมของไฟล์ “Get Audio In.vi”

จากรูปที่ 7.5 ส่วนที่ล้อมกรอบสี่เหลี่ยม A คืออินพุตของไฟล์ vi นี้ซึ่งทำงานถัดจากไฟล์ “FPGA Audio Configure.vi” และกรอบสี่เหลี่ยม B เป็นเอาต์พุตของไฟล์ vi นี้ ซึ่งเป็นสายเชื่อมสองเส้นสำหรับนำสัญญาณเสียงที่อ่านเข้ามาได้ไปใช้คำนวณเชิงเลขตามอัลกอริทึมต่าง ๆ ที่ออกแบบต่อไป

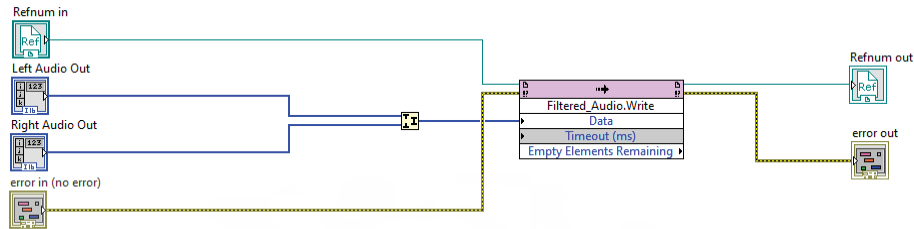
ไฟล์ vi ถัดไปที่จะได้อธิบาย มีไว้เพื่อเฝ้าติดตามสเปกตรัมของสัญญาณเสียงที่อ่านเข้ามา และสเปกตรัมของสัญญาณเสียงหลังผ่านการคำนวณเชิงเลขตามอัลกอริทึมต่าง ๆ ซึ่งไฟล์ vi นี้จะให้เอาต์พุตเป็นชุดข้อมูลสำหรับใช้แสดงบนกราฟโดเมนของความถี่ต่อไป ไฟล์ vi นี้ตั้งชื่อว่า “Create Audio Spectrum.vi” แสดงได้ดังรูปที่ 7.6



รูปที่ 7.6 หน้าต่างบล็อกไดอะแกรมของไฟล์ “Create Audio Spectrum.vi”

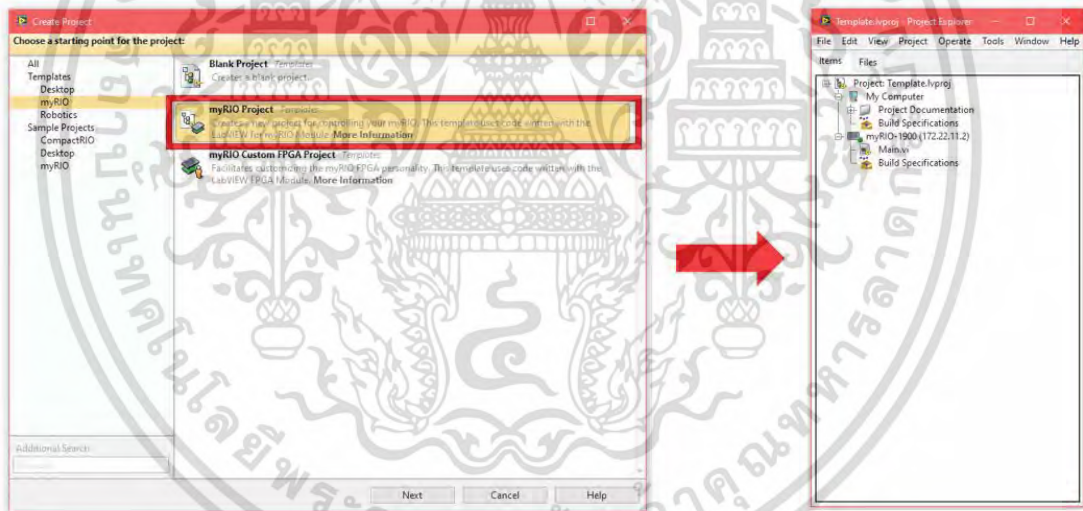
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อสัญญาณเสียงผ่านการคำนวณเชิงเลขตามอัลกอริทึมต่าง ๆ เช่น วงจรกรองสัญญาณเชิงเลข เป็นที่เรียบร้อยแล้ว ก็จะถูกส่งออกผ่านภาคแปลงสัญญาณเชิงเลขไปเป็นสัญญาณเชิงอุปมาน โดยผ่านไฟล์ “Send Audio Out.vi” ดังรูปที่ 7.7



รูปที่ 7.7 หน้าต่างบล็อกไดอะแกรมของไฟล์ “Send Audio Out.vi”

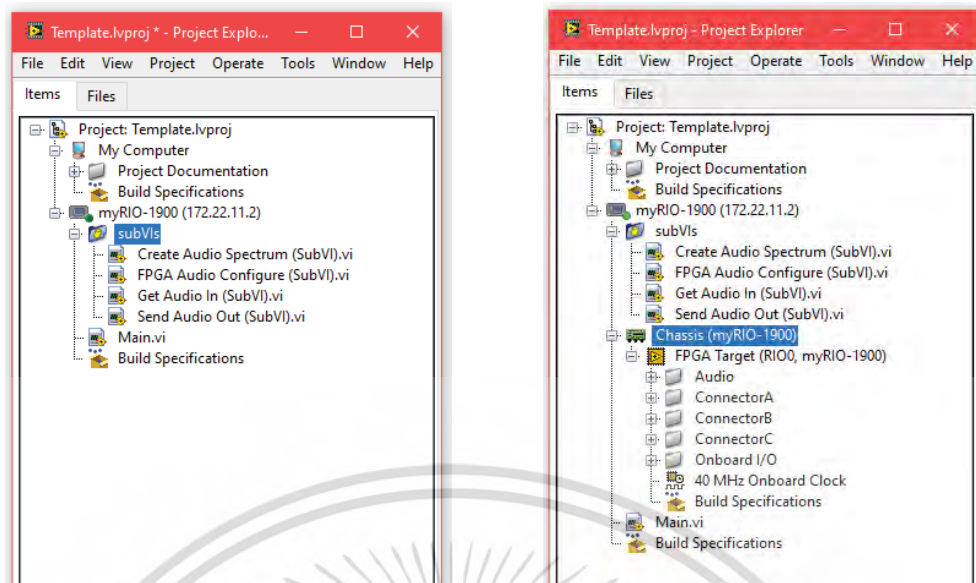
จากไฟล์ vi ทั้ง 5 ที่ได้สร้างขึ้นจะได้ทำการผูกกรรมกันเป็นระบบด้วยการสร้างไฟล์โปรเจคของซอฟต์แวร์ LabVIEW ขึ้นมาซึ่งจะถูกบันทึกลงในไฟล์นามสกุล *.lvproj ภายใต้โฟลเดอร์ที่เก็บไฟล์ vi ต่าง ๆ ทั้งหมด โดยเริ่มจากการสร้างไฟล์โปรเจคสำหรับบอร์ด NI-myRIO ขึ้นมาก่อน ดังรูปที่ 7.8



รูปที่ 7.8 การสร้างไฟล์โปรเจคสำหรับบอร์ด NI-myRIO

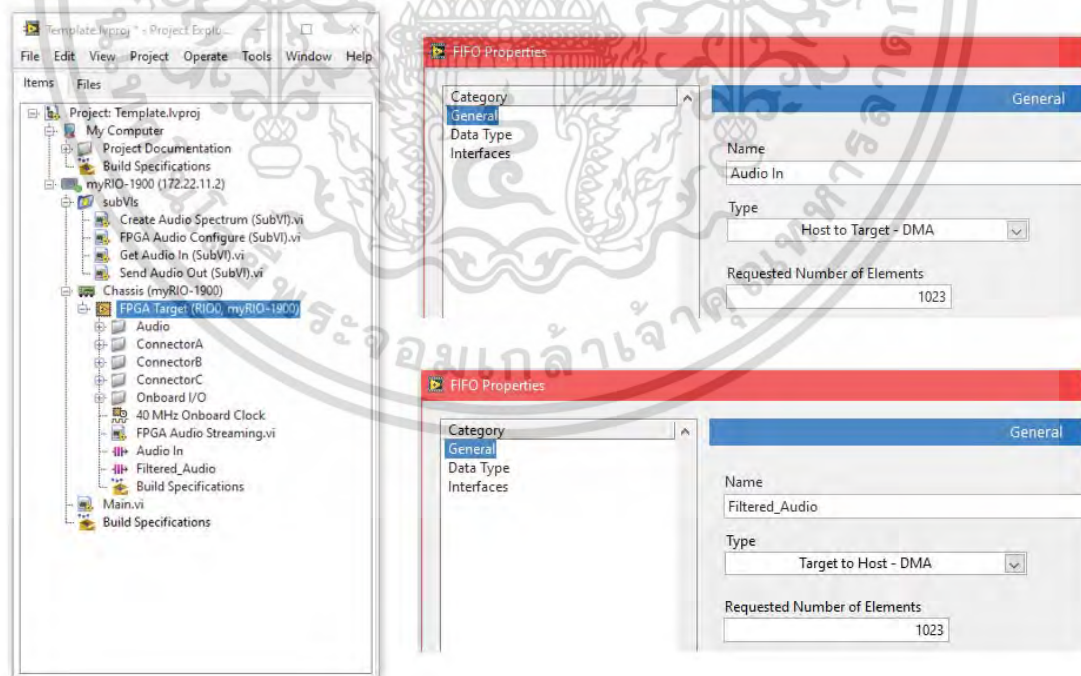
จากนั้นจึงทำการเพิ่มไฟล์ vi อันได้แก่ไฟล์ “FPGA Audio Configure.vi”, “Get Audio In.vi”, “Create Audio Spectrum.vi” และไฟล์ “Send Audio Out.vi” เข้ามาเป็นไฟล์ vi ย่อยภายใต้เมนู myRIO-1900 (172.22.11.2) แสดงผลการเพิ่มไฟล์ vi ได้ดังรูปที่ 7.9 (ซ้าย) ถัดไปทำการเพิ่มอุปกรณ์เป้าหมายซึ่งทำได้ด้วยเมนู “Add Target and Devices on myRIO-1900” จะได้ผลการเพิ่มอุปกรณ์เป้าหมายรูปที่ 7.9 (ขวา)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.9 การเพิ่มไฟล์ vi (ซ้าย) และการเพิ่มอุปกรณ์เป้าหมายสำหรับ NI-myRIO-1900 (ขวา)

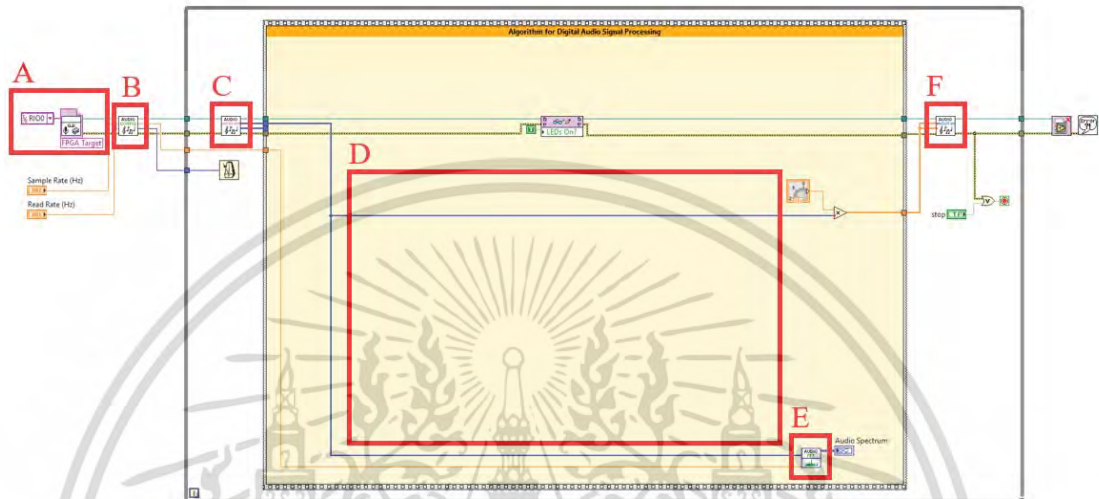
ถัดไปจะสร้าง FIFO ขึ้นมาสองชุดภายใต้เมนู “FPGA Target (RIO0, myRIO-1900)” เพื่อรองรับสัญญาณเสียงขาเข้า และสัญญาณเสียงขาออก โดยตั้งชื่อว่า “Audio In” และ “Filtered_Audio” ตามลำดับจากนั้นจึงทำการเพิ่มไฟล์ “FPGA Audio Streaming.vi” ลงไปภายใต้เมนูเดียวกันนี้ ดังรูปที่ 7.10



รูปที่ 7.10 การสร้าง FIFO และเพิ่มไฟล์ vi ภายใต้เมนู “FPGA Target (RIO0, myRIO-1900)”

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต่อจากนี้จะเป็นการแก้ไขไฟล์ “Main.vi” ที่อยู่ภายใต้เมนู “Chassis (myRIO-1900)” เพื่อเรียกใช้ไฟล์ vi ทั้งหมดที่ได้สร้างขึ้น มาทำงานร่วมกันประกอบกับทำให้ไฟล์โปรเจกต์ทั้งหมดนี้เป็นแม่แบบสำหรับนำไปใช้กับการประมวลผลเชิงเลขของสัญญาณเสียงตามอัลกอริทึมและวงจรของสัญญาณเชิงเลขที่ได้นำเสนอไว้ต่อไป การแก้ไขไฟล์หลักของโปรเจกต์ ไฟล์ “Main.vi” แสดงได้ดังรูปที่ 7.11

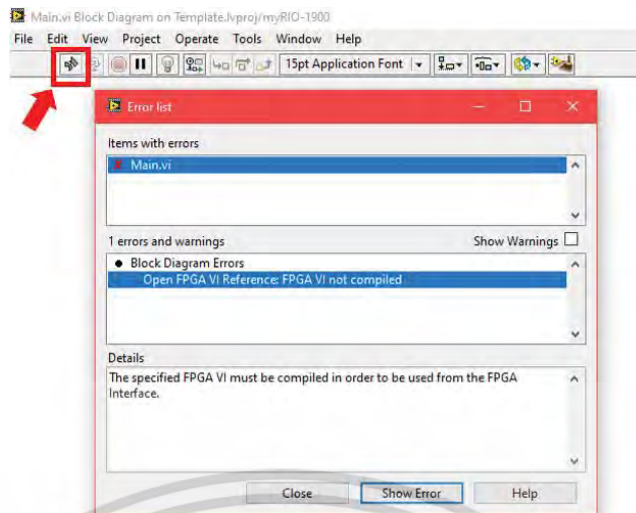


รูปที่ 7.11 การแก้ไขไฟล์หลักของโปรเจกต์เพื่อกำหนดการทำงานของ NI-myRIO-1900

จากรูปที่ 7.11 ส่วนที่ล้อมกรอบสี่เหลี่ยม A คือบล็อกที่เรียกใช้ไฟล์ “FPGA Audio Streaming.vi” ซึ่งถูกผูกกับเมนู “FPGA Target (RIO0, myRIO-1900)” เพื่อเรียกใช้งาน FPGA บนบอร์ด NI-myRIO โดยจะเชื่อมโยงไปยังบล็อกถัดไปดังกรอบสี่เหลี่ยม B คือบล็อกที่เรียกใช้ไฟล์ “FPGA Audio Configure.vi” ซึ่งรับอินพุตค่าอัตราการสุ่มตัวอย่างสัญญาณเสียง และค่าอัตราการอ่านค่าสัญญาณ จากการป้อนคีย์บอร์ด จากนั้นจะเชื่อมโยงไปยังบล็อกดังกรอบสี่เหลี่ยม C ที่เรียกใช้ไฟล์ “Get Audio In.vi” เพื่อทำการอ่านค่าสัญญาณเสียงจากบัพเฟออร์ ซึ่งจะให้อาต์พุตเป็นสัญญาณเสียงเชิงเลขออกมาเป็น 2 ช่องสัญญาณสำหรับนำไปใช้คำนวณเชิงเลขต่อไปตามอัลกอริทึม ซึ่งพื้นที่วางผังกรอบสี่เหลี่ยม D สำหรับเขียนโปรแกรมประมวลผลสัญญาณเสียงเชิงเลขตามวิธีที่ได้ออกแบบมา แต่จากในรูปได้ทำการเชื่อมต่อออกไปยังบล็อกที่เรียกใช้ไฟล์ “Send Audio Out.vi” ดังกรอบสี่เหลี่ยม F ซึ่งทำหน้าที่ส่งออกสัญญาณผ่านภาคแปลงสัญญาณเชิงเลขไปเป็นสัญญาณเชิงอุปมานต่อไป และส่วนที่ล้อมกรอบสี่เหลี่ยม E ที่เรียกใช้ไฟล์ “Create Audio Spectrum.vi” เพื่อการเฝ้าสังเกตการณ์สเปกตรัมในทุก ๆ ค่าความถี่ที่อยู่ภายใต้ค่าครึ่งหนึ่งของความถี่สุ่มตัวอย่าง

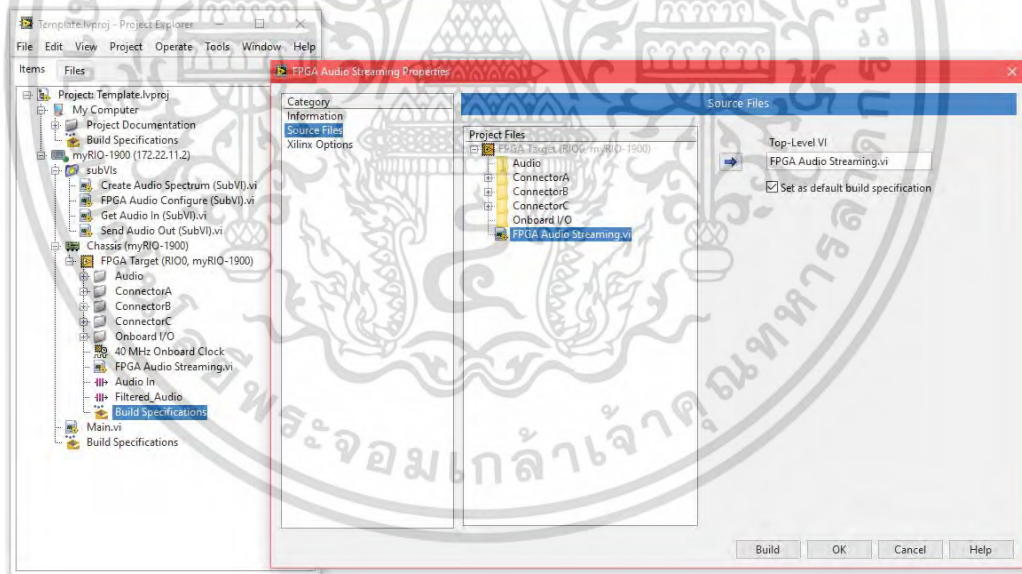
หลังจากเชื่อมต่อบล็อกไดอะแกรมเรียบร้อยแล้ว เพื่อให้สามารถเริ่มการทำงานของโปรแกรมและเขียนไฟล์เลขฐานสอง (binary file) ลงบน FPGA บอร์ด NI-myRIO จะต้องทำการคอมไพล์ตัว FPGA Target ก่อน ซึ่งในที่นี้คือไฟล์ “FPGA Audio Streaming.vi” โดยรูปที่ 7.12 แสดงข้อความผิดพลาดขณะที่ไฟล์หลักของโปรเจกต์ยังไม่ผ่านการคอมไพล์ หากสังเกตุดูในกรอบสี่เหลี่ยมตรงลูกศรชี้จะพบว่าปุ่ม “Run” ของซอฟต์แวร์ LabVIEW จะเป็นลูกศรที่ถูกตัดขาด นั่นหมายความว่าไฟล์หลักของโปรเจกต์ยังไม่พร้อมใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.12 ไฟล์หลักของโปรเจกต์ขณะยังไม่ผ่านการคอมไพล์

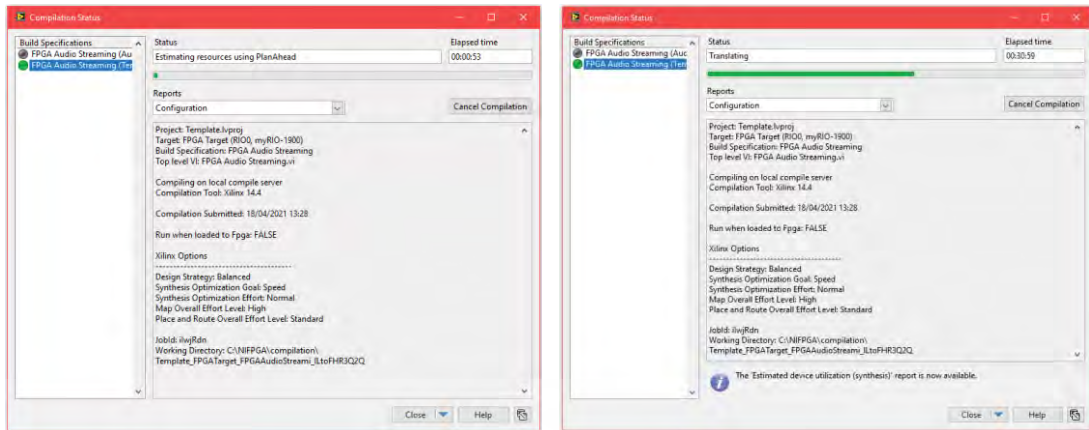
เพื่อที่จะคอมไพล์ตัว FPGA Target จะต้องเพิ่มการคอมไพล์ (compilation) ด้วยไฟล์ “FPGA Audio Streaming.vi” ภายใต้หัวข้อย่อย “Build Specifications” ในเมนู “FPGA Target (RIO0, myRIO-1900)” ดังรูปที่ 7.13



รูปที่ 7.13 การเพิ่มไฟล์สำหรับคอมไพล์ภายใต้หัวข้อย่อย “Build Specifications”

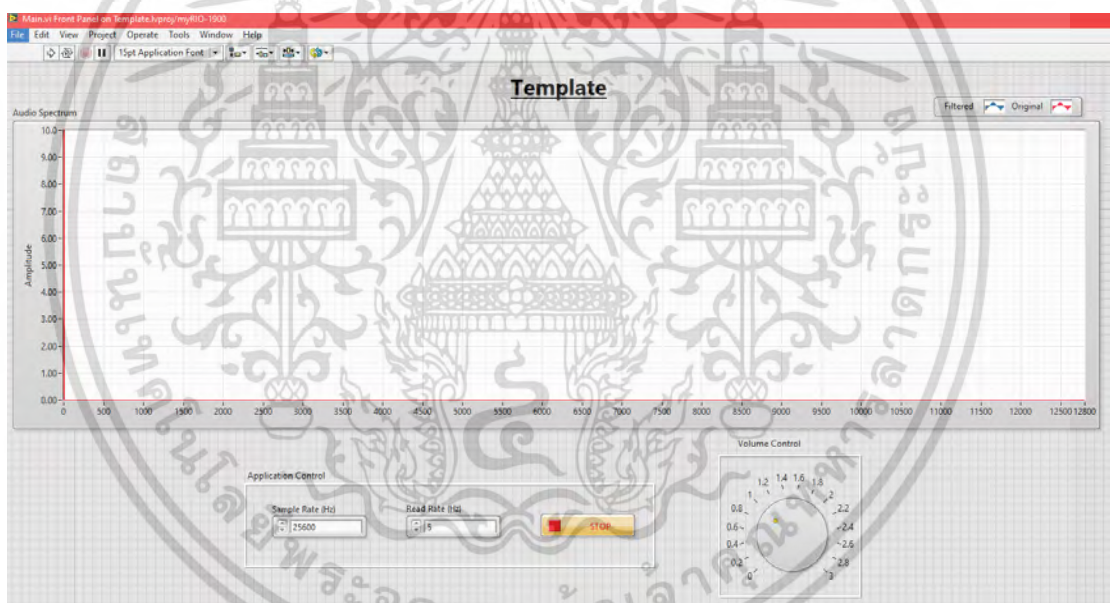
การคอมไพล์ตัว FPGA Target จะกระทำเพียงครั้งแรกเท่านั้นสำหรับคอมพิวเตอร์เครื่องหนึ่ง ซึ่งจะใช้เวลาประมาณ 30-40 นาที ดังรูปที่ 7.14 โดยหลังจากนั้นก็จะสามารถใช้ไฟล์โปรเจกต์ชุดนี้เป็นแม่แบบ (template) สำหรับใช้เขียนโปรแกรมวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขด้วยอัลกอริทึมต่าง ๆ ที่นำเสนอต่อไปในหัวข้อที่ 7.2 ถึงหัวข้อที่ 7.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.14 ขณะทำการคอมไพล์ตัว FPGA Target

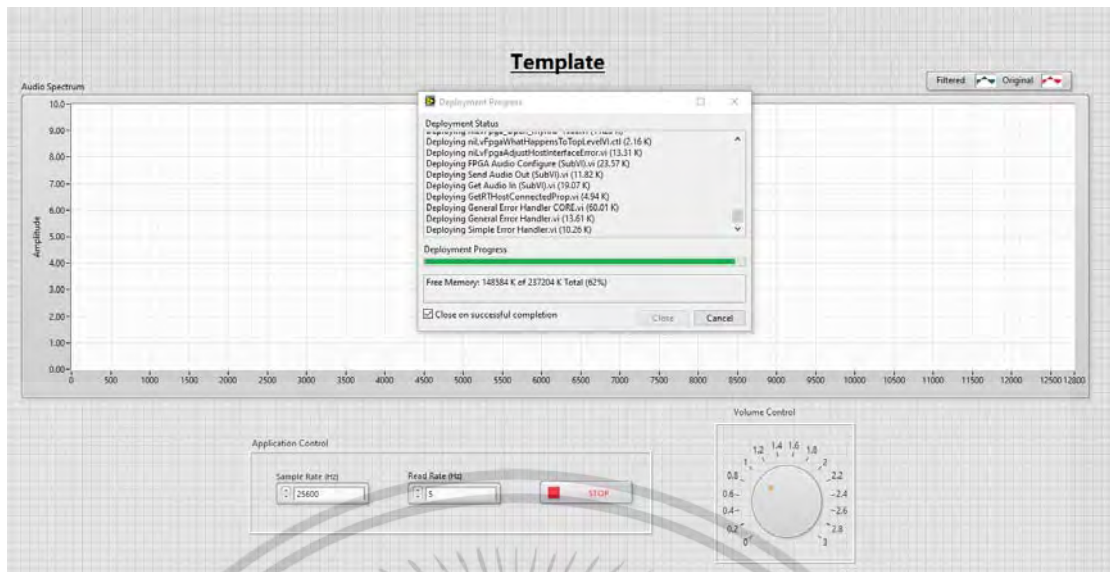
เมื่อคอมไพล์ FPGA Target เสร็จแล้วจะพบว่าปุ่ม “Run” ของซอฟต์แวร์ LabVIEW บริเวณด้านบนซ้ายจะเป็นลูกศรสมบูรณ์พร้อมทำงานแล้ว ดังรูปที่ 7.15



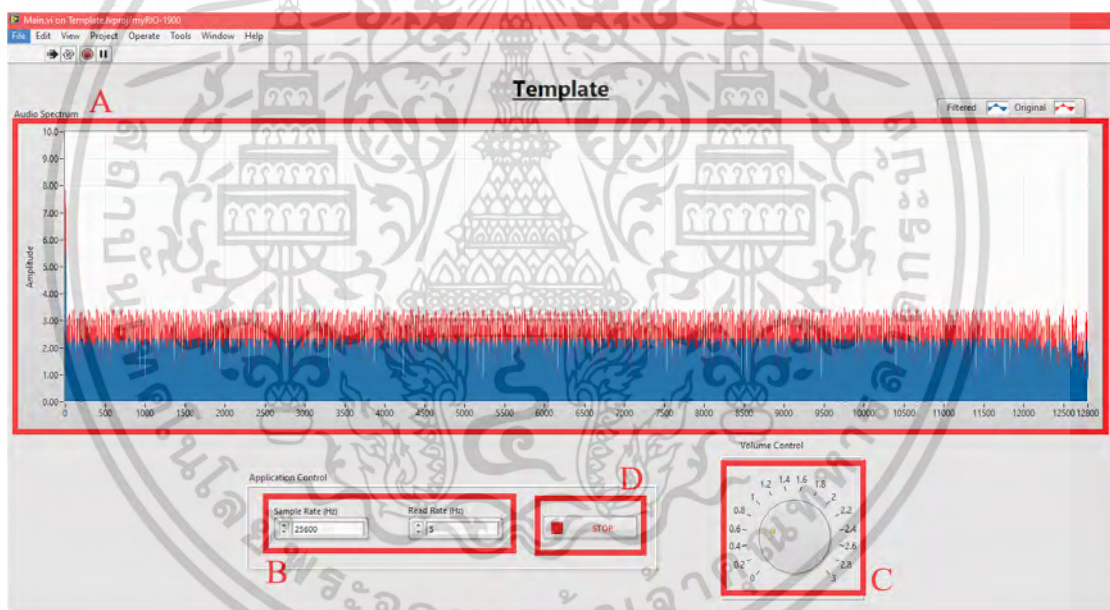
รูปที่ 7.15 หน้าต่างแผงควบคุมของไฟล์โปรเจกต์หลักหลังผ่านการคอมไพล์

เมื่อกดปุ่ม “Run” ซอฟต์แวร์ LabVIEW ก็จะโหลดไฟล์เลขฐานสองซึ่งถูกคอมไพล์จากไฟล์หลักที่กำหนดการทำงานของโปรเจกต์ ลงบนบอร์ด NI-myRIO ดังรูปที่ 7.16 จากนั้นหน้าต่างแผงควบคุมก็จะแสดงผลการทำงานของบอร์ด NI-myRIO ผ่านกราฟที่แสดงสเปกตรัมของสัญญาณเข้า และสัญญาณขาออก ด้วยสีแดงและสีน้ำเงินตามลำดับ รวมทั้งคอยควบคุมการทำงานของบอร์ด NI-myRIO ด้วยเช่นกัน ดังรูปที่ 7.17

