

ตัวกรองความถี่คมมากแบบ IIR ที่มีเฟสเป็นเชิงเส้น

LINEAR-PHASE SHARPENING IIR FILTER



เพทาย เชยชม
PHETHAI CHEYCHOM

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมคอมพิวเตอร์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2557

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ KMITL-2014-EN-M-230-083 อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LINEAR-PHASE SHARPENING IIR FILTER



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN COMPUTER ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2014

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ KMITL-2014-EN-M-230-083 อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2014

FACULTY OF ENGINEERING

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ ตัวกรองความถี่คิมมากแบบ IIR ที่มีเฟสเป็นเชิงเส้น
Thesis Title Linear-Phase Sharpening IIR Filter
นักศึกษา นางสาวเพทาย เขยชม
รหัสประจำตัว 53611138
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมคอมพิวเตอร์
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.ปิติเขต สุรักษา
หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2014-EN-M-230-083

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.อรรถสิทธิ์	หล้าสกุล	
รศ.ดร.สุรพันธ์	เอื้อไพบูลย์	
รศ.ดร.สมเกียรติ	อุดมหาราชกุล	
ดร.วันวิสา	ชัชวงษ์	
รศ.ดร.ปิติเขต	สุรักษา	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันพุธที่ 21 พฤษภาคม พ.ศ. 2557 เวลา 10.00-12.00 น.
สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 3 ห้องประชุม 5

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(ศาสตราจารย์ ดร.สุขขวีร์ สุวรรณสวัสดิ์)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษา วันที่ 21 พฤษภาคม พ.ศ. 2557 กรณีดำเนินการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	ตัวกรองความถี่ความถี่แบบ IIR ที่มีเฟสเป็นเชิงเส้น
นักศึกษา	นางสาวเพทาย เชยชม
รหัสนักศึกษา	53611138
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมคอมพิวเตอร์
พ.ศ.	2557
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.ปิติเขต สุรักษา

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้เสนอตัวกรองความถี่ความถี่แบบใหม่ที่มีเฟสเป็นเชิงเส้น โดยอาศัยโครงสร้างของวงจรกรองความถี่โครงข่ายผ่านตลอดต่อขนานกัน ซึ่งแต่ละโครงข่ายจะประกอบไปด้วยตัวกรองความถี่ IIR แบบ causal และ noncausal เชื่อมต่อกันในลักษณะอนุกรมที่ให้ผลตอบสนองทางเฟสเป็นเชิงเส้น โดยทั่วไปตัวกรองความถี่ที่มีความคมมากจะมีค่าลดทอนในช่วงหยุดความถี่ที่สูงมาก สามารถสร้างได้จริงจากการต่ออนุกรมด้วยตัวกรองความถี่ IIR ที่มีฟังก์ชันถ่ายโอน $H(z)$ เหมือนกันหลายๆ ครั้ง แต่อย่างไรก็ตามผลรวมของตัวกรองความถี่เฟสที่ได้นั้นจะมีลักษณะไม่เป็นเชิงเส้นอย่างมาก โดยโครงสร้างใหม่ที่นำเสนอนี้จะให้ค่าการลดทอนสัญญาณในช่วงหยุดความถี่ที่สูงมาก และยิ่งกว่านั้นตัวกรองความถี่นี้มีลักษณะผลตอบสนองของเฟสเป็นแบบเชิงเส้นซึ่งตรงกับคุณสมบัติของตัวกรองความถี่ที่มีเฟสเป็นเชิงเส้นแบบที่ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต่ออ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis	Linear-Phase Sharpening IIR Filter
Student	Miss.Phethai Cheychom
Student ID.	53611138
Degree	Master of Engineering
Program	Computer Engineering
Year	2014
Thesis Advisor	Assoc.Prof.Dr.Pitikhate Sooraksa

ABSTRACT

This paper presents a new linear-phase sharpening filter based on two parallel all-pass networks. Each network consists of causal and noncausal IIR filters in cascaded to obtain the linear-phase characteristics. Mostly, a sharpening filter given high attenuation in stop band can be realized utilizing cascade of many times identical IIR filters transfer function $H(z)$. However, the overall filter is highly nonlinear-phase characteristic. The proposed new structure gives high attenuation in stop band. Moreover, the phase characteristic is corresponding to a linear-phase properties type-I.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดี ทางผู้จัดทำต้องขอกราบขอบพระคุณ รศ.ดร.ปิติเขต
สุรักษา อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ผศ.ดลชัย สุขเจริญผล และ นายเจตน์ ออสวัสดิ์ เป็นอย่างสูง
ที่กรุณาให้คำปรึกษาและแนวทางในการดำเนินงาน ให้คำแนะนำต่างๆ ในการแก้ไขข้อผิดพลาดที่
เกิดขึ้น ตลอดจนให้ความรู้ อีกทั้งประสบการณ์ที่ดีแก่ข้าพเจ้าจนทำให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงได้

ขอบคุณเพื่อนๆ พี่ๆ น้องๆ ในชั้นเรียนและห้องปฏิบัติงานทุกคน ที่คอยช่วยเหลือเป็นอย่างดี
และให้กำลังใจมาโดยตลอด

ที่สำคัญที่สุดขอกราบขอบพระคุณบิดามารดาเป็นอย่างสูงที่ให้กำเนิด เลี้ยงดู สั่งสอน ให้โอกาส
ทางการศึกษาเป็นอย่างดี รวมถึงญาติพี่น้องทุกท่านที่คอยผลักดันและสนับสนุนให้ข้าพเจ้าสามารถ
ศึกษาจนประสบผลสำเร็จ

สำหรับคุณงามความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบให้กับบิดามารดา ซึ่ง
เป็นที่รักและเคารพยิ่ง ตลอดจนครูอาจารย์ที่เคารพทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ และ
ถ่ายทอดประสบการณ์ที่ดีให้แก่ข้าพเจ้า



เพทาย เขยชม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VI
สารบัญรูป.....	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 สมมุติฐานของการศึกษา.....	2
1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	2
1.5 ขอบเขตการวิจัย.....	2
1.6 ขั้นตอนของการศึกษา.....	3
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง.....	4
2.1 การประมวลผลสัญญาณ (Signal Processing).....	4
2.1.1 สัญญาณต่อเนื่องและสัญญาณไม่ต่อเนื่อง (Continuous-time signal and Discrete-time signal).....	4
2.2 การประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (Digital Signal Processing).....	5
2.3 ข้อดีและข้อเสียของการประมวลผลสัญญาณแบบดิจิทัล (Advantages and Disadvantages of DSP).....	6
2.3.1 ข้อดีของการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล.....	6
2.3.2 ข้อเสียของการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล.....	6
2.4 โครงสร้างของระบบประมวลผลสัญญาณแบบดิจิทัล (Structure of Digital Signal Processor).....	6
2.4.1 ตัวแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล (Analog to Digital Converter : ADC).....	7
2.4.2 ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (Digital Signal Processing : DSP).....	7
2.4.3 ตัวแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณแอนะล็อก (Digital to Analog Converter : DAC).....	8
2.5 โอเปอเรชันของลำดับสัญญาณ (Operation on Sequence).....	8
2.6 ทฤษฎีการสุ่มตัวอย่าง (Sampling Theory).....	9
2.7 วงจรกรองแอนะล็อกต้นแบบ (Analog Filter Prototype).....	12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรรมใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และแจ้งอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.7.1 ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองแอนะล็อก (Transfer Function of Analog Filter).....	13
2.7.2 วงจรกรองแอนะล็อกแบบต่างๆ (Types of Analog Filter).....	13
2.7.2.1 วงจรกรองแอนะล็อกแบบบัทเทอร์เวิร์ธ (Butterworth Filter).....	14
2.7.2.2 วงจรกรองแอนะล็อกแบบเชบีเชฟ (Chebyshev Filter).....	15
2.7.2.3 วงจรกรองแอนะล็อกแบบอิลิปติก (Elliptic Filter).....	15
2.8 วงจรกรองความถี่แบบดิจิทัล (Digital Filter).....	16
2.8.1 วงจรกรองความถี่แบบ FIR (FIR Filter).....	16
2.8.2 วงจรกรองความถี่แบบ IIR (IIR Filter).....	17
บทที่ 3 วิธีการดำเนินงานวิจัย.....	20
3.1 ตัวกรองดิจิทัลแบบ FIR (FIR Digital Filter).....	20
3.2 การออกแบบวงจรกรองความถี่แบบ FIR (FIR Filter Design).....	21
3.2.1 วิธีอนุกรมฟูริเยร์ (Fourier Series Method).....	21
3.2.2 การออกแบบวงจรกรองความถี่โดยวิธีหน้าต่าง (Windows Method).....	24
3.3 การออกแบบตัวกรองความถี่สูงผ่านแบบ FIR (FIR High-Pass Filter Design).....	26
3.4 การออกแบบตัวกรองความถี่แถบผ่านแบบ FIR (FIR Band-Pass Filter Design).....	27
3.5 การออกแบบตัวกรองความถี่แถบหยุดแบบ FIR (FIR Band-Stop Filter Design).....	27
3.6 การออกแบบวงจรกรองความถี่แบบ IIR (IIR Filter Design).....	28
3.6.1 การแปลงแบบอิมพัลส์ไม่แปรเปลี่ยน (Impulse Invariance Transformation).....	28
3.6.2 การแปลงไบลิเนียร์ (Bilinear Transformation).....	29
3.7 ตัวกรอง IIR แบบเฟสเชิงเส้น (Linear-Phase IIR Filter).....	30
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง.....	36
4.1 ผลการจำลองโปรแกรมโดยวิธี FIR Filter ด้วย Kaiser Window.....	37
4.2 ผลการจำลองโปรแกรมโดยวิธี Elliptic IIR Low-Pass Filter.....	40
4.3 ผลการจำลองโปรแกรมโดยวิธี Linear-Phase Sharpening IIR Filter.....	43
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	47
5.1 สรุปผลการวิจัย.....	47
5.2 ข้อเสนอแนะ.....	47

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 การกระทำต่อลำดับสัญญาณในระบบการประมวลผลดิจิทัล.....	8
2.2 เปรียบเทียบข้อดีและข้อเสียของวงจรรองความถี่แบบ FIR และ IIR.....	19
3.1 เปรียบเทียบค่าการลดทอนของแถบหยุดความถี่กับฟังก์ชันของหน้าต่าง.....	25
4.1 เปรียบเทียบคุณลักษณะของตัวกรองความถี่.....	36
4.2 ค่าสัมประสิทธิ์ของ FIR Filter ด้วย Kaiser Window.....	37
4.3 ค่าสัมประสิทธิ์ของ Elliptic IIR Low-Pass Filter.....	40
4.4 ค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรองผ่านทุกความถี่ 2 วงจร.....	43
4.5 ค่าสัมประสิทธิ์ของ Linear-Phase Sharpening IIR Filter.....	44



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 สัญญาณต่อเนื่องและสัญญาณไม่ต่อเนื่อง.....	4
2.2 การสุ่มสัญญาณและการควอนไทซ์.....	5
2.3 โครงสร้างระบบ DSP ที่กระทำกับสัญญาณแอนะล็อก.....	7
2.4 ตัวแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล.....	7
2.5 การสุ่มสัญญาณ (sampling signal).....	9
2.6 สเปกตรัมของสัญญาณจากการสุ่มตัวอย่าง.....	11
2.7 ชนิดของวงจรรองความถี่.....	12
2.8 คุณลักษณะผลตอบสนองความถี่ของวงจรรองความถี่ต่ำ.....	14
2.9 ผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์ของวงจรรอง FIR และ IIR.....	16
2.10 โครงสร้างของวงจรรองความถี่แบบ FIR.....	17
2.11 โครงสร้างของวงจรรองความถี่แบบ IIR.....	18
3.1 โครงสร้างตัวกรองเชิงเส้นแบบ FIR.....	20
3.2 ตัวกรองแบบความถี่ต่ำผ่านในทางอุดมคติ.....	21
3.3 ผลการตอบสนองทางความถี่ FIR ที่จำนวนค่าสัมประสิทธิ์ต่างกัน.....	24
3.4 ผลการตอบสนองความถี่ด้วยฟังก์ชันวินโดว์.....	24
3.5 กราฟผลตอบสนองอิมพัลส์ของการออกแบบตัวกรองความถี่สูงผ่านแบบ FIR.....	26
3.6 กราฟผลตอบสนองอิมพัลส์ของการออกแบบตัวกรองความถี่ผ่านแบบ FIR.....	27
3.7 กราฟผลตอบสนองอิมพัลส์ของการออกแบบตัวกรองความถี่หยุดแบบ FIR.....	28
3.8 การกำหนดค่าของช่วงความถี่ต่ำผ่าน.....	29
3.9 โครงสร้างตัวกรองความถี่แบบ IIR ที่มีลักษณะเฟสเป็นเชิงเส้น.....	30
3.10 โครงสร้างตัวกรองความถี่ผ่านตลอด.....	31
3.11 โครงสร้างใหม่ของตัวกรองความถี่ต่ำ IIR แบบเฟสเชิงเส้น.....	33
3.12 การเชื่อมต่อในลักษณะอนุกรมเรียงกัน 4 ตัว.....	34
4.1 ผลตอบสนองทางขนาดของ FIR Filter ด้วย Kaiser Window.....	37
4.2 ผลตอบสนองทางเฟสของ FIR Filter ด้วย Kaiser Window.....	38
4.3 ผลตอบสนองอิมพัลส์ของ FIR Filter ด้วย Kaiser Window.....	38
4.4 ตำแหน่งโพล-ซีโรของ FIR Filter ด้วย Kaiser Window.....	38
4.5 ทดลอง FIR Filter กรองความถี่ต่ำด้วย Kaiser Window.....	39
4.6 ผลตอบสนองทางขนาดของ Elliptic IIR Low-Pass Filter.....	40
4.7 ผลตอบสนองทางเฟสของ Elliptic IIR Low-Pass Filter.....	41
4.8 ผลตอบสนองอิมพัลส์ของ Elliptic IIR Low-Pass Filter.....	41
4.9 ตำแหน่งโพล-ซีโรของ Elliptic IIR Low-Pass Filter.....	41
4.10 ทดลองกรองความถี่ต่ำด้วย Elliptic IIR Low-Pass Filter.....	42
4.11 ผลตอบสนองทางขนาดของ Linear-Phase Sharpening IIR Filter.....	44

เอกสารนี้เป็นเอกสารทบทวนวิชาสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาดูกัน ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.12 ผลตอบสนองทางเฟสของ Linear-Phase Sharpening IIR Filter.....	44
4.13 ผลตอบสนองอิมพัลส์รวมของ Linear-Phase Sharpening IIR Filter.....	45
4.14 ตำแหน่งโพล-ซีโรของ Linear-Phase Sharpening IIR Filter.....	45
4.15 ทดลองกรองความถี่ต่ำด้วย Linear-Phase Sharpening IIR Filter.....	46



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในการนำการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (digital signal processing : DSP) มาใช้ในสาขาต่างๆ เช่น การสื่อสาร (communication) วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ (Electronic engineering) รวมทั้งสัญญาณเสียงและอะคูสติก (audio and acoustic engineering) บางครั้ง DSP ยังจำเป็นต้องมีการพัฒนาประสิทธิภาพของตัวกรองสัญญาณดิจิทัลต้นแบบ (Prototype digital filter) ให้ดีขึ้น ทั้งเรื่องของการลดทอนสัญญาณในช่วงหยุดความถี่ (stop band) และการเกิดลูกคลื่นของสัญญาณในช่วงความถี่ผ่านได้ (pass band ripple) เพื่อใช้ทั้งในการลดสัญญาณรบกวนภายนอกช่วงความถี่ที่ต้องการ (out-of-band) และการเกิดดิสตอร์ชันขึ้นภายในตัวประมวลผลเอง (self distortions) ให้น้อยที่สุด โดยส่วนมากสามารถออกแบบให้ตัวประมวลผลมีระดับการลดทอนสัญญาณในช่วงหยุดความถี่ให้มีขนาดสูงได้โดยการเชื่อมต่อกับตัวกรองสัญญาณต้นแบบที่มีฟังก์ชันถ่ายโอนเหมือนกันเป็นจำนวนหลายๆ ตัวในลักษณะอนุกรม พร้อมทั้งต้องการให้ผลตอบสนองทางเฟสมีลักษณะเป็นเชิงเส้น เราสามารถสร้างได้โดยใช้ตัวกรองความถี่แบบ FIR (finite impulse response) แต่เมื่อค่าการลดทอนนี้ต้องมีค่าสูง (> 100 dB) ความซับซ้อนของทั้งการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรองความถี่และโครงสร้างตัวกรองจะมีความซับซ้อนมากขึ้นด้วย [1]

ในการใช้งานที่ต้องการความซับซ้อนของโครงสร้างตัวกรองความถี่ต่ำสามารถเลือกใช้ตัวกรองความถี่อีกแบบหนึ่งเรียกว่า ตัวกรองแบบป้อนกลับ (recursive filter) ซึ่งมีลักษณะผลตอบสนองต่อสัญญาณหนึ่งหน่วย (unit sample sequence) เป็นอนันต์ จึงเรียกตัวกรองแบบนี้ในอีกชื่อหนึ่งตามลักษณะของผลตอบสนองในเชิงเวลาว่า ตัวกรองความถี่แบบ IIR (infinite impulse response) [2] อย่างไรก็ตามในการนำไปประยุกต์ใช้งานจริงในหลายๆ ด้านที่ต้องการความเที่ยงตรงโดยเฉพาะผลตอบสนองทางเฟสเป็นเชิงเส้นตัวกรองแบบ IIR จึงไม่สามารถนำไปใช้งานในลักษณะดังกล่าวได้