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.16 ขณะทำการโหลดไฟล์เลขฐานสองลงบนบอร์ด NI-myRIO



รูปที่ 7.17 หน้าต่างแผงควบคุมแสดงการทำงานของบอร์ด NI-myRIO

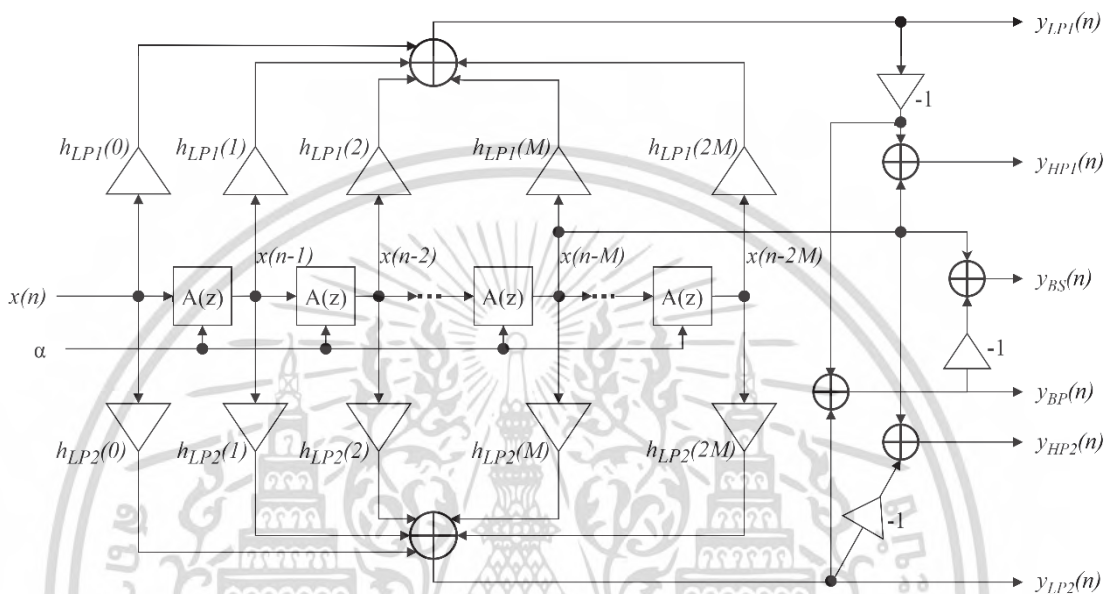
จากรูปที่ 7.17 ส่วนที่ล้อมกรอบสี่เหลี่ยม A คือกราฟแสดงสเปกตรัมของสัญญาณเสียงขาเข้า และสัญญาณเสียงขาออก กรอบสี่เหลี่ยม B คือช่องรับอินพุตค่าอัตราการสุ่มตัวอย่างสัญญาณเสียง และค่าอัตราการอ่านค่าสัญญาณ จากการป้อนคีย์บอร์ด กรอบสี่เหลี่ยม C คือปุ่มหมุนที่ทำหน้าที่ลดทอนหรือขยายสัญญาณเสียงเชิงเลขขาออก และกรอบสี่เหลี่ยม D คือปุ่มหยุดการทำงานของบอร์ด NI-myRIO

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.2 วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขคณิตผลตอบสนองอนิมพัลส์จำกัด หลายเอาต์พุตแบบปรับจูนได้

7.2.1 การออกแบบ

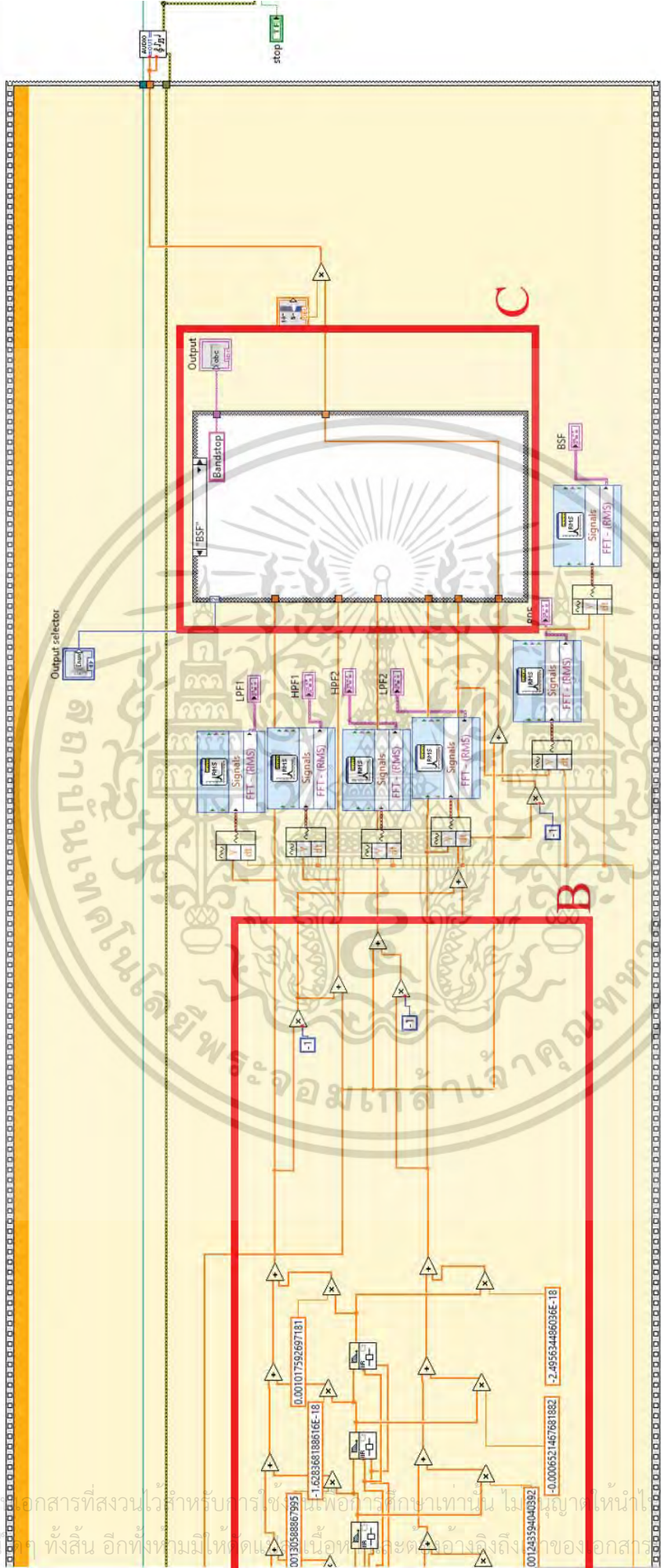
ด้วยวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขคณิตผลตอบสนองอนิมพัลส์จำกัด หลายเอาต์พุตแบบปรับจูนได้ [5] ที่ได้นำเสนอไปในบทที่ 3 ซึ่งโครงสร้างของวงจรกรองสัญญาณแสดงได้ ดังรูปที่ 7.18



รูปที่ 7.18 โครงสร้างวงจรกรองสัญญาณชนิดผลตอบสนองอนิมพัลส์จำกัดแบบหลายเอาต์พุตที่ปรับจูนได้ (Tunable Multiple Outputs FIR Filter)

ในหัวข้อนี้จะได้นำโครงสร้างดังรูปที่ 7.18 มาสร้างใช้จริงบนบอร์ด NI-myRIO ด้วยการนำไฟล์โปรเจกแม่แบบ (template) ดังที่ได้อธิบายไว้ในหัวข้อก่อนหน้านี้ มาเขียนโครงสร้างวงจรกรองสัญญาณด้วยบล็อกโตอะแกรม ดังรูปที่ 7.19 ซึ่งได้แบ่งการอธิบายออกเป็น 3 ส่วนตามกรอบสี่เหลี่ยม โดยในกรอบสี่เหลี่ยม A เป็นบล็อก MathScript ที่สามารถใช้สคริปต์ของซอฟต์แวร์ MATLAB มาประมวลผลได้ ซึ่งในส่วนนี้มีหน้าที่สร้างสัมประสิทธิ์ (coefficient) ของวงจรกรองสัญญาณผ่านตลอดลำดับที่ 1 ซึ่งได้รับอินพุตค่าสัมประสิทธิ์การปรับจูน α มาจากการป้อนด้วยคีย์บอร์ด โดยให้เอาต์พุตออกมาเป็นสัมประสิทธิ์ตัวตั้ง และสัมประสิทธิ์ตัวหารค่อยๆ ำให้กับโครงสร้างวงจรกรองในกรอบสี่เหลี่ยม B ซึ่งประกอบไปด้วยตัวกระทำคูณ \times , ตัวกระทำบวก $+$, บล็อกค่าคงที่ 0.05 ซึ่งเก็บค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองต้นแบบไว้บล็อกละหนึ่งค่า และบล็อก $\frac{1}{z}$ ซึ่งเป็นวงจรกรองสัญญาณผ่านตลอดลำดับที่ 1 ที่ใช้ค่าสัมประสิทธิ์ที่ได้วงจรกรองจากบล็อก MathScript ในในกรอบสี่เหลี่ยม A ซึ่งด้วย 4 บล็อกดังกล่าวนี้สามารถนำมาเชื่อมต่อและสร้างวงจรกรองสัญญาณดังโครงสร้างในรูปที่ 7.18 จากนั้นส่วนที่ล้อมกรอบสี่เหลี่ยม C จะทำหน้าที่เป็นตัวควบคุมการเลือกสัญญาณเพียง 1 เอาต์พุต จาก 6 เอาต์พุต ส่งออกภาคสัญญาณเสียงขาออกของบอร์ด NI-myRIO ต่อไป

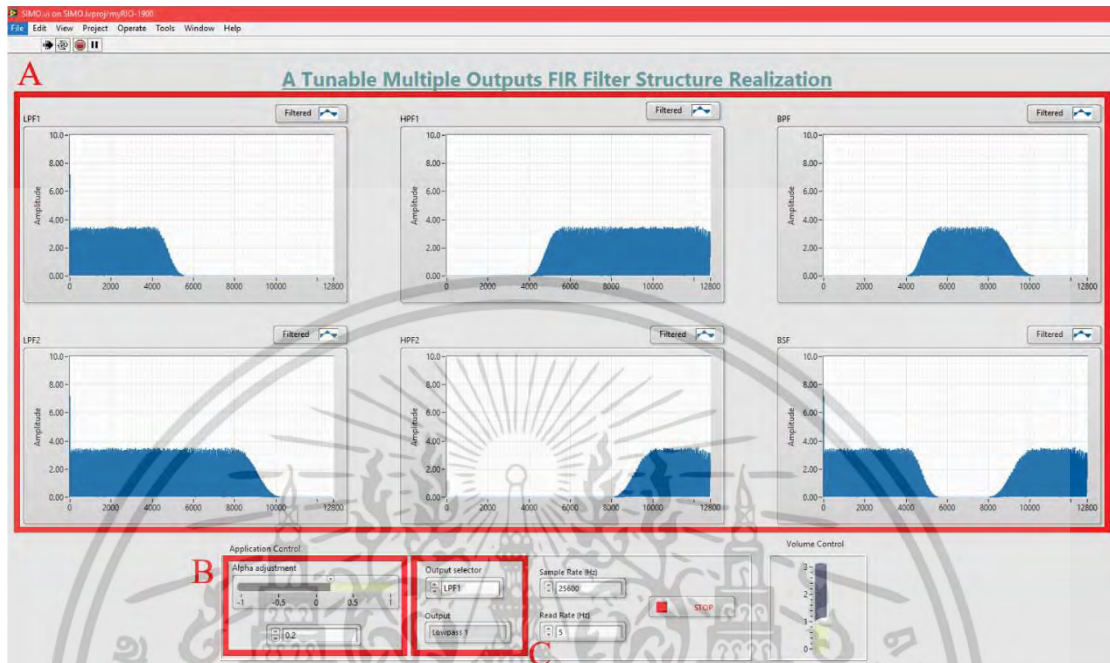
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.19 (ต่อ) หน้าต่างบล็อกโคโอะแกรมสำหรับวงจรกรองสัญญาณชนิดตอบสนองอิมพัลส์จำกัด แบบหลายเอาต์พุตที่ปรับจูนได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ดูและในแอปพลิเคชันดังกล่าวถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลังจากเชื่อมต่อบล็อกไดอะแกรมเพื่อสร้างวงจรกรองสัญญาณเรียบบรร้อยแล้วดังรูปที่ 7.19 และรูปที่ 7. จากนั้นจะทำการจัดระเบียบกราฟแสดงผลและแผงควบคุมในหน้าต่างแผงควบคุมได้ดังรูปที่ 7.20



รูปที่ 7.20 หน้าต่างแผงควบคุมสำหรับวงจรกรองสัญญาณชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดแบบหลายเอาต์พุตที่ปรับจูนได้

จากรูปที่ 7.20 หน้าต่างแผงควบคุมบอร์ด NI-myRIO สำหรับวงจรกรองสัญญาณชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดแบบหลายเอาต์พุตที่ปรับจูนได้ ในกรอบสี่เหลี่ยม A แสดงสเปกตรัมของสัญญาณหลังผ่านวงจรกรองของทุกเอาต์พุต ได้แก่ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 2 เอาต์พุต, วงจรกรองความถี่สูงผ่าน 2 เอาต์พุต, วงจรกรองความถี่แถบผ่าน 1 เอาต์พุต และวงจรกรองความถี่แถบหยุด 1 เอาต์พุต ในกรอบสี่เหลี่ยม B เป็นแถบควบคุมค่าสัมประสิทธิ์การปรับจูนของโครงสร้างวงจรกรอง ซึ่งสามารถป้อนค่าลงไปหรือเลื่อนแถบสไลด์ก็ได้เช่นกัน และในกรอบสี่เหลี่ยม C คือเมนูสำหรับเลือกส่งออกสัญญาณเอาต์พุตของวงจรกรองไปยังภาคสัญญาณเสียงขาออกของบอร์ด NI-myRIO ซึ่งจะนำไปทดสอบด้วยเครื่องมือวัดต่อไป

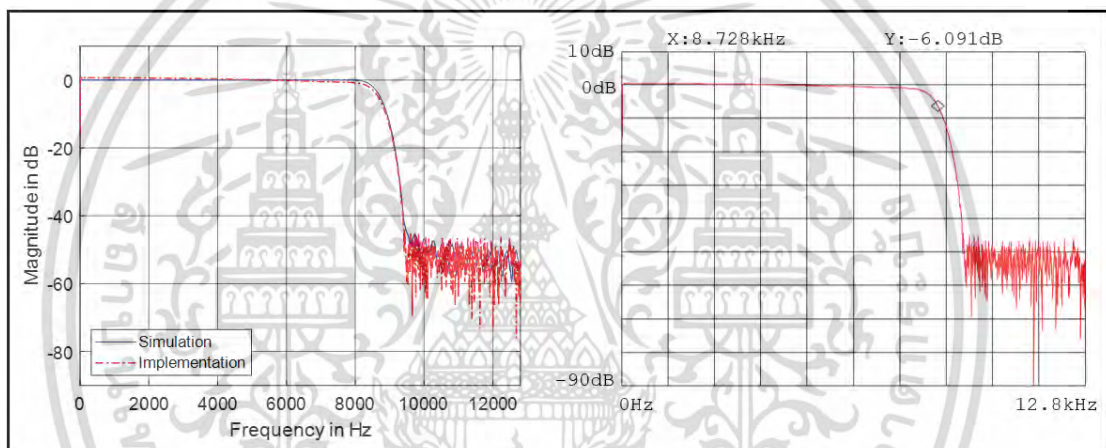
7.2.2 การทดสอบ

การทดสอบการทำงานของโครงสร้างวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดแบบหลายเอาต์พุตที่ปรับจูนได้ จะกำหนดให้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบจำนวน 2 ชุด มีคุณลักษณะดังตารางที่ 7.2 ซึ่งถูกสร้างขึ้นมาด้วยวิธี Hamming window เพื่อลดปรากฏการณ์ Gibb's phenomenon โดยใช้ค่าความถี่การสุ่มตัวอย่าง 25,600 เฮิรตซ์

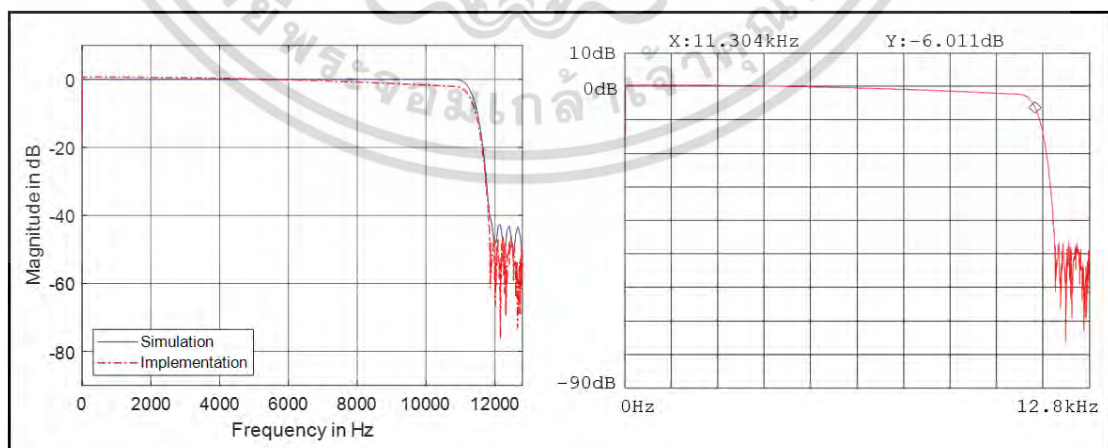
ตารางที่ 7.2 คุณสมบัติของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านต้นแบบ 2 ชุด

	วงจรรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบที่ 1	วงจรรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบที่ 2
ความยาววงจรรอง	51	51
ความถี่ขอบแถบผ่าน	6,400 Hz	6,400 Hz

การวัดผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองสัญญาณชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดแบบหลายเอาต์พุตที่ปรับจูนได้ที่ทำงานบนบอร์ด NI-myRIO ทำได้ด้วยเครื่อง FFT dynamic signal analyzer รุ่น Agilent 35670A ซึ่งเป็นเครื่องมือที่สามารถสร้างสัญญาณซ้ำคาบแบบ chirp เพื่อเป็นอินพุตให้แก่บอร์ด NI-myRIO และสามารถนำสัญญาณเอาต์พุตมาหาผลตอบสนองทางความถี่ได้แสดงได้ดังรูปที่ 7.21 ถึงรูปที่ 7.44 โดยรูปฝั่งซ้ายคือผลตอบสนองทางขนาดที่เปรียบเทียบกันระหว่างการทดสอบบนซอฟต์แวร์และการทดสอบด้วยฮาร์ดแวร์ รูปฝั่งขวา คือผลตอบสนองทางขนาดจากการทดสอบด้วยฮาร์ดแวร์ที่เป็นภาพหน้าจอของเครื่องมือวัด Agilent 35670A

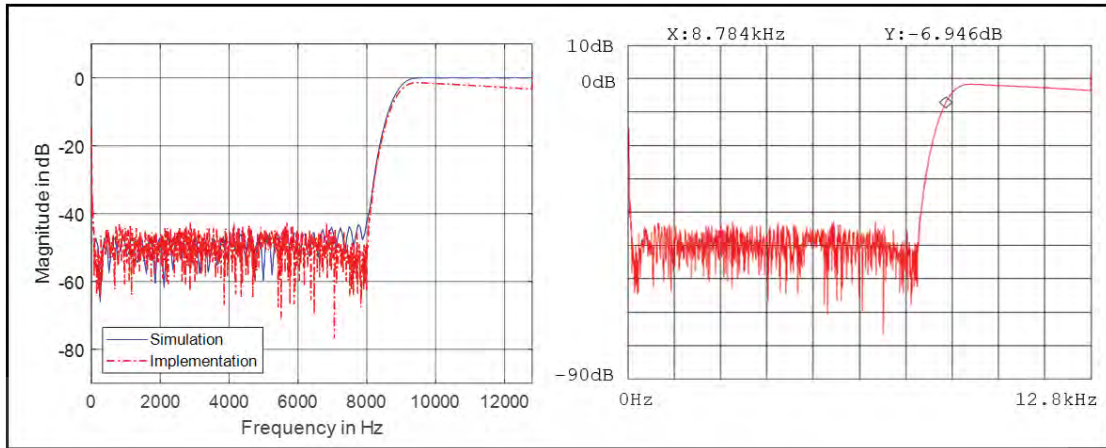


รูปที่ 7.21 ผลตอบสนองทางขนาดของกรองความถี่ต่ำผ่าน $y_{LP1}(n)$ เมื่อ $\alpha = -0.3$

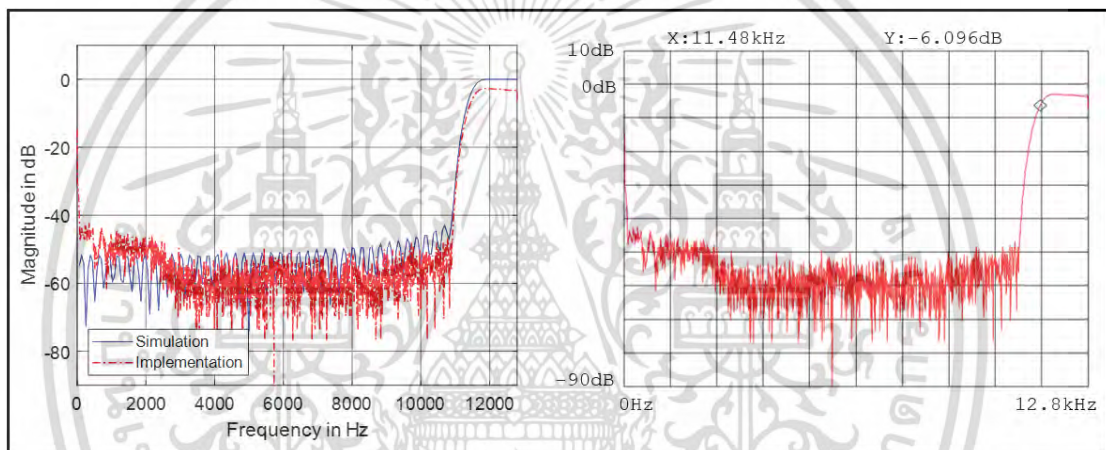


รูปที่ 7.22 ผลตอบสนองทางขนาดของกรองความถี่ต่ำผ่าน $y_{LP2}(n)$ เมื่อ $\alpha = -0.3$

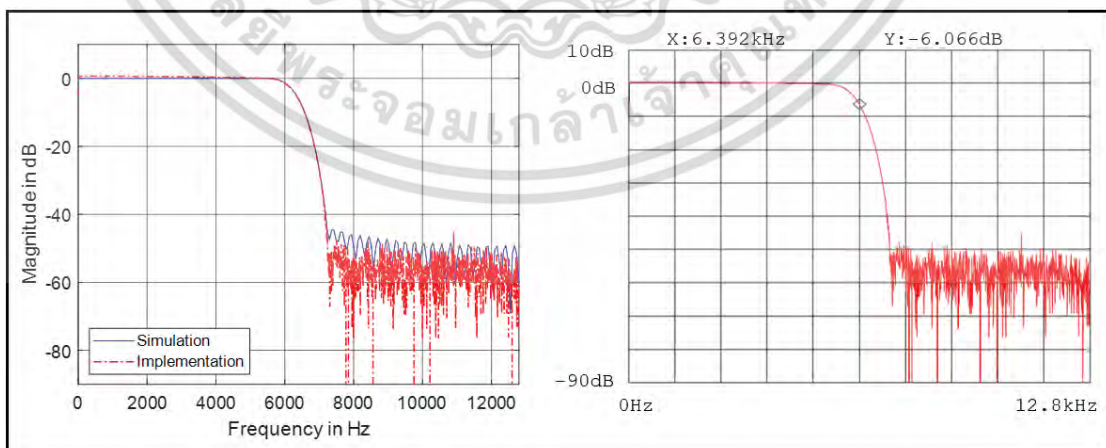
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.23 ผลตอบสนองทางขนาดของกรองความถี่สูงผ่าน $y_{HP1}(n)$ เมื่อ $\alpha = -0.3$

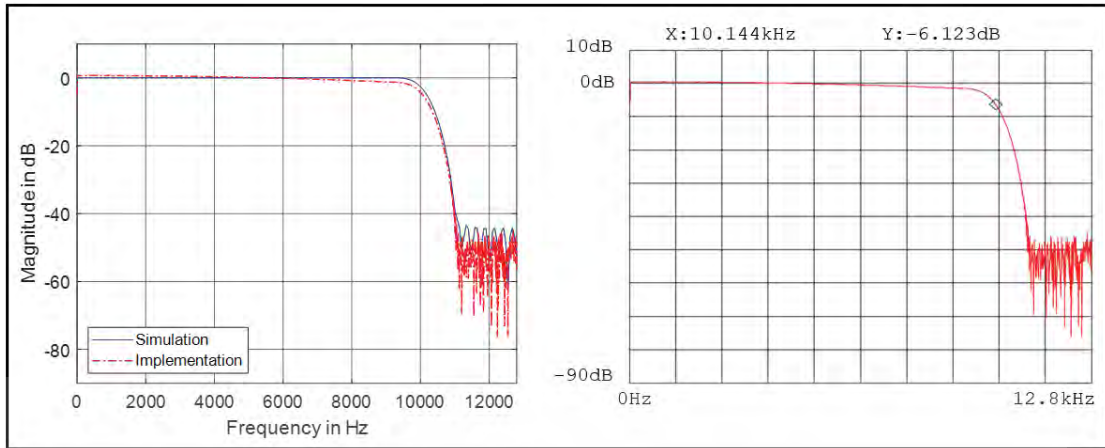


รูปที่ 7.24 ผลตอบสนองทางขนาดของกรองความถี่สูงผ่าน $y_{HP2}(n)$ เมื่อ $\alpha = -0.3$

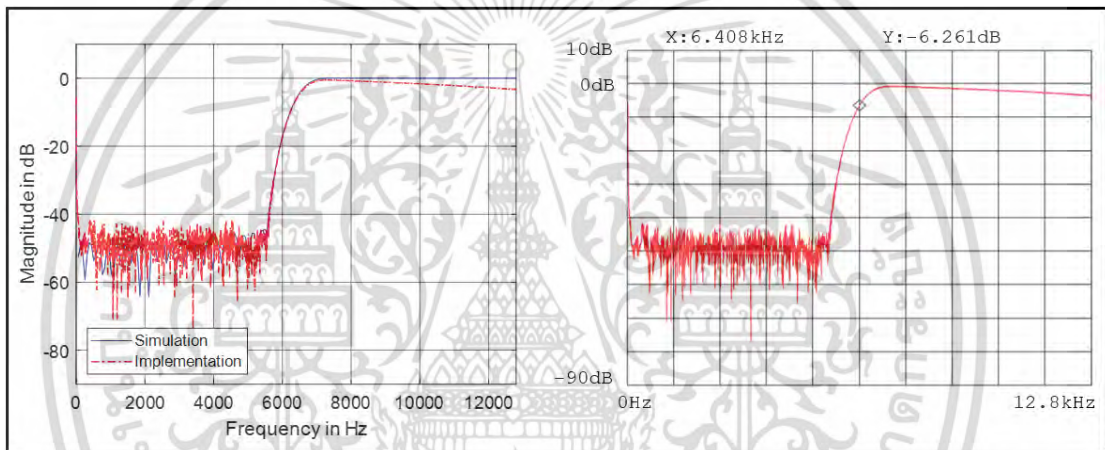


รูปที่ 7.25 ผลตอบสนองทางขนาดของกรองความถี่ต่ำผ่าน $y_{LP1}(n)$ เมื่อ $\alpha = 0$

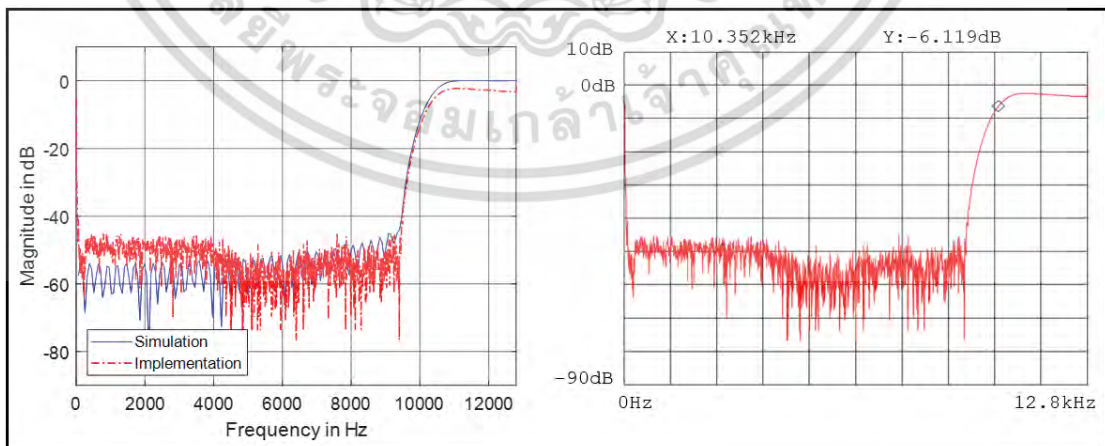
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.26 ผลตอบสนองทางขนาดของกรองความถี่ต่ำผ่าน $y_{LP2}(n)$ เมื่อ $\alpha = 0$

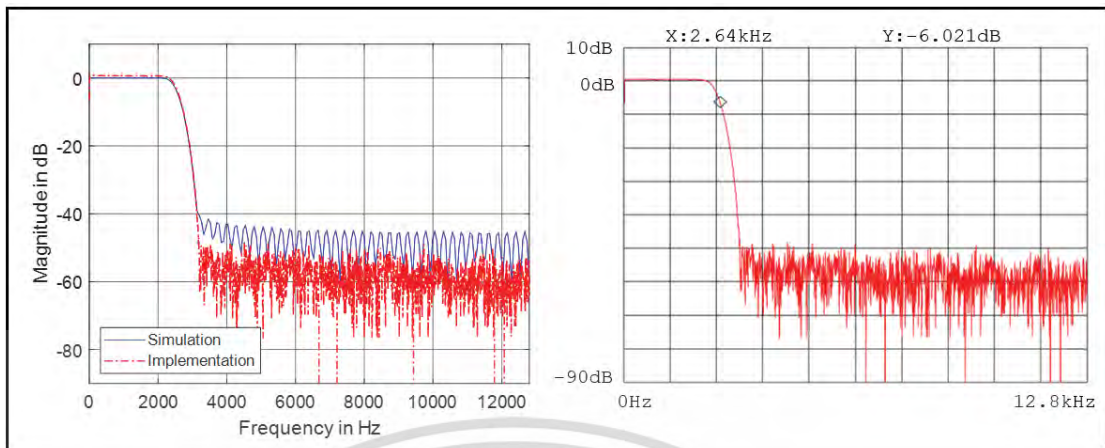


รูปที่ 7.27 ผลตอบสนองทางขนาดของกรองความถี่สูงผ่าน $y_{HP1}(n)$ เมื่อ $\alpha = 0$

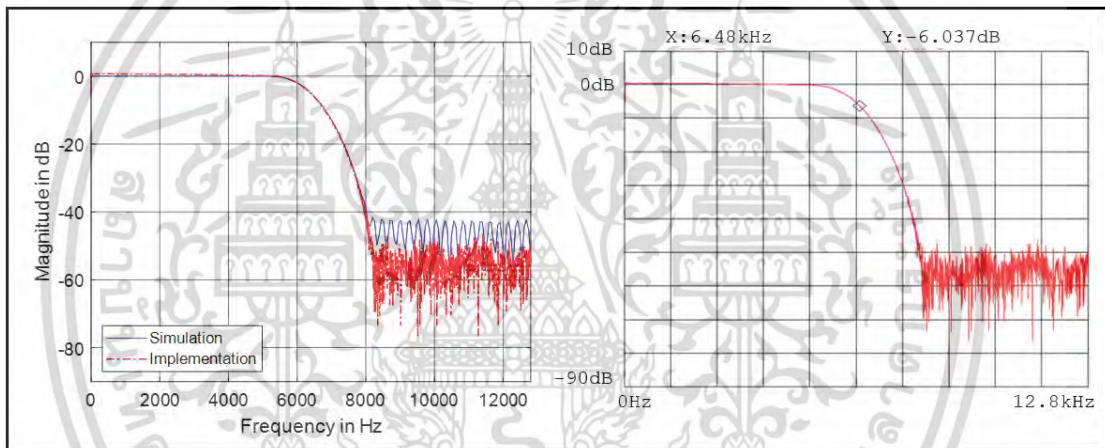


รูปที่ 7.28 ผลตอบสนองทางขนาดของกรองความถี่สูงผ่าน $y_{HP2}(n)$ เมื่อ $\alpha = 0$

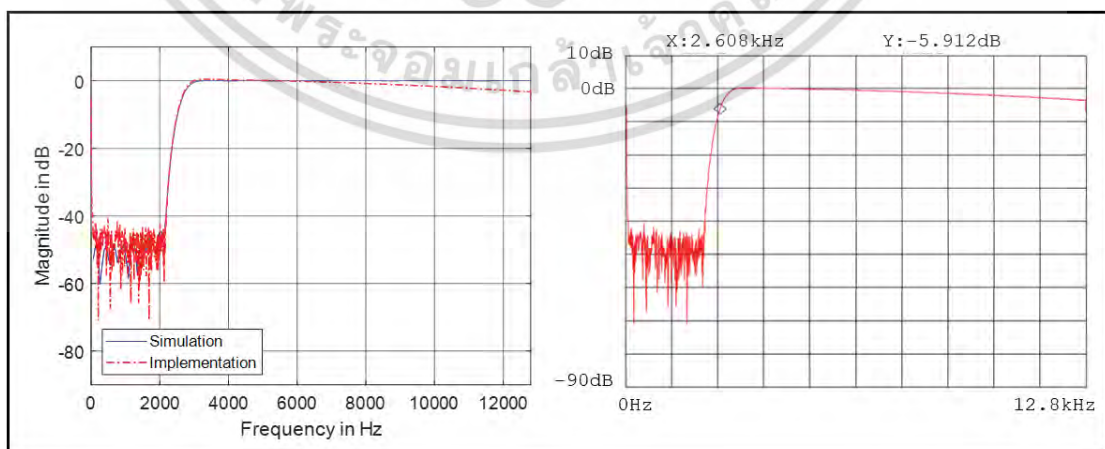
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.29 ผลตอบสนองทางขนาดของกรองความถี่ต่ำผ่าน $y_{LP1}(n)$ เมื่อ $\alpha = 0.5$

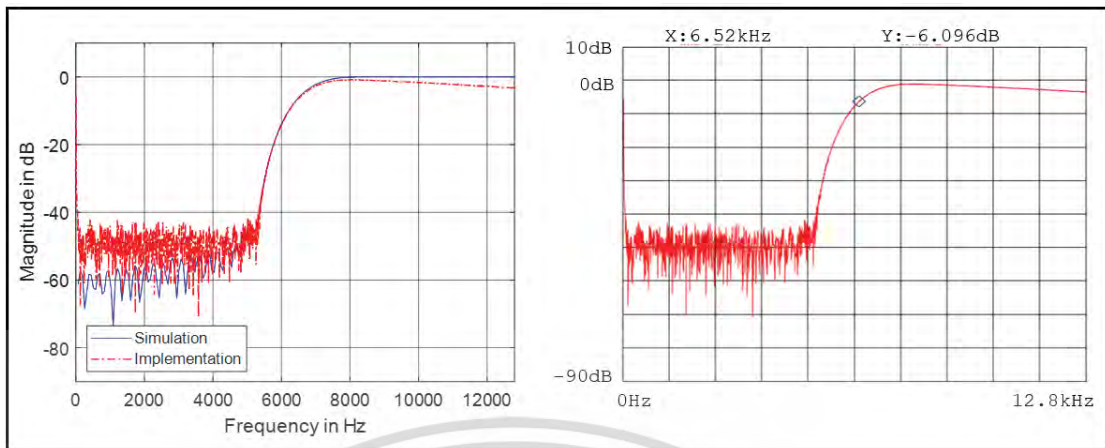


รูปที่ 7.30 ผลตอบสนองทางขนาดของกรองความถี่ต่ำผ่าน $y_{LP2}(n)$ เมื่อ $\alpha = 0.5$

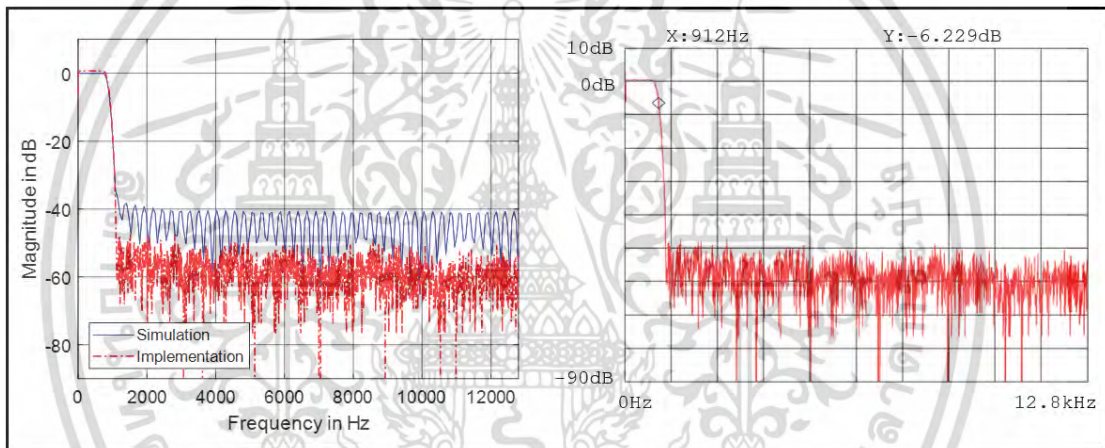


รูปที่ 7.31 ผลตอบสนองทางขนาดของกรองความถี่สูงผ่าน $y_{HP1}(n)$ เมื่อ $\alpha = 0.5$

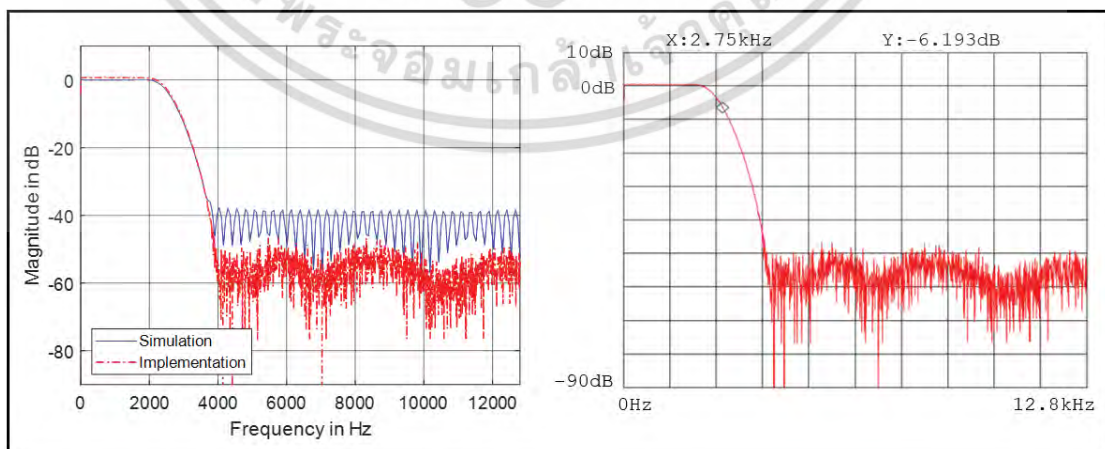
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.32 ผลตอบสนองทางขนาดของกรองความถี่สูงผ่าน $y_{HP2}(n)$ เมื่อ $\alpha = 0.5$

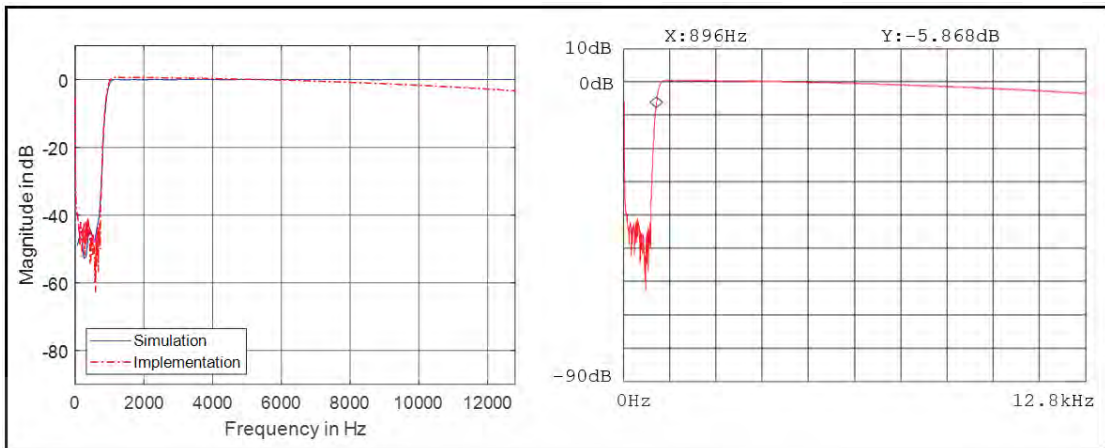


รูปที่ 7.33 ผลตอบสนองทางขนาดของกรองความถี่ต่ำผ่าน $y_{LP1}(n)$ เมื่อ $\alpha = 0.8$

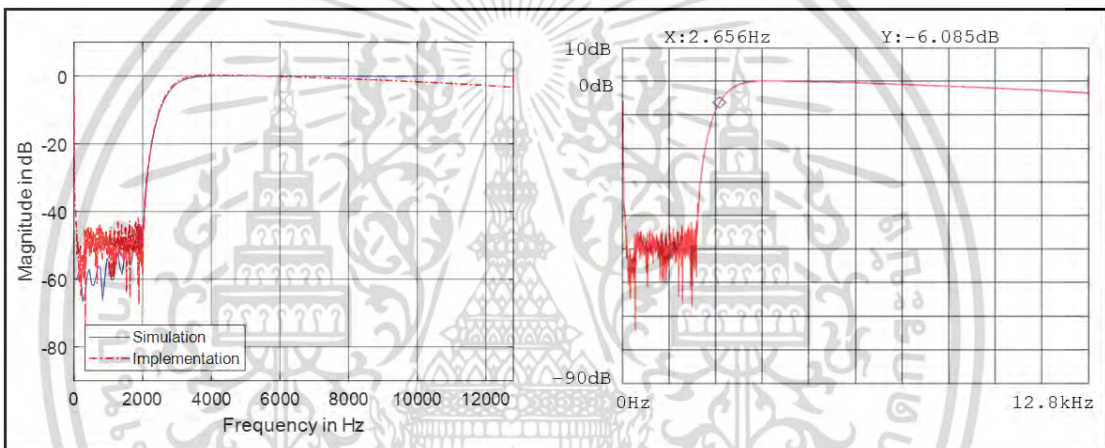


รูปที่ 7.34 ผลตอบสนองทางขนาดของกรองความถี่ต่ำผ่าน $y_{LP2}(n)$ เมื่อ $\alpha = 0.8$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.35 ผลตอบสนองทางขนาดของกรองความถี่สูงผ่าน $y_{HP1}(n)$ เมื่อ $\alpha = 0.8$



รูปที่ 7.36 ผลตอบสนองทางขนาดของกรองความถี่สูงผ่าน $y_{HP2}(n)$ เมื่อ $\alpha = 0.8$

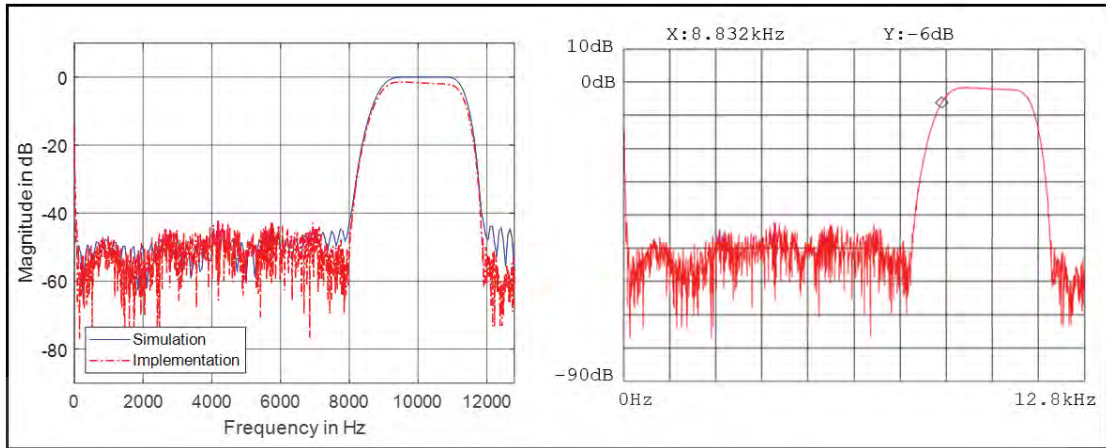
จากรูปที่ 7.21 ถึงรูปที่ 7.36 สามารถสรุปค่าความถี่ขอบแถบผ่านที่เปลี่ยนไปของเอาต์พุตวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านและวงจรกรองความถี่สูงผ่าน เมื่อจูนด้วยค่า α ต่าง ๆ ได้ดังตารางที่ 7.3

ตารางที่ 7.3 ค่าความถี่ขอบแถบผ่านที่เปลี่ยนไปของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเมื่อจูนด้วยค่า α ต่าง ๆ

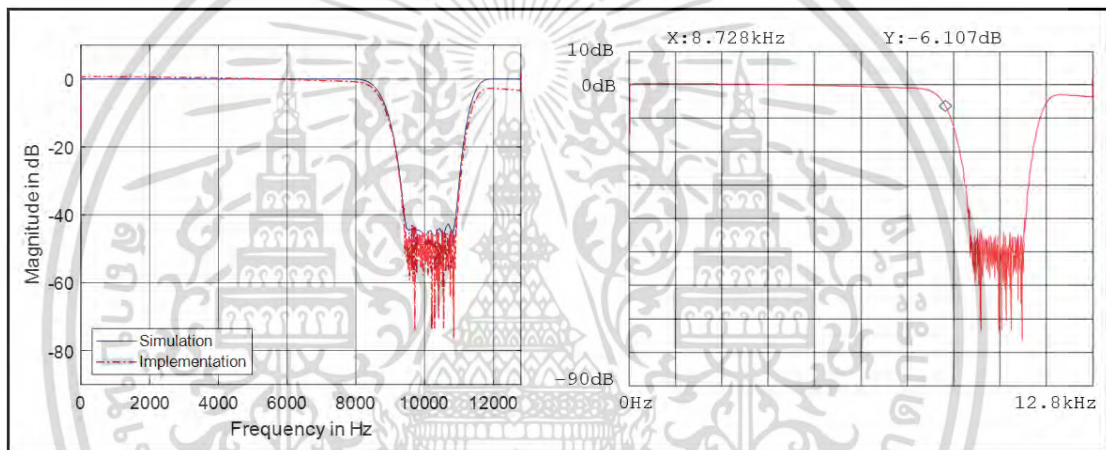
	α	ค่าความถี่ขอบแถบผ่าน
$y_{LP1}(n), y_{HP1}(n)$	-0.3	8,780 Hz
	0	6,400 Hz
	0.5	2,624 Hz
	0.8	896 Hz
$y_{LP2}(n), y_{HP2}(n)$	-0.3	11,392 Hz
	0	10,240 Hz
	0.5	6,502 Hz
	0.8	2,688 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้เฉพาะในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำซ้ำหรือเผยแพร่ในวงกว้าง

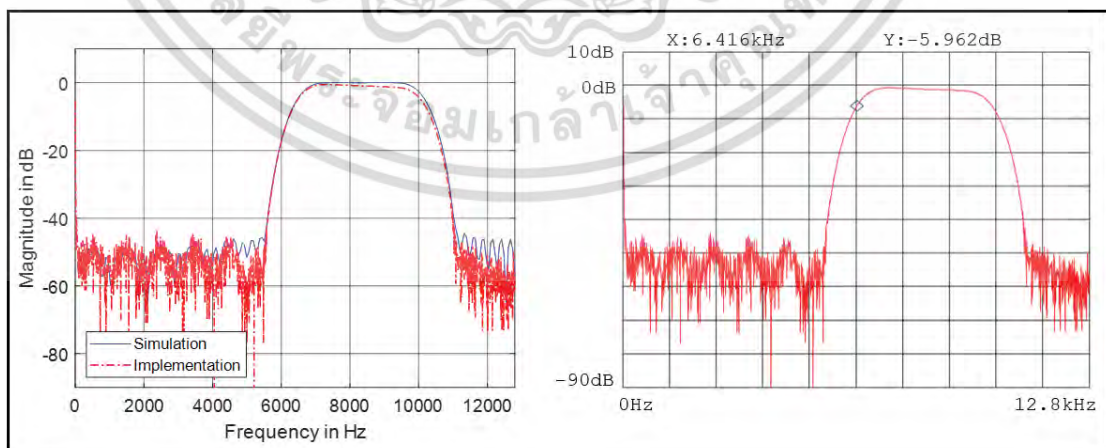
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.37 ผลตอบสนองทางขนาดของกรองความถี่แถบผ่าน $y_{BP}(n)$ เมื่อ $\alpha = -0.3$

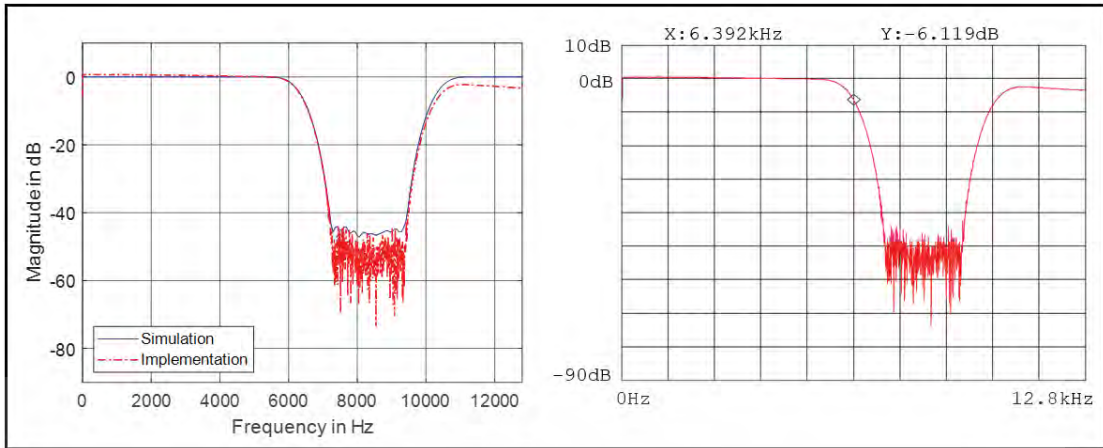


รูปที่ 7.38 ผลตอบสนองทางขนาดของกรองความถี่แถบหยุด $y_{BS}(n)$ เมื่อ $\alpha = -0.3$

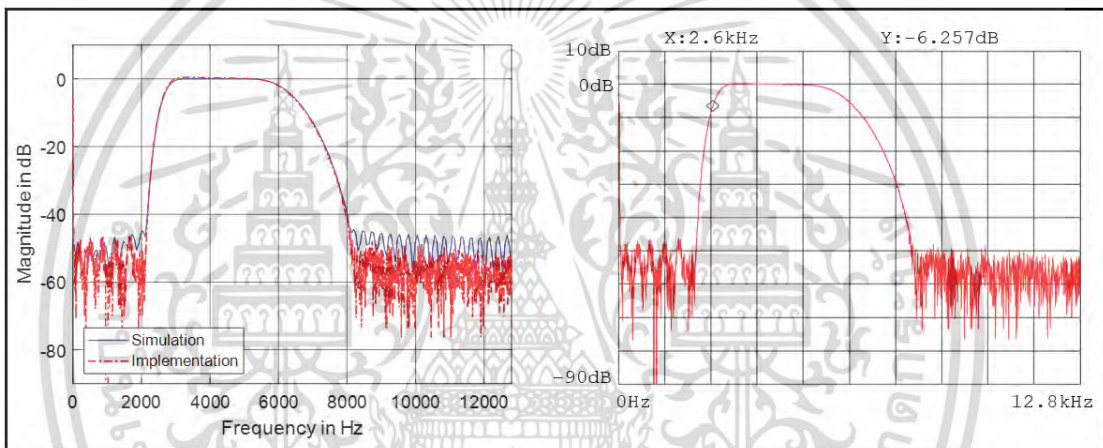


รูปที่ 7.39 ผลตอบสนองทางขนาดของกรองความถี่แถบผ่าน $y_{BP}(n)$ เมื่อ $\alpha = 0$

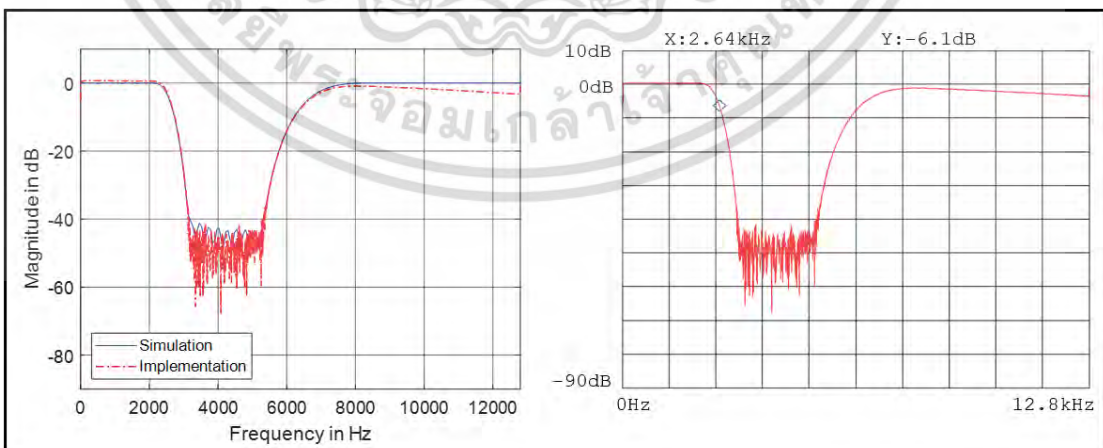
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.40 ผลตอบสนองทางขนาดของกรองความถี่แถบหยุด $y_{BS}(n)$ เมื่อ $\alpha = 0$

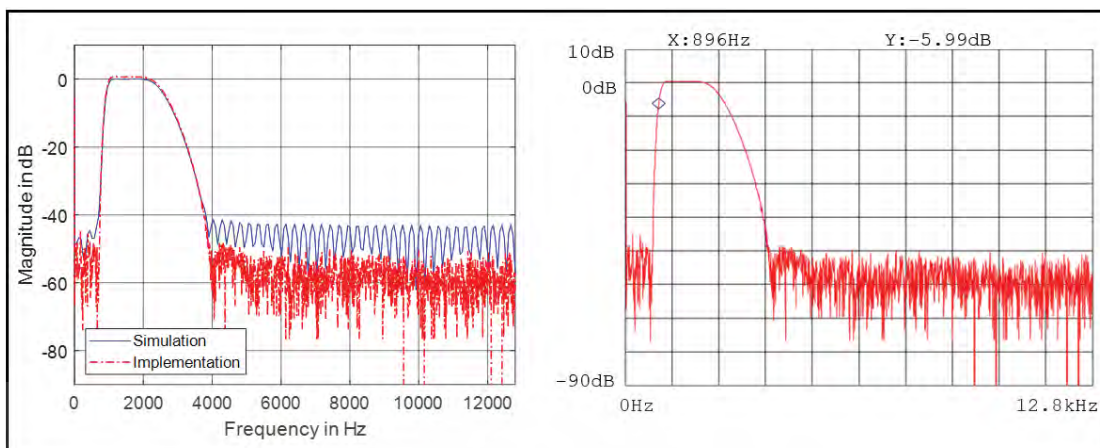


รูปที่ 7.41 ผลตอบสนองทางขนาดของกรองความถี่แถบผ่าน $y_{BP}(n)$ เมื่อ $\alpha = 0.5$

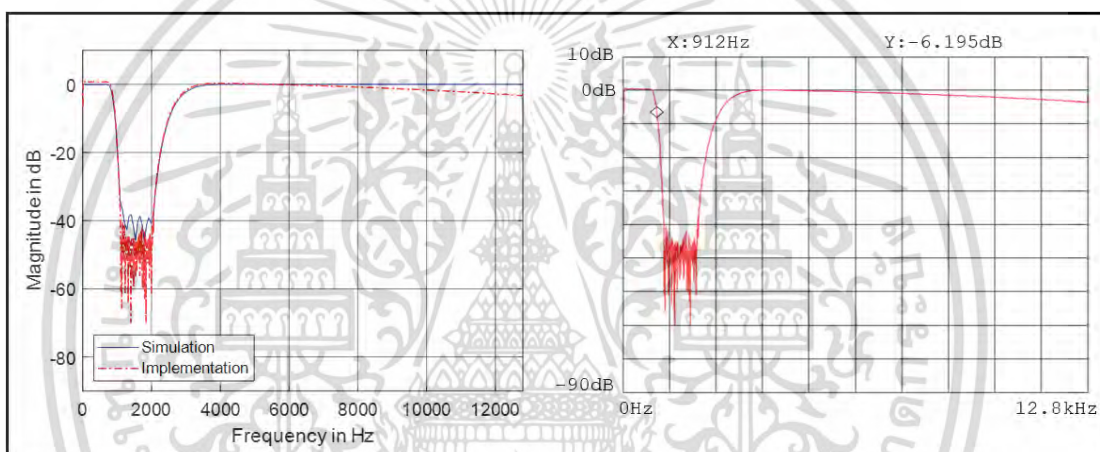


รูปที่ 7.42 ผลตอบสนองทางขนาดของกรองความถี่แถบหยุด $y_{BS}(n)$ เมื่อ $\alpha = 0.5$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.43 ผลตอบสนองทางขนาดของกรองความถี่แถบผ่าน $y_{BP}(n)$ เมื่อ $\alpha = 0.8$



รูปที่ 7.44 ผลตอบสนองทางขนาดของกรองความถี่แถบหยุด $y_{BS}(n)$ เมื่อ $\alpha = 0.8$

จากรูปที่ 7.37 ถึงรูปที่ 7.44 สามารถสรุปค่าความถี่ขอบแถบผ่านที่เปลี่ยนไปของเอาต์พุตวงจรกรองความถี่แถบผ่าน $y_{BP}(n)$ และวงจรกรองความถี่แถบหยุด $y_{BS}(n)$ เมื่อจูนด้วยค่า α ต่าง ๆ ได้ดังตารางที่ 7.4