ตัวอย่างของการนำตัวกรองความถี่แบบ IIR มาใช้ในวิศวกรรมสื่อสารที่ต้องการใช้การตัดสัญญาณภายนอกช่วงความถี่ที่ไม่ต้องการ (out-of band) โดยกำหนดให้ต้องมีค่าการลดทอนในช่วงหยุดความถี่มีค่าสูงและโครงสร้างมีความซับซ้อนต่ำ [3] ได้นำเสนอโครงสร้างตัวกรองความถี่อย่างคมมากโดยโครงสร้างประกอบด้วยตัวกรองความถี่ย่อยแบบผ่านทุกความถี่ (all-pass IIR filter) จำนวน 2 กิ่ง (two-paths) ซึ่งตัวกรองความถี่ดังกล่าวสามารถควบคุมการลดทอนได้โดยการปรับตัวแปรของแต่ละตัวกรองความถี่ย่อยเพียงตัวเดียวเพื่อให้ได้ค่าลดทอนตามที่ต้องการ แต่อย่างไรก็ตามโครงสร้างของตัวกรองความถี่ดังกล่าวมีความซับซ้อนมาก ยังให้ผลตอบสนองทางเฟสไม่เป็นเชิงเส้นและนอกจากนี้ยังมีค่าลูกคลื่นปรากฏอยู่ในช่วงผ่านความถี่ (pass band ripple) สูงขึ้นเมื่อต้องการค่าการลดทอนเพิ่มขึ้น

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

1. เพื่อศึกษาการทำงาน และการออกแบบตัวกรองดิจิตอลในแบบต่างๆ ได้
2. เพื่อศึกษาและแก้ปัญหาที่เกิดจากการออกแบบตัวกรองความถี่ดิจิตอลที่มีค่าการลดทอนในช่วงหยุดความถี่มีค่าสูงและโครงสร้างมีความซับซ้อนต่ำได้
3. เพื่อสร้างตัวกรองความถี่ดิจิตอลแบบ IIR ที่มีคุณลักษณะของเฟสให้เป็นแบบเชิงเส้น
4. พัฒนาและสร้างตัวกรองความถี่ที่มีความคมมากขึ้นให้เป็นต้นแบบสำหรับงานที่เกี่ยวข้องกับระบบเสียง

1.3 สมมุติฐานของการศึกษา

วิทยานิพนธ์นี้ตั้งอยู่บนสมมุติฐานที่ว่าด้วยการใช้ตัวกรองความถี่ที่มีความคมมากแบบ IIR ที่เฟสเป็นเชิงเส้นนั้น สามารถช่วยลดความซับซ้อนของทั้งการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรองความถี่ และโครงสร้างตัวกรองได้ โดยโครงสร้างประกอบด้วยตัวกรองความถี่ย่อยแบบผ่านทุกความถี่จำนวน 2 กิ่ง ซึ่งตัวกรองความถี่ดังกล่าวสามารถควบคุมการลดทอนได้โดยการปรับตัวแปรของแต่ละตัวกรองความถี่ย่อยเพียงตัวเดียวเพื่อให้ได้ค่าลดทอนตามที่ต้องการ แต่อย่างไรก็ตามโครงสร้างของตัวกรองความถี่ดังกล่าวมีความซับซ้อนมาก ยังให้ผลตอบสนองทางเฟสไม่เป็นเชิงเส้น และนอกจากนี้ยังมีค่าลูกลื่นปรากฏอยู่ในช่วงผ่านความถี่สูงขึ้นเมื่อต้องการค่าการลดทอนเพิ่มขึ้น

1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

ในอุดมคติตัวกรองความถี่แบบเฟสเป็นเชิงเส้นเป็นตัวกรองที่น่าสนใจสำหรับในหลายๆ การประยุกต์ใช้งานของการประมวลผลสัญญาณดิจิตอล เพราะตัวกรองความถี่แบบนี้จะไม่สร้างดีสทอร์ชันขึ้นภายในตัวประมวลผลเองต่อสัญญาณที่ด้านเอาต์พุตภายในช่วงความถี่ที่ต้องการ ตัวกรองความถี่แบบ FIR จะให้คุณลักษณะเฟสเป็นเชิงเส้น และมีเสถียรภาพแต่การที่ออกแบบให้มีค่าการลดทอนในช่วงหยุดความถี่สูงนอกจากอันดับฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวกรองจะสูงขึ้นแล้ว จะส่งผลให้ค่าการหน่วงเวลามีค่ามาก สามารถแก้ปัญหานี้ได้โดยการใช้ตัวกรองความถี่แบบ IIR ที่มีลักษณะเฟสเป็นเชิงเส้นโดยอาศัยการต่อแบบขนานของตัวกรองความถี่แบบผ่านตลอด และสามารถนำไปใช้ในการประมวลผลต่อสัญญาณดิจิตอลโอทีโอที่มีความละเอียดสูงได้

1.5 ขอบเขตการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้เสนอตัวกรองความถี่คมมากแบบใหม่ที่มีเฟสเป็นเชิงเส้น โดยอาศัยโครงสร้างของวงจรกรองความถี่โครงข่ายผ่านตลอดต่อขนานกัน ซึ่งแต่ละโครงข่ายจะประกอบไปด้วยตัวกรองความถี่ IIR แบบ causal และ noncausal เชื่อมต่อกันในลักษณะอนุกรมเรียงกัน 4 ตัวที่มีฟังก์ชันถ่ายโอนเหมือนกัน โดยผลตอบสนองทางขนาดของตัวกรองจะมีการลดทอนสัญญาณในช่วงหยุดความถี่ที่สูงมากประมาณ 4 เท่าของตัวกรองความถี่ต่ำตัวต้นแบบได้ถึง 120 dB และยิ่งกว่านั้นตัวกรองความถี่นี้มีลักษณะผลตอบสนองของเฟสเป็นแบบเชิงเส้นซึ่งตรงกับคุณสมบัติของตัวกรองความถี่ที่มีเฟสเป็นเชิงเส้นแบบที่ 1

1.6 ขั้นตอนของการศึกษา

1. ศึกษาปัญหา ที่มา และขอบเขตของงานวิจัย
2. ศึกษางานวิจัยที่มีลักษณะงานที่ใกล้เคียงกับวิทยานิพนธ์ทั้งวิธีการออกแบบวงจรรองและวิธีการที่จะสร้างจริง
3. ทดลองออกแบบวงจรรองความถี่แบบต่างๆ ด้วยการคำนวณจากสมการ
4. ทดลองออกแบบวงจรรองความถี่ด้วยโปรแกรม Matlab เพื่อศึกษาถึงลักษณะโครงสร้างที่จะนำไปสร้างจริง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานของการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล โดยจะกล่าวถึงความหมายและภาพรวม เพื่อให้ทราบถึงส่วนต่างๆ ในระบบประมวลผลสัญญาณ นอกจากนี้ยังอธิบายถึงวงจรกรองสัญญาณในแบบต่างๆ อีกด้วย

2.1 การประมวลผลสัญญาณ (Signal Processing)

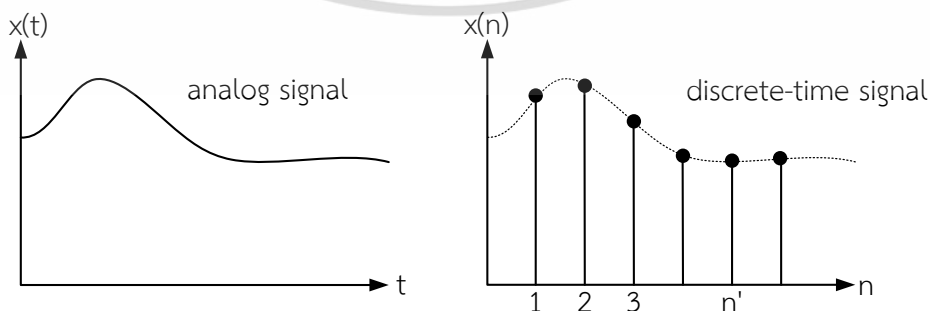
การประมวลผลสัญญาณ หมายถึง การนำสัญญาณมาปรับปรุงหรือเปลี่ยนรูป เพื่อประโยชน์ในการสื่อความหมาย การตีความ การตัดสินใจและการควบคุม การประมวลผลสัญญาณนั้นอาจกระทำโดยตรงต่อสัญญาณ เช่น การขยาย (amplification) การลดทอน (attenuation) การกรอง (filtering) หรืออาจมีการเปลี่ยนรูปแบบของสัญญาณไป เช่น การประมวลผลสัญญาณแอนะล็อก (analog signal processing) และการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (digital signal processing)

2.1.1 สัญญาณต่อเนื่องและสัญญาณไม่ต่อเนื่อง

(Continuous-time signal and Discrete-time signal)

สัญญาณต่อเนื่อง (continuous-time signal) คือ สัญญาณที่เราพบเห็นในชีวิตประจำวันทั่วไป หรือที่เห็นบนหน้าจอออสซิลอโคป เช่น สัญญาณเสียง, สัญญาณไฟฟ้า 50 Hz, และอื่นๆ ถ้าแทนสัญญาณด้วยสัญลักษณ์ x และแทนเวลาด้วยสัญลักษณ์ t จะกล่าวได้ว่า x เป็นฟังก์ชันของ t หรือ x มีค่าที่เวลา t ใดๆ เขียนแทนสัญญาณนี้ได้ว่า $x(t)$ ซึ่งเป็นฟังก์ชันที่ต่อเนื่อง สัญญาณต่อเนื่องนี้เรียกอีกอย่างหนึ่งว่า สัญญาณแอนะล็อก (analog signal)

สัญญาณไม่ต่อเนื่อง (discrete-time signal) เป็นสัญญาณที่มีค่าเพียงบางจุดของเวลา โดยทั่วไปเกิดจากการสุ่มสัญญาณต่อเนื่องด้วยคาบเวลาของการสุ่มคงที่ ใช้สัญลักษณ์ n แทนเวลาแบบไม่ต่อเนื่อง โดย n เป็นตัวแปรที่มีค่าเป็นจำนวนเต็มเท่านั้น คือ $n = \dots, -2, -1, 0, 1, 2, 3, \dots$ และสัญญาณไม่ต่อเนื่องจะเป็นฟังก์ชันของ n ดังนั้นจะเขียนแทนสัญญาณนี้ได้ว่า $x(n)$



รูปที่ 2.1 สัญญาณต่อเนื่องและสัญญาณไม่ต่อเนื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

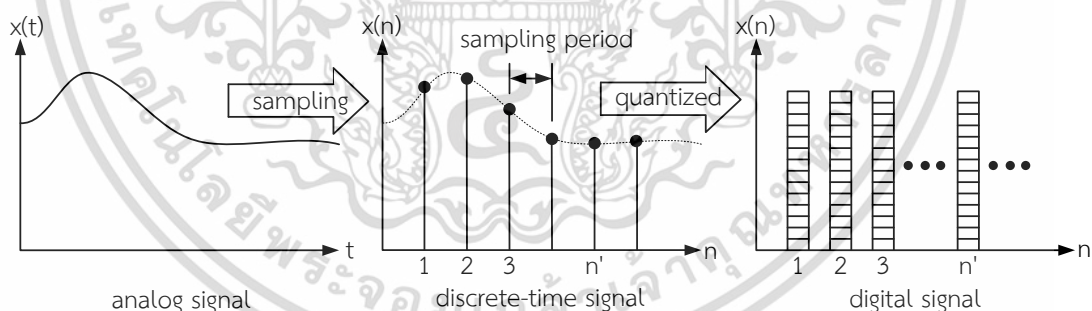
2.2 การประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (Digital Signal Processing)

การประมวลผลสัญญาณดิจิทัลหรือเรียกสั้นๆ ว่า DSP เป็นการศึกษาการประมวลผลสัญญาณที่อยู่ในรูปดิจิทัลโดยทั่วไป การประมวลผลสัญญาณอาจแบ่งได้ตาม

1. รูปแบบของตัวแทนสัญญาณ คือ การประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (digital signal processing) และการประมวลผลสัญญาณแอนะล็อก (analog signal processing)
2. คุณสมบัติของสัญญาณ คือ การประมวลผลสัญญาณไม่สุ่ม (deterministic signal processing) และ การประมวลผลสัญญาณสุ่ม (stochastic/statistical signal processing)
3. ลักษณะการประมวลผลสัญญาณ คือ เป็นเชิงเส้น (linear signal processing) และไม่เป็นเชิงเส้น (nonlinear signal processing)
4. อื่นๆ ที่แบ่งตามคุณลักษณะเฉพาะของสัญญาณ หรือลักษณะเฉพาะของการประมวลผล เช่น adaptive signal processing, multirate/multiresolution signal processing, chaotic signal processing เป็นต้น

DSP นี้สามารถแบ่งออกได้เป็นในส่วนของซอฟต์แวร์และฮาร์ดแวร์หรือตามการประยุกต์เป็น การประมวลผลสัญญาณเสียง (audio signal processing) การประมวลผลภาพดิจิทัล (digital image processing) และ การประมวลผลคำพูด (speech processing)

ถึงแม้ว่าใน DSP นั้นสัญญาณที่เราพิจารณากันจะเป็นดิจิทัล แต่โดยทั่วไปสัญญาณเหล่านี้จากแหล่งกำเนิดจะอยู่ในรูปเดิมที่เป็นแอนะล็อก การได้มาซึ่งสัญญาณดิจิทัลซึ่งเป็นตัวแทนสัญญาณแอนะล็อกที่เราสนใจนี้ จะต้องผ่านกระบวนการแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล (Analog-to-Digital Conversion : ADC) หรือการดิจิไทซ์ (digitization) ซึ่งประกอบด้วยการสุ่มตัวอย่าง (sampling) และการควอนไทซ์ (quantization) ให้อยู่ในรูปดิจิทัลก่อนที่จะทำการประมวลผลต่อไป



รูปที่ 2.2 การสุ่มสัญญาณและการควอนไทซ์

2.3 ข้อดีและข้อเสียของการประมวลผลสัญญาณแบบดิจิทัล

(Advantages and Disadvantages of DSP)

สัญญาณดิจิทัลนั้นได้จากการเข้ารหัสของสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่อง โดยแทนขนาดของสัญญาณด้วยปริมาณตัวเลขในฐานใดฐานหนึ่ง บวกกับความก้าวหน้าของเทคโนโลยีวงจรรวม (integrated circuit : IC) การประมวลจึงมีข้อดีและข้อเสียที่แตกต่างไปได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.1 ข้อดีของการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล

1. สามารถทำการรับส่งข้อมูลได้แม่นยำกว่าสัญญาณแอนะล็อก เนื่องจากสัญญาณดิจิทัลมีสถานะเพียง “0” และ “1” เท่านั้น
2. การประมวลผลสัญญาณดิจิทัลทำได้โดยง่าย เพราะอัลกอริทึม (algorithm) มีเพียงการบวก การลบ การคูณ และการหารเท่านั้น
3. การประมวลผลเหมาะสมกับข้อมูลที่อยู่ในรูปแบบดิจิทัลเหมือนกัน เช่น สัญญาณภาพดิจิทัล
4. ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลสามารถทำงานซ้ำหน้าที่ (function) เดิมได้โดยไม่จำกัดจำนวน
5. ความแม่นยำของการควบคุมสามารถกำหนดได้จากจำนวนบิตที่ใช้
6. ในการประมวลผลดิจิทัลสามารถทำได้พร้อมๆ กันหลายช่องสัญญาณในลักษณะการแบ่งช่วงเวลา (time sharing)
7. มีเสถียรภาพที่ดีต่อการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ
8. อุปกรณ์ทางด้านดิจิทัลมีแนวโน้มราคาต่ำลง ขนาดเล็กลง ประสิทธิภาพและความเร็วสูงขึ้น รวมทั้งความเที่ยงตรงที่เพิ่มขึ้นด้วย

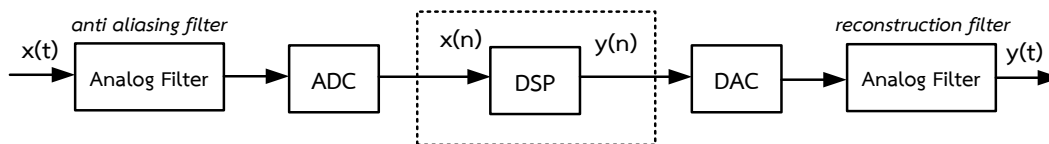
2.3.2 ข้อเสียของการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล

1. การเชื่อมต่อ (interface) กับระบบการประมวลผลสัญญาณแอนะล็อกทำให้วงจรมีความซับซ้อนมากขึ้น
2. การออกแบบระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัลมีความซับซ้อนมากกว่าโดยเฉพาะกับระบบที่มีขนาดใหญ่
3. ต้องมีสัญญาณในการซิงโครไนซ์ (synchronize) การจัดเวลา (timing) ซึ่งจะมีผลต่อระบบการทำงานอย่างมาก
4. ระบบประมวลผลดิจิทัลจำเป็นต้องมีไฟเลี้ยงอยู่ตลอดเวลา
5. ในการแปลงสัญญาณแอนะล็อกให้อยู่ในรูปแบบสัญญาณดิจิทัลแล้วนั้นจะทำให้ความถูกต้องของสัญญาณบางส่วนขาดหายไป และไม่สามารถทำคืนให้ถูกต้องเหมือนเดิมได้ เนื่องจากผลของการกำหนดขนาดในการเก็บข้อมูล
6. ด้านการปฏิบัติงานของระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัลจะต่ำกว่าระบบประมวลผลแบบแอนะล็อกมากเนื่องจากข้อจำกัดของอุปกรณ์ที่ใช้

2.4 โครงสร้างของระบบประมวลผลสัญญาณแบบดิจิทัล

(Structure of Digital Signal Processor)

การประมวลผลสัญญาณแบบดิจิทัลนั้นต้องอาศัยส่วนของการเปลี่ยนสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัลก่อนแล้วจึงทำการประมวล เมื่อประมวลผลแล้วอาศัยส่วนเปลี่ยนของสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณแอนะล็อกอีกทีหนึ่ง

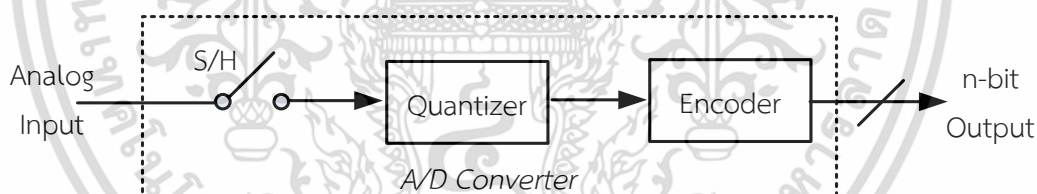


รูปที่ 2.3 โครงสร้างระบบ DSP ที่กระทำกับสัญญาณแอนะล็อก

2.4.1 ตัวแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล

(Analog to Digital Converter : ADC)

การประมวลผลสัญญาณดิจิทัลต้องอาศัยส่วนเปลี่ยนของสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล วงจรส่วนนี้รับสัญญาณแอนะล็อกเข้ามาทางอินพุตและเปลี่ยนให้อยู่ในรูปของค่าที่เป็นเชิงเลข (binary word) ซึ่งจำนวนบิตในหนึ่งคำจะบอกถึงความละเอียดที่ระดับขนาดของสัญญาณแอนะล็อก วงจรภายในประกอบด้วย 3 ส่วนหลัก คือ ส่วนสุ่มสัญญาณ (sample & hold : S/H) ส่วนจัดระดับสัญญาณ (quantiser : Q) และส่วนเข้ารหัสสัญญาณ (encoder) ส่วนสุ่มสัญญาณ จะทำการสุ่มสัญญาณด้วยความถี่ f_s ตัวอย่างต่อวินาทีและจะค้าง (hold) ระดับสัญญาณเอาไว้จนกว่าจะสุ่มในครั้งต่อไป ส่วนจัดระดับสัญญาณจะอ่านระดับสัญญาณที่ถูกค้างเอาไว้และจัดให้เป็นระดับอ้างอิงที่ใกล้เคียงที่สุด โดยระดับอ้างอิงนี้ จะแบ่งเป็น $2^n - 1$ ระดับ เมื่อ n คือ จำนวนบิตของการแปลง ส่วนเข้ารหัสสัญญาณจะเข้ารหัสสัญญาณที่ถูกจัดแล้วนั้นให้เป็นข้อมูลเลขฐานสองจำนวน n บิต จากนั้นจึงทำการสุ่มสัญญาณเข้ามาใหม่



รูปที่ 2.4 ตัวแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล

2.4.2 ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (Digital Signal Processing : DSP)

ในส่วนนี้จะทำการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลโดยมีรูปแบบอัลกอริทึมเฉพาะหน้าที่ ซึ่งขึ้นอยู่กับเงื่อนไขของสัญญาณทางเอาต์พุตที่ต้องการให้มีลักษณะอย่างไร เช่น การกรองสัญญาณความถี่สูง การกรองสัญญาณรบกวน หรือการมอดูเลตสัญญาณ เป็นต้น โดยรูปแบบการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลจะมีตัวดำเนินการ (operator) คือ ตัวบวก (adder) และตัวคูณ (multiplier) ที่มักจะถูกใช้ดำเนินการกับสัญญาณเชิงเลขอยู่บ่อยๆ

2.4.3 ตัวแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณแอนะล็อก (Digital to Analog Converter : DAC)

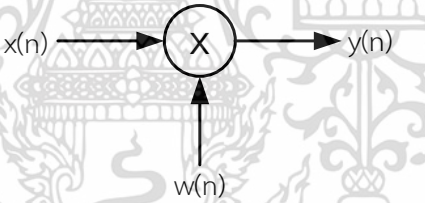
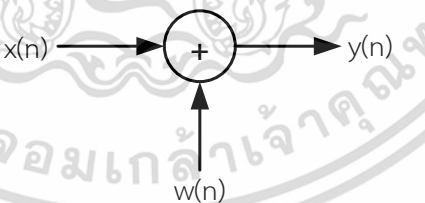
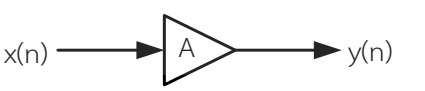
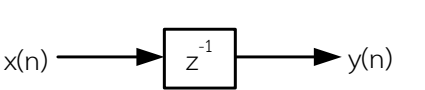
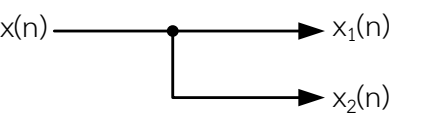
ตัวแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณแอนะล็อกทำหน้าที่แปลงสัญญาณดิจิทัลกลับมาเป็นสัญญาณแอนะล็อกกรณีที่เราที่พหุมีลักษณะเหมือนขั้นบันไดอาจจำเป็นต้องทำการปรับค่าให้มีสัญญาณราบเรียบขึ้น สามารถทำได้โดยวงจร Reconstruction (Smoothing) Filter เช่น First-order LPF Interpolation

ในการใช้งานจริงการประมวลผลทั้งหมดจะถูกจำกัดแบนด์วิดท์ (bandwidth) การประมวลผลด้วยความถี่การสุ่มสัญญาณของตัวแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล ดังนั้นจึงต้องมีการจำกัดแบนด์วิดท์ที่เข้ามาเกินความถี่สูงสุดในการประมวลสัญญาณจำเป็นต้องใช้วงจรกรองแอนะล็อก (anti-aliasing filter)

2.5 โอเปอเรชันของลำดับสัญญาณ (Operation on Sequence)

ในระบบการประมวลผลดิจิทัลหนึ่งๆ จะมีโอเปอเรชันของสัญญาณหรือการกระทำต่อลำดับสัญญาณ ซึ่งจะมีระบบการประมวลผลดิจิทัลดังนี้

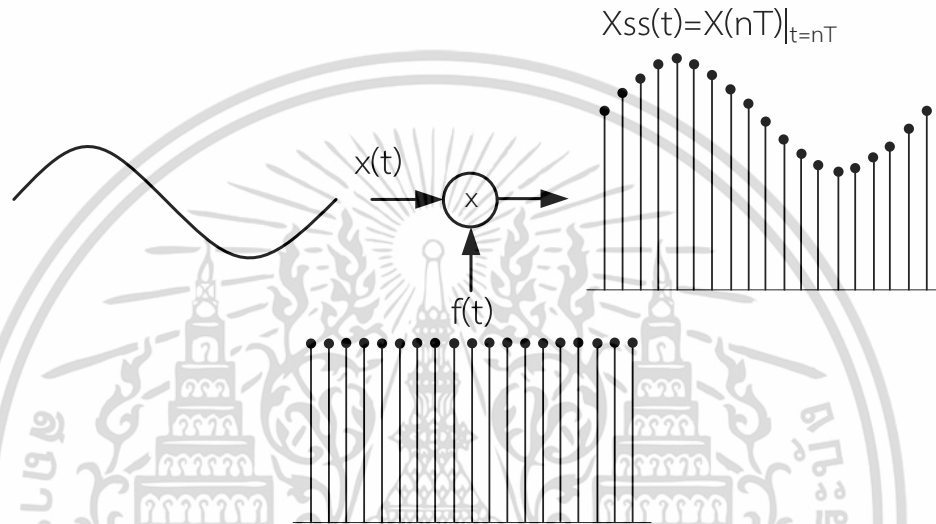
ตารางที่ 2.1 การกระทำต่อลำดับสัญญาณในระบบการประมวลผลดิจิทัล

การคูณกันของสัญญาณ		$y(n) = x(n) * w(n)$
การบวกกันของสัญญาณ		$y(n) = x(n) + w(n)$
การคูณสัญญาณด้วยค่าคงที่		$y(n) = A * x(n)$
การหน่วงเวลา		$y(n) = x(n - 1)$
การแตกกิ่ง		$x_1(n), x_2(n) = x(n)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6 ทฤษฎีการสุ่มตัวอย่าง (Sampling Theory)

ในการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล สัญญาณทางด้านอินพุตจะถูกเปลี่ยนให้เป็นสัญญาณดิจิทัล โดยมีการแทนด้วยสัญญาณต่อเนื่อง ซึ่งในแต่ละช่วงจะห่างกันที่เวลา T_s คงที่ โดยหากช่วงเวลาในการสุ่มตัวอย่าง T_s มีค่าที่เหมาะสมพอแล้วการแทนค่าดังกล่าวก็จะยังคงความถูกต้องไว้ได้ ดังนั้นผลการสุ่มตัวอย่างก็คือ การคูณสัญญาณต่อเนื่องด้วยสัญญาณอิมพัลส์ (impulse) ที่เลื่อนไปเรื่อยๆ โดยมีเวลาห่างกันเป็นเวลา $T = T_s = 1/f_s$ แสดงในรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 การสุ่มสัญญาณ (sampling signal)

จากรูปที่ 2.5 อิมพัลส์แต่ละตัวกำหนดให้มีความห่างเท่ากับ T วินาทีโดยทั่วไปลำดับอิมพัลส์หนึ่งหน่วยของ $f_s(t)$ เขียนแทนด้วยสมการ

$$f_s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT) \quad (2.1)$$

เนื่องจาก $f_s(t)$ เป็นสัญญาณที่มีลักษณะที่มีสัญญาณเป็นคาบเพราะฉะนั้นจึงสามารถเขียนแทน $f_s(t)$ ได้ด้วยอนุกรมฟูริเยร์ (fourier transform) คือ

$$f_s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n \cdot e^{(j2n\pi/T)t} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n \cdot e^{(jn\omega_s)t} \quad (2.2)$$

โดยที่ $\omega_s = 2\pi/T$ และ C_n คือ ค่าขนาดเชิงซ้อน (complex amplitude) ของสัญญาณ

ความถี่เชิงซ้อน (complex frequency component) ω_s และ C_n หาค่าได้ตามลำดับคือ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 C_n &= \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} f_s(t) \cdot e^{-jn\omega_s t} dt \\
 C_n &= \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) \cdot e^{-jn\omega_s t} dt \\
 C_n &= \frac{1}{T} \left\{ e^{-jn\omega_s t} \right\} \Big|_{-\infty}^{\infty} \\
 C_n &= \frac{1}{T}
 \end{aligned} \tag{2.3}$$

เมื่อแทนค่า C_n จากสมการที่ 2.3 ในสมการที่ 2.2 จะได้

$$f_s(t) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\omega_s t} \tag{2.4}$$

ทำการแปลงฟูรีเยร์เพื่อทำการหาค่าสเปกตรัม (spectrum) ความถี่ของ $f_s(t)$ จะได้

$$F_s(\omega) = \zeta \{ f_s(t) \} = \frac{1}{2\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - n\omega_s) \tag{2.5}$$

ถ้าพิจารณาจากสมการที่ 2.4 และ 2.5 จะเห็นได้ว่า

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT) \rightarrow \omega_s \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - n\omega_s) \tag{2.6}$$

จะเห็นว่าเมื่อพิจารณาในโดเมนความถี่สเปกตรัมความถี่ของตัวส่งสัญญาณ $f_s(t)$ เป็นอิมพัลส์ที่วางห่างเท่าๆ กันดังแสดงในรูปที่ 2.6 (ข)

ถ้าให้ $X_{ss}(t)$ เป็นสัญญาณที่ได้จากการส่งตัวอย่างดังนั้น

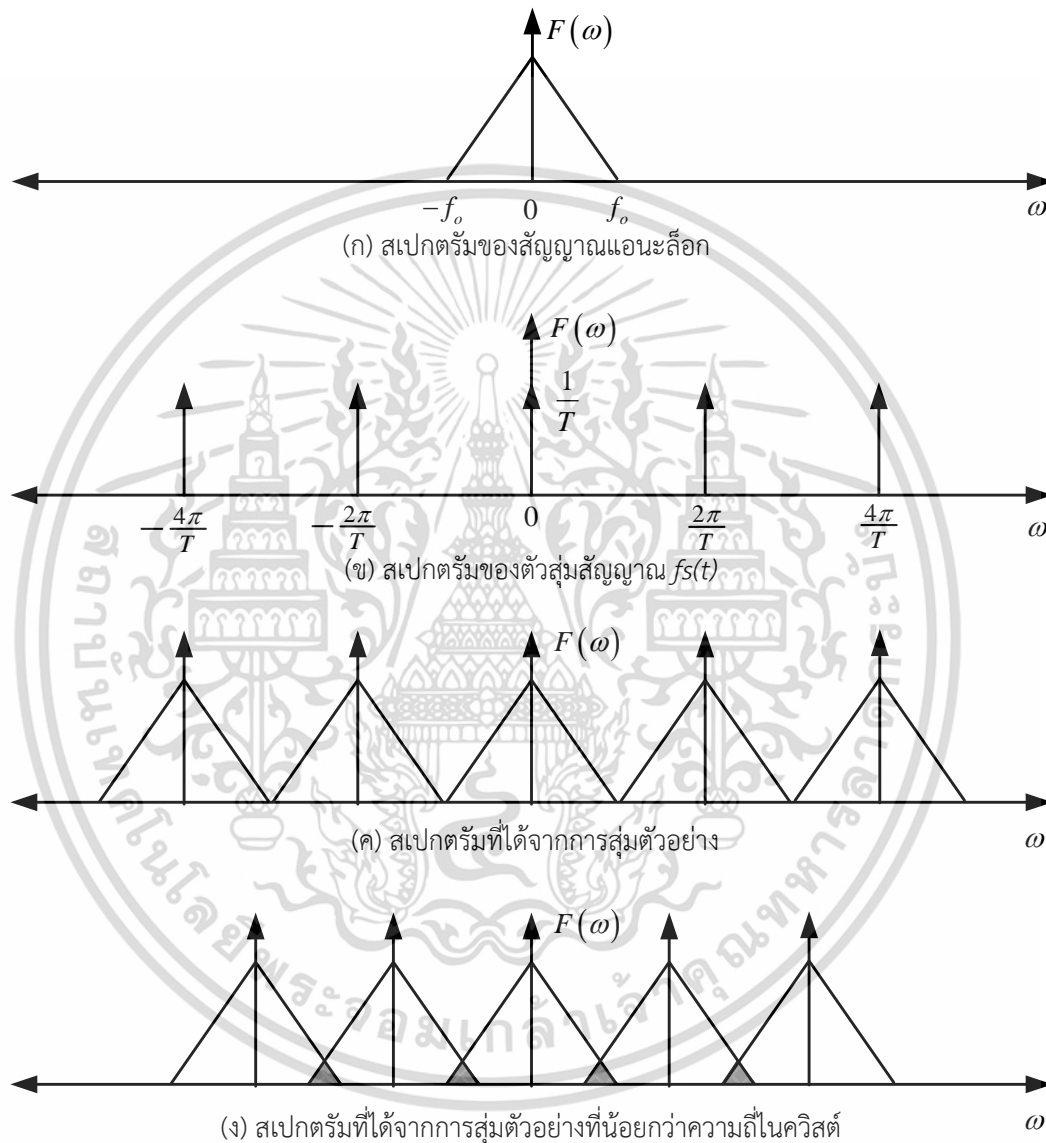
$$X_{ss}(t) = f_s(t) \cdot x(t) \tag{2.7}$$

และถ้าให้ $X(\omega)$ เป็นสเปกตรัมความถี่ของ $x(t)$ เนื่องจากในโดเมนเวลาสัญญาณที่ได้จากการส่งตัวอย่างเป็นการคูณกันของสองสัญญาณ ดังนั้นในโดเมนความถี่จึงเป็นการคอนโวลูชัน (convolution) กันระหว่างสเปกตรัมของ $f_s(t)$ และ $x(t)$ หรือ

$$X_{ss}(\omega) = F_s(\omega) * X(\omega) \tag{2.8}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเฉพาะที่เท่านั้น อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการศึกษา
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่สัญลักษณ์ * แทนการคอนโวลูชันผลลัพธ์ที่ได้แสดงดังรูป 2.6 (ค) ซึ่งจะเห็นได้ว่าจากกราฟสัญญาณแอนะล็อกที่มีแถบความถี่สมมุติให้มีค่าเท่ากับ $2\omega_0$ เมื่อสัญญาณนั้นถูกสุ่มตัวอย่าง $fs(t)$ ผลลัพธ์ที่ได้จะเห็นว่าสเปกตรัมของสัญญาณที่ได้จากการสุ่มตัวอย่าง $X_{ss}(\omega)$ เป็นการนำเอาสเปกตรัมของสัญญาณ $X(\omega)$ มาวางเรียงห่างเท่ากันไปตลอดแกนความถี่ ω



รูปที่ 2.6 สเปกตรัมของสัญญาณจากการสุ่มตัวอย่าง

จากรูปที่ 2.6 (ง) ถ้าความถี่ของการสุ่มสัญญาณ $fs(t)$ มีค่าต่ำหรือ ω_s มีค่าต่ำหรือมี T มากจะทำให้ช่วงห่างของแต่ละกลุ่มสเปกตรัมของ $X_{ss}(\omega)$ เข้ามาทับกันผลนี้ทำให้เกิดความผิดเพี้ยนไปของสเปกตรัมเดิมได้ผลนี้เรียกว่า เอเลียสซิง (aliasing) หมายความว่า ความถี่การสุ่มสัญญาณ (fs) ซึ่งไม่ทำให้สัญญาณสูญเสียข้อมูลที่สำคัญไป ทฤษฎีการสุ่มของแซนนอน (Shannon)