ตารางที่ 7.4 ค่าความถี่ขอบแถบผ่านที่เปลี่ยนไปของวงจรกรองความถี่แถบผ่านและวงจรกรองความถี่แถบหยุดเมื่อจูนด้วยค่า α ต่าง ๆ

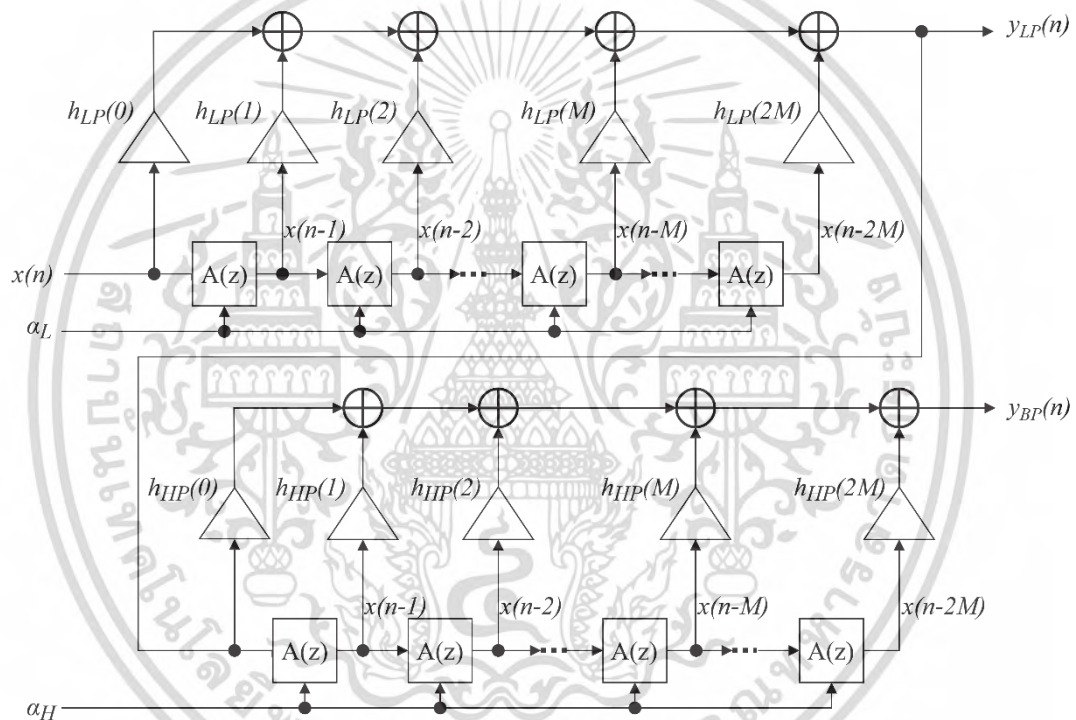
α	ค่าความถี่ขอบแถบผ่าน 1	ค่าความถี่ขอบแถบผ่าน 2
-0.3	8780 Hz	11,392 Hz
0	6,400 Hz	10,240 Hz
0.5	2,624 Hz	6,502 Hz
0.8	896 Hz	2,688 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

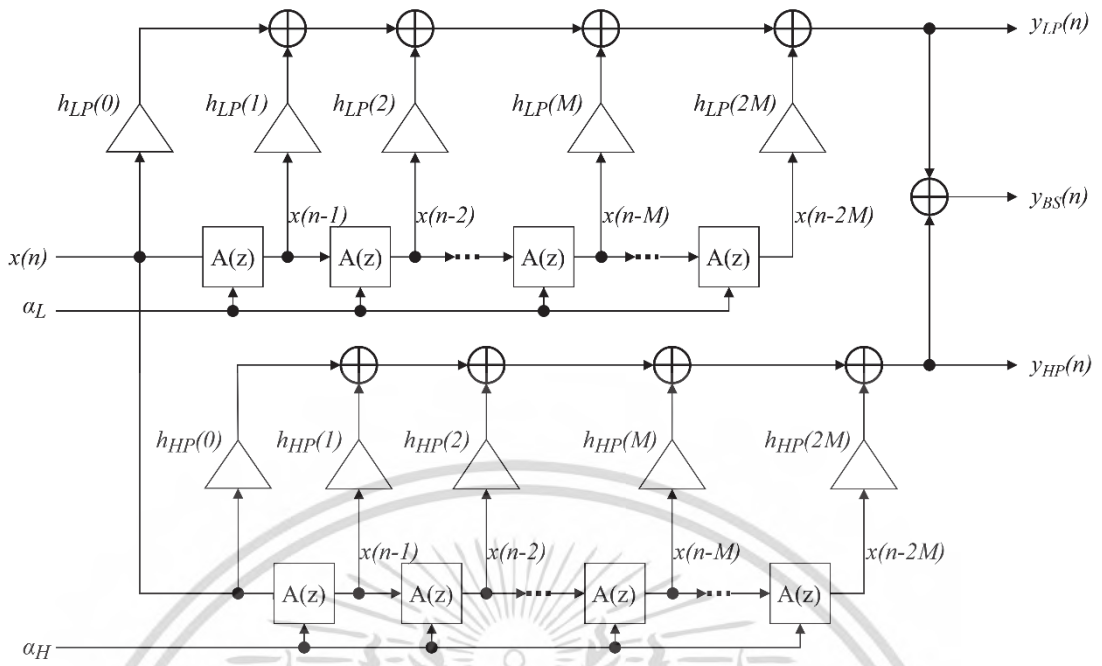
7.3 วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน/วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุดชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดแบบปรับจูนได้

7.3.1 การออกแบบ

ด้วยวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน/วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุดชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดแบบปรับจูนได้ [6] ที่ได้นำเสนอไปในบทที่ 4 ซึ่งโครงสร้างของวงจรกรองสัญญาณแสดงได้ ดังรูปที่ 7.45 และรูปที่ 7.46 ซึ่งในหัวข้อนี้จะได้นำโครงสร้างดังกล่าวมาสร้างใช้จริงบนบอร์ด NI-myRIO ด้วยการนำไฟล์โปรเจกแม่แบบ (template) ดังที่ได้อธิบายไว้ในหัวข้อ 7.1 มาเขียนโครงสร้างวงจรกรองสัญญาณด้วยบล็อกไดอะแกรม ซึ่งได้แบ่งการอธิบายออกเป็น 4 ส่วนตามรอบสี่เหลี่ยม ดังรูปที่ 7.47



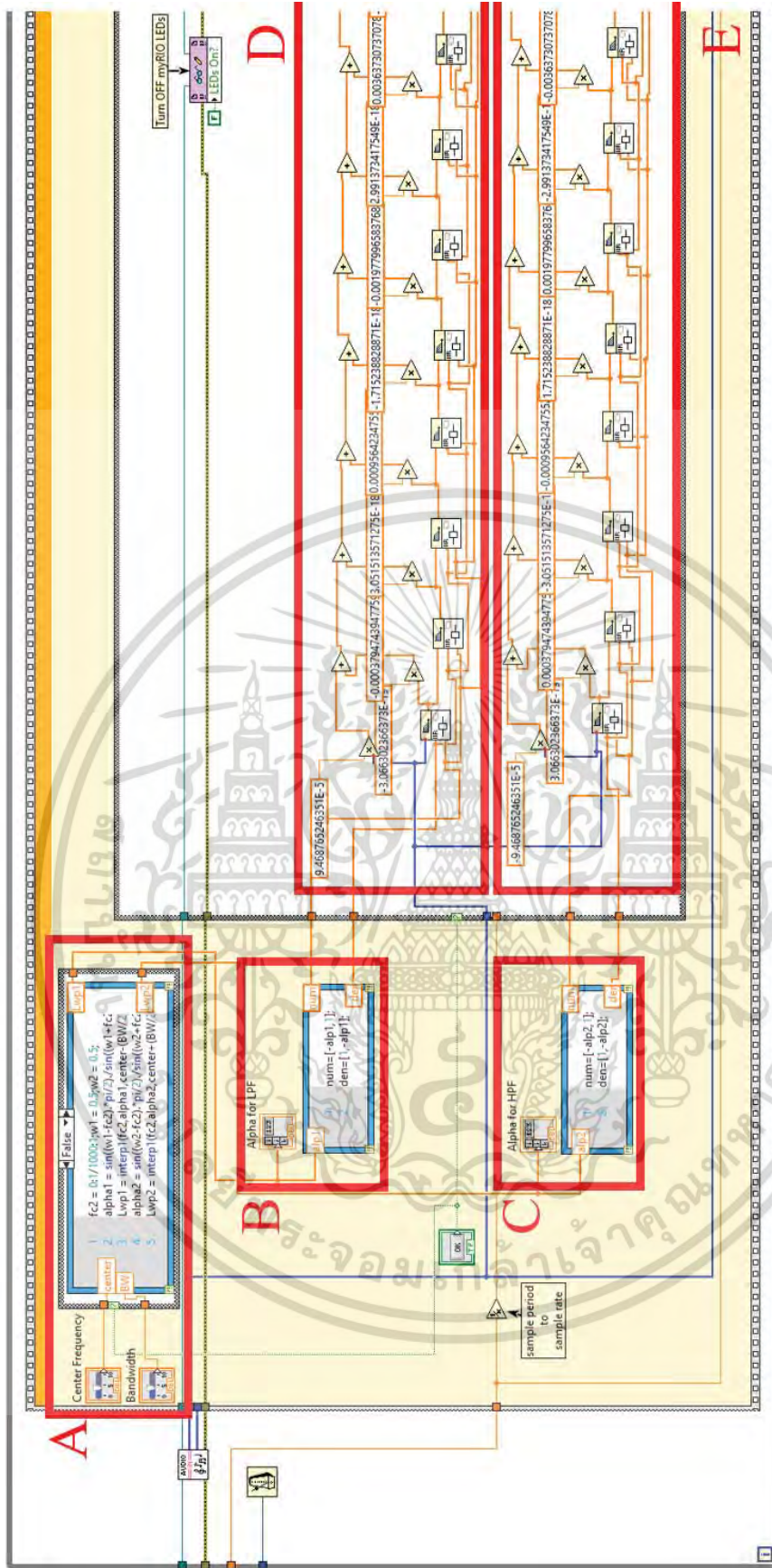
รูปที่ 7.45 โครงสร้างวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบปรับจูนได้



รูปที่ 7.46 โครงสร้างวงจรกรองสัญญาณกรองความถี่แถบหยุดแบบปรับจูนได้

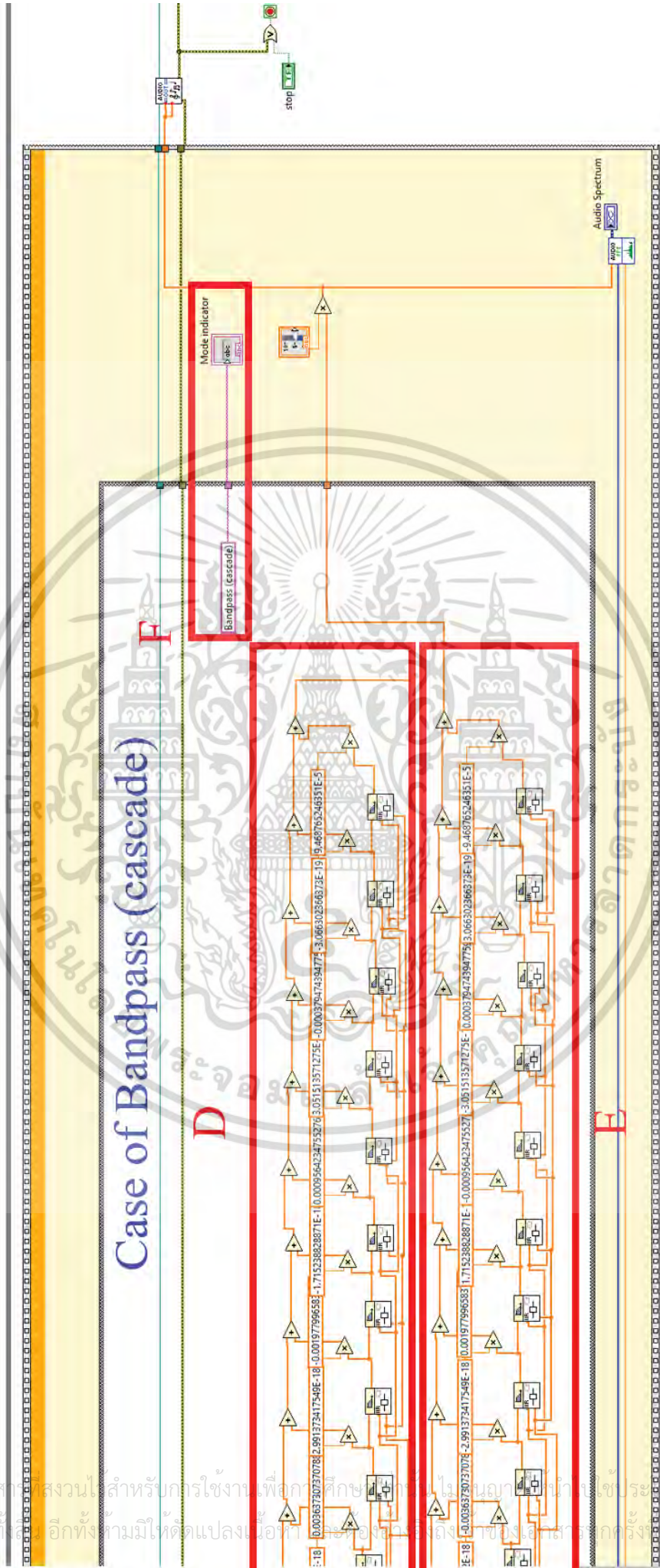


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

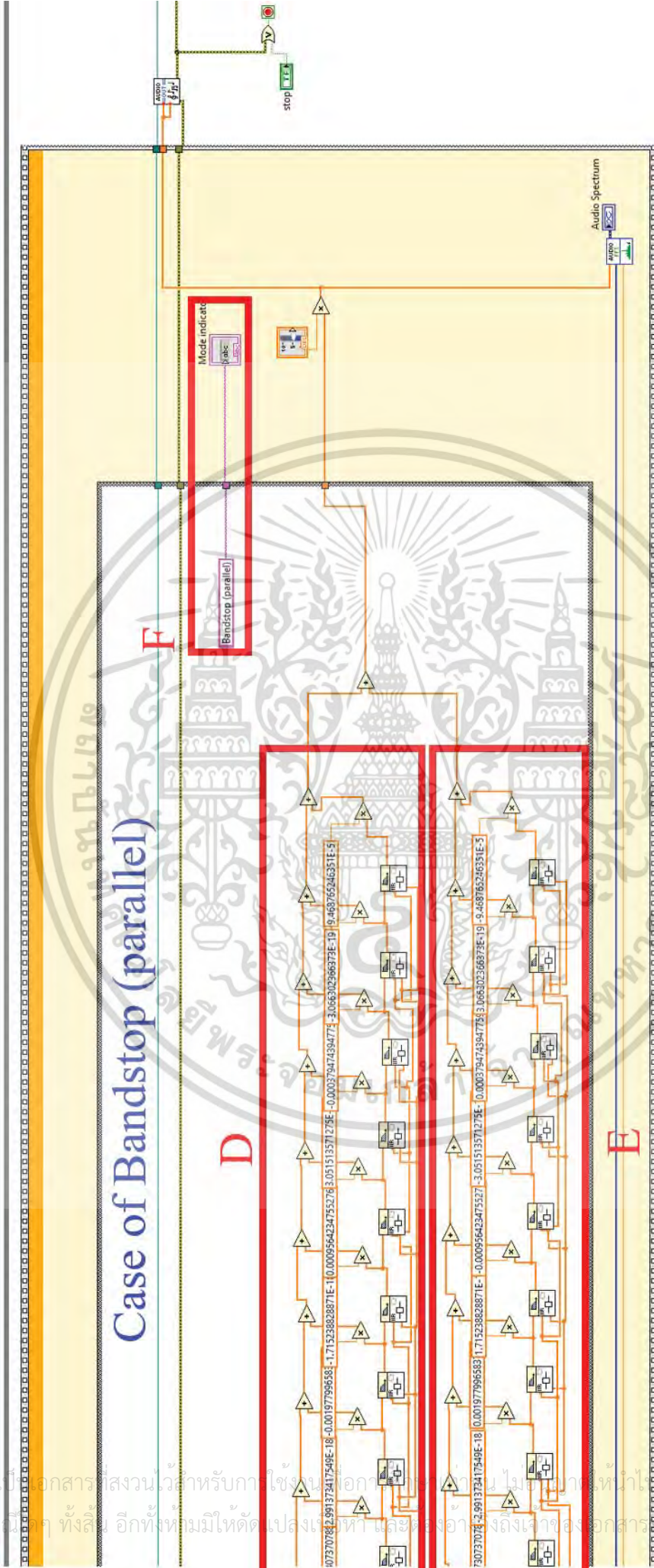


รูปที่ 7.47 หน้าต่างบล็อกโคดอะแกรมสำหรับวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบปรับจูนได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ที่ผู้จัดทำมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




รูปที่ 7.47 (ต่อ) หน้าต่างบล็อกโคโตะแอมสำหรับจรวจสัญญาณแถบผ่านแบบปรับจูนได้



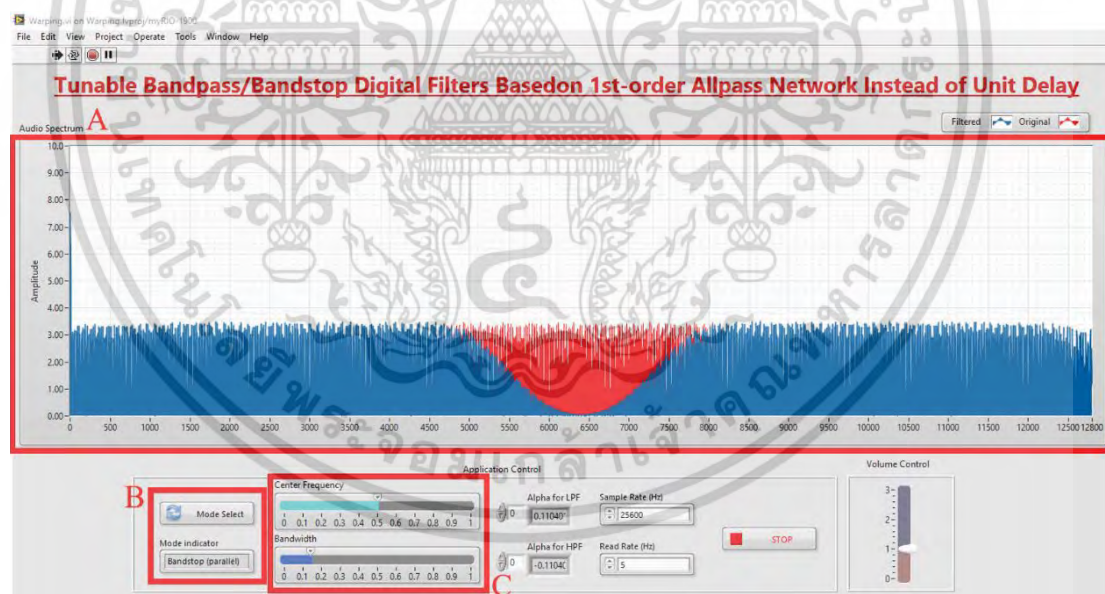
Case of Bandstop (parallel)

รูปที่ 7.47 (ต่อ) หน้าต่างบล็อกโคจรแอมพลิจูดเชิงเลขความถี่แบบปรับจูนได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานภายในเท่านั้น ไม่สามารถนำออกจำหน่ายหรือเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 7.47 กรอบสี่เหลี่ยม A เป็นบล็อก MathScript ซึ่งมีหน้าที่คำนวณค่าสัมประสิทธิ์การจูนให้แก่วงจรกรองต้นแบบทั้งสอง โดยมีอินพุตเป็นค่าความถี่กลาง และค่าความกว้างแบนด์ของวงจรกรองสัญญาณ ที่ป้อนจากคีย์บอร์ด กรอบสี่เหลี่ยม B และ C จะรับค่าสัมประสิทธิ์การปรับจูนมาสร้างสัมประสิทธิ์วงจรกรองสัญญาณผ่านตลอดลำดับที่ 1 จ่ายให้กับวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่ต่ำต้นแบบภายในกรอบสี่เหลี่ยม D และจ่ายให้กับวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่สูงต้นแบบภายในกรอบสี่เหลี่ยม E ซึ่งโครงสร้างวงจรกรองภายในกรอบสี่เหลี่ยม D และ E จะประกอบไปด้วยตัวกระทำการคูณ \times , ตัวกระทำการบวก $+$, บล็อกค่าสัมประสิทธิ์คงที่ของวงจรกรองต้นแบบ **0.05** และบล็อก  ซึ่งเป็นวงจรกรองสัญญาณผ่านตลอดลำดับที่ 1 ที่ใช้ค่าสัมประสิทธิ์ที่ได้วงจรกรองจากบล็อก MathScript ในกรอบสี่เหลี่ยม B และ C ด้วย 4 บล็อกดังกล่าวนี้สามารถนำมาเชื่อมต่อและสร้างวงจรกรองสัญญาณดังโครงสร้างในรูปที่ 7.45 และรูปที่ 7.46 เนื่องจากโครงสร้างวงจรกรองทั้งสองแตกต่างกันที่การเชื่อมต่อระหว่างการต่อแบบเรียง และการต่อแบบขนาน ดังนั้นแล้วกรอบสี่เหลี่ยม D และ E จึงอยู่ในบริเวณพื้นที่สีขาวซึ่งเป็นบล็อก case structures มีหน้าที่สลับโหมดการทำงานไปมา ระหว่างโครงสร้างวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านดังรูปที่ 7.45 และวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุดดังรูปที่ 7.46 ซึ่งในกรอบสี่เหลี่ยม F จะทำหน้าที่บ่งบอกถึงโหมดการทำงานดังกล่าว

หลังจากเชื่อมต่อบล็อกไดอะแกรมเพื่อสร้างวงจรกรองสัญญาณเรียบร้อยแล้วดังรูปที่ 7.47 จะทำการจัดระเบียบกราฟแสดงผลและแผงควบคุมในหน้าต่างแผงควบคุมได้ดังรูปที่ 7.20



รูปที่ 7.48 หน้าต่างแผงควบคุมสำหรับวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน/วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุดแบบปรับจูนได้

จากรูปที่ 7.48 หน้าต่างแผงควบคุมบอร์ด NI-myRIO สำหรับวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน/วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุดแบบปรับจูนได้ ในกรอบสี่เหลี่ยม A แสดงสเปกตรัมของสัญญาณขาเข้าด้วยกราฟเส้นสีแดง และแสดงสเปกตรัมของสัญญาณหลังผ่านวงจรกรองด้วยกราฟเส้นสีน้ำเงิน ซึ่งพล็อตอยู่บนหน้าต่างเดียว ในกรอบสี่เหลี่ยม B เป็นปุ่มเลือกโหมดการไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำงานระหว่างวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน/วงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุด ซึ่งจะมีไดอะล็อกคอยแสดงโหมดการทำงานในปัจจุบัน และในกรอบสี่เหลี่ยม C เป็นแถบควบคุมค่าความถี่กลาง และค่าความกว้างแบนด์ของวงจรรองสัญญาณ โดยถัดจากกรอบนี้ยังได้แสดงค่าสัมประสิทธิ์การปรับจูนวงจรรองสัญญาณที่เป็นผลมาจากการกำหนดค่าในกรอบ C อีกด้วย ซึ่งผลตอบสนองทางความถี่จะได้นำไปทดสอบด้วยเครื่องมือวัดต่อไป

7.3.2 การทดสอบ

การทดสอบการทำงานของโครงสร้างวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน/วงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุดชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดแบบปรับจูนได้ จะกำหนดให้วงจรรองความถี่ต่ำผ่านและวงจรรองความถี่สูงผ่านต้นแบบทั้ง 2 ชุด มีคุณลักษณะดังตารางที่ 7.5 ซึ่งจะถูกสร้างขึ้นมาด้วยวิธี Hamming window เพื่อลดปรากฏการณ์ Gibb's phenomenon โดยใช้ค่าความถี่การสุ่มตัวอย่าง 25,600 เฮิรตซ์

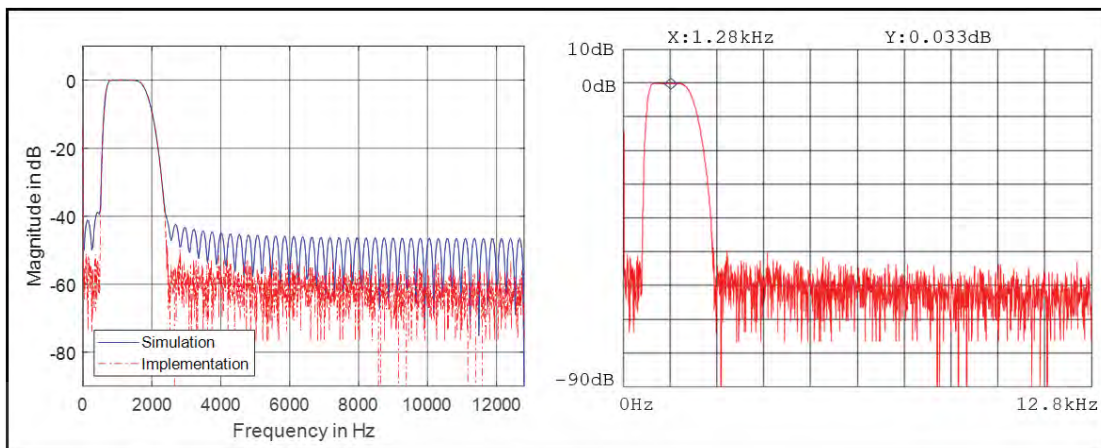
ตารางที่ 7.5 คุณสมบัติของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่ต้นแบบ 2 ชุด

	วงจรรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบ	วงจรรองความถี่สูงผ่านต้นแบบ
ความยาววงจรรอง	51	51
ความถี่ขอบแถบผ่าน	6,400 Hz	6,400 Hz

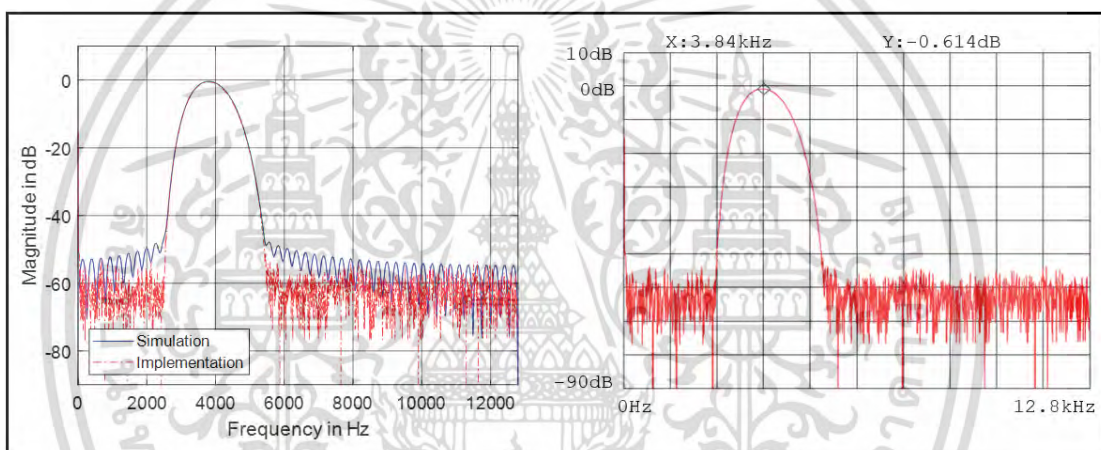
การวัดผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน/วงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุดชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดแบบปรับจูนได้ ที่ทำงานบนบอร์ด NI-myRIO ทำได้ด้วยเครื่อง FFT dynamic signal analyzer รุ่น Agilent 35670A ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 7.49 ถึงรูปที่ 7.64 โดยรูปฝั่งซ้ายคือผลตอบสนองทางขนาดที่เปรียบเทียบกันระหว่างการทดสอบบนซอฟต์แวร์และการทดสอบด้วยฮาร์ดแวร์ รูปฝั่งขวา คือผลตอบสนองทางขนาดจากการทดสอบด้วยฮาร์ดแวร์ที่เป็นภาพหน้าจอของเครื่องมือวัด Agilent 35670A สำหรับการทดสอบโครงสร้างวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบปรับจูนได้ จะทำการปรับจูนด้วยคุณสมบัติตามตารางที่ 7.6

ตารางที่ 7.6 คุณสมบัติสำหรับการปรับจูนโครงสร้างวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน

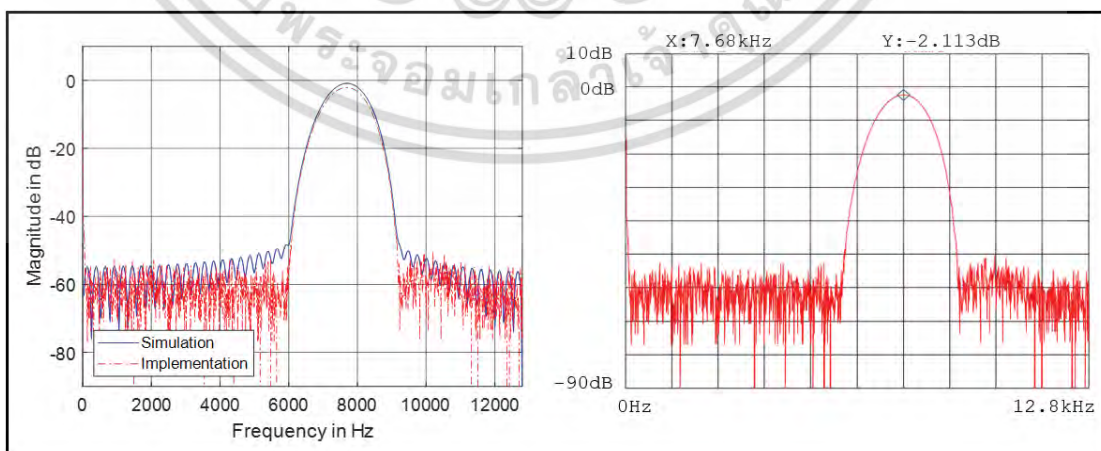
ความถี่กลาง (Hz)	ความกว้างแบนด์ (Hz)	f_{DL} (Hz)	f_{DH} (Hz)	α_L	α_H
1,280	1,280	1,920	640	0.6128	0.8541
3,840	1,280	4,480	3,200	0.2401	0.4142
7,680	1,280	8,320	7,040	-0.2401	-0.0787
10,240	1,280	10,880	9,600	-0.6128	-0.4142
6,400	1,920	7,360	5,440	-0.1184	0.1184
6,400	3,200	8,000	4,800	-0.1989	0.1989
6,400	4,480	8,640	4,160	-0.2820	0.2820
6,400	5,760	9,280	3,520	-0.3689	0.3689



รูปที่ 7.49 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน
เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.1π , ความถี่กลาง = 0.1π

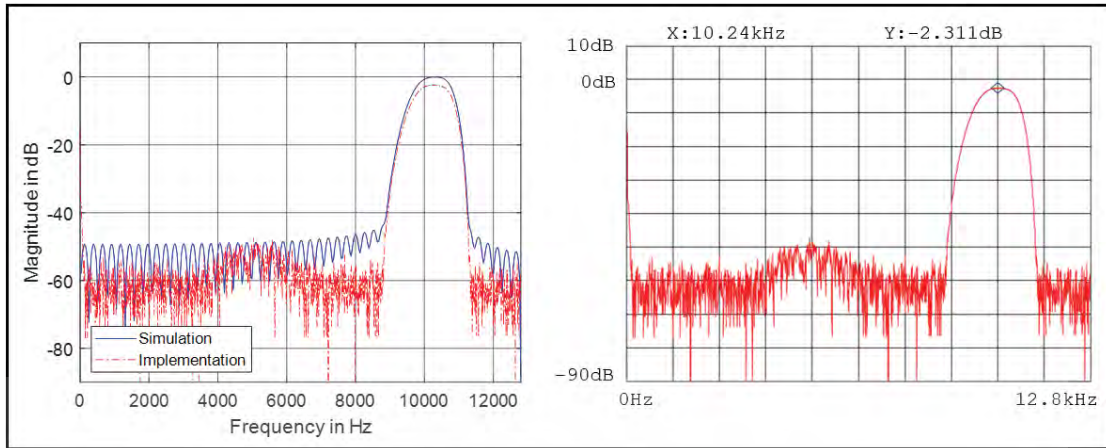


รูปที่ 7.50 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน
เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.1π , ความถี่กลาง = 0.3π

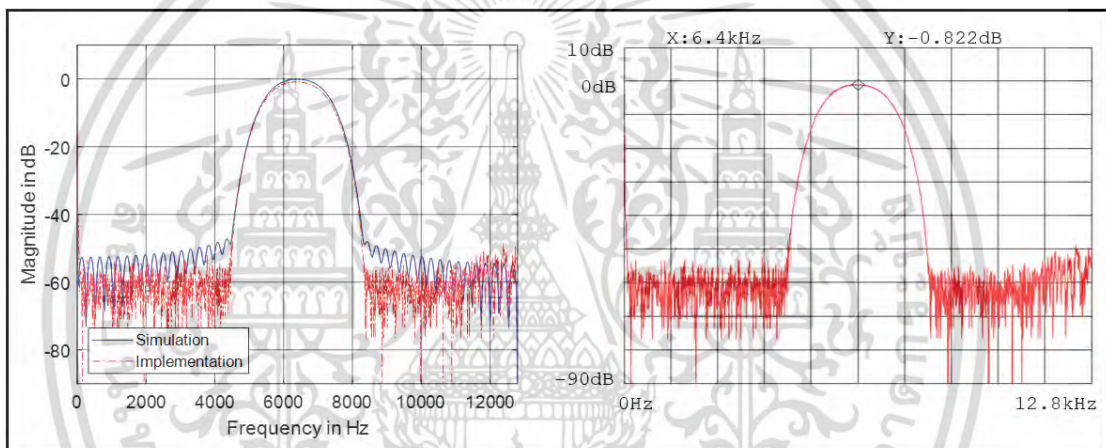


รูปที่ 7.51 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน
เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.1π , ความถี่กลาง = 0.6π

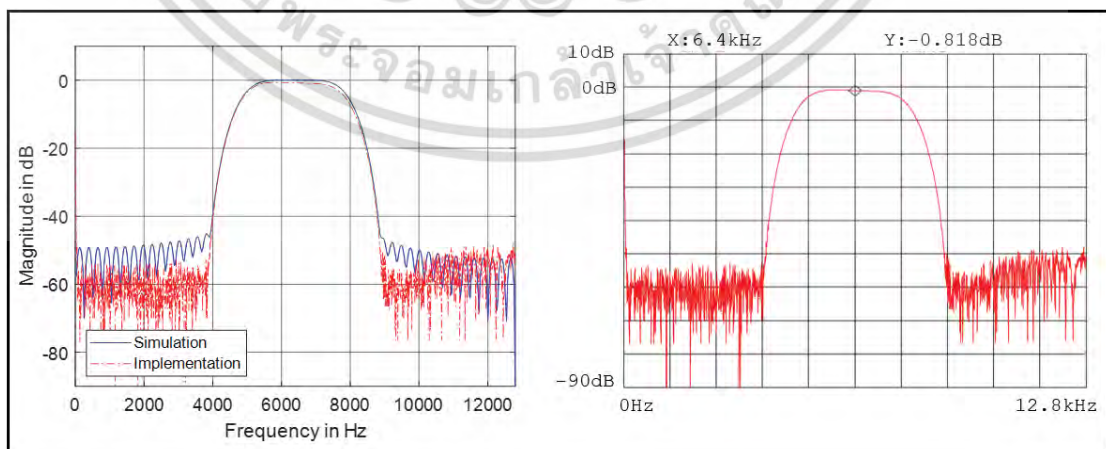
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.52 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน
เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.1π , ความถี่กลาง = 0.8π

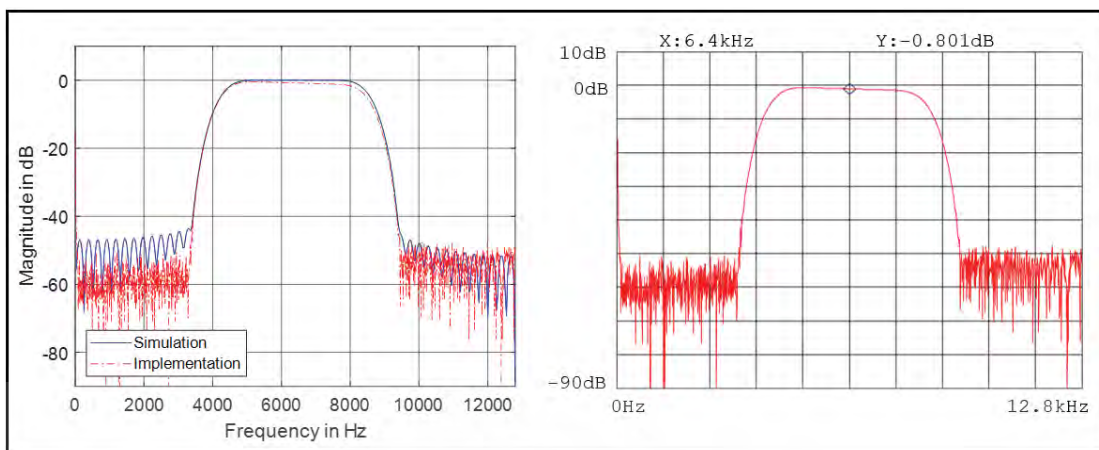


รูปที่ 7.53 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน
เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.15π , ความถี่กลาง = 0.5π

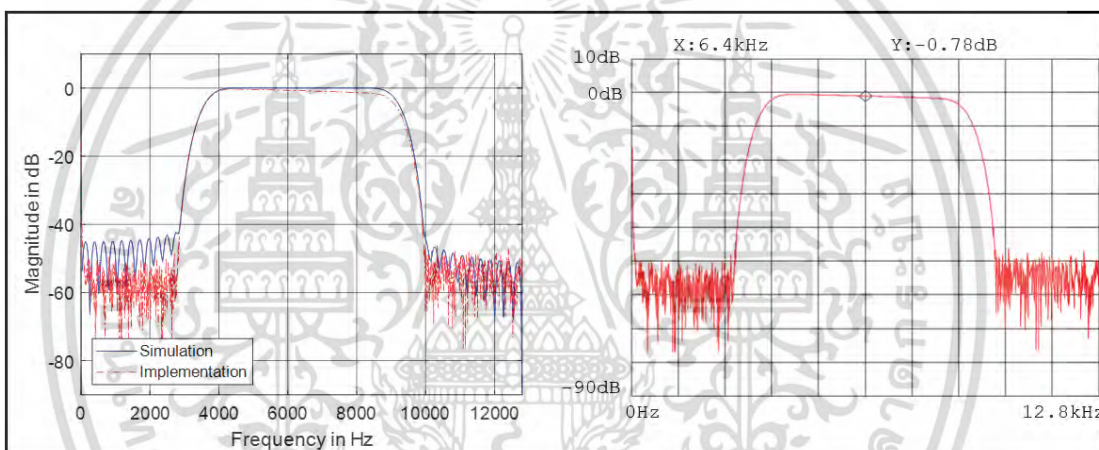


รูปที่ 7.54 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน

เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.25π , ความถี่กลาง = 0.5π
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.55 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน
เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.35π , ความถี่กลาง = 0.5π



รูปที่ 7.56 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน
เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.45π , ความถี่กลาง = 0.5π

สำหรับการทดสอบโครงสร้างวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุดแบบปรับจูนได้ จะทำการปรับจูนด้วยคุณสมบัติตามตารางที่ 7.7

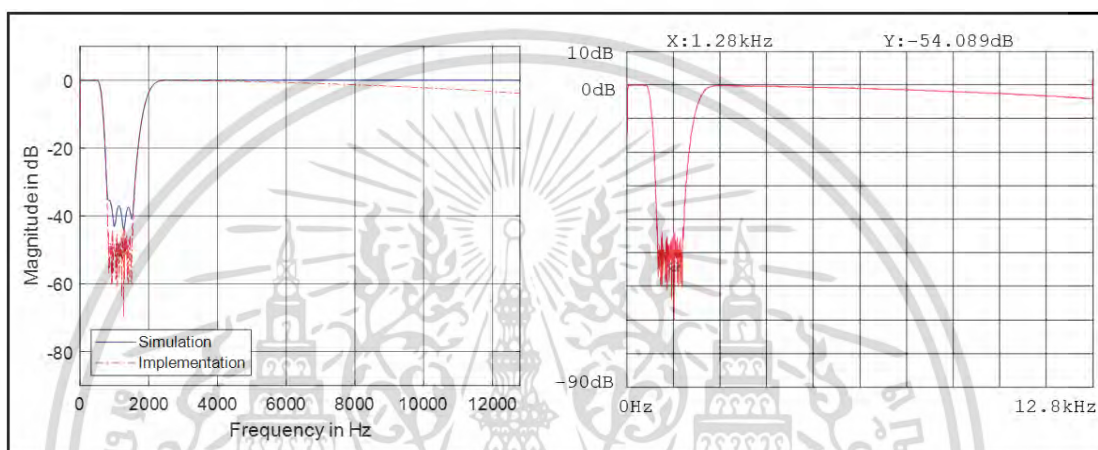
ตารางที่ 7.7 คุณสมบัติสำหรับการปรับจูนโครงสร้างวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุด

ความถี่กลาง (Hz)	ความกว้างแบนด์ (Hz)	f_{DL} (Hz)	f_{DH} (Hz)	α_L	α_H
1,280	1,280	640	1,920	0.8541	0.6128
3,840	1,280	3,200	4,480	0.4142	0.2401
7,680	1,280	7,040	8,320	-0.0787	-0.2401
10,240	1,280	9,600	10,880	-0.4142	-0.6128

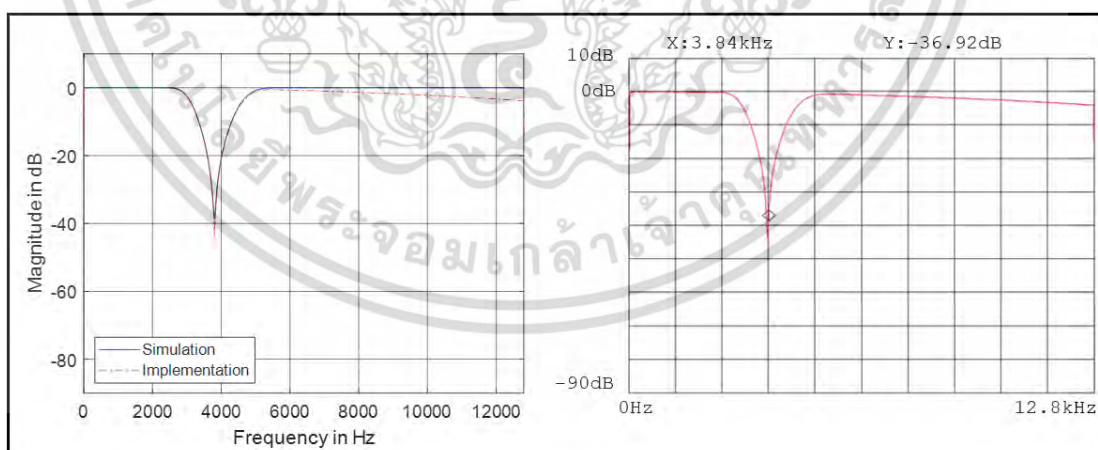
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 7.7 (ต่อ) คุณสมบัติสำหรับการปรับจูนโครงสร้างวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบ
หยุด

ความถี่กลาง (Hz)	ความกว้างแบนด์ (Hz)	f_{DL} (Hz)	f_{DH} (Hz)	α_L	α_H
6,400	1,920	5,440	7,360	0.1184	-0.1184
6,400	3,200	4,800	8,000	0.1989	-0.1989
6,400	4,480	4,160	8,640	0.2820	-0.2820
6,400	5,760	3,520	9,280	0.3689	-0.3689

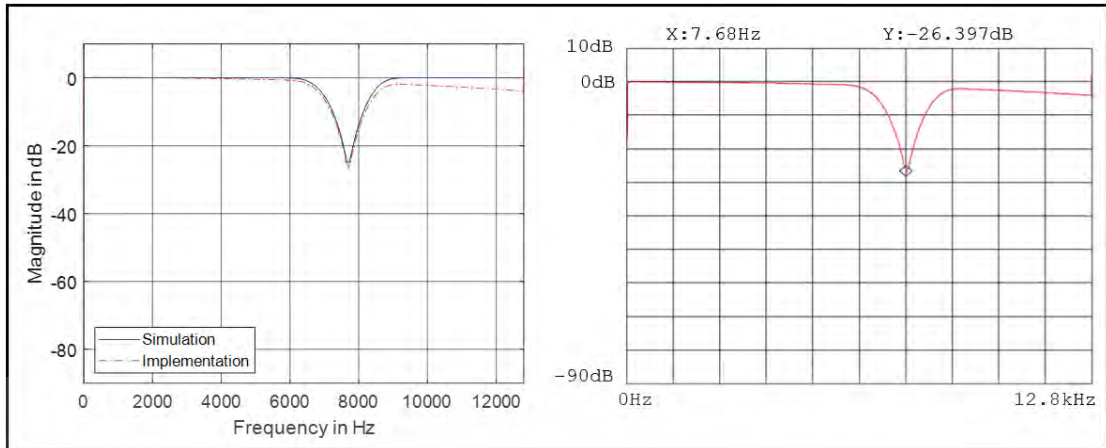


รูปที่ 7.57 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุด
เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.1π , ความถี่กลาง = 0.1π

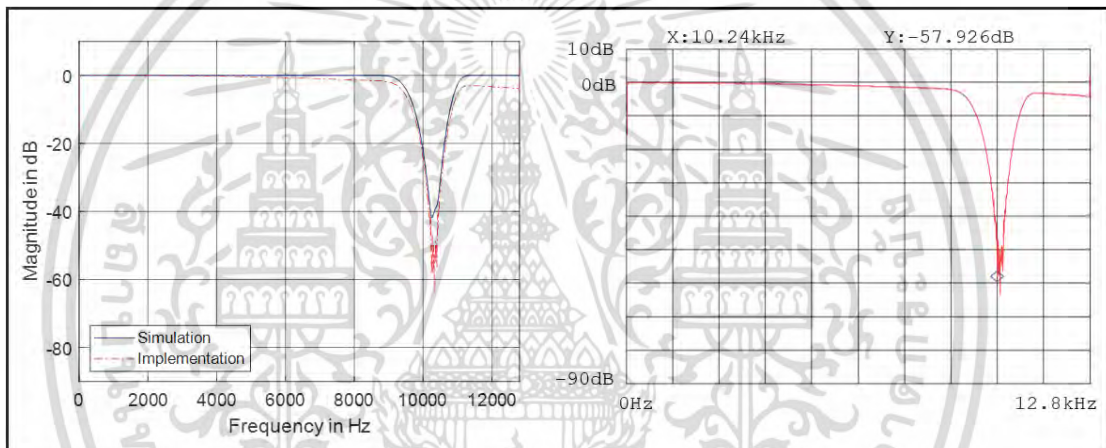


รูปที่ 7.58 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุด
เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.1π , ความถี่กลาง = 0.3π

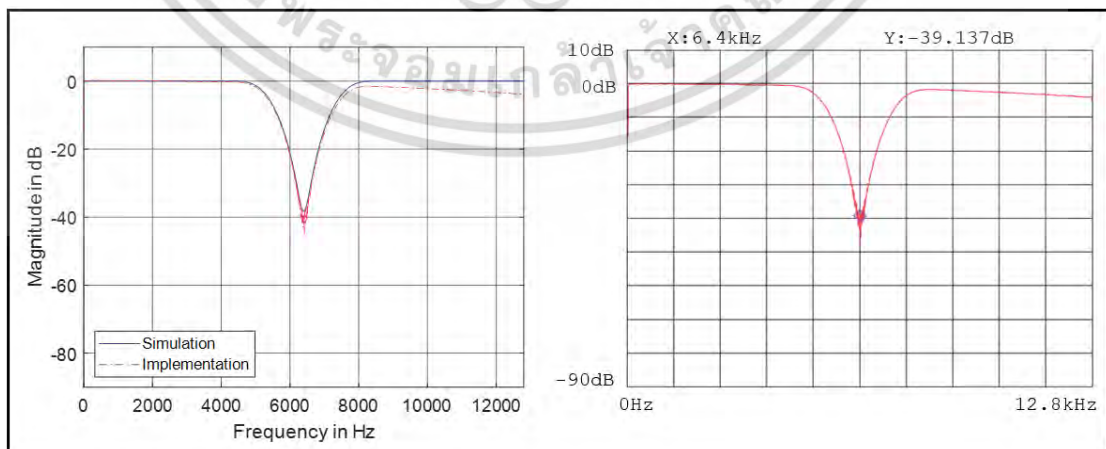
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.59 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุด
เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.1π , ความถี่กลาง = 0.6π

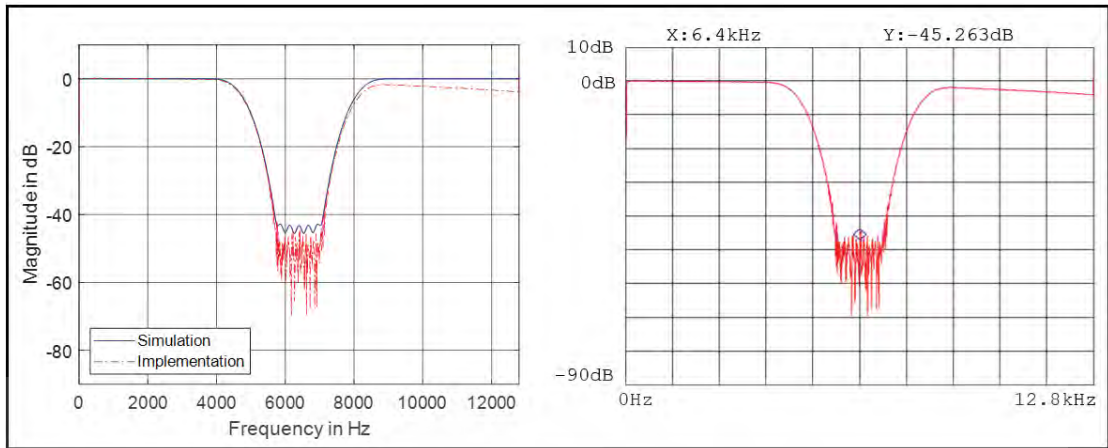


รูปที่ 7.60 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุด
เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.1π , ความถี่กลาง = 0.6π

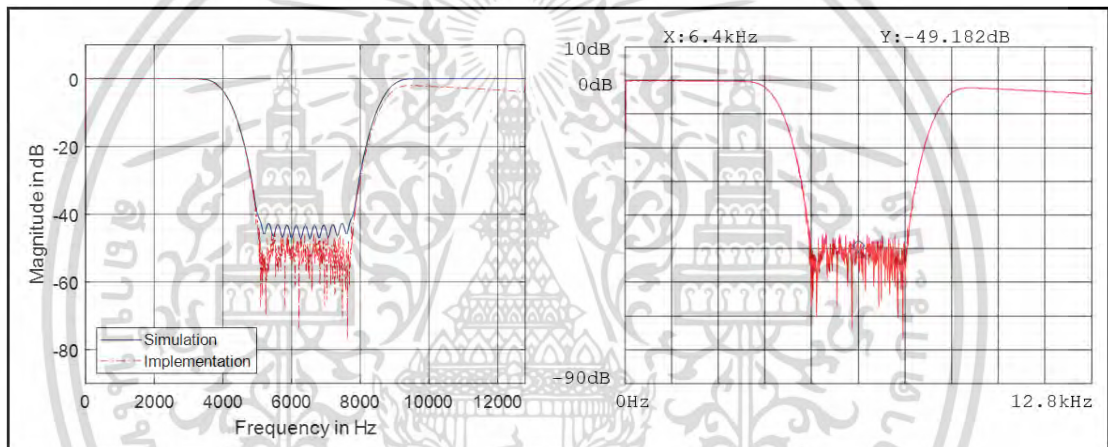


รูปที่ 7.61 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุด

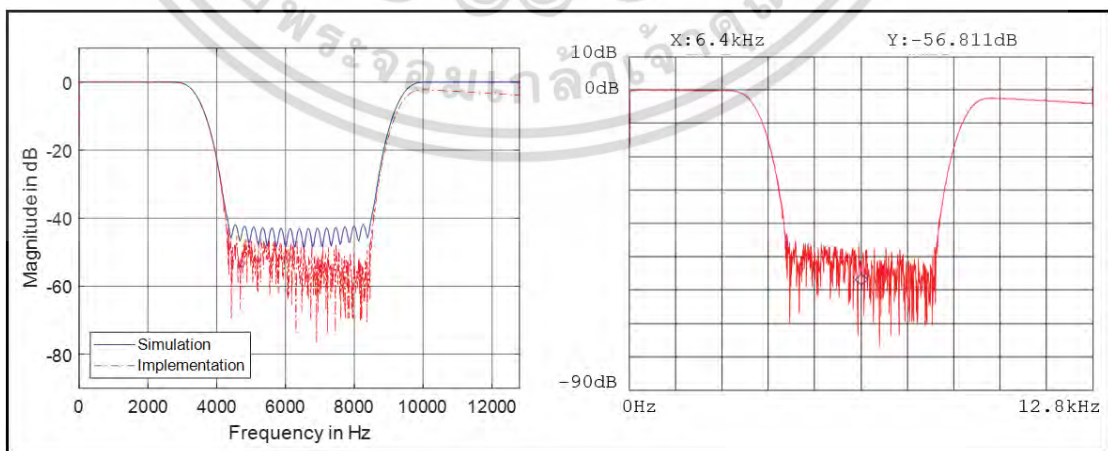
เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.15π , ความถี่กลาง = 0.5π
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.62 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุด
เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.25π , ความถี่กลาง = 0.5π



รูปที่ 7.63 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุด
เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.35π , ความถี่กลาง = 0.5π



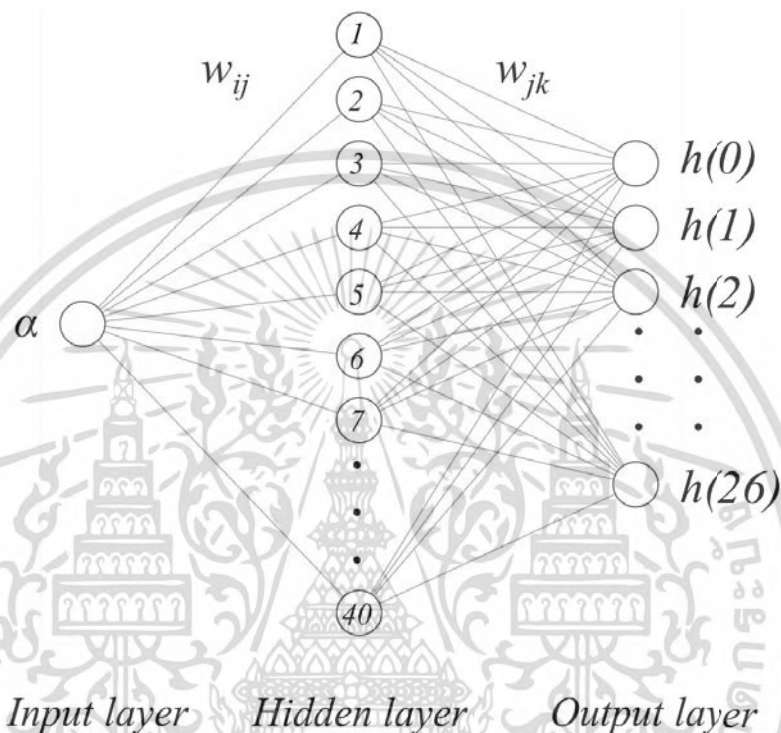
รูปที่ 7.64 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุด
เมื่อความกว้างแบนด์ = 0.45π , ความถี่กลาง = 0.5π

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.4 วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขแบบปรับจูนได้โดยใช้โครงข่ายประสาทเทียม

7.4.1 การออกแบบ

ด้วยวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขแบบปรับจูนได้โดยใช้โครงข่ายประสาทเทียม ที่ได้นำเสนอไป在本ที่ 5 ซึ่งใช้โครงข่ายประสาทเทียมที่มีวิธีการเรียนรู้แบบ back-propagation ดังรูปที่ 7.65 เป็นกลไกในการปรับค่าสัมประสิทธิ์วงจรกรอง



รูปที่ 7.65 โครงข่ายประสาทเทียมวิธี back-propagation สำหรับกลไกการปรับจูนที่นำเสนอ

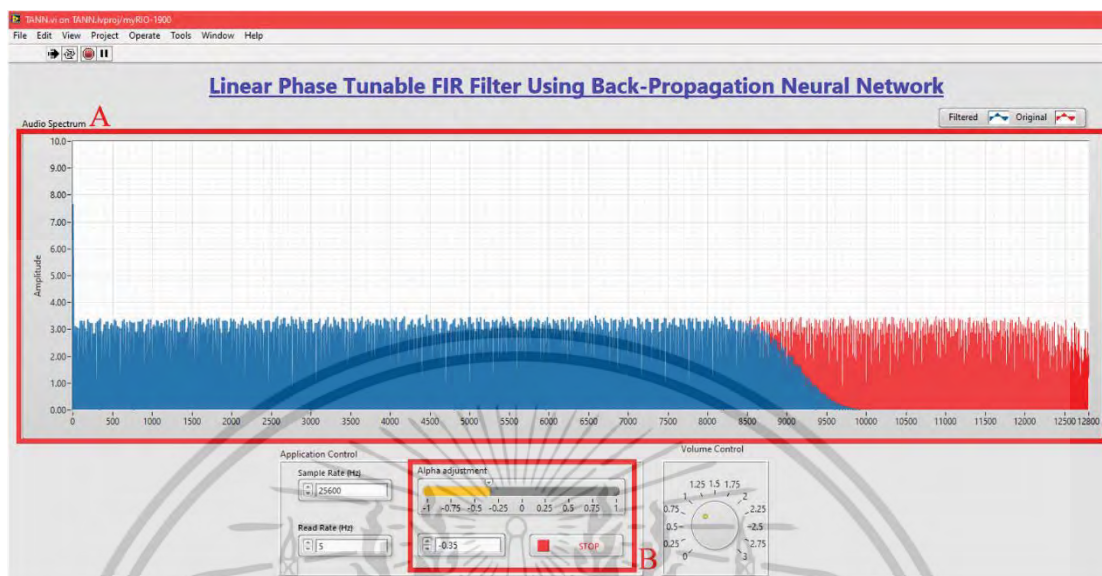
ซึ่งในหัวข้อนี้จะได้นำโครงข่ายประสาทเทียมสำหรับกลไกการปรับจูนที่นำเสนอดังรูปที่ 7.65 มาสร้างใช้จริงบนบอร์ด NI-myRIO ด้วยการนำไฟล์โปรเจกต์แม่แบบ (template) ดังที่ได้อธิบายไว้ในหัวข้อ 7.1 มาเขียนเป็นโครงข่ายประสาทเทียมสำหรับปรับค่าสัมประสิทธิ์วงจรกรองสัญญาณด้วยบล็อกไดอะแกรม ดังรูปที่ 7.66 ซึ่งได้แบ่งการอธิบายออกเป็น 2 ส่วนตามกรอบสี่เหลี่ยม