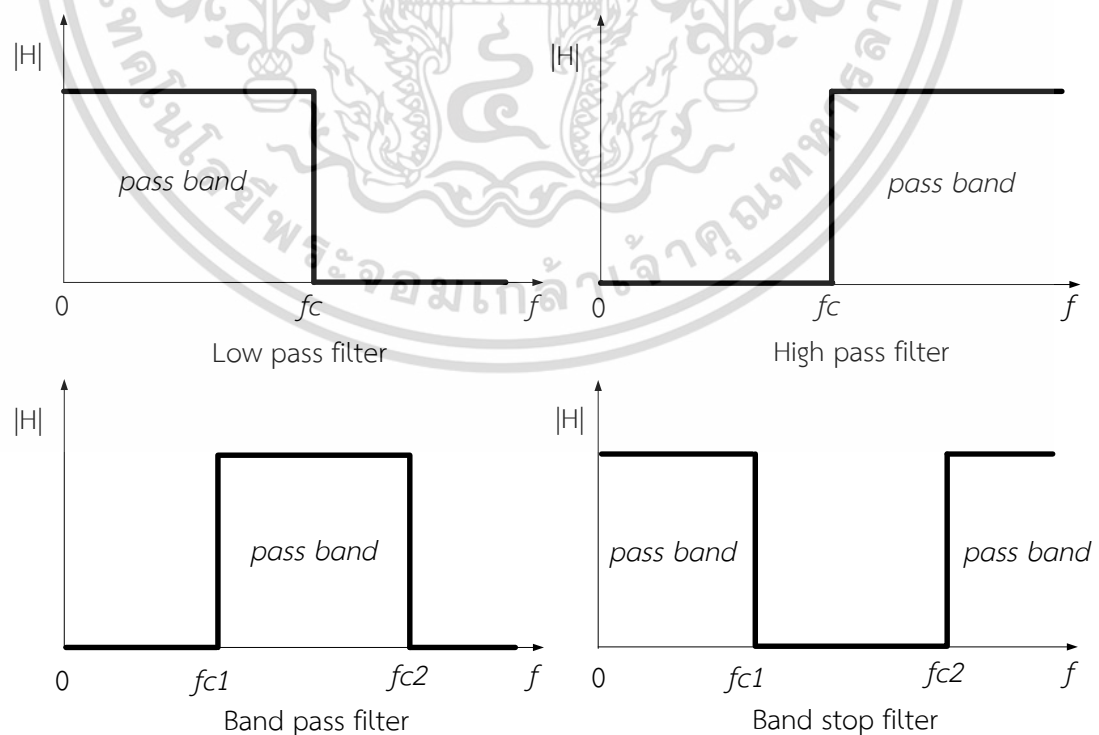
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กล่าวไว้ว่า หากสัญญาณต่อเนื่อง $x(t)$ ที่มีความถี่ไม่เกิน $\omega_{\max} = 2\pi f_{\max}$ ข้อมูลของสัญญาณต่อเนื่องนั้นสามารถอธิบายด้วย $x(nT)$ ก็ต่อเมื่อความถี่ในการสุ่มตัวอย่าง f_s มีค่ามากกว่าหรือเท่ากับสองเท่าของความถี่ใช้งานสูงสุด (f_{\max}) หรือ $f_s \geq 2f_{\max}$ [4] ซึ่งโดยทั่วไปจะทำการสุ่มตัวอย่างด้วยความถี่ $f_{sN} = 2f_{\max}$ พอดีค่าความถี่นี้มีชื่อเรียกว่า ความถี่ไนควิสต์ (Nyquist frequency) และคาบเวลา $T_N = 1/(2f_{\max})$ นี้เรียกว่าช่วงเวลาสุ่มตัวอย่างไนควิสต์ (Nyquist interval)

2.7 วงจรกรองแอนะล็อกต้นแบบ (Analog Filter Prototype)

เนื่องจากการออกแบบวงจรกรองดิจิทัลมีการอาศัยวงจรกรองแอนะล็อกต้นแบบ ดังนั้นในการเริ่มต้นออกแบบวงจรดิจิทัลจึงควรทราบการคำนวณฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรแอนะล็อกให้ได้ตามข้อกำหนดที่ต้องการเสียก่อน จากนั้นจึงทำการเขียนให้อยู่ในรูปแบบการเชื่อมต่ออุปกรณ์แอนะล็อกชนิดต่างๆ หรืออาจแปลงสูตรโพลีโนเมียลจากฟังก์ชันถ่ายโอนโดยตรงเพื่อสร้างวงจรกรองแบบต่างๆ ขึ้นมา

วงจรกรองความถี่ทำหน้าที่จำแนกความถี่ตามความต้องการของผู้ใช้ แบ่งตามคุณลักษณะของผลตอบสนองความถี่ (frequency response) ได้ 4 ชนิดด้วยกัน คือ [5] วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter : LPF), วงจรกรองความถี่สูงผ่าน (High Pass Filter : HPF), วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (Band Pass Filter : BPF) และวงจรกรองแถบความถี่หยุดผ่าน (Band Stop Filter : BSF)



รูปที่ 2.7 ชนิดของวงจรกรองความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลตอบสนองความถี่ในรูปที่ 2.7 เมื่อให้ $|H|$ คือ ขนาดของแรงดันทางด้านเอาต์พุทของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะยอมให้ความถี่ตั้งแต่ 0 Hz ถึงความถี่ f_c ผ่านไปยังเอาต์พุทของวงจรได้ ส่วนความถี่ที่สูงกว่า f_c จะไม่ผ่านไปยังเอาต์พุทของวงจร สำหรับวงจรกรองความถี่สูงผ่านจะยอมให้ความถี่ที่สูงกว่าความถี่ f_c ผ่านไปยังเอาต์พุทของวงจรได้ ส่วนความถี่ตั้งแต่ 0 Hz ถึงความถี่ f_c จะไม่ผ่านไปยังเอาต์พุทของวงจร สำหรับวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน จะยอมให้ความถี่ตั้งแต่ f_{c1} ถึงความถี่ f_{c2} ผ่านไปยังเอาต์พุทของวงจร ส่วนความถี่ตั้งแต่ 0 Hz ถึงความถี่ f_{c1} กับความถี่ที่สูงกว่า f_{c2} จะไม่ผ่านไปยังเอาต์พุทของวงจร และวงจรกรองแถบความถี่หยุดผ่าน จะไม่ยอมให้ช่วงความถี่ f_{c1} ถึงความถี่ f_{c2} ผ่านไปยังเอาต์พุทของวงจร ส่วนความถี่อื่นๆ วงจรยอมให้ผ่านไปยังเอาต์พุทได้

2.7.1 ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองแอนะล็อก (Transfer Function of Analog Filter)

การสร้างฟังก์ชันถ่ายโอนต้นแบบอาศัยการประมาณพหุนามตามวิธีการกรองแบบบัตเตอร์เวิร์ธ (Butterworth), เชบีเชฟ (Chebyshev) และ อิลลิปติก (Elliptic) ซึ่งอาจใช้วิธีการเปิดตารางหรือใช้โปรแกรมช่วยในการคำนวณจากข้อกำหนดที่ต้องการ รูปแบบของฟังก์ชันถ่ายโอนต้นแบบในโดเมน s เป็นดังสมการที่ (2.9) - (2.11)

$$H(s) = \frac{k(s - z_1)(s - z_2)\dots}{(s - p_0)(s - p_1)(s - p_1^*)\dots} \quad (2.9)$$

$$H(s) = \frac{N(s)}{(s + p_0)\prod(s + p_i)(s + p_i^*)} = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (2.10)$$

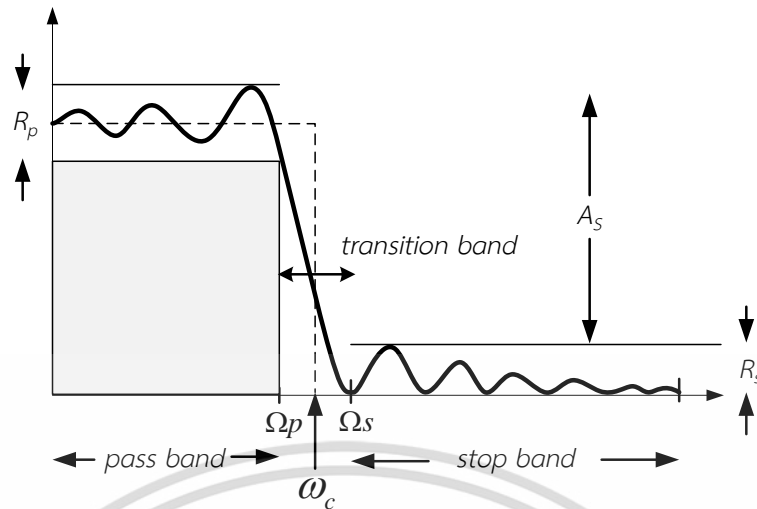
$$H(s) = \frac{\sum_{i=0}^m b_i \cdot s^i}{\sum_{i=0}^m a_i \cdot s^i} \quad (2.11)$$

เมื่อ z_1, z_2, \dots, z_m ซีโรของวงจรกรอง p_0, p_1, \dots, p_n เป็นโพลของวงจรกรอง k อัตราขยาย และ a_i, b_i เป็นสัมประสิทธิ์ของพหุนาม s

2.7.2 วงจรกรองแอนะล็อกแบบต่างๆ (Types of Analog Filter)

ในการออกแบบวงจรกรองความถี่ [6] โดยทั่วไปจะต้องทำการกำหนดคุณสมบัติต่างๆ ซึ่งประกอบไปด้วยชนิดและอันดับของวงจรกรอง (order : n) จุดตัดความถี่ (frequency cutoff : ω_c) การกระเพื่อมในแถบผ่าน (passband ripple : R_p) และค่าลดทอนในช่วงความถี่หยุด (stopband ripple : R_s)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.8 คุณลักษณะผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำ

ในรูปที่ 2.8 แสดงถึงผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำ คือ การกระเพื่อมในแถบผ่าน (dB) จะกำหนดให้มีระดับของขนาดจากยอดถึงยอดซึ่งโดยทั่วไปผู้ออกแบบจะกำหนดมีปริมาณเพียงเล็กน้อยช่วงความถี่ผ่านเท่านั้น (ในทางอุดมคติจะมีค่าเป็น 0) A_s คือ การลดทอนในแถบหยุด (dB) Ω_s คือ ความถี่ที่ขอบแถบหยุด (rad/s) Ω_p เป็นความถี่ที่ขอบแถบผ่าน (rad/s) ความถี่ระหว่าง Ω_p และ Ω_s เรียกว่า ความถี่ทรานซิชันแบนด์ (transition band) ซึ่งความชันแปรผันโดยตรงกับอันดับของวงจรกรองขึ้นอยู่กับผู้ออกแบบกำหนด อย่างไรก็ตามผลของริปเปิ้ลและทรานซิชันแบนด์จะมีผลต่อกันโดยตรง โดยหากต้องการความชันที่มากก็จะทำให้คาร์ิปเปิ้ลมากตามไปด้วยเช่นเดียวกัน ในทางอุดมคติค่า Ω_p และ Ω_s จะมีค่าเท่ากัน ($\Omega_p = \Omega_s$)

ซึ่งหากจะทำการออกแบบวงจรกรองความถี่แบบอื่นๆ ไม่ว่าจะเป็นวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน วงจรกรองแถบความถี่หยุด หรือวงจรกรองความถี่สูง สามารถนำเอาวงจรกรองความถี่ต่ำที่กล่าวไว้ในข้างต้นไปทำการออกแบบได้โดยวิธีการทรานส์ฟอร์มทางความถี่ (frequency transform) ให้อยู่ในรูปแบบของวงจรกรองความถี่อื่นๆ ซึ่งจะไม่ขอกล่าวถึง

ปัจจุบันการออกแบบวงจรกรองความถี่จะกำหนดค่าตัวแปรต่างๆ เหล่านี้ลงในซอฟต์แวร์ที่ช่วยในการออกแบบซึ่งจะได้พารามิเตอร์ต่างๆ ไปใช้งานต่อไปเช่นค่า R, L, C สำหรับการนำไปสร้างวงจรกรองแบบแอนะล็อก หรือค่าสัมประสิทธิ์ที่อยู่ในรูปของสมการผลต่างสำหรับนำไปสร้างไม่ว่าจะอยู่ในรูปแบบของฮาร์ดแวร์ (hardware) หรือซอฟต์แวร์ (software) อื่นๆ ก็ตาม โดยที่ชนิดของวงจรกรองความถี่จะเป็นไปตามวิธีการประมาณทางคณิตศาสตร์ซึ่งมีหลายแบบดังนี้

2.7.2.1 วงจรกรองแอนะล็อกแบบบัทเทอร์เวิร์ธ (Butterworth Filter)

ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองแอนะล็อกแบบบัทเทอร์เวิร์ธ สร้างจากอันดับและ n ใดๆ

ความถี่ตัดของวงจรแสดงดังสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$N = \frac{\log \left\{ \left(10^{\frac{Rp}{10}} - 1 \right) \left(10^{\frac{As}{10}} - 1 \right) \right\}}{2 \log \left(\Omega_p / \Omega_s \right)} \quad (2.12)$$

$$\Omega_c = \frac{\Omega_p}{\sqrt[2N]{10^{\frac{Rp}{10}} - 1}} \quad (2.13)$$

2.7.2.2 วงจรกรองแอมพลิฟิเคชันแบบเชบีเชฟ (Chebyshev Filter)

ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองอนาล็อกต้นแบบเชบีเชฟ สร้างจากอันดับ n ใดๆ และความถี่ตัดของวงจรแสดงดังสมการ

$$N = \frac{\log \left(g + \sqrt{g^2 - 1} \right)}{\log \left(\Omega_r + \sqrt{\Omega_r^2 - 1} \right)} \quad (2.14)$$

เมื่อ

$$\Omega_r = \frac{\Omega_s}{\Omega_p} \quad (2.15)$$

$$g = \sqrt{\frac{10^{\frac{As}{10}} - 1}{10^{\frac{Rp}{10}} - 1}}$$

ซึ่งความถี่ตัดของเชบีเชฟ คือ $\Omega_c = \Omega_p$

2.7.2.3 วงจรกรองแอมพลิฟิเคชันแบบอิลิปติก (Elliptic Filter)

ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองแอมพลิฟิเคชันแบบอิลิปติก สร้างจากอันดับ n ใดๆ และความถี่ตัดของวงจรแสดงดังสมการ

$$N = \frac{K(k) K(\sqrt{1-k_1^2})}{K(k_1) K(\sqrt{1-k^2})} \quad (2.16)$$

เมื่อ

$$k = \frac{\Omega_p}{\Omega_s}, k_1 = \sqrt{\frac{10^{\frac{Rp}{10}} - 1}{10^{\frac{As}{10}} - 1}}$$

$$K(x) = \int_0^{\pi/2} \frac{d\theta}{\sqrt{1-x^2 \sin^2 \theta}} \quad (2.17)$$

และมีความถี่ตัดเช่นเดียวกับวงจรของเชบีเชฟ คือ $\Omega_c = \Omega_p$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8 วงจรกรองความถี่แบบดิจิทัล (Digital Filter)

ปัจจุบันเทคโนโลยีการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลนั้นมีความสามารถ ความละเอียด และความเร็วในการประมวลผลสูงขึ้น จึงทำให้การประมวลผลในรูปแบบสัญญาณดิจิทัลเป็นที่นิยมมากขึ้น ซึ่งระบบดิจิทัลนั้นมีความยืดหยุ่นมากกว่าแบบแอนะล็อก เพราะอยู่ในรูปของซอฟต์แวร์เป็นส่วนใหญ่ อีกทั้งสามารถปรับปรุงและแก้ไขได้ง่ายกว่าโดยการเปลี่ยนค่าสัมประสิทธิ์ ในขณะที่วงจรกรองความถี่แบบแอนะล็อกนั้นสามารถทำได้ซับซ้อนกว่า

ในการออกแบบวงจรกรองแบบดิจิทัลสามารถแบ่งออกได้สองประเภทได้แก่ การออกแบบโดยใช้วงจรกรองความถี่แบบเฟอไออาร์ (Finite Impulse Response: FIR) และวงจรกรองความถี่แบบไอไออาร์ (Infinite Impulse Response: IIR)



รูปที่ 2.9 ผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์ของวงจรกรอง FIR และ IIR

2.8.1 วงจรกรองความถี่แบบ FIR (FIR Filter)

วงจรกรองความถี่แบบ FIR หรือวงจรที่มีการตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์มีความยาวจำกัด เป็นการนำเอาเฉพาะสัญญาณอินพุตในแซมเปิ้ล (sample) ปัจจุบัน และแซมเปิ้ลที่ถูกหน่วงเวลามาทำการประมวลผลสามารถเขียนสมการได้ดังนี้

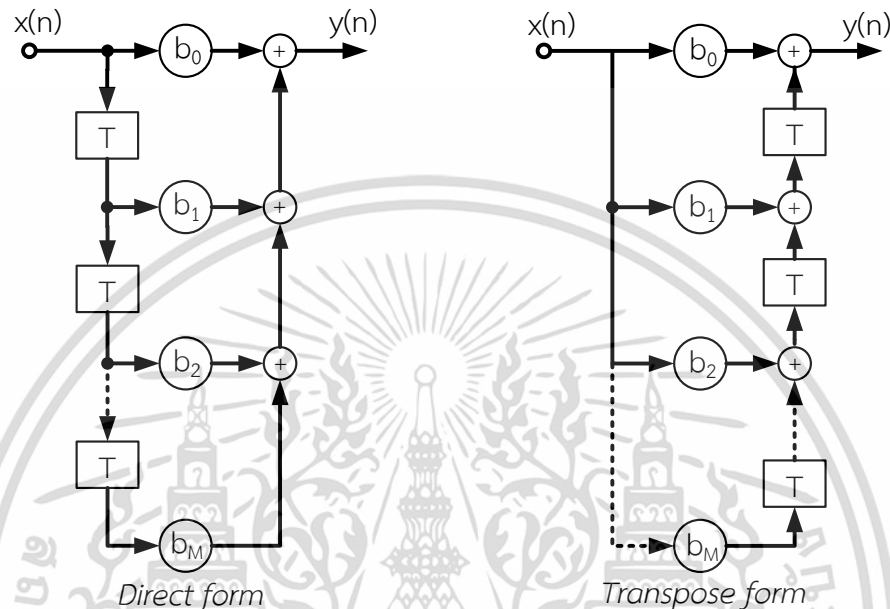
$$y(n) = \sum_{k=0}^M b_k \cdot x(n-k) \quad (2.18)$$

โดยที่ b_k คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองความถี่จะมีค่าจำนวนอยู่จำนวน M ค่า โดยที่จำนวนของค่าสัมประสิทธิ์นั้นจะขึ้นอยู่กับความต้องการของผู้ออกแบบซึ่งสามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนในโดเมน (domain) ของ Z ได้ดังนี้

$$H(z) = \sum_{k=0}^M b_k \cdot Z^{-k} \quad (2.19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งในการออกแบบจะพยายามลดค่าจำนวนสัมประสิทธิ์ให้มีจำนวนน้อยที่สุดในขณะที่ยังคงรักษาคุณสมบัติที่ต้องการไว้ได้อยู่ โดยปกติแล้วในการออกแบบใช้งานทั่วไปนั้นจะมีจำนวนสัมประสิทธิ์ตั้งแต่ไม่กี่ตัวไปจนถึงร้อยตัวซึ่งทำให้มีโครงสร้างและวงจรที่มีขนาดใหญ่มาก แต่วงจรกรองดังกล่าวนี้จะให้การตอบสนองทางเฟสที่เป็นเชิงเส้นโดยมีโครงสร้างดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 โครงสร้างของวงจรกรองความถี่แบบ FIR

2.8.2 วงจรกรองความถี่แบบ IIR (IIR Filter)

วงจรกรองความถี่แบบ IIR หรือ วงจรที่มีการตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์มีความยาวไม่จำกัด ซึ่งเป็นการนำเอาสัญญาณอินพุตในแซมเปิ้ลปัจจุบัน แซมเปิ้ลที่ถูกหน่วงเวลา และเอาท์พุทแซมเปิ้ลที่ถูกหน่วงเวลามาทำการประมวลผลสามารถเขียนสมการได้ดังนี้

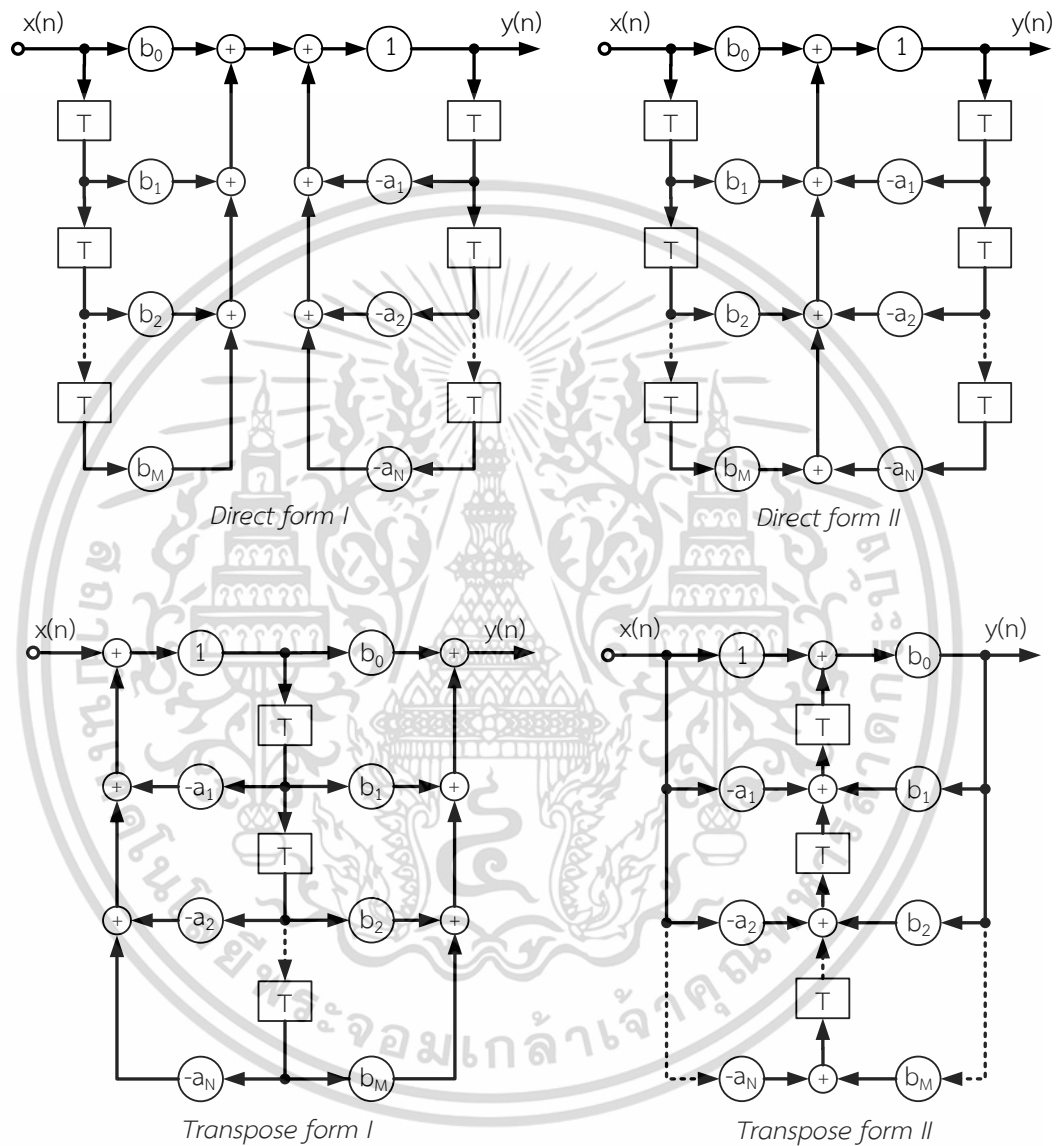
$$\sum_{k=0}^N a_k \cdot y(n-k) = \sum_{k=0}^M b_k \cdot x(n-k) \quad (2.20)$$

โดยที่ b_k และ a_k คือค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองความถี่จะมีค่าจำนวนอยู่จำนวน N และ M ค่าตามลำดับโดยที่จำนวนของค่าสัมประสิทธิ์นั้นจะมีจำนวนน้อยมากเมื่อเทียบกับวงจรกรองความถี่แบบ FIR ภายใต้เงื่อนไขการออกแบบเดียวกัน ซึ่งสามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนในโดเมนของ Z ได้ดังนี้

$$H(z) = \frac{\sum_{k=0}^M b_k \cdot Z^{-k}}{\sum_{k=0}^N a_k \cdot Z^{-k}} \quad (2.21)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรกรองความถี่แบบ IIR จะมีข้อดีคือมีจำนวนของสัมประสิทธิ์ที่น้อยกว่าวงจรกรองความถี่แบบ FIR ทำให้ลดเวลาในการประมวลผลลงอย่างมากแต่จะมีข้อเสียคือในการออกแบบระบบนี้ จะมีความไวในเรื่องของการปัดเศษค่าสัมประสิทธิ์ เพราะผลจากการปัดเศษค่าสัมประสิทธิ์อาจจะทำให้เกิดการไม่เสถียรภาพของวงจรได้และมีการตอบสนองทางเฟสที่ไม่เป็นเชิงเส้น



รูปที่ 2.11 โครงสร้างของวงจรกรองความถี่แบบ IIR

โครงสร้างของวงจรกรองความถี่แบบ IIR จากสมการที่ 2.21 มีโครงสร้างแบ่งออกเป็น 4 แบบดังรูปที่ 2.11 ได้แก่ โครงสร้างแบบตรง (direct form) และแบบกลับ (transpose form) ซึ่งจะมีความซับซ้อนของวงจรที่น้อยกว่า โดยข้อดีและข้อเสียของวงจรกรองความถี่ทั้งสองแบบแสดงดังตารางที่ 2.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.2 เปรียบเทียบข้อดีและข้อเสียของวงจรรองความถี่แบบ FIR และ IIR

FIR	IIR
1. วงจรเสถียรเสมอ	1. วงจรอาจไม่เสถียร
2. ให้ช่วงทรานซิชันแบนด์ที่กว้างกว่า	2. ให้ช่วงทรานซิชันแบนด์ที่แคบกว่า
3. มีการหน่วงสัญญาณมากกว่า	3. มีการหน่วงสัญญาณที่เอาต์พุตน้อยกว่า
4. มีผลตอบสนองทางเฟสเป็นเชิงเส้น	4. มีความเพี้ยนของผลตอบสนองทางเฟสสูง
5. มีสัญญาณรบกวนจากการปัดเศษน้อย	5. มีสัญญาณรบกวนจากการปัดเศษมาก
6. การออกแบบทำได้โดยใช้วิธีการประมาณค่า	6. สามารถออกแบบได้จากวงจรรองแอมพลิจูดขั้นแบบ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

วิธีการดำเนินงานวิจัย

ในบทนี้จะกล่าวถึงวิธีการและขั้นตอนในการดำเนินงานวิจัย ซึ่งจะประกอบไปด้วยหัวข้อหลักๆ คือ การออกแบบตัวกรองความถี่แบบ FIR ในรูปแบบและวิธีการที่แตกต่างกัน รวมไปถึงวิธีการออกแบบตัวกรองความถี่แบบ IIR ที่ให้เฟสเป็นเชิงเส้น

3.1 ตัวกรองดิจิทัลแบบ FIR (FIR Digital Filter)

ตัวกรองดิจิทัลแบบ FIR มีฟังก์ชันถ่ายโอนมีคุณสมบัติดังสมการ

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

เขียนให้อยู่ในรูปแซดโดเมน (z) ได้โดย

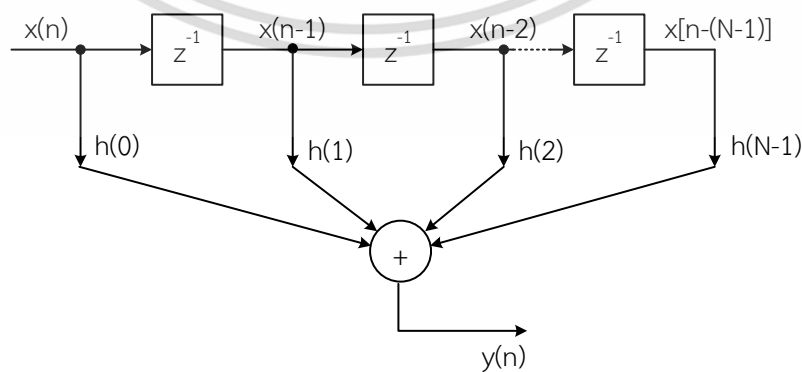
$$Y(z) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k)x(z)z^{-k}$$

หรือเขียนให้อยู่ในรูปของฟังก์ชันถ่ายโอนจะได้

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

$$Y(z) = h(0)x(z) + h(1)x(z)z^{-1} + h(2)x(z)z^{-2} + \dots + h(N-1)x(z)z^{-(N-1)} \quad (3.1)$$

จากสมการที่ 3.1 สามารถนำไปเขียนเป็นโครงสร้างได้ดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 โครงสร้างตัวกรองเชิงเส้นแบบ FIR

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวกรองดิจิทัล FIR จัดเป็นตัวกรองนอนรีเคอร์ซีฟ (non recursive) เนื่องจากไม่มีการป้อนกลับจากทางด้านเอาต์พุตและนอกจากนี้ยังมีคุณสมบัติอื่นอีก คือ

1. สามารถสร้างได้ง่ายเมื่อเทียบกับตัวกรองแบบ IIR
2. มีคุณสมบัติตอบสนองทางเฟสเป็นแบบเชิงเส้น (linear-phase)
3. สัมประสิทธิ์ที่เกิดจากการคำนวณจะมีค่าไม่เกินหนึ่งทำให้สามารถสร้าง และทำงานได้ดีบนตัวประมวลผลแบบจุดทศนิยมคงที่ (fix-point)
4. ตัวกรองเชิงเลข FIR จะมีเสถียรภาพ (stable) แน่นอน เนื่องจากว่ามีโพลอยู่ที่จุดกำเนิด (origin) บนระนาบแซด (z)

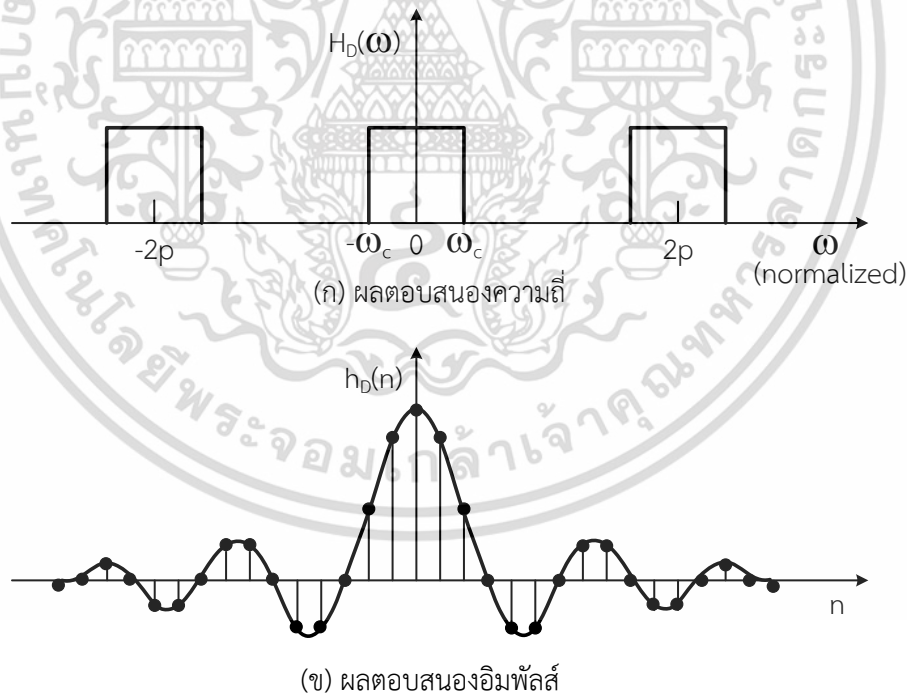
3.2 การออกแบบวงจรกรองความถี่แบบ FIR (FIR Filter Design)

การออกแบบวงจรกรองความถี่แบบ FIR สามารถทำได้ 2 วิธีดังนี้

3.2.1 วิธีอนุกรมฟูริเยร์ (Fourier Series Method)

วงจรความถี่ที่มีผลตอบสนองทางความถี่ $H_D(\omega)$ สามารถหาค่าตอบสนองอิมพัลส์ $h(n)$ ได้จากความสัมพันธ์ของการแปลงกลับของอนุกรมฟูริเยร์ดังสมการที่ 3.2

$$h_d(n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} H_D(\omega) e^{j\omega n} d\omega \quad (3.2)$$



รูปที่ 3.2 ตัวกรองแบบความถี่ต่ำผ่านในทางอุดมคติ

พิจารณารูปที่ 3.2 ซึ่งเป็นกราฟแสดงการตอบสนองทางความถี่ของการออกแบบตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน ซึ่งมีความถี่คัท-ออฟ คือ ω_c โดย ω_c นี้จะเป็นความถี่นอร์มอลไลซ์ (frequency normalization) ซึ่งมีค่าดังสมการที่ 3.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f = \frac{f_c}{f_s} \quad (3.3)$$

โดยที่ f คือ ความถี่คัท-ออฟนอร์มอลไลซ์ (normalized cut-off frequency)

f_c คือ ความถี่คัท-ออฟ (cut-off frequency (Hz))

f_s คือ ความถี่สุ่ม (sampling frequency (Hz))