โดยใช้การเขียนโปรแกรมด้วยสคริปต์ซึ่งใช้บล็อก MathScript ในทั้ง 2 ส่วน เริ่มจากกรอบสี่เหลี่ยม A ที่เก็บค่าถ่วงน้ำหนักของโครงข่ายประสาทเทียม เสมือนเป็นองค์ความรู้ที่ได้จากการรู้จำค่าสัมประสิทธิ์วงจรกรองสัญญาณ จากนั้นเชื่อมต่อกับบล็อก MathScript ในกรอบสี่เหลี่ยม B ซึ่งสคริปต์บรรทัดที่ 7-13 เป็นฟังก์ชันกระตุ้น เปรียบเสมือนโครงข่ายประสาทเทียมดังรูปที่ 7.65 ซึ่งจะมีอินพุตอีกค่าหนึ่งคือค่าสัมประสิทธิ์การปรับจูน ที่รับเข้ามาจากคีย์บอร์ด โดยในกรอบสี่เหลี่ยม B สคริปต์บรรทัดที่ 17 ได้นำเอาต์พุตของโครงข่ายประสาทเทียมมาเรียงกันเป็นชุดสัมประสิทธิ์วงจรกรองสัญญาณ เพื่อให้สคริปต์บรรทัดที่ 19 ซึ่งเป็นคำสั่งเรียกใช้วงจรกรองสัญญาณนำไปใช้กรองสัญญาณ ซึ่งการทำงานภายในบล็อก MathScript นี้จะให้เอาต์พุตของสัญญาณที่ผ่านการกรองเป็นที่เรียบร้อยแล้วพร้อมส่งออกภาคสัญญาณเสียงขาออกของบอร์ด NI-myRIO ต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลังจากเชื่อมต่อบล็อกไดอะแกรมเพื่อสร้างวงจรกรองสัญญาณเรียบร้อยแล้วดังรูปที่ 7.66 จากนั้นจะทำการจัดระเบียบกราฟแสดงผลและแผงควบคุมในหน้าต่างแผงควบคุมได้ดังรูปที่ 7.20



รูปที่ 7.67 หน้าต่างแผงควบคุมสำหรับวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขแบบปรับจูนได้โดยใช้โครงข่ายประสาทเทียม

จากรูปที่ 7.67 หน้าต่างแผงควบคุมบอร์ด NI-myRIO สำหรับวงจรกรองสัญญาณแบบปรับจูนได้โดยใช้โครงข่ายประสาทเทียม ในกรอบสี่เหลี่ยม A แสดงสเปกตรัมของสัญญาณขาเข้าด้วยกราฟเส้นสีแดง และแสดงสเปกตรัมของสัญญาณหลังผ่านวงจรกรองด้วยกราฟเส้นสีน้ำเงิน ซึ่งพล็อตอยู่บนหน้าต่างเดียว และในกรอบสี่เหลี่ยม B เป็นแถบควบคุมค่าสัมประสิทธิ์การปรับจูนวงจรกรองสัญญาณซึ่งสามารถป้อนค่าลงไปหรือเลื่อนแถบสไลด์ก็ได้เช่นกัน โดยผลตอบสนองทางความถี่จะได้นำไปทดสอบด้วยเครื่องมือวัดต่อไป

7.4.2 การทดสอบ

การทดสอบการทำงานของโครงสร้างวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขแบบปรับจูนได้โดยใช้โครงข่ายประสาทเทียม จะใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่ได้จากการกระบวนการเรียนรู้ดังตารางที่ 7.8 ซึ่งเปรียบเสมือนองค์ความรู้ที่ตกผลึกแล้ว โดยเอาต์พุตที่ได้เป็นค่าสัมประสิทธิ์วงจรกรองสัญญาณ สำหรับนำไปใช้กรองสัญญาณต่อไป ด้วยค่าความถี่การสุ่มตัวอย่าง 25,600 เฮิรตซ์

ตารางที่ 7.8 สัมประสิทธิ์ที่ใช้สำหรับทดสอบโครงข่ายประสาทเทียม

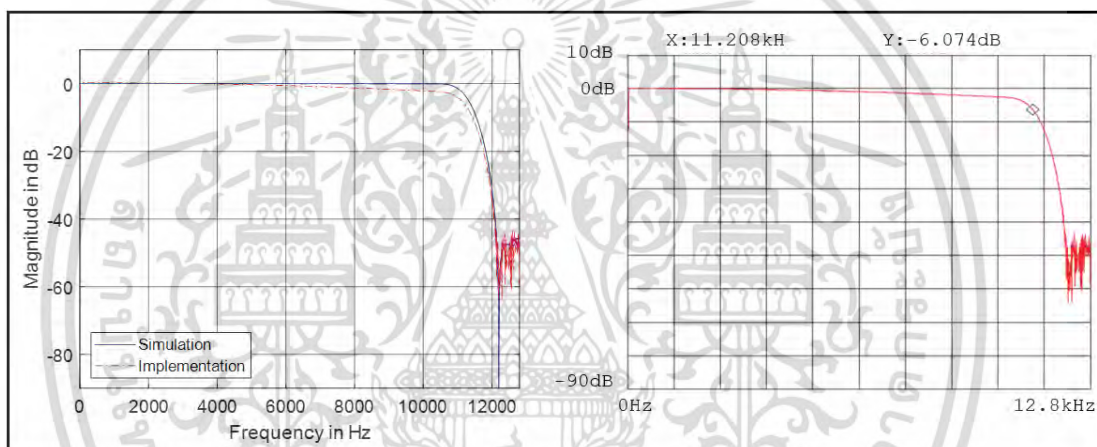
α	h(0)	h(1)	h(2)	h(3)	h(4)	h(5)	h(6)	h(7)	h(8)
-0.89	-0.00012	0.000247	-0.00043	0.000685	-0.00106	0.001576	-0.00227	0.003161	-0.00427
-0.87	0.000441	-0.00034	0.000234	-7.77E-05	-0.00017	0.000549	-0.00111	0.0019	-0.00295
-0.85	0.000856	-0.00083	0.000836	-0.00083	0.000779	-0.00062	0.000294	0.000264	-0.00112
-0.83	0.000973	-0.00106	0.001194	-0.00137	0.001542	-0.00166	0.001662	-0.00145	0.000945
-0.81	0.000732	-0.00092	0.001179	-0.00151	0.001907	-0.00232	0.002687	-0.00291	0.002876
-0.79	0.000205	-0.00046	0.000776	-0.0012	0.001748	-0.0024	0.003112	-0.00379	0.004305
...									
0.01	0.000486	0.00093	-0.00057	-0.00136	0.000817	0.002231	-0.00121	-0.00365	0.001734
...									
0.79	-0.0002	-0.00045	-0.00077	-0.0012	-0.00174	-0.00239	-0.0031	-0.00378	-0.00429
0.81	-0.00073	-0.00092	-0.00118	-0.00152	-0.00191	-0.00233	-0.00269	-0.00292	-0.00288
0.83	-0.00099	-0.00107	-0.00121	-0.00139	-0.00157	-0.00169	-0.00169	-0.00148	-0.00096
0.85	-0.0009	-0.00087	-0.00088	-0.00087	-0.00082	-0.00065	-0.00031	0.000277	0.001172
0.87	-0.00049	-0.00038	-0.00026	-8.61E-05	0.000186	0.000608	0.001232	0.002105	0.003272
α	h(9)	h(10)	h(11)	h(12)	h(13)	h(14)	h(15)	h(16)	h(17)
-0.89	0.005613	-0.00719	0.008987	-0.011	0.0132	-0.01555	0.018017	-0.02054	0.023079
-0.87	0.004301	-0.00596	0.007952	-0.01026	0.012856	-0.01572	0.018784	-0.022	0.025281
-0.85	0.002325	-0.00393	0.005972	-0.00846	0.01138	-0.01471	0.018386	-0.02234	0.026461
-0.83	-4.78E-05	-0.00132	0.003234	-0.00573	0.008841	-0.01254	0.016781	-0.02148	0.02651
-0.81	-0.00246	0.001527	3.57E-05	-0.00233	0.005415	-0.00932	0.014007	-0.0194	0.025357
-0.79	-0.0045	0.004205	-0.00323	0.00141	0.001388	-0.00525	0.010187	-0.01615	0.022982
...									
0.01	0.005751	-0.00236	-0.0087	0.003041	0.012761	-0.00375	-0.01833	0.00444	0.026195
...									
0.79	-0.00449	-0.00419	-0.00322	-0.00141	0.001383	0.00523	0.010152	0.01609	0.022902
0.81	-0.00246	-0.00153	3.57E-05	0.002333	0.005426	0.009336	0.014034	0.019437	0.025406
0.83	-4.86E-05	0.001344	0.003288	0.005831	0.00899	0.012752	0.017065	0.021841	0.026959
0.85	0.002438	0.004124	-0.006264	0.00887	0.011935	0.015425	0.019282	0.023425	0.027752
0.87	0.004765	0.006608	0.008809	-0.011361	0.014242	0.017409	0.020809	0.024368	0.028006
α	h(18)	h(19)	h(20)	h(21)	h(22)	h(23)	h(24)	h(25)	h(26)
-0.89	-0.02556	0.027936	-0.03014	0.032116	-0.03381	0.035182	-0.03619	0.036805	0.963046
-0.87	-0.02855	0.031718	-0.03469	0.037388	-0.03972	0.041616	-0.04302	0.043875	0.955344
-0.85	-0.03065	0.034766	-0.03869	0.042279	-0.04542	0.047984	-0.04989	0.051064	0.947662
-0.83	-0.03173	0.036958	-0.04201	0.046703	-0.05084	0.054256	-0.05681	0.058382	0.94014
-0.81	-0.03169	0.038183	-0.04457	0.050572	-0.05593	0.060397	-0.06375	0.065835	0.932809
-0.79	-0.03048	0.038344	-0.04624	0.05379	-0.06062	0.06636	-0.07071	0.073419	0.925569
...									
0.01	-0.00507	-0.038	0.005609	0.058111	-0.00602	-0.10261	0.006271	0.316768	0.492994
...									
0.79	0.030372	0.038211	0.046079	0.053604	0.060407	0.066131	0.070464	0.073166	0.074084
0.81	0.031756	0.038258	0.044653	0.050671	0.056041	0.060514	0.063876	0.065962	0.06667
0.83	0.032265	0.037584	0.042725	0.047494	0.051701	0.055174	0.057768	0.05937	0.059912
0.85	0.032141	0.036461	0.040574	0.044341	0.04763	0.050324	0.052323	0.053554	0.053969
0.87	0.031628	0.035137	0.038433	0.041418	0.044001	0.046101	0.047652	0.048603	0.048924

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

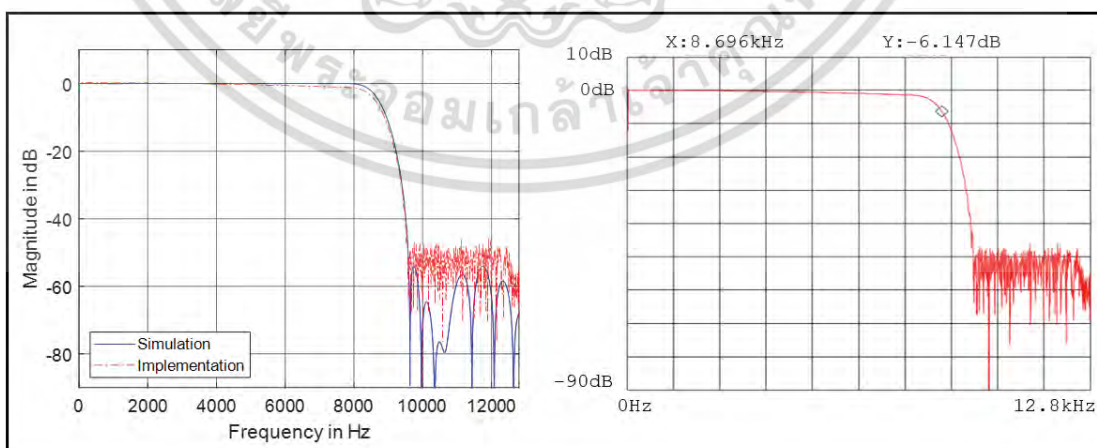
การวัดผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขแบบปรับจูนได้โดยใช้โครงข่ายประสาทเทียม ที่ทำงานบนบอร์ด NI-myRIO ทำได้ด้วยเครื่อง FFT dynamic signal analyzer รุ่น Agilent 35670A ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 7.68 ถึงรูปที่ 7.72 โดยรูปฝั่งซ้ายคือผลตอบสนองทางขนาดที่เปรียบเทียบกันระหว่างการทดสอบบนซอฟต์แวร์และการทดสอบด้วยฮาร์ดแวร์ รูปฝั่งขวาคือผลตอบสนองทางขนาดจากการทดสอบด้วยฮาร์ดแวร์ที่เป็นภาพหน้าจอของเครื่องมือวัด Agilent 35670A สำหรับการทดสอบโครงสร้างวงจรกรองสัญญาณแบบปรับจูนได้โดยใช้โครงข่ายประสาทเทียม จะทำการปรับจูนด้วยคุณสมบัติตามตารางที่ 7.9

ตารางที่ 7.9 คุณสมบัติสำหรับการปรับจูนวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่ใช้โครงข่ายประสาทเทียม

α	-0.7	-0.3	0	0.3	0.7
ความถี่ขอบแถบผ่าน (Hz)	11,376	8,775	6,400	4,024	1,423

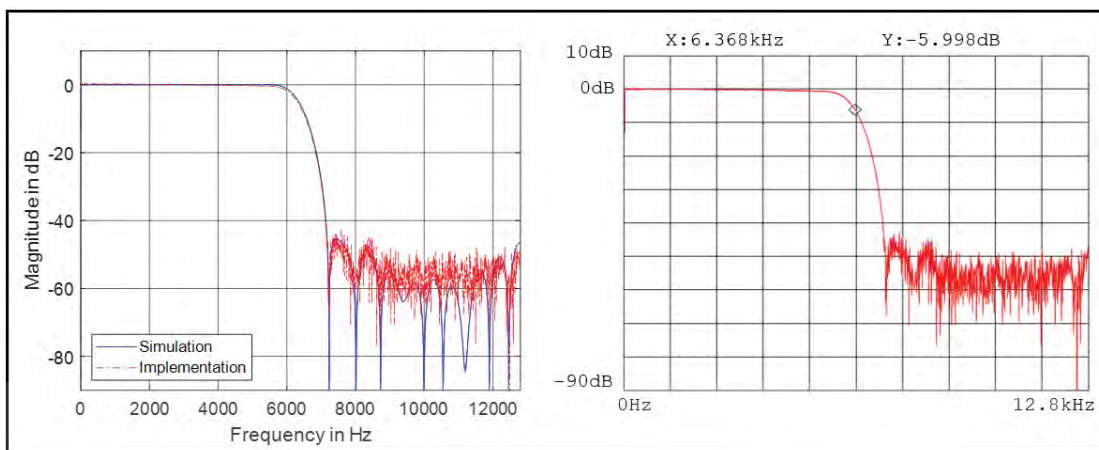


รูปที่ 7.68 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณที่ใช้โครงข่ายประสาทเทียมเมื่อ $\alpha = -0.7$

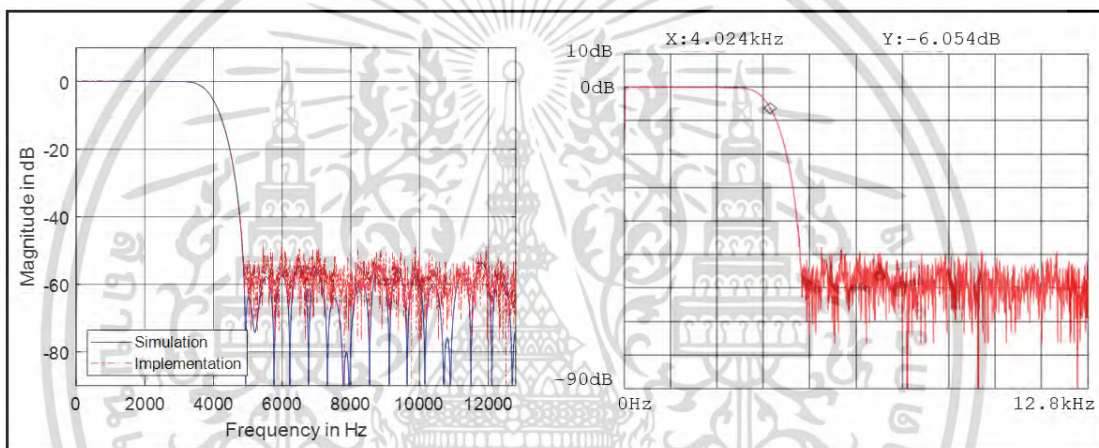


รูปที่ 7.69 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณที่ใช้โครงข่ายประสาทเทียมเมื่อ $\alpha = -0.3$

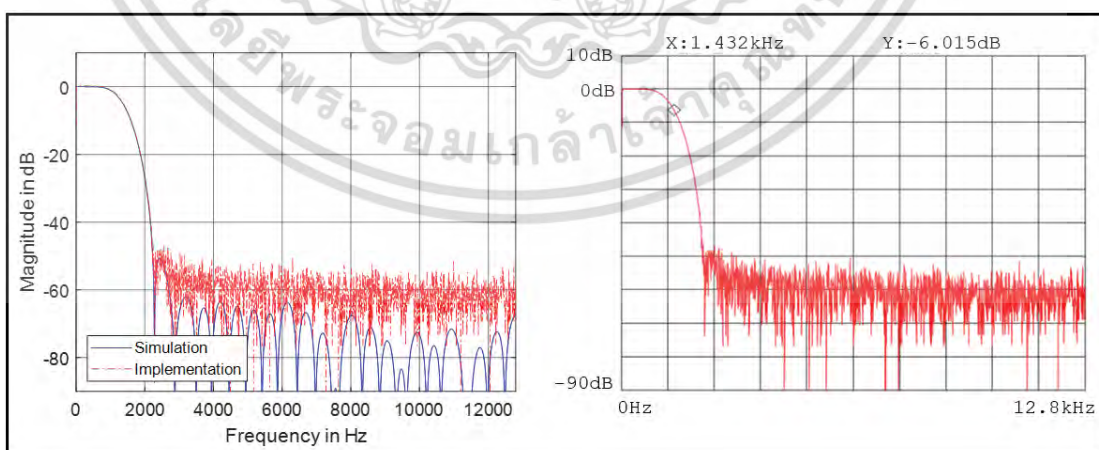
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.70 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณที่ใช้โครงข่ายประสาทเทียมเมื่อ $\alpha = 0$

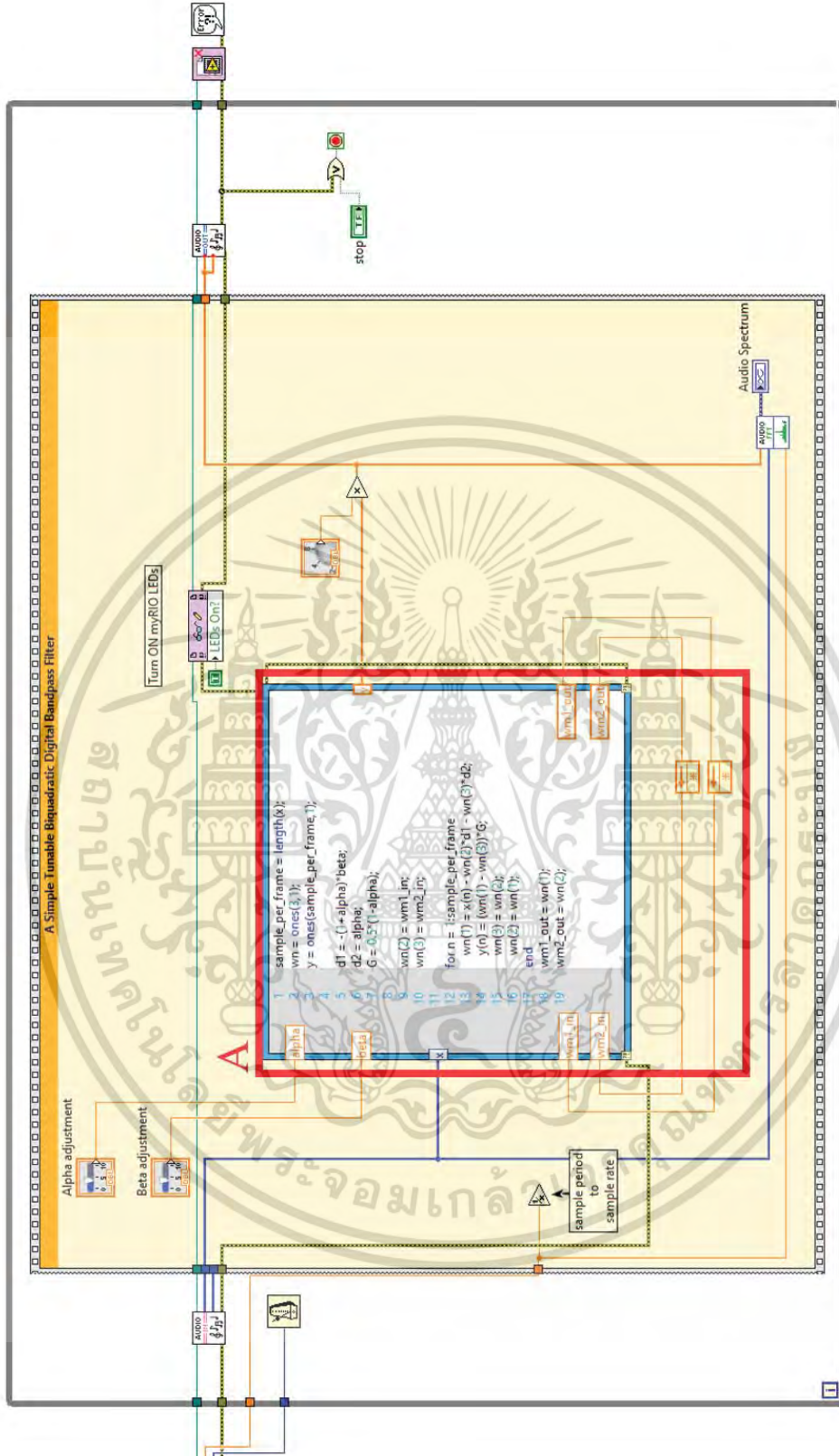


รูปที่ 7.71 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณที่ใช้โครงข่ายประสาทเทียมเมื่อ $\alpha = 0.3$



รูปที่ 7.72 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณที่ใช้โครงข่ายประสาทเทียมเมื่อ $\alpha = 0.7$

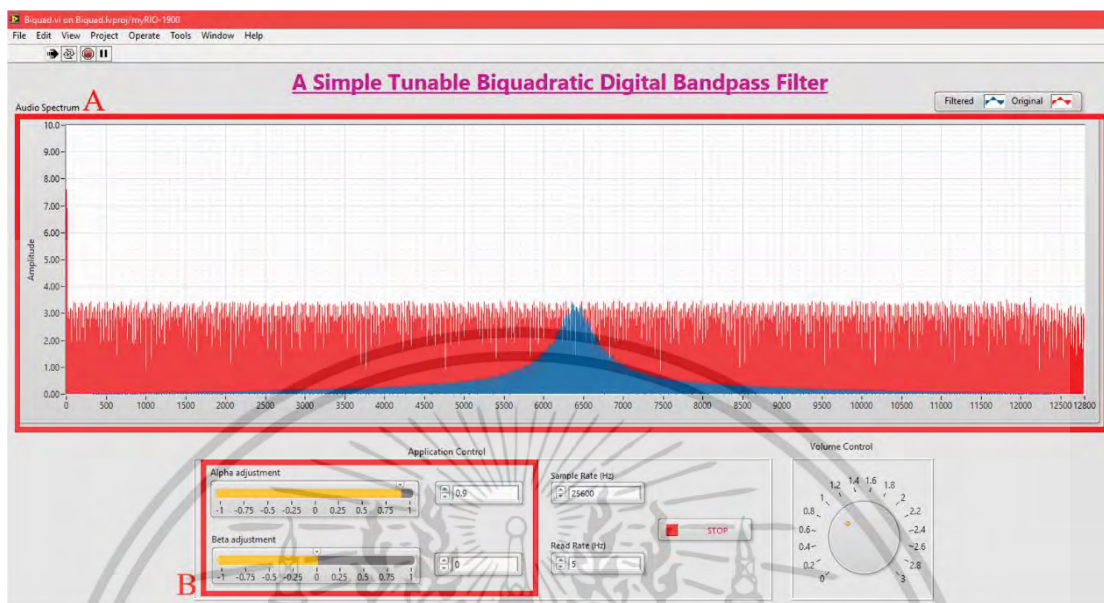
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.74 หน้าต่างบล็อกไดอะแกรมสำหรับวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบไปควอดที่ปรับสูงได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ให้บริการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลังจากเชื่อมต่อบล็อกไดอะแกรมเพื่อสร้างวงจรกรองสัญญาณเรียบร้อยแล้วดังรูปที่ 7.74 จากนั้นจะทำการจัดระเบียบกราฟแสดงผลและแผงควบคุมในหน้าต่างแผงควบคุมได้ดังรูปที่ 7.75



รูปที่ 7.75 หน้าต่างแผงควบคุมสำหรับวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบไบควอดที่ปรับจูนได้

จากรูปที่ 7.75 หน้าต่างแผงควบคุมบอร์ด NI-myRIO สำหรับวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบไบควอดที่ปรับจูนได้ ในกรอบสี่เหลี่ยม A แสดงสเปกตรัมของสัญญาณขาเข้าด้วยกราฟเส้นสีแดง และแสดงสเปกตรัมของสัญญาณหลังผ่านวงจรกรองด้วยกราฟเส้นสีน้ำเงิน ซึ่งพล็อตอยู่บนหน้าต่างเดียว และในกรอบสี่เหลี่ยม B เป็นแถบควบคุมค่าสัมประสิทธิ์การปรับจูนวงจรกรองสัญญาณ โดยมี 2 พารามิเตอร์สำหรับปรับจูน ซึ่งสามารถป้อนค่าลงไปหรือเลื่อนแถบสไลด์ก็ได้เช่นกัน โดยผลตอบสนองทางความถี่จะได้นำไปทดสอบด้วยเครื่องมือวัดต่อไป

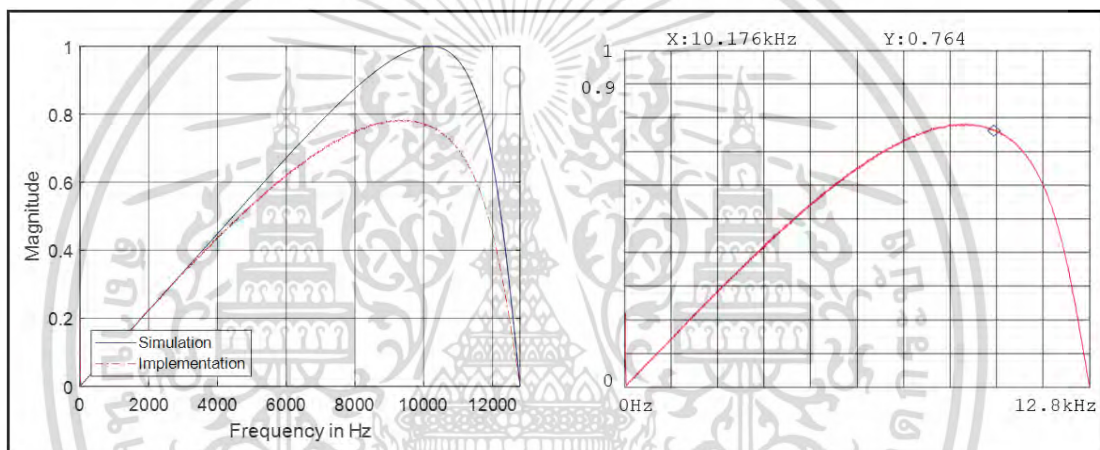
7.5.2 การทดสอบ

การทดสอบผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบไบควอดที่ปรับจูนได้ ที่ทำงานบนบอร์ด NI-myRIO ทำได้ด้วยเครื่อง FFT dynamic signal analyzer รุ่น Agilent 35670A โดยใช้ค่าความถี่การสุ่มตัวอย่าง 25,600 เฮิรตซ์ ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 7.76 ถึงรูปที่ 7.83 โดยรูปฝั่งซ้ายคือผลตอบสนองทางขนาดที่เปรียบเทียบกันระหว่างการทดสอบบนซอฟต์แวร์และการทดสอบด้วยฮาร์ดแวร์ รูปฝั่งขวาคือผลตอบสนองทางขนาดจากการทดสอบด้วยฮาร์ดแวร์ที่เป็นภาพหน้าจอของเครื่องมือวัด Agilent 35670A สำหรับการทดสอบโครงสร้างวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบไบควอดที่ปรับจูนได้ จะทำการปรับจูนด้วยคุณสมบัติตามตารางที่ 7.10