จากกราฟจะเห็นได้ว่าค่า $H_D(\omega)$ จะมีค่าเท่ากับ 1 ในช่วง ตั้งแต่ $-\omega_c$ จนถึง ω_c ดังนั้นค่าของผลตอบสนองอิมพัลส์ของรูปที่ 3.2 (ก) จะหาได้จากสมการที่ 3.4

$$h_D(n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} 1 \times e^{j\omega n} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_c}^{\omega_c} 1 \times e^{j\omega n} d\omega \quad (3.4)$$

$$h_D(n) = \frac{2 \times \sin(2\pi f n)}{2\pi f n}$$

$$h_D(n) = \frac{\sin(2\pi f n)}{n\pi} \quad (3.5)$$

เนื่องจากค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของตัวกรองความถี่แบบ FIR มีลักษณะสมมาตรในรอบค่าสูงสุด (peak) การคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์จึงทำการหาเพียงครึ่งหนึ่งเท่านั้น ซึ่งช่วยลดความซับซ้อนและเวลาในการคำนวณลงได้ ตัวอย่างเช่น ถ้าต้องการหาผลตอบสนองอิมพัลส์จำนวน 53 ค่า ($n = 53$) ความถี่คัท-ออฟ (f_c) มีค่า 1.75 kHz และความถี่สุ่ม (f_s) มีค่า 8 kHz ดังนั้นค่า $h(n)$ จะมีค่าในช่วง -26 จนถึง 26 แต่จะมีการหาตั้งแต่ 0 จนถึง 26 เท่านั้น ส่วนค่า -1 ถึง -26 ไม่จำเป็นต้องหาเนื่องจากลักษณะความเป็นสมมาตรของวงจรวงจรกรองความถี่แบบ FIR วิธีการคำนวณเป็นดังต่อไปนี้

$$f = \frac{f_c}{f_s} = \frac{1.75 \text{ kHz}}{8 \text{ kHz}} = 0.21875$$

$$h_D(n) = \frac{\sin(2\pi f n)}{n\pi}$$

$$n = 0 \quad h_D(0) = 2 \times f = 2 \times 0.21875 = 0.4375$$

$$n = 1 \quad h_D(1) = \frac{\sin(2\pi \times 0.21875)}{\pi} = 0.31219 = h_D(-1)$$

$$n = 2 \quad h_D(2) = \frac{\sin(2 \times 2\pi \times 0.21875)}{2\pi} = 0.060906 = h_D(-2)$$

$$\vdots \quad \quad \quad \vdots \quad \quad \quad \vdots$$

$$n = 26 \quad h_D(26) = \frac{\sin(26 \times 2\pi \times 0.21875)}{26\pi} = -0.01131 = h_D(-26)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นได้ว่าขณะนี้ได้สัมประสิทธิ์ของตัวกรองมีค่า n เริ่มจาก -26 จนถึง 26 แต่ในการสร้างจริง (implementation) ไม่สามารถกระทำไม่ได้ถ้ามีค่า n เป็นลบ และจะทำให้สมการของระบบไม่สอดคล้องกับสมการที่ 3.1 และสมการที่ 3.2 ดังนั้นจะต้องทำให้ n เป็นบวกทุกตัวสมมติว่าตัวกรองมีค่า n อยู่ในช่วง $-x$ จนถึง x ทำให้ n เป็นบวกทำโดยแทนค่า $x = x+n$ ดังนั้นจากตัวอย่างจะได้ค่า $n = 26+n$ ทำให้ค่าของ n จะมีค่าอยู่ในช่วง $0 - 52$ ดังต่อไปนี้

$$h(0) = h(52) = -0.01131$$

$$h(1) = h(51) = 0.00248$$

$$h(2) = h(50) = 0.01326$$

⋮

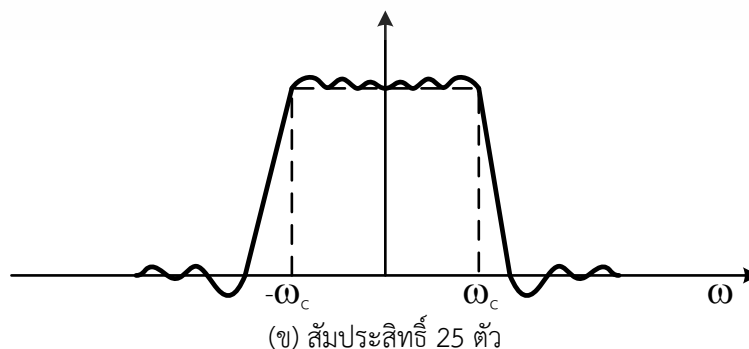
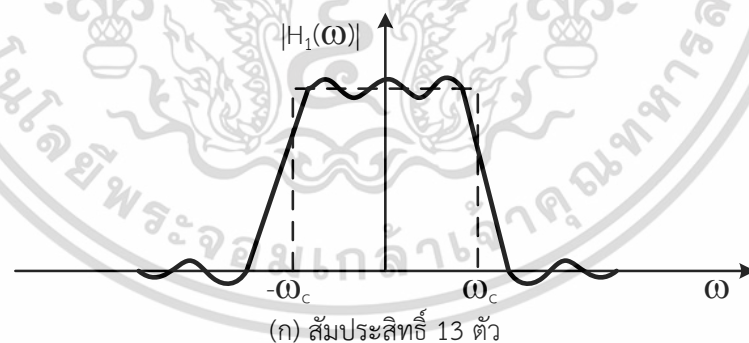
$$h(24) = h(28) = 0.06091$$

$$h(25) = h(27) = 0.31219$$

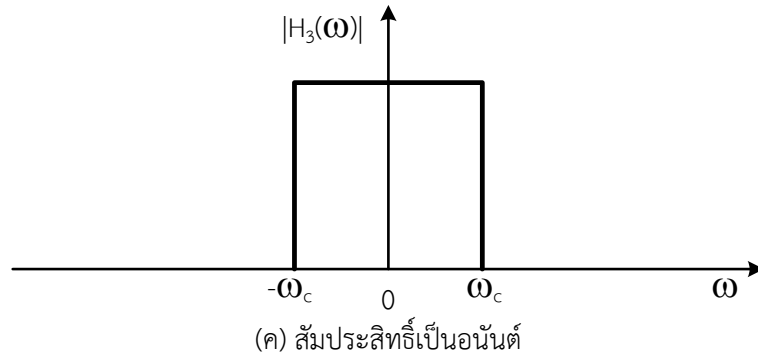
$$h(26) = h(26) = 0.43750$$

วงจรรองความถี่แบบ FIR จะมีผลตอบสนองทางความถี่เป็นแบบอุดมคติก็ต่อเมื่อมีจำนวนค่าสัมประสิทธิ์เป็นอนันต์ แต่ในทางปฏิบัตินั้นไม่สามารถสร้างวงจรรองความถี่ที่มีคุณสมบัติดังกล่าวได้ เพราะถ้าหากมีค่าสัมประสิทธิ์จำนวนมากย่อมส่งผลให้โครงสร้างของวงจรมีขนาดใหญ่และซับซ้อนมากยิ่งขึ้น

การออกแบบเพื่อสร้างวงจรรองความถี่แบบ FIR สามารถทำได้โดยอาศัยการจำกัดจำนวนอันดับของวงจรรองความถี่ ซึ่งจะพบว่าผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรมีลักษณะการกระเพื่อมเกิดขึ้น โดยเฉพาะช่วงที่ความถี่ผ่านได้หากวงจรมีจำนวนสัมประสิทธิ์น้อยก็จะทำให้เกิดการกระเพื่อมมาก แต่ถ้าสัมประสิทธิ์มีจำนวนมากขึ้นก็จะทำให้ค่าการกระเพื่อมน้อยลง ซึ่งจะมีผลใกล้เคียงกับผลการตอบสนองความถี่ทางอุดมคติมากขึ้นแสดงในรูปที่ 3.3



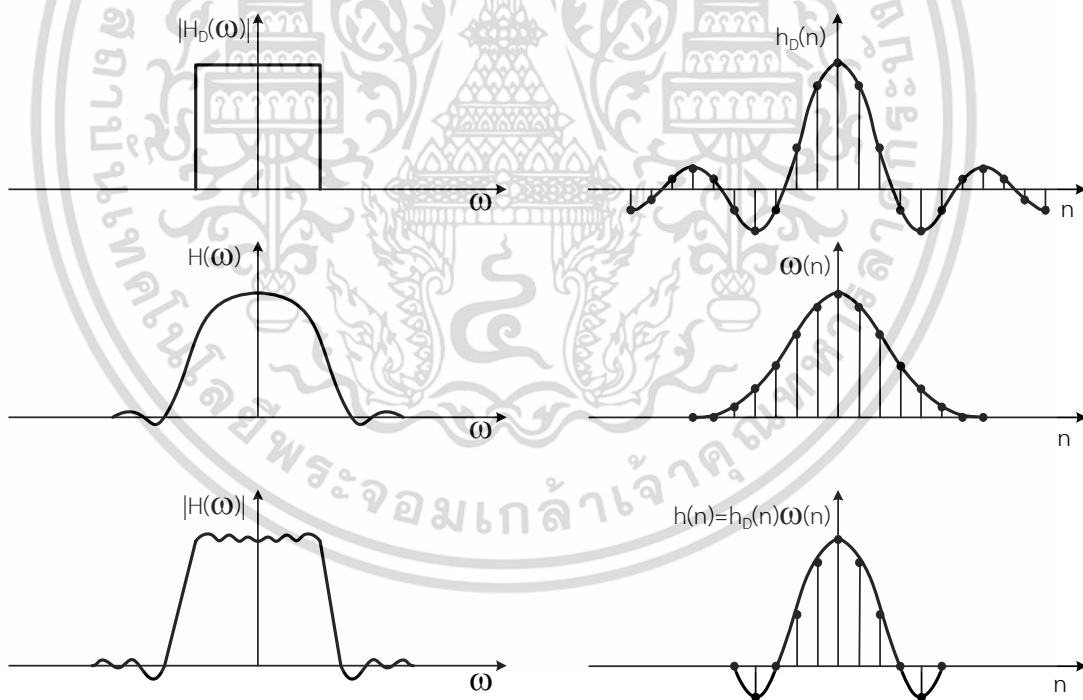
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 ผลการตอบสนองทางความถี่ FIR ที่จำนวนค่าสัมประสิทธิ์ต่างกัน

3.2.2 การออกแบบวงจรกรองความถี่โดยวิธีหน้าต่าง (Windows Method)

จากการออกแบบวงจรกรองความถี่แบบ FIR ด้วยวิธีอนุกรมฟูรีเยร์ สังเกตได้ว่าต้องใช้สัมประสิทธิ์เป็นจำนวนมากจึงจะให้ผลตอบสนองทางความถี่ใกล้เคียงกับอุดมคติ ดังนั้นจึงมีการคิดค้นวิธีการแก้ปัญหาดังกล่าวเพื่อลดการกระเพื่อมลงด้วยการหาค่าสัมประสิทธิ์ $h_D(n)$ มาคูณกับค่าสัมประสิทธิ์ $\omega(n)$ ซึ่งเป็นฟังก์ชันการถ่วงน้ำหนัก (weighting function) หรือเรียกกันโดยทั่วไปว่าฟังก์ชันหน้าต่าง (window function) แสดงดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 ผลการตอบสนองความถี่ด้วยฟังก์ชันวินโดว์

ผลที่ได้จากการคูณคือสัมประสิทธิ์ค่าใหม่ สามารถเขียนได้ดังสมการที่ 3.6

$$h(n) = h_D(n) \cdot \omega(n) \tag{3.6}$$

โดยที่ $\omega(n)$ คือ ค่าของฟังก์ชันหน้าต่าง ซึ่งสามารถคำนวณหาได้หลายวิธีขึ้นอยู่กับเอกสารนี้ ความต้องการของผู้ออกแบบและในแต่ละวิธีจะให้ผลตอบสนองทางความถี่ที่แตกต่างกันออกไปดังนี้ ไม่ว่าจะเป็นกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. เรคแทนกูลาร์วินโดว์ (Rectangular Window)

$$\omega(n) = 1$$

2. ฮานนิงวินโดว์ (Hanning Window)

$$\omega(n) = 0.5 - 0.5 \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right)$$

3. แฮมมิงวินโดว์ (Hamming Window)

$$\omega(n) = 0.54 - 0.46 \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right)$$

4. แบล็คแมนวินโดว์ (Blackman Window)

$$\omega(n) = 0.42 - 0.5 \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right) + 0.08 \cos\left(\frac{4\pi n}{N-1}\right)$$

5. ไคเซอร์วินโดว์ (Kaiser Window)

$$\omega(n) = \frac{l_0(\alpha \sqrt{1 - (n-M)^2 / m^2})}{l_0(\alpha)}$$

ตารางที่ 3.1 เปรียบเทียบค่าการลดทอนของแถบหยุดความถี่กับฟังก์ชันของหน้าต่าง

หน้าต่าง	δ_{pass}	A_{stop}	$\Delta f'$	$\omega(n)$
เรคแทนกูลาร์ (Rectangular)	8.9%	21	$\frac{2}{N}$	1
ฮานนิง (Hanning)	0.63%	44	$\frac{4}{N}$	$0.5 - 0.5 \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right)$
แฮมมิง (Hamming)	0.22%	53	$\frac{4}{N}$	$0.54 - 0.46 \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right)$
แบล็คแมน (Blackman)	0.02%	74	$\frac{6}{N}$	$0.42 - 0.5 \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right) + 0.08 \cos\left(\frac{4\pi n}{N-1}\right)$
ไคเซอร์ (Kaiser)	ปรับค่า ได้	ปรับค่า ได้	$\frac{A - 7.95}{14.36(N-1)}$	$\frac{l_0(\alpha \sqrt{1 - (n-M)^2 / m^2})}{l_0(\alpha)}$

เมื่อ δ_{pass} คือ ความพลีวของแถบผ่าน (pass band ripple)

A_{stop} คือ ค่าลดทอนช่วงความถี่หยุด มีค่าเท่ากับ $-20 \log \delta_{\text{stop}}$ (dB)

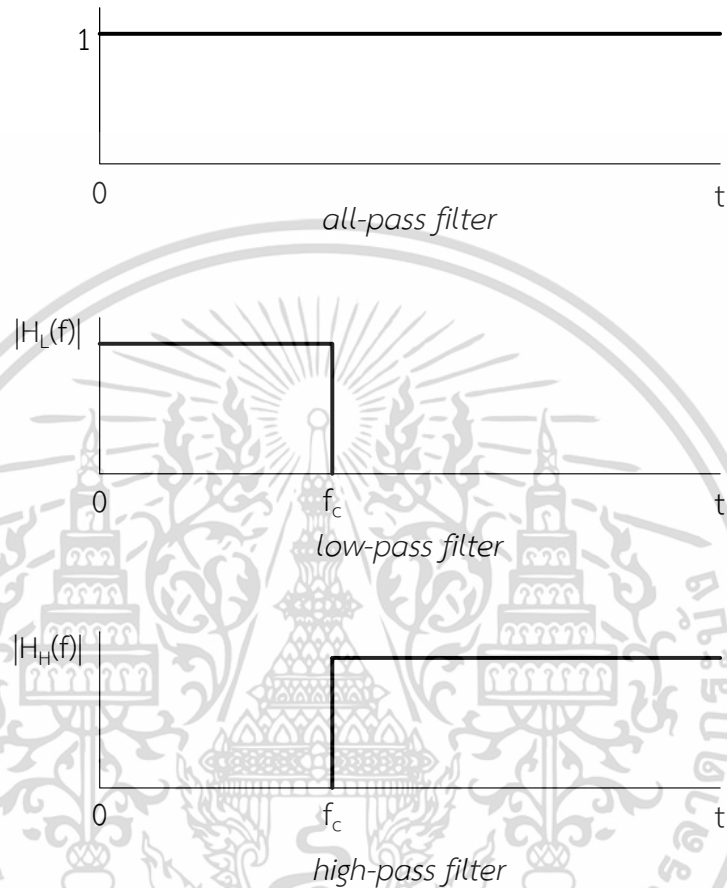
$\Delta f'$ คือ ความกว้างของ main lobe ของฟังก์ชันหน้าต่าง

$\omega(n)$ คือ ฟังก์ชันหน้าต่าง โดยที่ $n = 0, 1, \dots, N-1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 การออกแบบตัวกรองความถี่สูงผ่านแบบ FIR (FIR High-Pass Filter Design)

ในการออกแบบตัวกรองความถี่สูงผ่านแบบ FIR จะทำโดยการนำผลการตอบสนองความถี่ของตัวกรองผ่าน (all-pass filter) ทุกความถี่ลบด้วยผลตอบสนองความถี่ของตัวกรองความถี่ต่ำดังแสดงในรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 กราฟผลตอบสนองอิมพัลส์ของการออกแบบตัวกรองความถี่สูงผ่านแบบ FIR

ดังนั้นการหาค่าสัมประสิทธิ์จึงสามารถหาได้จากสมการที่ 3.7

$$h_D(n)_{High} = \delta(n) - h_D(n)_{Low} \quad (3.7)$$

และ

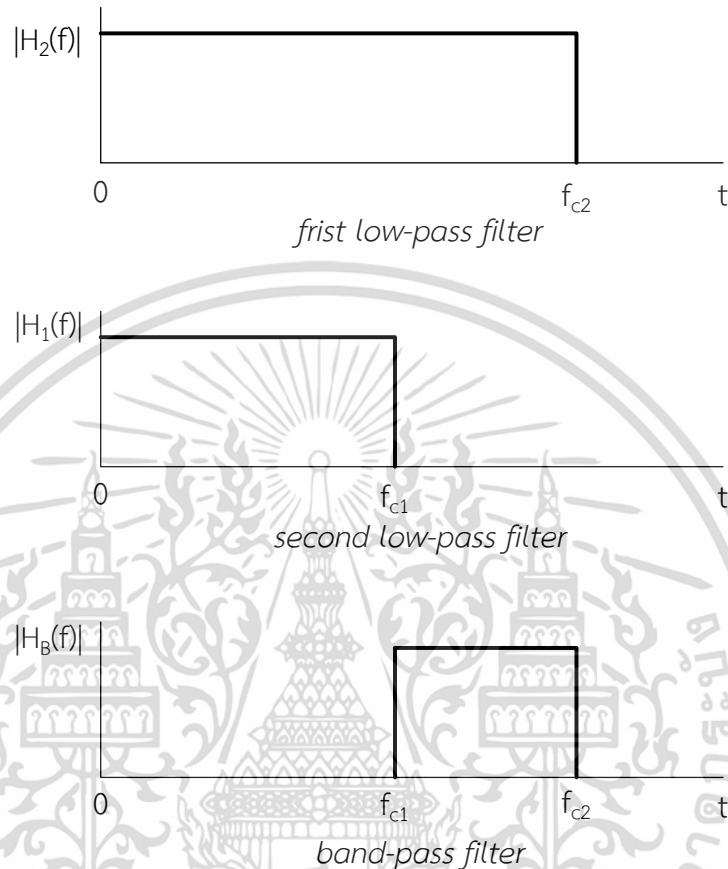
$$h_D(n)_{Low} = \frac{\sin(2\pi fn)}{n\pi}$$