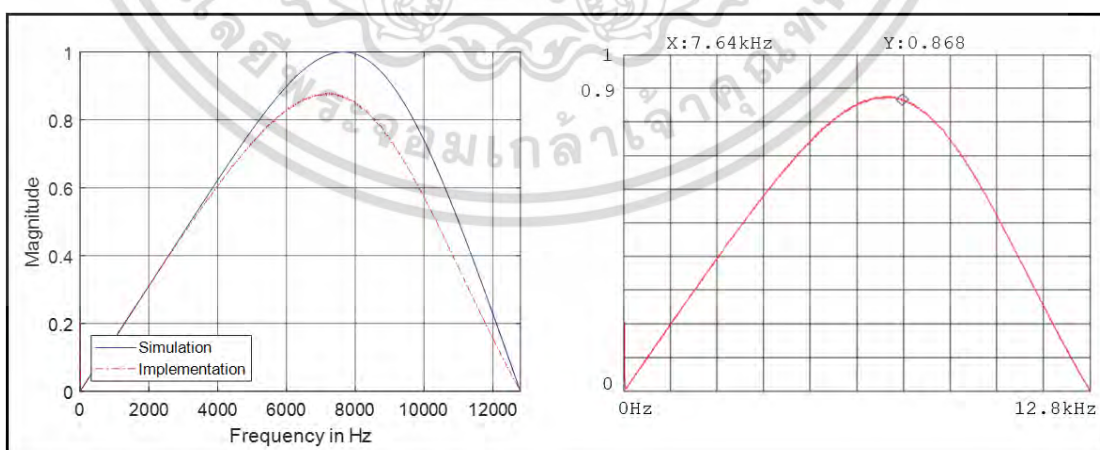
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 7.10 คุณสมบัติสำหรับการปรับจูนวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบไบควอด

α	β	ความถี่กลาง (Hz)	ความกว้างแบนด์ (Hz)
0.1	-0.8	10,178	887
0.1	-0.3	7,641	887
0.1	0.3	5,159	887
0.1	0.8	2,622	887
0.2	0	6,400	10,178
0.4	0	6,400	7,641
0.6	0	6,400	5,159
0.8	0	6,400	2,622

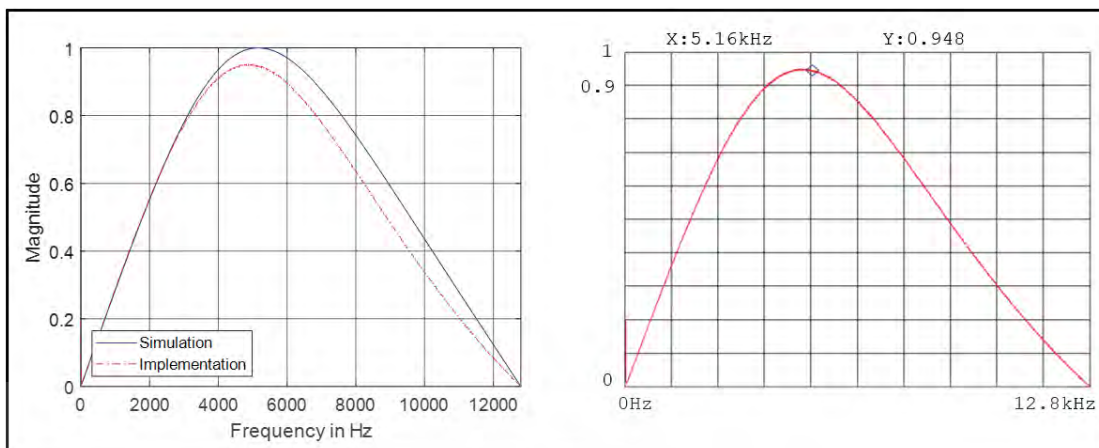


รูปที่ 7.76 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดเมื่อ $\alpha = 0.1$, $\beta = -0.8$

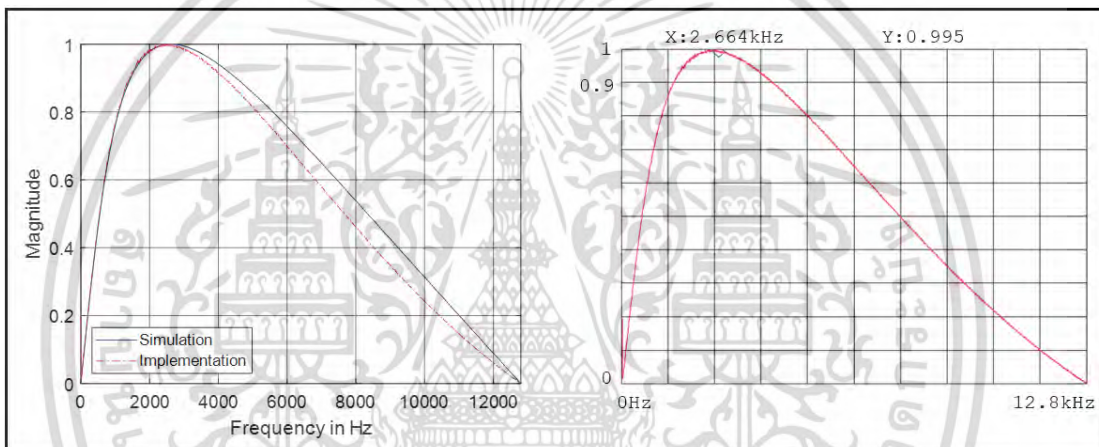


รูปที่ 7.77 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดเมื่อ $\alpha = 0.1$, $\beta = -0.3$

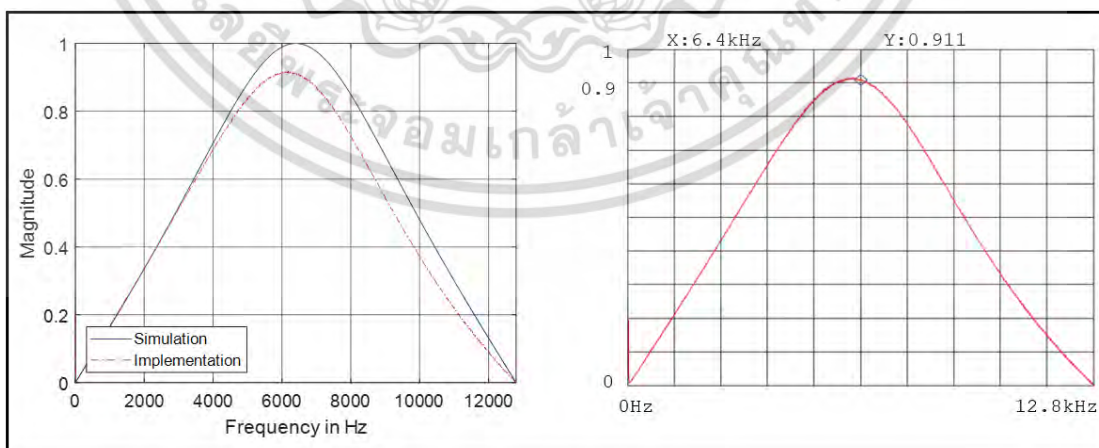
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.78 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดเมื่อ $\alpha = 0.1, \beta = 0.3$

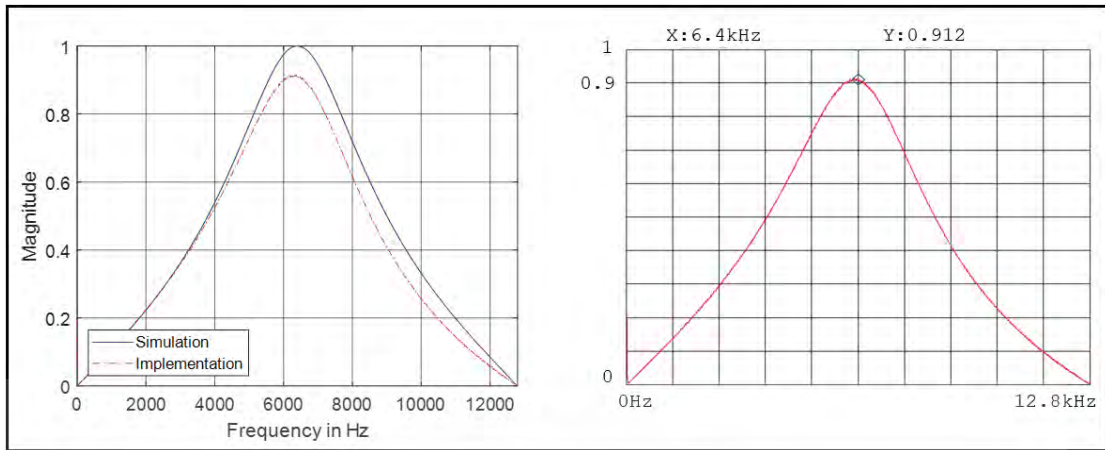


รูปที่ 7.79 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดเมื่อ $\alpha = 0.1, \beta = 0.8$

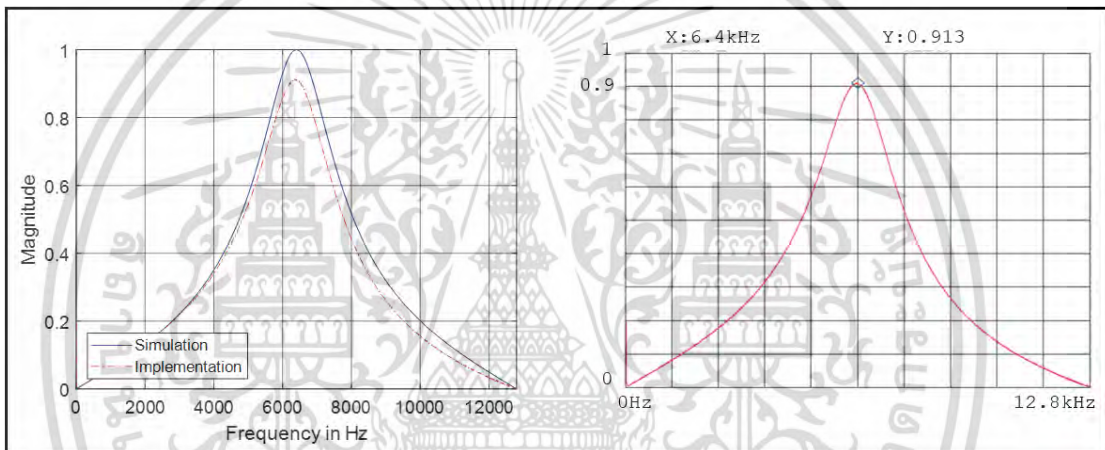


รูปที่ 7.80 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดเมื่อ $\alpha = 0.2, \beta = 0$

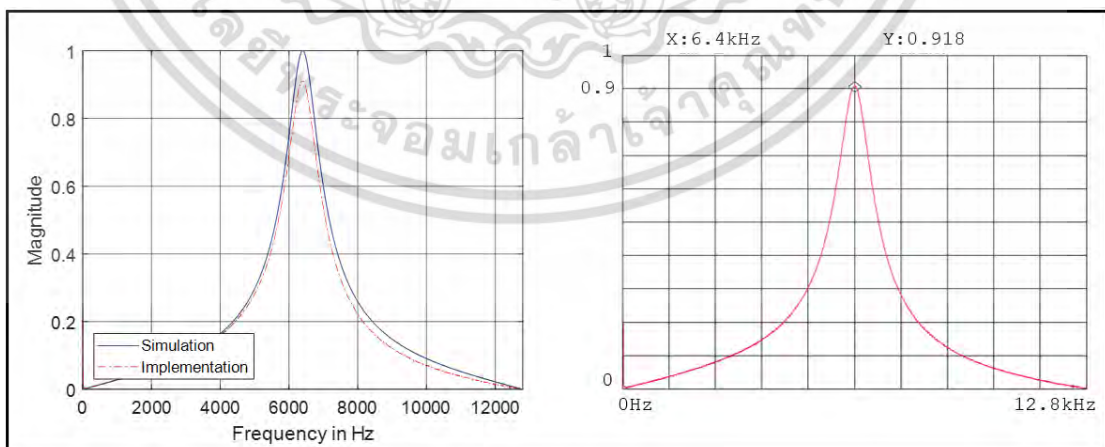
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.81 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดเมื่อ $\alpha = 0.4$, $\beta = 0$



รูปที่ 7.82 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดเมื่อ $\alpha = 0.6$, $\beta = 0$



รูปที่ 7.83 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดเมื่อ $\alpha = 0.8$, $\beta = 0$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.6 สรุป

ในบทที่ 7 นี้ได้นำองค์ความรู้จากการออกแบบวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขแบบปรับจูนได้จาก 4 บทก่อนหน้า มาสร้างใช้จริงบนอุปกรณ์ FPGA บอร์ด NI-myRIO ซึ่งมีภาคภาคแปลงสัญญาณเชิงอุปมานไปเป็นสัญญาณเชิงเลข (A/D converter) และภาคแปลงสัญญาณเชิงเลขไปเป็นสัญญาณเชิงอุปมาน (D/A converter) ได้แก่ วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดหลายเอาต์พุตแบบปรับจูนได้ [5], วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน/วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุดชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดแบบปรับจูนได้ [6], วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขแบบปรับจูนได้โดยใช้โครงข่ายประสาทเทียม และวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบไบควอดที่ปรับจูนได้ [7] เพื่อยืนยันว่าวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขแบบปรับจูนได้ที่นำเสนอ สามารถสร้างบนฮาร์ดแวร์และทำงาน ณ เวลาจริงได้ โดยใช้ซอฟต์แวร์ LabVIEW ในการพัฒนาโปรแกรมควบคุมบอร์ด NI-myRIO ทั้งนี้ตัวซอฟต์แวร์และฮาร์ดแวร์ดังกล่าวต่างเป็นผลิตภัณฑ์ของบริษัท National Instruments (NI) โดยในการเขียนโปรแกรมควบคุมจะสร้างโปรเจกเป็นแม่แบบไว้ก่อน ซึ่งประกอบไปด้วยไฟล์ vi (virtual instrument) ย่อยหลาย ๆ ไฟล์มาทำงานร่วมกันเป็นระบบสำหรับควบคุม FPGA บนบอร์ด NI-myRIO ในการนำไฟล์แม่แบบมาสร้างวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอสามารถเขียนโปรแกรมได้ทั้งแบบภาษากราฟฟิก และภาษาที่เป็นสคริปต์โค้ด ซึ่งจะพิจารณาเลือกใช้ตามความเหมาะสม หลังจากออกแบบโปรแกรมเสร็จและโหลดไฟล์เลขฐานสอง (binary file) ลงบอร์ด NI-myRIO เรียบร้อย จึงได้ทำการทดสอบผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณที่ทำงานบนบอร์ด NI-myRIO ด้วยเครื่อง FFT dynamic signal analyzer รุ่น Agilent 35670A ซึ่งเป็นเครื่องมือที่สามารถสร้างสัญญาณซ้ำแบบ chirp เพื่อเป็นอินพุตให้แก่บอร์ด NI-myRIO และสามารถนำสัญญาณเอาต์พุตมาหาผลตอบสนองทางความถี่ได้ โดยจากผลการทดสอบในหัวข้อที่ 7.2 – 7.5 ได้แสดงให้เห็นแล้วว่าวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขแบบปรับจูนได้ที่นำเสนอทั้งหมดสามารถใช้งานได้จริงบนฮาร์ดแวร์ อีกทั้งยังให้ผลตอบสนองทางความถี่เหมือนกันกับผลการจำลองการทำงานบนซอฟต์แวร์

บทที่ 8

บทสรุป

8.1 บทสรุปวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดและชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์ไม่จำกัดแบบปรับจูนได้ ซึ่งได้แบ่งการนำเสนอออกเป็น 4 งานวิจัยคือ 1) วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดหลายเอาต์พุตแบบปรับจูนได้ [5] ซึ่งโครงสร้างนี้ใช้วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่ต่ำต้นแบบ 2 ชุด โดยมี 1 อินพุต แต่สามารถให้ผลลัพธ์ได้พร้อมกัน เวลาเดียวกัน 6 เอาต์พุต ทำให้สามารถลดจำนวนทรัพยากรในการนำไปสร้างจริงได้ ทั้ง adder, multiplier และ unit delay เมื่อเทียบกับวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดทั่วไป 6 ชุด ซึ่งโครงสร้างนี้เหมาะสมกับการนำไปสร้างบน VLSI หรือ ASIC chip แต่อย่างไรก็ตามเอาต์พุตที่เป็นวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านและวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุดนั้น จะไม่สามารถควบคุมความกว้างแบนด์หรือความถี่กลางได้ จึงนำไปสู่งานวิจัยถัดมา 2) วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน/วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุดชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดแบบปรับจูนได้ [6] ซึ่งใช้หลักการเชื่อมต่อกันระหว่างวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่ต่ำและวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่สูง ทั้งแบบต่อเรียงกันและแบบต่อขนาน โดยมีเงื่อนไขการทำงานเพื่อให้ได้วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน/วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุด ทั้งสองงานวิจัยนี้ใช้การแปลงความถี่กับวงจรกรองสัญญาณต้นแบบเพื่อให้ผลตอบสนองทางความถี่สามารถปรับจูนได้ แต่กระนั้นเมื่อพิจารณาฟังก์ชันระบบของโครงสร้างวงจรกรองที่ใช้การแปลงความถี่แล้วพบว่า ผลตอบสนองทางเฟสสูญเสียความเป็นเชิงเส้นไป ถึงแม้ว่าวงจรกรองสัญญาณต้นแบบจะเป็นชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดก็ตาม จึงเป็นที่มาของงานวิจัยที่ 3) วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขแบบปรับจูนได้โดยใช้โครงข่ายประสาทเทียม ที่ใช้การเรียนรู้แบบ back-propagation มาเรียนรู้ระหว่างค่าพารามิเตอร์ตัวจูนกับสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด ซึ่งมีความสัมพันธ์ระหว่างค่าพารามิเตอร์ตัวจูนกับความถี่ขอบแถบผ่านแบบเดียวกันกับสองงานวิจัยแรก โดยโครงข่ายประสาทเทียมจะเป็นกลไกในการป้อนชุดค่าสัมประสิทธิ์วงจรกรองที่ให้ผลตอบสนองทางเฟสเป็นเชิงเส้นแก่โครงสร้างวงจรกรองสัญญาณต่อไป และงานวิจัยชิ้นสุดท้ายสำหรับวิทยานิพนธ์นี้ 4) วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบไบควอดที่ปรับจูนได้สำหรับการรับรู้สเปกตรัมในระบบวิทยุรู้คิด [7] เนื่องจากเป็นวงกรองสัญญาณแบบไบควอด จึงทำให้มีความซับซ้อนต่ำและให้ผลตอบสนองทางขนาดที่คม อีกทั้งยังมีเรื่องของระยะเวลาของสัญญาณที่น้อยกว่าเมื่อเทียบกับวงจรกรองสัญญาณชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด ทั้งนี้การจะเลือกใช้งานวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขจากงานวิจัยทั้ง 4 จะขึ้นอยู่กับเงื่อนไขการใช้งานและช่วงความถี่ที่ต้องการ/ไม่ต้องการ ซึ่งต่างมีข้อดีและข้อจำกัดแตกต่างกันไปโดยสรุปได้ดังตารางที่ 8.1 และเปรียบเทียบความแตกต่างของการปรับจูนเมื่อนำวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขจากงานวิจัยทั้ง 4 ไปสร้างบนบอร์ด NI-myRIO ได้ดังตารางที่ 8.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 8.1 เปรียบเทียบข้อดีของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขจากงานวิจัยทั้ง 4

	ASIC /VLSI	Multiple output	Linear phase	Low complexity
วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดหลายเอาต์พุตแบบปรับจูนได้	✓	✓		
วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน/ วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุดชนิด ผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดแบบปรับจูนได้		✓		
วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขแบบปรับจูนได้โดยใช้ โครงข่ายประสาทเทียม			✓	
วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน แบบไปควอดที่ปรับจูนได้				✓

ตารางที่ 8.2 เปรียบเทียบความแตกต่างของการปรับจูนเมื่อนำวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขจากงานวิจัยทั้ง 4 ไปสร้างบนบอร์ด NI-myRIO

	จำนวนตัว แปรจูน	ช่วงของ การปรับจูน	หน้าที่ของตัวแปร การปรับจูน
วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดหลายเอาต์พุตแบบปรับจูนได้	1	$-1 < \alpha < 1$	ความถี่ขอบแถบผ่าน
วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่าน/ วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบหยุดชนิด ผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดแบบปรับจูนได้	2	$-1 < \alpha < 1$ $-1 < \beta < 1$	ความถี่ขอบแถบผ่าน 1 ความถี่ขอบแถบผ่าน 2
วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขแบบปรับจูนได้โดยใช้ โครงข่ายประสาทเทียม	1	$-1 < \alpha < 1$	ความถี่ขอบแถบผ่าน
วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขความถี่แถบผ่านแบบ ไปควอดที่ปรับจูนได้	2	$0 < \alpha < 1$ $-1 < \beta < 1$	ความกว้างแบนด์ ความถี่กลาง

8.2 ข้อเสนอแนะ

หลังจากดำเนินงานวิจัยภายใต้วิทยานิพนธ์ วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดและชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์ไม่จำกัดแบบปรับจูนได้ เป็นที่เรียบร้อยแล้ว พบว่ามีประเด็นที่สามารถต่อยอดได้คือ การรับรู้สเปกตรัม (spectrum sensing) ในระบบวิทยุรู้คิด (cognitive radio system) โดยนำวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอพร้อมแนวคิดการตรวจจับพลังงานไปสร้างบนระบบวิทยุกำหนดด้วยซอฟต์แวร์หรือ SDR (Software-defined radio) ซึ่งมีอุปกรณ์บนแพลตฟอร์มที่แตกต่างกันไปขึ้นกับช่วงความถี่ที่สามารถทำงานได้ เช่น HackRF, USRP, KiwiSDR เป็นต้น รวมไปถึงจำนวนสายอากาศที่สามารถใช้งานได้อย่างพร้อมเพียงกัน โดยพัฒนาได้ด้วยซอฟต์แวร์ต่าง ๆ ได้แก่ GNU Radio, LabVIEW หรือ MATLAB Simulink ซึ่งขึ้นอยู่กับลิขสิทธิ์และอุปกรณ์นั้น ๆ ด้วย เพื่อทดสอบแนวคิดที่นำเสนอให้เห็นมุมมองของการใช้งานจริง และปรับปรุงให้ระบบมีศักยภาพมากยิ่งขึ้นได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] S. W. Smith, *The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing*, California Technical Publishing, 1999.
- [2] S. Chivapreecha, S. Yimman, C. Pradabpet and K. Dejhan, "FPGA Implementation Of Multi-Functional Digital Filter Based On Non-Recursive Scheme," in *Robotics, Vision, Information and Signal Processing ROVISP2005*, 2005.
- [3] S. J. Darak, V. A. Prasad and E. M.-K. Lai, "Efficient Implementation of Reconfigurable Warped Digital Filters With Variable Low-Pass, High-Pass, Bandpass, and Bandstop Responses," *IEEE TRANSACTIONS ON VERY LARGE SCALE INTEGRATION (VLSI) SYSTEMS*, vol. 21, no. 6, pp. 1165-1169, June 2013.
- [4] M. V. Valkenburg, *Analog filter design*, Oxford University Press, 1982.
- [5] P. Sutthikarn, S. Chivapreecha and A. Trirat, "A Tunable Multiple Outputs FIR Filter Structure Realization," in *Proc. 10th International Conference on Robotics, Vision, Signal Processing & Power Applications (ROVISP 2018)*, 2018.
- [6] P. Sutthikarn, S. Chivapreecha, T. Jongsataporn and A. Trirat, "Tunable Bandpass/Bandstop Digital Filters Based on 1st-order Allpass Network Instead of Unit Delay," in *Proc. 5th International Conference on Engineering, Applied Sciences and Technology (ICEAST 2019)*, 2019.
- [7] P. Sutthikarn, S. Chivapreecha, T. Jongsataporn and A. Trirat, "A Simple Tunable Biquadratic Digital Bandpass Filter Design for Spectrum Sensing in Cognitive Radio," in *Proc. 17th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON 2020)*, 2020.
- [8] A. Ambede and V. A. Prasad, "Design of Low Complexity Variable Digital Filters using First Order All Pass Transformation and Improved Coefficient Decimation Method," in *Proc. 2014 2nd International Conference on Devices, Circuits and Systems (ICDCS)*, 2014.
- [9] A. Ambede and V. A. Prasad, "Design and Implementation of High-Speed All-Pass Trans-formation Based Variable Digital Filters by Breaking the Dependence of Operating Frequency on Filter Order," *IEEE TRANSACTIONS ON VERY LARGE SCALE INTEGRATION (VLSI) SYSTEMS*, vol. 24, no. 5, pp. 2008-2012, May 2016.
- [10] H. Kaur and B. Dhaliwal, "Design of Low Pass FIR Filter Using Artificial Neural Network," *International Journal of Information and Electronics Engineering*, vol. 3, no. 2, March 2013.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [11] D. A. Wahab, D. Zaghar and S. Laki, "FIR filter design based neural network," in *Proc. 11th International Symposium on Communication Systems, Networks & Digital Signal Processing (CSNDSP)*, Budapest, 2018.
- [12] X.-H. Wang and Y.-G. He, "A neural network approach to FIR filter design using frequency-response masking technique," *Signal Processing*, vol. 88, no. 12, pp. 2917-2926, 2008.
- [13] B. Farhang-Boroujeny, "Filter bank spectrum sensing for cognitive radios," *IEEE TRANSACTIONS ON SIGNAL PROCESSING*, vol. 56, no. 5, pp. 1801-1811, May 2008.
- [14] Y. CUI, Z. ZHAO and H. ZHANG, "An efficient filter banks based multicarrier system in cognitive radio networks," *Radioengineering*, vol. 19, no. 4, pp. 479-487, December 2010.
- [15] R. Indrakanti and E. Elia, "Low complexity spectrum sensing technique for cognitive radio using Farrow Structure Digital Filters," *Engineering Science and Technology, an International Journal*, vol. 22, no. 1, pp. 131-142, February 2019.
- [16] T. Yucek and H. Arslan, "A Survey of Spectrum Sensing Algorithms for Cognitive Radio Applications," *IEEE COMMUNICATIONS SURVEYS & TUTORIALS*, vol. 11, no. 1, pp. 116-130, 2009.
- [17] H. Tang, "Some Physical Layer Issues of Wide-band Cognitive Radio Systems," in *Proc. IEEE International Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks*, 2005.
- [18] D. Cabric and R. W. Brodersen, "Physical layer design issues to cognitive radio systems," in *Proc. IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 2005.
- [19] D. Cabric, S. M. Mishra and R. W. Brodersen, "Implementation issues in spectrum sensing for cognitive radios," in *Proc. Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers*, California, 2004.
- [20] S. K. Mitra, *Digital Signal Processing: A Computer-based Approach*, 4th ed., McGraw-Hill, 2011.
- [21] J. Proakis and D. Manolakis, *Digital Signal Processing: Principle, Algorithm and Applications*, 4th ed., Pearson, 2006.
- [22] R. Rojas, *Neural Networks: A Systematic Introduction*, Springer Science & Business Media, 1996.
- [23] S. Chivapreecha, "Universal biquadratic digital filter with tunable capability," in *Proc. 2011 IEEE Region 10 Conference (TENCON 2011)*, 2011.

- [24] C. Ittinaradech, S. Chivapreecha and C. Pradabpet, "Tunable Single-Input Multi-Outputs Biquadratic Digital Filter," in *Proc. 2017 International Symposium on Multimedia and Communication Technology*, 2017.
- [25] S. Yimman, W. Hinjit, W. Ussawongaraya, P. Thoopluang and K. Dejhan, "Design and Implementation of IIR Multiple Notch Filter with Modified Pole-Zero Placement Algorithm," *The Journal of KMITNB*, vol. 15, no. 2, April 2005.
- [26] Y.-C. Liang, Y. Zeng, E. C. Peh and T. Hoang, "Sensing-throughput tradeoff for cognitive radio networks," *IEEE TRANSACTIONS ON WIRELESS COMMUNICATIONS*, vol. 7, no. 4, pp. 1326-1337, April 2008.
- [27] N. Wang, Y. Gao and X. Zhang, "Adaptive spectrum sensing algorithm under different primary user utilizations," *IEEE COMMUNICATIONS LETTERS*, vol. 17, no. 9, pp. 1838-1841, September 2013.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

1. ภิรมวิษญ์ สุทธิกาญจน์, อีระเดช กุศลธรรมรัตน์, ชูวานนท์ เทพลีธา, อัครพล ตรีรัตน์ และ ศรวัฒน์ ชิวปรีชา: “การพัฒนาแบบจำลองทางวิศวกรรมดาวเทียม KMITL-CubeSat และการทดสอบด้วยบอลลูนความสูง,” การประชุมวิชาการ งานวิจัย และพัฒนาเชิงประยุกต์ ครั้งที่ 9 (ECTI-CARD 2017), vol.2, pp.1099-1100, จังหวัดเลย, 25-28 กรกฎาคม 2560.
2. ภิรมวิษญ์ สุทธิกาญจน์, อัครพล ตรีรัตน์ และ ศรวัฒน์ ชิวปรีชา: “ระบบตรวจจับการล้ม/ จำแนกอิริยาบถพร้อมทั้งระบุตำแหน่งภายในอาคารด้วยเทคโนโลยีชิคปี,” การประชุมวิชาการ งานวิจัย และพัฒนาเชิงประยุกต์ ครั้งที่ 10 (ECTI-CARD 2018), pp.569-5672, จังหวัดพิษณุโลก, 26-29 มิถุนายน 2561.
3. P. Sutthikarn, S. Chivapreecha and A. Trirat. “A Tunable Multiple Outputs FIR Filter Structure Realization,” Proc. The 10th International Conference on Robotics, Vision, Information and Signal Processing (ROVISP 2018), pp.615-621, Penang, Malaysia, August 14-15, 2018.
4. P. Sutthikarn, S. Chivapreecha, T. Jongsataporn and A. Trirat, "Tunable Bandpass/Bandstop Digital Filters Based on 1st-order Allpass Network Instead of Unit Delay," 2019 5th International Conference on Engineering, Applied Sciences and Technology (ICEAST 2019), Luang Prabang, Laos, 2019, pp. 1-4, doi: 10.1109/ICEAST.2019.8802574.
5. ตรงศรี ไชยสีทา, ธงทอง ณ นคร, ชัญญา ประเทศรัตน์, ภิรมวิษญ์ สุทธิกาญจน์, ศรวัฒน์ ชิวปรีชา และ อัครพล ตรีรัตน์, “การพัฒนาระบบติดตามพิกัดของ High Altitude Balloon ด้วยระบบ APRS,” การประชุมวิชาการ งานวิจัย และพัฒนาเชิงประยุกต์ ครั้งที่ 12 (ECTI-CARD 2020), 26-27 พฤษภาคม 2563.
6. P. Sutthikarn, S. Chivapreecha, A. Trirat and T. Jongsataporn, "A Simple Tunable Biquadratic Digital Bandpass Filter Design for Spectrum Sensing in Cognitive Radio," 2020 17th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON 2020), Phuket, Thailand, 2020, pp. 71-75, doi: 10.1109/ECTI-CON49241.2020.9158219.
7. P. Sutthikarn, W. Sitha, S. Chivapreecha, A. Trirat and T. Jongsataporn, "Automatic Position Reporting System for Miniaturized Satellite Experiment Using High-Altitude Balloon," 2020 the 5th International STEM Education Conference (iSTEM-Ed 2020), Hua-Hin, Thailand, 2020
8. วรายุทธ สีทา, ภิรมวิษญ์ สุทธิกาญจน์ และ ศรวัฒน์ ชิวปรีชา, “การพัฒนาโปรแกรมจำลองสำหรับใช้งานวางแผนภารกิจการทดสอบทางวิทยาศาสตร์/วิศวกรรมศาสตร์ ด้วย High-Altitude Balloon,” การประชุมวิชาการระดับชาติ "ราชภัฏกรุงเทพฯ" (ARUCON 2020), 15-16 ธันวาคม 2563.