- เมื่อ
- $\delta(n)$ = ฟังก์ชันอิมพัลส์หนึ่งหน่วย (unit impulse function)
 - $h_D(n)_{High}$ = ผลตอบสนองอิมพัลส์ของตัวกรองความถี่สูงผ่าน
 - $h_D(n)_{Low}$ = ผลตอบสนองอิมพัลส์ของตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 การออกแบบตัวกรองความถี่แถบผ่านแบบ FIR (FIR Band-Pass Filter Design)

ในการออกแบบตัวกรองความถี่ช่วงความถี่ผ่านแบบ FIR จะทำโดยนำเอาผลการตอบสนองความถี่ของตัวกรองความถี่ต่ำ 2 ความถี่มาหักล้างกันแสดงดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 กราฟผลตอบสนองอิมพัลส์ของการออกแบบตัวกรองความถี่ผ่านแบบ FIR

ดังนั้นการหาค่าสัมประสิทธิ์จึงสามารถหาได้จากสมการที่ 3.8

$$h_D(n)_{Band} = h_D(n)_{fc2} - h_D(n)_{fc1} \quad (3.8)$$

และ

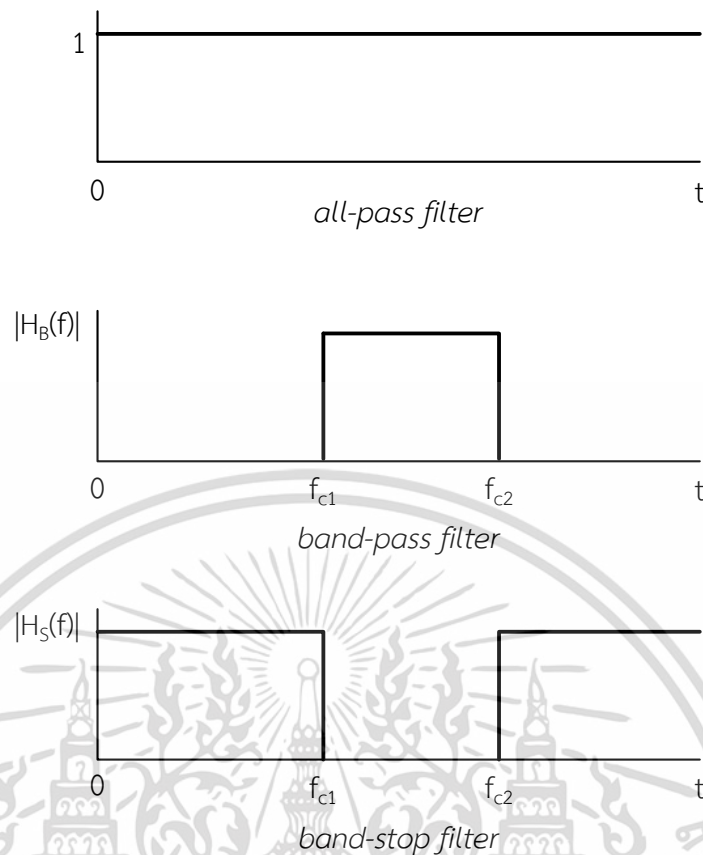
$$h_D(n)_{Band} = \frac{\sin(2\pi f_{c2}n)}{n\pi} - \frac{\sin(2\pi f_{c1}n)}{n\pi}$$

เมื่อ $h_D(n)_{Band}$ = ผลตอบสนองอิมพัลส์ของตัวกรองความถี่ผ่าน

3.5 การออกแบบตัวกรองความถี่แถบหยุดแบบ FIR (FIR Band-Stop Filter Design)

ในการออกแบบตัวกรองความถี่สูงผ่านแบบ FIR จะทำโดยการนำผลการตอบสนองความถี่ของตัวกรองผ่านทุกความถี่ (all-pass filter) ลบด้วยผลตอบสนองความถี่ของตัวกรองผ่านดังแสดงในรูปที่ 3.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.7 กราฟผลตอบสนองอิมพัลส์ของการออกแบบตัวกรองความถี่หยุดแบบ FIR
ดังนั้นการหาค่าสัมประสิทธิ์จึงสามารถหาได้จากสมการที่ 3.9

$$h_D(n)_{Stop} = \delta(n) - h_D(n)_{Band} \quad (3.9)$$

และ

$$h_D(n)_{Band} = \frac{\sin(2\pi f_{c2}n)}{n\pi} - \frac{\sin(2\pi f_{c1}n)}{n\pi}$$

เมื่อ $\delta(n)$ = ฟังก์ชันอิมพัลส์หนึ่งหน่วย (unit impulse function)

$h_D(n)_{Stop}$ = ผลตอบสนองอิมพัลส์ของตัวกรองความถี่หยุด

$h_D(n)_{Band}$ = ผลตอบสนองอิมพัลส์ของตัวกรองความถี่ผ่าน

3.6 การออกแบบวงจรรองความถี่แบบ IIR (IIR Filter Design)

การออกแบบวงจรรองความถี่แบบ FIR สามารถทำได้ 2 วิธีดังนี้

1. การแปลงแบบอิมพัลส์ไม่แปรเปลี่ยน (Impulse Invariance Transformation) วิธีนี้ออกแบบง่ายเพราะเป็นการสุ่มอิมพัลส์จากต้นแบบ แต่จะเกิด aliasing ได้ง่ายด้วย
2. การแปลงไบลิเนียร์ (Bilinear Transformation) วิธีนี้มีความยุ่งยากกว่าวิธีการแปลงแบบอิมพัลส์ไม่แปรเปลี่ยนเพราะเป็นการแปลงที่ไม่เป็นเชิงเส้น แต่จะไม่เกิดปัญหา aliasing

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.6.1 การแปลงแบบอิมพัลส์ไม่แปรเปลี่ยน (Impulse Invariance Transformation)

วิธีการนี้เริ่มต้นจากการตอบสนองอิมพัลส์ของระบบแอนะล็อก $h_a(t)$ การตอบสนองความถี่ของระบบ $H_a(\omega)$ และฟังก์ชันของระบบ $H_a(p)$ ซึ่ง p เป็นจำนวนเชิงซ้อน $p = \sigma + j\omega$ การออกแบบวงจรกรองความถี่ดิจิทัล คือ การหาค่า $h_d(n)$ หรือค่าสุ่มของ $h_a(t)$

$$h_d(n) = h_a(nT) \quad (3.10)$$

เมื่อ T คือ คาบการสุ่ม และเมื่อ $\theta = \omega T$ ความสัมพันธ์ของการตอบสนองความถี่ระหว่างโดเมนจะได้เป็น

$$H(e^{j\theta}) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} H_a(\omega - \frac{2k\pi}{T}) \quad (3.11)$$

ในโดเมนเวลา $H_a(p)$ มีโพลที่ $p = A$ ในโดเมนแซด $H_d(z)$ จะมีโพลที่ $z = e^{AT}$ (เช่น $H_a(p) = C/p - A_k$ จะสอดคล้องกับ $H_d(z) = C/1 - e^{AT} z^{-1}$) ดังนั้นจาก $H_a(p)$ ใดๆ จะต้องแยกออกมาในรูปของผลบวกแล้วจะใช้ความสัมพันธ์ได้ง่าย

$$H_a(p) = \sum_{k=1}^N \frac{C_k}{p - A_k} \rightarrow H_d(z) = \sum_{k=1}^N \frac{C_k}{1 - e^{A_k T} z^{-1}} \quad (3.12)$$

3.6.2 การแปลงไบลิเนียร์ (Bilinear Transformation)

วิธีการนี้เป็นการจับคู่สัมพัทธ์สองทางระหว่างระนาบ p และระนาบ ความสัมพันธ์ที่ใช้กันก็คือ

$$p = \frac{2}{T} \cdot \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad (3.13)$$

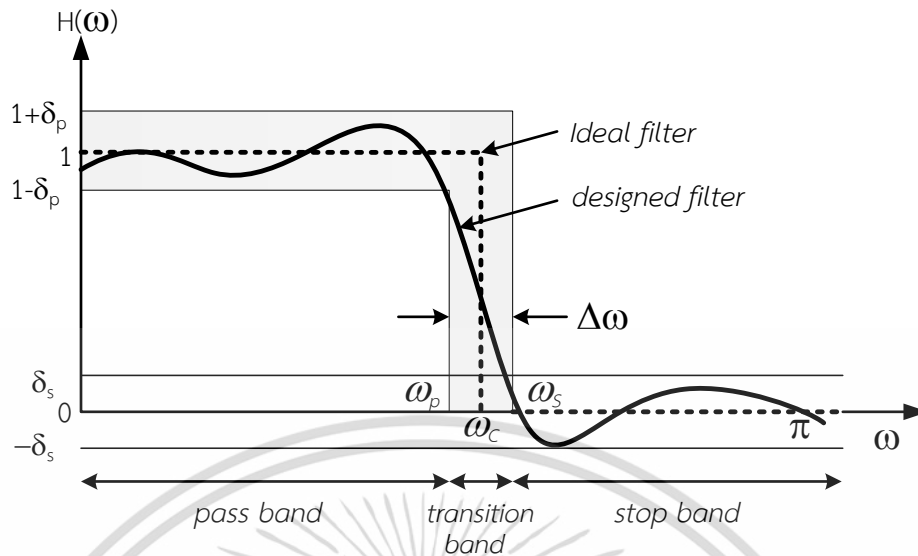
หรือในทางตรงข้าม

$$z = \frac{2 + pT}{2 - pT} \quad (3.14)$$

ด้วยความสัมพันธ์ดังกล่าว เส้นยิบบนระนาบ p จะสอดคล้องกับเส้นรอบวงของวงกลม $z = 1$ โดยทางซ้ายบนระนาบ p จะสอดคล้องกับภายในวงกลม ในขณะที่ทางขวามีบนระนาบ p จะสอดคล้องกับภายนอกวงกลม ตำแหน่งที่ $p = 0$ จะสอดคล้องกับตำแหน่งที่ $z = 1$ จะเห็นว่าวิธีการนี้สามารถตรวจสอบความเสถียรได้ง่าย

ในการออกแบบวงจรกรองความถี่ IIR ที่ใช้ทดลองนั้น จะใช้ขั้นตอนการออกแบบด้วยวิธีไบลิเนียร์ โดยประการแรกต้องกำหนดคุณลักษณะของวงจรกรองความถี่ต่ำสำหรับเป็นต้นแบบขึ้นมาก่อน โดยมีพารามิเตอร์ต่างๆ ได้แก่ จำนวนโพลีเมียลอันดับของวงจรกรองความถี่ (orders) ความถี่สุ่ม (sampling frequency: ω_s) จุดตัดความถี่ (cut - off frequency: ω_c) ขนาดของลูกคลื่นในช่วงความถี่ผ่าน (pass band ripple: δ_p) และค่าลดทอนในช่วงความถี่หยุด (stop band attenuation: δ_s) ซึ่งมีความสัมพันธ์กันดังแสดงในรูปที่ 3.8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์และสงวนสิทธิ์ในเนื้อหา ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



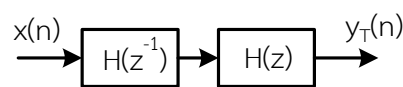
รูปที่ 3.8 การกำหนดค่าของช่วงความถี่ต่ำผ่าน

เมื่อกำหนดพารามิเตอร์แต่ละค่าแล้วจะได้ค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองความถี่ในทอแมสและทอมส่วนคือ b และ a ตามลำดับ จึงสามารถนำมาเขียนเป็นสมการถ่ายโอนในโดเมน $H(z)_{LPF}$ ได้ดังนี้

$$H(z)_{LPF} = \frac{b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2} + \dots + b_nz^{n-1}}{a_0 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2} + \dots + a_nz^{n-1}} \quad (3.15)$$

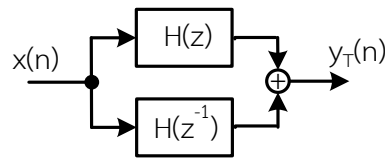
3.7 ตัวกรอง IIR แบบเฟสเชิงเส้น (Linear-Phase IIR Filter)

ในอุดมคติตัวกรองความถี่แบบเฟสเป็นเชิงเส้นเป็นตัวกรองที่น่าสนใจสำหรับในหลายๆ การประยุกต์ใช้งานของการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล เพราะตัวกรองความถี่แบบนี้จะไม่สร้างดิสทอร์ชันขึ้นภายในตัวประมวลผลเอง ต่อสัญญาณที่ด้านเอาต์พุตภายในช่วงความถี่ที่ต้องการ (desired passband) ตัวกรองความถี่แบบ FIR จะให้คุณลักษณะเฟสเป็นเชิงเส้นและมีเสถียรภาพแต่การที่ออกแบบให้มีค่าความลดทอนในช่วงหยุดความถี่สูงนอกจากอันดับฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวกรองจะสูงขึ้นแล้วจะส่งผลให้ค่าการหน่วงเวลามีค่ามาก สามารถแก้ปัญหานี้ได้โดยการใช้ตัวกรองความถี่แบบ IIR ที่มีลักษณะเฟสเป็นเชิงเส้นโดยอาศัยการต่อแบบขนานของตัวกรองความถี่แบบผ่านตลอดและสามารถนำไปใช้ในการประมวลผลต่อสัญญาณดิจิทัลลวดที่โอทีที่มีความละเอียดสูง (high resolution) ได้ [7] การสร้างตัวกรองความถี่แบบ IIR ที่มีลักษณะเฟสเป็นเชิงเส้นจะอาศัยโครงสร้างดังรูปที่ 3.9 ตามลำดับ



(ก) การต่อแบบอนุกรม (cascade)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข) การต่อแบบขนาน (parallel)

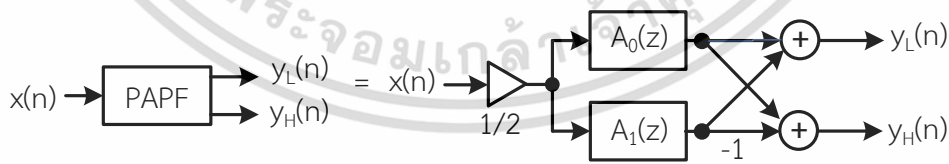
รูปที่ 3.9 โครงสร้างตัวกรองความถี่แบบ IIR ที่มีลักษณะเฟสเป็นเชิงเส้น

เทคนิคการสร้างตัวกรองความถี่แบบ IIR ที่มีเฟสเป็นเชิงเส้นและประมวลผลแบบทันเวลาจริงที่นำเสนอโดย Powell and Chua [8] จะใช้การเชื่อมต่อโครงสร้างตัวกรองแบบอนุกรมของตัวกรองความถี่ย่อยแบบ IIR ทั้งแบบ causal และ noncausal ดังรูปที่ 3.9 (ข) แต่โครงสร้างมีความซับซ้อนมากและตัวกรองความถี่ดังกล่าวมีความไม่เป็นเชิงเส้นอย่างอ่อน (weakly nonlinearity) อย่างหลีกเลี่ยงไม่ได้ และต้องการตรวจสอบแก้ไขจากภายนอก ต่อมาได้มีการพัฒนาแก้ไขลักษณะความไม่เป็นเชิงเส้นดังกล่าวโดยการนำเสนอของ Korosu [9]

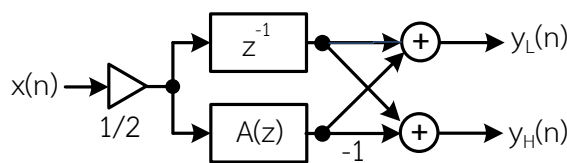
ในตัวกรองที่นำเสนอนี้จะอาศัยโครงสร้างแบบโครงข่ายต่อแบบขนาน 2 กิ่ง (two parallel all-pass filters) ซึ่งแต่ละกิ่งประกอบด้วยโครงข่ายที่เชื่อมต่อในลักษณะรูปที่ 3.9 (ข) โดยตัวกรองความถี่ย่อยกำหนดให้เป็นตัวกรองความถี่แบบผ่านตลอด IIR (all-pass IIR filter) ตัวกรองความถี่แบบผ่านตลอดนี้สามารถเชื่อมต่อและให้ผลลัพธ์ปรากฏเป็นทั้งตัวกรองความถี่ต่ำและตัวกรองความถี่สูงผ่านแสดงดังรูปที่ 3.10 (ก) และ 3.10 (ข) ตามลำดับ ซึ่งมีนิยามของฟังก์ชันถ่ายโอนในโดเมน z ดังต่อไปนี้

$$H_{LP} = \frac{1}{2} [A_0(z) + A_1(z)] \tag{3.16}$$

$$H_{HP} = \frac{1}{2} [A_0(z) - A_1(z)] \tag{3.17}$$



(ก) โครงสร้างโครงข่ายต่อแบบขนานกัน 2 วงจร



(ข) โครงสร้างแบบมีตัวหน่วงเวลา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 3.10 โครงสร้างตัวกรองความถี่ผ่านตลอดไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรรองความถี่โครงข่ายต่อแบบขนาน (Parallel All-Pass Filter : PAPF) จะใช้วิธีแยกเอาค่าสัมประสิทธิ์เทอมส่วนของวงจรรองความถี่แบบ IIR มาทำการหาค่ารากตามจำนวนพหุนาม (polynomials) อันดับของวงจรรองความถี่ (orders)

ยกตัวอย่างเช่น สมมติให้วงจรรองความถี่มีอันดับ 3 จะได้ค่ารากที่เป็นจริง 1 ค่า และค่ารากที่เป็นคู่จำนวนเชิงซ้อน 1 คู่ ดังนี้