ECTI – CON 2020
— PHUKET, THAILAND

ECTI – CON 2020

The 17th International Conference
on Electrical Engineering/Electronics, Computer,
Telecommunications and Information Technology
24 – 27 June 2020

Virtual Conference Hosted by College of Computing, Prince of Songkla University

PROCEEDINGS & PROGRAM BOOK



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A Simple Tunable Biquadratic Digital Bandpass Filter Design for Spectrum Sensing in Cognitive Radio

Pemnavit Sutthikarn, Sorawat Chivapreecha, Akraphon Trirat, *Thitaphan Jongsatoporn
 Department of Telecommunications Engineering, Faculty of Engineering

King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand

*Industrial Physics and Medical Instrumentation

*King Mongkut's University of Technology North Bangkok, Bangkok 10800, Thailand

pemnavit@hotmail.com, akraphon@telecom.kmitl.ac.th, *thitaphan.j@sci.kmutnb.ac.th

Abstract— This article presents a design and realization of tunable digital bandpass filter based on using biquadratic filter for spectrum sensing in cognitive radio. The biquadratic bandpass digital filter structure has shown and after that the tunable approach will be derived. The bandwidth and center frequency of the proposed tunable biquadratic digital bandpass filter can be tuned by tuning parameters. In each band, energy detection by spectrum sensing method will be used by cognitive radio users (CRU) for recognize the frequency spectrum of primary user (PU). If there are not having any PU in that band, the status of band will set to spectrum hole. Eventually, CRU can utilize this channel.

Keywords—Cognitive Radio, Spectrum Sensing, Energy Detection, Tunable Bandpass Digital Filter, Biquadratic Digital Filter.

I. INTRODUCTION

Nowadays, wireless telecommunications are limited frequency resources. For maximum efficiency, if any channel is free or useless, we can allocate the channel for usage. Cognitive radio network is one of the technologies that meet the efficient use of frequency resources. Because the network will allow users to check the use of radio frequencies before transmitting data. This will increase the opportunity for both primary users and cognitive radio users to be able to share frequency channels with different times. Resulting in the use of cognitive radio networks to increase the number of users on the limited resources. However, the use of this network requires evasive allocation between primary user and cognitive radio user.

The important step is spectrum sensing. By checking the air frequency spectrum for the usable frequency range. Which is the most important step because if cannot be able to recognize the spectrum correctly, it will lead to cannot determine the gap of frequency band. Causing adverse effects such as able to check that the desired frequency channel is free, but actually primary user is using the channel. There are various methods for spectrum sensing [1] such as waveform-based sensing. Due to a known pattern required, This method can be operated by correlating between the received signal and a known pattern of itself [2]. Certainly that the systems must have known signal patterns for this method. Cyclostationarity-based sensing, the detection methods that can decompose noise from primary user's signals. These algorithms can be performed by using spectral correlation analysis function. In actually that noise is no correlation and weak-sense stationary (WSS), while modulated signals are periodic signal and cyclostationary

with spectral correlation. [3]. Matched-filtering, the method require a known transmitted signal for PU detection. It requires perfect information of the PU's signal features such as bandwidth, carrier frequency, type of modulation and frame format. The complexity of sensing implementation is very large [4]. Due to cognitive radio user need to receive for all signal features.

Many of bandpass filter are necessary for spectrum sensing in order to scan the unused frequency. Certainly that cognitive radio based on the use of software defined radio, so the system will be digitally and the bandpass digital filter can be used. Generally, the filter bank based spectrum sensing methods based on fixed filter banks [5, 6]. This article proposes a spectrum sensing method, using simple tunable biquadratic digital bandpass filters and energy detection method for cognitive radio systems. As know that biquadratic digital filter is the 2nd-order IIR filter, which low complexity to apply for spectrum sensing. Lead to tunable bandwidth and center frequency resulting in very low complexity and simple design.

This article is organized as follows. The related theory about tunable biquadratic bandpass digital filter design and energy detection method is reviewed in segment II and segment III, respectively. Segment IV, the proposed tunable biquadratic bandpass digital filter for spectrum sensing will be illustrate. Segment V, the magnitude responses that acquired from proposed structure are shown to confirm tunable capability based spectrums sensing. Finally, conclusions of this article is summarized in segment VI.

II. TUNABLE BIQUADRATIC BANDPASS DIGITAL FILTER

From universal biquadratic digital filter transfer functions [7], we can acquire the biquadratic bandpass digital transfer functions as equation (1).

$$H(z) = \frac{G(1-z^2)}{1+d_1z^{-1}+d_2z^{-2}} \quad (1)$$

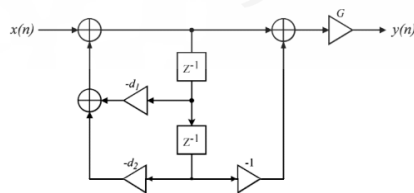


Fig. 1. Biquadratic digital bandpass filter structure.

We will derive biquadratic bandpass digital transfer functions by pole-zero placement method. Using zero location at $z_1 = e^{j0}$, $z_2 = e^{j\pi}$ and pole location at $p_1 = re^{j\omega_p}$, $p_2 = re^{-j\omega_p}$ where ω_p is angle of pole position and r is pole radius. Substitute z_1, z_2, p_1, p_2 in pole-zero-gain transfer functions as equation (2) and we can get equation (3).

$$H(z) = k \left[\frac{(z - z_1)(z - z_2)}{(z - p_1)(z - p_2)} \right] \quad (2)$$

$$H(z) = k \left[\frac{1 - z^{-2}}{1 - 2r \cos \omega_p z^{-1} + r^2 z^{-2}} \right] \quad (3)$$

$$r = 1 - \left(\frac{bw}{F_s} \right) \pi \quad (4)$$

where F_s is sampling frequency and bw is bandwidth.

Calculating pole angle ω_p from equation (5) [8].

$$\cos \omega_p = \frac{1 + r^2}{2r} \cos \omega_0 \quad (5)$$

Replace (5) in (3), here we get equation (6).

$$H(z) = k \left[\frac{1 - z^{-2}}{1 - (1 + r^2) \cos \omega_0 z^{-1} + r^2 z^{-2}} \right] \quad (6)$$

where ω_0 is center frequency.

To evaluate k , we set magnitude response at ω_0 equal to

$$|H(z)|_{z=e^{j\omega_0}} = 1, k \text{ as given below.}$$

$$k = \frac{1 - r^2}{2} \quad (7)$$

Replace k in equation (6), we obtain

$$H(z) = \frac{1 - r^2}{2} \left[\frac{1 - z^{-2}}{1 - (1 + r^2) \cos \omega_0 z^{-1} + r^2 z^{-2}} \right] \quad (8)$$

Comparison (1) and (8) for coefficients and specify $\alpha = r^2$, $\beta = \cos \omega_0$ can give

$$G = (1 - \alpha) / 2 \quad (9)$$

$$d_1 = -(1 + \alpha) \beta \quad (10)$$

$$d_2 = \alpha \quad (11)$$

From Fig. 1. the filter parameters can be obtained from equation (9) - (11), which the new function of tuning parameters. Resulting to comfortable tuning and no need to re-calculate filter coefficients as traditional filter. The proposed tunable biquadratic digital bandpass filter structure can be shown in Fig. 2. The symbol \llcorner is 1-bit shifter.

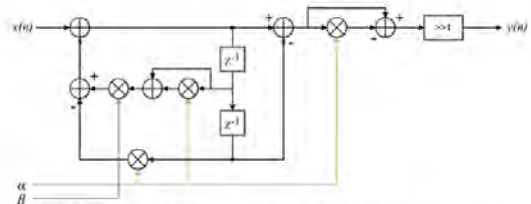


Fig. 2. The proposed tunable biquadratic digital bandpass filter structure.

The value of α is $0 < \alpha < 1$. Because α relates to pole radius, α will affect to bandwidth by inverse value. α will be one of tuning parameters of our proposed bandpass filter. The relation between the desired bandwidth and α as shows in Fig. 3.

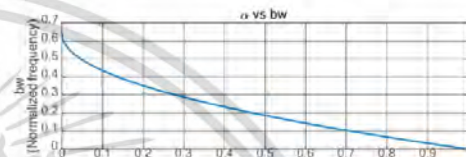


Fig. 3. Relation between the desired bandwidth and α .

The value of β is $-1 < \beta < 1$. Since ω_0 can vary from 0 to π rad, β will be another tuning parameter for center frequency of the proposed bandpass filter, which is inverse value each other. The relation between the desired ω_0 and α as show in Fig. 4.

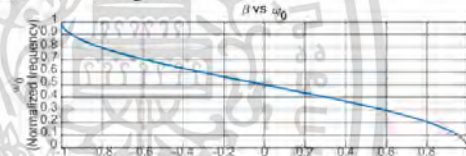


Fig. 4. Relation between the desired ω_0 and β .

Fig. 5. shows magnitude responses which tuning using various of α (bandwidth tuning) and β (center frequency tuning).

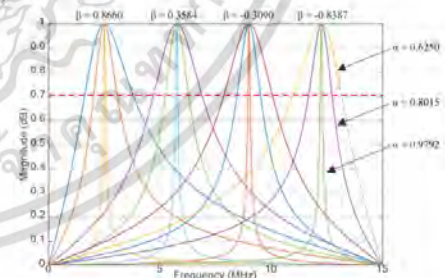


Fig. 5. Magnitude responses of tunable biquadratic digital bandpass filter.

III. ENERGY DETECTION METHOD

Energy detection method is widely use spectrum sensing scheme by reason of its low complexities of implementation and computation [1]. Method is simpler as CRU, where do not need any information on the PU signals. Firstly, the energy of the PU input signals will be measured by energy detector over a time period, then a threshold will be

compared with the PU received energy to decide that the channel band is available or busy. A binary hypothesis as equation (12) can represent the sensing decision.

$$y_k(n) = \begin{cases} w(n) & H_0 : \text{signal absent} \\ x_k + w(n) & H_1 : \text{signal present} \end{cases} \quad (12)$$

Let τ is the available sensing time in second and N_s is the number of samples ($N_s = \tau f_s$). The test measures the energy for energy detector is given by equation (13).

$$E = \frac{1}{N_s} \sum_{n=1}^{N_s} |y_k|^2 \quad (13)$$

The detection algorithm performance can be inferred with two probabilities value: P_f probability of false alarm under hypothesis H_0 ; P_d probability of detection under hypothesis H_1 .

P_f is the probability that the result erroneously decides which the examined channel band is busy but actually is not. Using central limit theorem (CLT), E can be estimated by a Gaussian distribution [9]. That make $p_0(x)$ probability density function with mean $\mu_0 = \sigma_n^2$ and variance $\sigma_0^2 = 2\sigma_n^4 / N_s$, when σ_n^2 is noise variance. P_f can be realized as equation (14).

$$P_f = Pr(E > \lambda | H_0) = \int_{\lambda}^{\infty} p_0(x) dx = Q\left(\frac{\lambda - \mu_0}{\sigma_0}\right) \quad (14)$$

P_d is the probability that detect a truly present signal on the examined channel band. Hence, a great probability of detection is required. Similarly, Using the CLT, $p_1(x)$ can be estimated by a normal distribution with mean $\mu_1 = (SNR+1)\sigma_n^2$ and variance $\sigma_1^2 = 2\sigma_n^4(SNR+1)/N_s$. P_d can be realized as equation (15).

$$P_d = Pr(E > \lambda | H_1) = \int_{\lambda}^{\infty} p_1(x) dx = Q\left(\frac{\lambda - \mu_1}{\sigma_1}\right) \quad (15)$$

where $Q(x)$ is the probability that a standard normal random variable takes a value larger than x ; λ is the threshold value.

The major procedures in any spectrum sensing scheme is setting of λ . A fixed threshold can cause to vary in the detection and probability of false because the noise power is uncertain. An adaptive threshold algorithm has been proposed [10]. For making the spectrum efficiency superior for both PU and CRU. P_e , the probability of error in decision is made a minimum by using equation (16)

$$\min(P_e(\lambda)) = \min\{(1-\eta)P_f + \eta(1-P_d)\} \quad (16)$$

where η is spectrum utilization ratio ($0 < \eta < 1$). The adaptive threshold can be derived from solving (16), as equation (17).

$$\lambda = \sigma_n^2 \frac{1 + \sqrt{1 + \frac{4}{N_s} \left(1 + \frac{2}{SNR}\right) \ln\left(\frac{(1-\eta)}{\eta} (1+SNR)\right)}}{(2+SNR)/(1+SNR)} \quad (17)$$

Equation (17) can be simplified when the number of samples N_s is converge to positive infinite,

$$\lambda = \frac{2\sigma_n^2(1+SNR)}{(2+SNR)} ; (N_s \rightarrow +\infty) \quad (18)$$

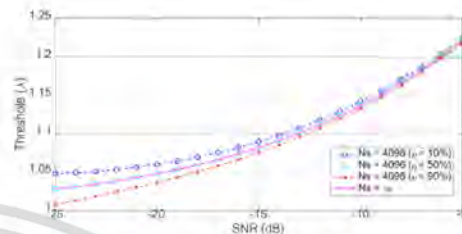


Fig. 6. Relation between adaptive threshold and SNR.

Fig. 6. shows relation between adaptive threshold and SNR for various spectrum utilization η and N_s . The adaptive threshold value be liable to approach the same when SNR increases. For the spectrum utilization η of 50%, the solid line for $N_s \rightarrow +\infty$ is overlapped with the square line due to $(1-0.5)/0.5$ is equal to 1. When number of samples converge to infinity, the adaptive threshold setting not rely on the spectrum utilization η . Equation (18) can be considered that the adaptive threshold setting algorithm as a simple expression when the spectrum utilization is 50%.

IV. PROPOSED TUNABLE BIQUADRATIC BANDPASS DIGITAL FILTER FOR SPECTRUM SENSING

From segment II, tunable biquadratic bandpass digital filter using 2 parameters for tuning. α for bandwidth and β for center frequency.

The proposed spectrum sensing combine with tunable biquadratic bandpass digital filter and energy detection respectively which the scheme is shown in Fig. 7. where $x(n)$ is received signal.

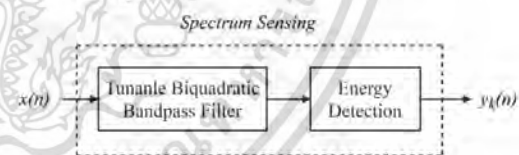


Fig. 7. Tunable biquadratic bandpass filter based spectrum sensing scheme.

$x(n)$ will be filtered by tunable biquadratic bandpass filter that separate into 8-channels with a bandwidth 1.25 MHz for first level spectrum sensing [11]. The next level spectrum sensing analyze only the bands PU's signal are detected. In second level will using small bandwidth for precision sensing. Spectrum hole or busy channel can consider by comparing the energy level which can calculate using equation (13) and adaptive threshold value as formulated as equation (18). If energy level less than the threshold level in that band, then that band is occupied and can be notified as a spectrum hole. On the other hand, if the energy level of any band is greater than the threshold value, then can be summarized as the band is busy.

V. RESULTS

A QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) modulated signal with carrier frequencies of 6.875 and 12.75 MHz and bandwidth 0.25 MHz that represented at 10 MHz, as shown in Fig. 8. And the noisy QPSK signal is shown in Fig. 9, for illustration purposes.

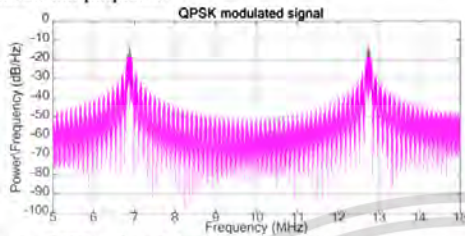


Fig. 8. QPSK modulated signal in frequency domain.

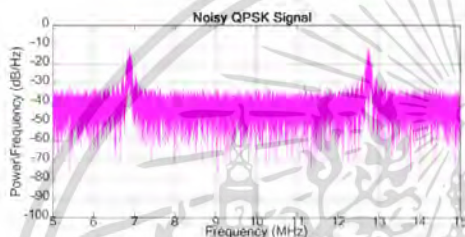


Fig. 9. Noisy QPSK signal in frequency domain.

Spectrum sensing in the first level. The tunable bandpass filter with the maximum bandwidth separate into different 8 channel in range between 5 - 15 MHz will be used. The magnitude response of the 8 channel tunable biquadratic digital bandpass is shown in Fig. 10. The bandpass filter tuning parameters of each band are given in Table I.

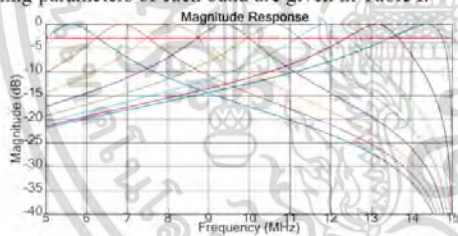


Fig. 10. Magnitude responses of 8 channel tunable biquadratic digital bandpass filter.

TABLE I. THE FILTER TUNING PARAMETERS OF 8 BANDS.

Band/Parameter	1 st	2 nd	3 rd	4 th	5 th	6 th	7 th	8 th
Center frequency (MHz)	5.625	6.875	8.125	9.375	10.625	11.875	13.125	14.375
Bandwidth (MHz)	1.25	1.25	1.25	1.25	1.25	1.25	1.25	1.25
α	0.7553	0.7553	0.7553	0.7553	0.7553	0.7553	0.7553	0.7553
β	0.3827	0.1305	-0.1305	-0.3827	-0.6088	-0.7934	-0.9239	-0.9914

Let consider the interested spectrum PU1 and PU2, which two PUs operating in different frequency band as shown in Fig. 9. PU1 and PU2 are detected in the 2nd and 7th

band as shown in Fig. 11. Now, consider only the frequency band that PU was detected.

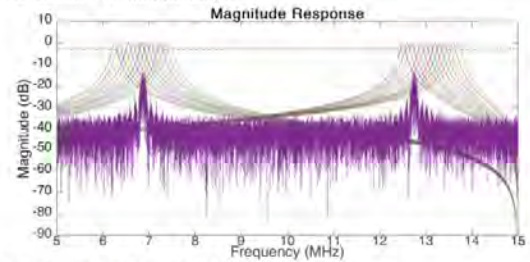


Fig. 11. PU sensed in 2nd and 7th bands.

In the secondary level sensing, there are divided filter to 13 filters per band. Each band have bandwidth 100 kHz in which all of 13 center frequency value will coverage that band. The bandpass filter tuning parameters of each secondary level filters are given in Table II. together with the threshold and energy of output signal in each band.

TABLE II. SECONDARY LEVEL SENSING PARAMETERS.

Band	Frequency (MHz)	Center Frequency (MHz)	Alpha	Beta	Threshold	Energy
2 nd	6.2 - 6.3	6.25	0.979166	0.258819	1.334	1.008
	6.3 - 6.4	6.35	0.979166	0.238533	1.335	1.012
	6.4 - 6.5	6.45	0.979166	0.218143	1.335	1.018
	6.5 - 6.6	6.55	0.979166	0.197657	1.337	1.032
	6.6 - 6.7	6.65	0.979166	0.177085	1.340	1.064
	6.7 - 6.8	6.75	0.979166	0.156434	1.352	1.177
	6.8 - 6.9	6.85	0.979166	0.135716	1.390	1.632
	6.9 - 7.0	6.95	0.979166	0.114937	1.368	1.360
	7.0 - 7.1	7.05	0.979166	0.094108	1.344	1.100
	7.1 - 7.2	7.15	0.979166	0.073238	1.338	1.044
	7.2 - 7.3	7.25	0.979166	0.052336	1.336	1.025
	7.3 - 7.4	7.35	0.979166	0.031411	1.335	1.015
	7.4 - 7.5	7.45	0.979166	0.010472	1.335	1.010
7 th	12.45 - 12.55	12.5	0.979166	-0.866025	1.339	1.047
	12.55 - 12.65	12.6	0.979166	-0.876307	1.346	1.123
	12.65 - 12.75	12.7	0.979166	-0.886204	1.378	1.481
	12.75 - 12.85	12.8	0.979166	-0.895712	1.381	1.510
	12.85 - 12.95	12.9	0.979166	-0.904827	1.348	1.141
	12.95 - 13.05	13.0	0.979166	-0.913545	1.340	1.056
	13.05 - 13.15	13.1	0.979166	-0.921863	1.337	1.030
	13.15 - 13.25	13.2	0.979166	-0.929776	1.336	1.019
	13.25 - 13.35	13.3	0.979166	-0.937282	1.335	1.014
	13.35 - 13.45	13.4	0.979166	-0.944376	1.335	1.010
	13.45 - 13.55	13.5	0.979166	-0.951057	1.334	1.008
	13.55 - 13.65	13.6	0.979166	-0.957319	1.334	1.007
	13.65 - 13.75	13.7	0.979166	-0.963163	1.334	1.005

The energy in each output of tunable bandpass filter will be compared with the adaptive threshold value in which acquired from the output signal in that band. If the energy level below the threshold then that band will be available and can declare as spectrum holes. Table III. shows the range of frequency as spectrum holes.

TABLE III. SPECTRUM HOLES DETECTED.

100kHz Bandwidth	2 nd band		7 th band	
	Left (6.2MHz)	Right (7.5MHz)	Left (12.45MHz)	Right (13.75MHz)
	6.2 to 6.8 MHz	6.9 to 7.5 MHz	12.45 to 12.65 MHz	12.85 to 13.75 MHz

From Table IV, shows proposed biquadratic digital bandpass filter require less resources than other approaches. Complexity of fixed filter will increase by the number of using filter L. Farrow structure filter using high resources but they can control passband ripple and stopband attenuation. They have sharp cut-off rely on filter orders. However, the proposed filter still flexible when operate in secondary sensing level due to using only 2 tuning parameters, they can divided filter band to narrow bandwidth by using the same resources. While Farrow structure will require more resources resulting from increasing of sub-band filters.

TABLE IV. COMPARISON OF RESOURCES FOR DIFFERENT APPROACHES.

Approaches	Adder	Multiplier
Fixed Filter (Biquadratic bandpass filter)	3L	4L
Variable Bandwidth filter [11] (Farrow structure order 349)	171	175
Proposed Filter	5	4

VI. CONCLUSION

The proposed simple tunable biquadratic digital bandpass filter can be flexible tuned both of bandwidth and center frequency using 2 parameters. The spectrum sensing using energy detection based for cognitive radio can recognize the spectrum hole in each channel band which filtered by the tunable bandpass filter. Lead to cognitive radio users (CRU) can utilize that channel.

REFERENCES

- [1] T. Yucek and H. Arslan, "A Survey of Spectrum Sensing Algorithms for Cognitive Radio Applications," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 11, no. 1, 2009, pp. 116 – 130.
- [2] H. Tang, "Some physical layer issues of wide-band cognitive radio systems," in *Proc. IEEE Int. Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks*, Baltimore, Maryland, USA, Nov. 2005, pp. 151–159.
- [3] D. Cabric and R. W. Brodersen, "Physical layer design issues unique to cognitive radio systems," in *Proc. IEEE Int. Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Commun.*, vol. 2, Berlin, Germany, Sept. 2005, pp. 759–763.
- [4] D. Cabric, S. Mishra, and R. Brodersen, "Implementation issues in spectrum sensing for cognitive radios," in *Proc. Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers*, vol. 1, Pacific Grove, California, USA, Nov. 2004, pp. 772–776.
- [5] B. Farhang-Boroujeny, "Filter bank spectrum sensing for cognitive radios," *IEEE Trans. Signal Process.* 56 (5) (2008) 1801–1811.
- [6] Y. Cui, Z. Zhao, H. Zhang, "An efficient filter banks based multicarrier system in cognitive radio networks," *Radioengineering* 19 (4) (2010).
- [7] S. Chivapreecha, "Universal biquadratic digital filter with tunable capability," *Proc. 2011 IEEE Region 10 Conference (TENCON 2011)*, Nov. 2011.
- [8] S. Yimman, W. Hinjit, W. Ussawongaraya, P.Thooplung, K. Dejhan "Design and Implementation of IIR Multiple Notch Filter with Modified Pole-Zero Placement Algorithm," *The Journal of KMITNB*, Vol.15, No.2, Apr.-Jun. 2005.
- [9] Y.C. Liang, Y. Zeng, E.C.Y. Peh, A.T. Hoang, "Sensing-throughput tradeoff for cognitive radio networks," *IEEE Trans. Wireless Commun.* 7 (4) (2008) 1326–1337.
- [10] N. Wang, Y. Gao, X. Zhang, "Adaptive spectrum sensing algorithm under different primary user utilizations," *IEEE Commun. Lett.* 17 (9) (2013) 1838–184.
- [11] R. Indrakanti, E. Elias, "Low complexity spectrum sensing technique for cognitive radio using Farrow Structure Digital Filters," *Engineering Science and Technology, an International Journal*, Vol. 22, Issue 1, February 2019, 131-142.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นายภีมวิษญ์ สุทธิกาญจน์
วัน เดือน ปี เกิด	3 สิงหาคม พ.ศ. 2538 ที่กรุงเทพมหานคร
ที่อยู่	109/5 ม.5 ถนนจันทร์ทองเอี่ยม ตำบลบางรักพัฒนา อำเภอบางบัวทอง จังหวัดนนทบุรี 11110
ประวัติการศึกษา	2560 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ประวัติการทำงาน

ปัจจุบัน	วิศวกรปฏิบัติการระดับต้น สำนักเทคโนโลยีและมาตรฐานโทรคมนาคม สำนักงานคณะกรรมการกิจการกระจายเสียง กิจการโทรทัศน์ และกิจการโทรคมนาคมแห่งชาติ (กสทช.)
2561 – 2564	ผู้ช่วยวิจัยหน่วยวิจัยวิศวกรรมดาวเทียมขนาดเล็ก KMITL-CubeSat
2564	ผู้ช่วยสอนวิชา DIGITAL SYSTEM DESIGN ภาคเรียนที่ 2 ปีการศึกษา 2563 หลักสูตรวิศวกรรมสหวิทยาการนานาชาติ (Electrical Engineering) KMITL
	ผู้ช่วยสอนวิชา DIGITAL SIGNAL PROCESSING ภาคเรียนที่ 2 ปีการศึกษา 2563 ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สจล.
2563	ผู้ช่วยสอนวิชา DIGITAL SYSTEM DESIGN ภาคเรียนที่ 2 ปีการศึกษา 2562 หลักสูตรวิศวกรรมสหวิทยาการนานาชาติ (Electrical Engineering) KMITL
	ผู้ช่วยสอนวิชา ADVANCED DIGITAL SYSTEMS DESIGN ON FPGA ภาคเรียนที่ 2 ปีการศึกษา 2562 ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สจล.
	ผู้ช่วยสอนวิชา DIGITAL SIGNAL PROCESSING ภาคเรียนที่ 2 ปีการศึกษา 2562 ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สจล.
2562	อาจารย์พิเศษภาควิชาฟิสิกส์ อุตสาหกรรมและอุปกรณ์การแพทย์ มจพ. ภาคเรียนที่ 2 ปีการศึกษา 2562
	ผู้ช่วยสอนวิชา DIGITAL SIGNAL PROCESSING ภาคเรียนที่ 2 ปีการศึกษา 2561 ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สจล.
2561	ผู้ช่วยสอนวิชา DIGITAL AUDIO SIGNAL PROCESSING ภาคเรียนที่ 2 ปีการศึกษา 2560 หลักสูตรวิศวกรรมดนตรีและสื่อประสม สจล.
	ผู้ช่วยสอนวิชา DIGITAL SIGNAL PROCESSING ภาคเรียนที่ 2 ปีการศึกษา 2560 ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สจล.
2560	ผู้ช่วยสอนวิชา DIGITAL SIGNAL PROCESSING ภาคเรียนที่ 1 ปีการศึกษา 2560 หลักสูตรวิศวกรรมดนตรีและสื่อประสม สจล.
	ผู้ช่วยสอนวิชา DIGITAL CIRCUITS AND LOGIC DESIGN ภาคเรียนที่ 1 ปีการศึกษา 2560 หลักสูตรวิศวกรรมดนตรีและสื่อประสม สจล.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้