1. $pl(1)$ = ค่ารากที่เป็นคู่จำนวนเชิงซ้อน มีส่วนจินตภาพเป็นบวก
2. $pl(2)$ = ค่ารากที่เป็นคู่จำนวนเชิงซ้อน มีส่วนจินตภาพเป็นลบ
3. $pl(3)$ = ค่ารากที่เป็นจริง

จากนั้นนำค่ารากที่ได้ไปคำนวณหาฟังก์ชันถ่ายโอน $A_0(z)$ และ $A_1(z)$ ได้จากสมการ

$$A_0(z) = \frac{-pl(3) + z^{-1}}{1 - pl(3) \cdot z^{-1}} \quad (3.18)$$

$$A_1(z) = \frac{pl(1) \cdot pl(2) - (pl(1) + pl(2))z^{-1} + z^{-2}}{1 - (pl(1) + pl(2))z^{-1} + (pl(1) + pl(2))z^{-2}} \quad (3.19)$$

แต่ข้อเสียหลักของการเชื่อมต่อตัวกรองความถี่ต่ำและความถี่สูงผ่านโดยใช้โครงสร้างดังรูปที่ 3.10 ก็ไม่สามารถหลีกเลี่ยงปัญหาของความไม่มีผลตอบสนองทางเฟสเป็นเชิงเส้นตลอดช่วงความถี่ที่ต้องการ ดังนั้นการสร้างตัวกรองความถี่แบบ IIR ที่มีเฟสเป็นเชิงเส้นโดยอาศัยโครงสร้างดังรูปที่ 3.10 (ข) สามารถสร้างได้โดยกำหนดให้ตัวกรองความถี่ย่อยทั้งสองมีฟังก์ชันถ่ายโอนเหมือนกัน (identical transfer functions) ซึ่งฟังก์ชันถ่ายโอนรวม $H_T(z)$ สามารถนิยามได้ดังนี้

$$H_T(z) = H(z^{-1})H(z) \quad (3.20)$$

$$|H_T(e^{j\omega})| = |H(e^{-j\omega})H(e^{j\omega})| \quad (3.21)$$

สมมติให้ $H(z)$ เป็นตัวกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ causal ซึ่งสามารถสร้างได้จากการต่อขนานของตัวกรองความถี่ผ่านตลอดสองตัวคือ $A_0(z)$ และ $A_1(z)$ แล้วนำเอาที่พหุทั้งสองมารวมกันดังสมการที่ 3.20 ในลักษณะเดียวกันฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวกรองแบบ noncausal สามารถเขียนได้ดังนี้

$$H_{LP}(z^{-1}) = \frac{1}{2} [A_0(z^{-1}) + A_1(z^{-1})] \quad (3.22)$$

เมื่อนำฟังก์ชันถ่ายโอนจากสมการที่ 3.16 และสมการที่ 3.22 แทนลงในสมการที่ 3.20 จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเชิงเส้น

$$H_{LP_{eq}}(z) = \frac{1}{4} [(A_0(z) + A_1(z))(A_0(z^{-1}) + A_1(z^{-1}))] \quad (3.23)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หากกำหนดให้ตัวกรองทั้งหมดในสมการที่ 3.23 เป็นตัวกรองความถี่แบบผ่านตลอดซึ่งสามารถนิยามเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนในรูปเศษส่วนมีนิยามดังนี้

$$A(z) = \frac{N(z)}{D(z)} = z^{-k} \frac{D(z^{-1})}{D(z)} \quad (3.24)$$

เมื่อแทนสมการที่ 3.24 ลงในสมการที่ 3.23 สามารถเขียนสมการที่ 3.23 ใหม่ได้ดังนี้

$$H_{LP-eq}(z) = \frac{1}{4} \frac{(N_0(z)D_1(z))^2 + 2N(z)D(z) + (N_1(z)D_0(z))^2}{N(z)D(z)} \quad (3.25)$$

$$A_0(z) = \frac{N_0(z)}{D_0(z)}, A_1(z) = \frac{N_1(z)}{D_1(z)}, N(z) = N_0(z)N_1(z), D(z) = D_0(z)D_1(z)$$

จากการสร้างตัวกรองความถี่ต่ำผ่านโดยอาศัยตัวกรองความถี่แบบผ่านตลอดสองตัวต่อขนานกัน พบว่ามีความซับซ้อนกว่าเมื่อเทียบกับการเชื่อมต่อในอีกรูปแบบหนึ่งดังรูปที่ 3.9 (ข) โดยสามารถยุบให้อีกกึ่งหนึ่งปรากฏเป็นเฉพาะตัวหน่วงสัญญาณเพียงอย่างเดียวและสามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังนี้

$$H(z) = \frac{1}{2} [z^{-M} A_0(z) + A_1(z)]$$

$$H(z) = \frac{1}{2} \left[z^{-M} + \frac{A_1(z)}{A_0(z)} \right]$$

$$H(z) = \frac{1}{2} [z^{-M} + A(z)]$$

ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอนทั้งหมดในสมการที่ 3.23 สามารถจัดรูปใหม่และเขียนได้ดังนี้

$$H_{LP-eq}(z) = \frac{1}{4} \left[\left(1 + \frac{A_1(z)}{A_0(z)} \right) \left(1 + \frac{A_0(z)}{A_1(z)} \right) \right] \quad (3.26)$$

สังเกตว่าแต่ละโครงข่ายประกอบด้วยผลรวมของค่าคงตัวและฟังก์ชันถ่ายโอนในรูปเศษส่วน และเมื่อพิจารณาสมการเศษส่วนทางด้านขวามือของสมการที่ 3.26 จะเห็นความสัมพันธ์ว่า

$$\frac{1}{A(z)} = \frac{D(z)}{N(z)} \quad (3.27)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{1}{A(z)} = z^k \frac{D(z)}{D(z^{-1})} \tag{3.28}$$

โพลีโนเมียลเทอมเศษของ inverse all-pass filter ในสมการที่ 3.27 จะเท่ากับโพลีโนเมียลเทอมส่วนของ $A(z)$ และโพลีโนเมียลเทอมส่วนก็จะเป็นส่วนผกผันด้วย ดังนั้นจะกำหนดว่า inverse all-pass filter $A^{-1}(z)$ จะเท่ากับตัวกรองความถี่แบบผ่านตลอดที่ประมวลผลแบบพลิกกลับ (time reversal process)

$$A^{-1}(z) = A(z^{-1}) \tag{3.29}$$

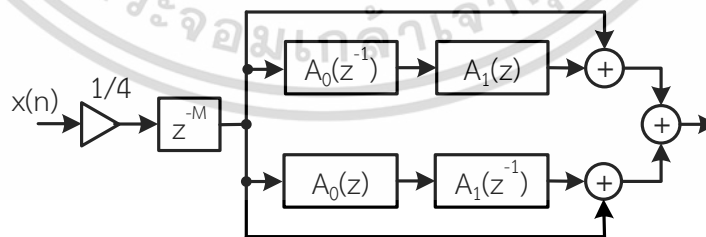
ดังนั้นจากความสัมพันธ์ใหม่ในสมการที่ 3.29 ฟังก์ชันถ่ายโอนทั้งหมดของตัวกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ IIR ที่มีเฟสเป็นเชิงเส้น สามารถเขียนใหม่ให้อยู่ในรูปการประมวลผลแบบพลิกกลับได้ดังนี้

$$H_{LP-eq}(z) = \frac{1}{4} \left[(1 + A_0(z^{-1})A_1(z)) + (1 + A_0(z)A_1(z^{-1})) \right] \tag{3.30}$$

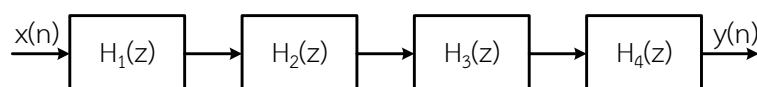
อย่างไรก็ตาม ฟังก์ชันถ่ายโอนทั้งหมดสมการที่ 3.30 ไม่สามารถสร้างได้จริงในทางปฏิบัติ เนื่องจาก inverse all-pass filter $A^{-1}(z)$ มีผลตอบสนองแบบ noncausal แต่เป็นไปได้ที่สามารถสร้าง $A^{-1}(z)$ ได้จริงโดยอาศัยการเพิ่มตัวหน่วงสัญญาณ (เวลา) เข้ามาเพื่อให้สามารถประมวลผลในเชิงเวลาจริงได้ สมมติให้การหน่วงเวลาของระบบมีค่าเป็น $M(z^{-M})$ ดังนั้นจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนเทียบเท่าใหม่ แสดงดังรูปที่ 3.11 และเขียนสมการได้ดังนี้

$$H_{LP-eq}(z) = \frac{1}{4} \left[(z^{-M} + z^{-M} A_{T1}(z)) + (z^{-M} + z^{-M} A_{T2}(z)) \right] \tag{3.31}$$

เมื่อ $A_{T1} = A_0(z^{-1})A_1(z)$ และ $A_{T2} = A_0(z)A_1(z^{-1})$



รูปที่ 3.11 โครงสร้างใหม่ของตัวกรองความถี่ต่ำ IIR แบบเฟสเชิงเส้น

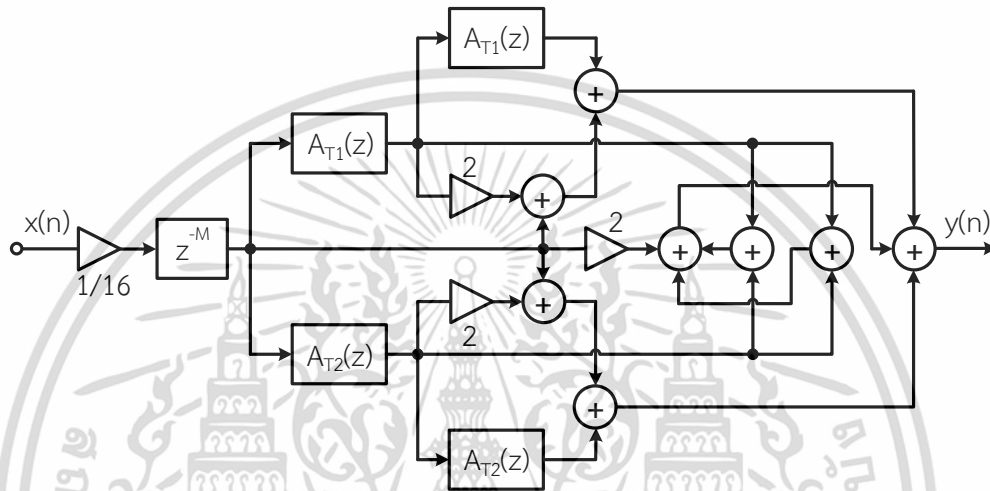


รูปที่ 3.12 การเชื่อมต่อในลักษณะอนุกรมเรียงกัน 4 ตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.12 เป็นการเชื่อมต่อตัวกรองความถี่แบบ 4 ตัวที่มี พบว่าการนำโครงสร้างตัวกรองความถี่ในรูปที่ 3.11 มาเชื่อมต่อดังรูปที่ 3.12 โดยตรง จะทำให้ผลตอบสนองทางขนาดในช่วงความถี่ผ่านได้มีลักษณะไม่เหมือนกับตัวกรองต้นแบบ อัตราการลดทอนในช่วงหยุดความถี่ไม่เป็นจำนวนทวีคูณกับค่าลดทอนของตัวต้นแบบ และยิ่งไปกว่านั้นคุณลักษณะของเฟสเป็นเชิงเส้นจะเสียไปด้วย

ในการแก้ไขปัญหาดังที่ได้กล่าวมาของการเชื่อมต่อโดยตรง จะได้โครงสร้างตัวกรองความถี่แบบคมแบบ IIR ที่มีเฟสเป็นเชิงเส้นแบบใหม่ดังแสดงในรูปที่ 3.13 ซึ่งพบว่าค่าการลดทอนจะมีค่าเป็น 4 เท่าของตัวต้นแบบในขณะที่คุณลักษณะผลตอบสนองทางเฟสมีลักษณะเป็นเชิงเส้น



รูปที่ 3.13 ตัวกรองความถี่คมมากแบบ IIR ที่มีเฟสเป็นเชิงเส้น

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

ในบทนี้จะแสดงให้เห็นถึงผลการทดลองที่ได้จากการออกแบบตัวกรองความถี่คมมากโดยวิธี FIR Filter ด้วย Kaiser Window วิธี Elliptic IIR Low-Pass Filter และ วิธี Linear-Phase Sharpening IIR Filter โดยการกำหนดค่าพารามิเตอร์ ซึ่งผลที่ได้นั้นจะแสดงให้เห็นถึงค่าสัมประสิทธิ์ของแต่ละวงจร ผลตอบสนองทางขนาด ผลตอบสนองอิมพัลส์ ผลตอบสนองทางเฟส และตำแหน่งโพล-ซีโร ด้วยโปรแกรม MATLAB ซึ่งการกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ แสดงดังตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 เปรียบเทียบคุณลักษณะของตัวกรองความถี่

Low-Pass Filter	F_s (Hz)	f_p (Hz)	f_s (Hz)	r_p (dB)	A_s (dB)	N
Kaiser Window FIR Filter	2000	100	500	-	60	51
Elliptic IIR Filter	2000	100	500	0.01	30	3
Linear-Phase Sharpening IIR Filter	2000	100	500	0.01	30	3

F_s = Sampling frequency

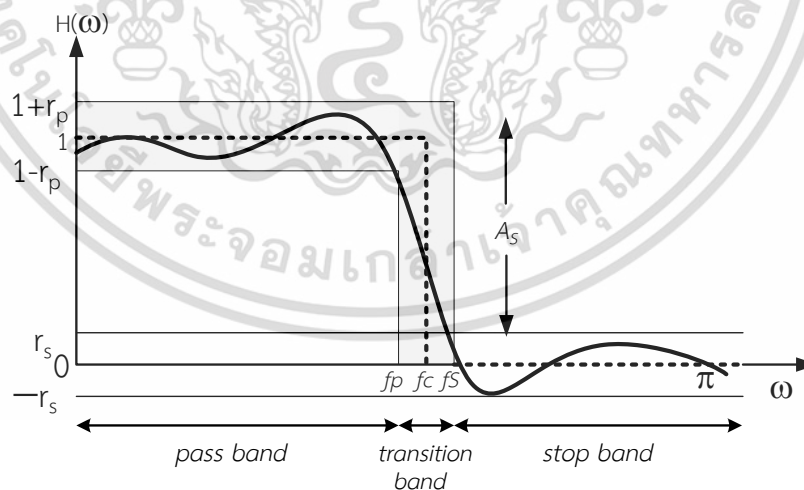
r_p = Pass band ripple

f_p = Passband frequency

A_s = Stop band attenuation

f_s = Stopband frequency

N = Order



ในการทดลองผลนั้นได้ทำการป้อนสัญญาณอินพุต $x(n)$ และทำการยกตัวอย่างสัญญาณขึ้นมาด้วยกัน 3 ความถี่ คือ $x(n) = 2\sin(2\pi f_1 n) + 2\sin(2\pi f_2 n) + 2\sin(2\pi f_3 n)$ โดยที่ความถี่ $f_1 = 100\text{Hz}$, $f_2 = 300\text{Hz}$, $f_3 = 500\text{Hz}$ และทดลองปรับความถี่ให้แคบลงกว่าเดิมเป็น $f_1 = 100\text{Hz}$, $f_2 = 200\text{Hz}$, $f_3 = 300\text{Hz}$ การแสดงผลจะเป็นผลการทดลองที่ได้จากทางด้านเอาต์พุต $y(n)$ ซึ่งแต่ละ

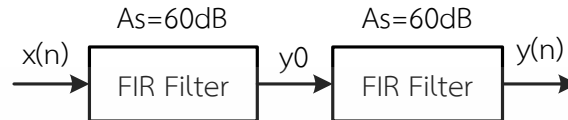
วิธีจะได้ค่าการลดทอนช่วงหยุดความถี่ (Stop band attenuation : A_s) = 120 dB

เอกสารนี้เป็นลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี การเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจะถือว่าผิดกฎหมาย

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

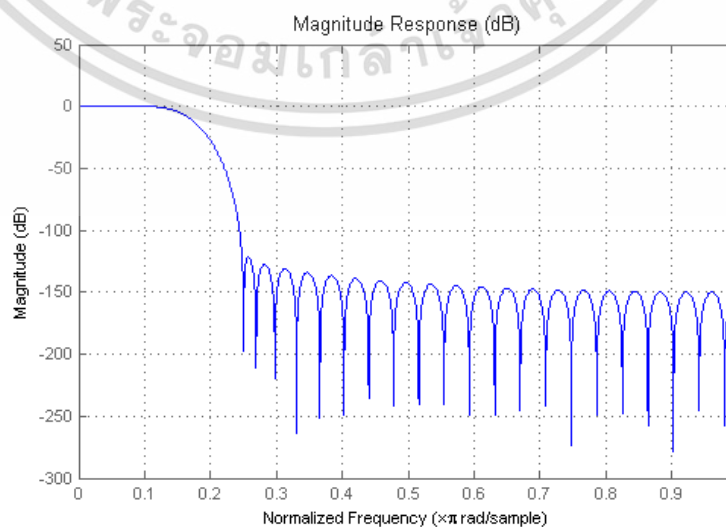
4.1 ผลการจำลองโปรแกรมโดยวิธี FIR Filter ด้วย Kaiser Window

การทดลอง FIR Filter ด้วย Kaiser Window ใช้วิธีการต่อแบบอนุกรมกัน 2 ครั้ง โดยการออกแบบคุณลักษณะจะเป็นดังตารางที่ 4.1 คือ Sampling frequency (F_s) = 2 kHz, Passband ripple (f_p)= 100 Hz, Stopband frequency (f_s) = 500 Hz และ Stop band attenuation (A_s) = 60 dB



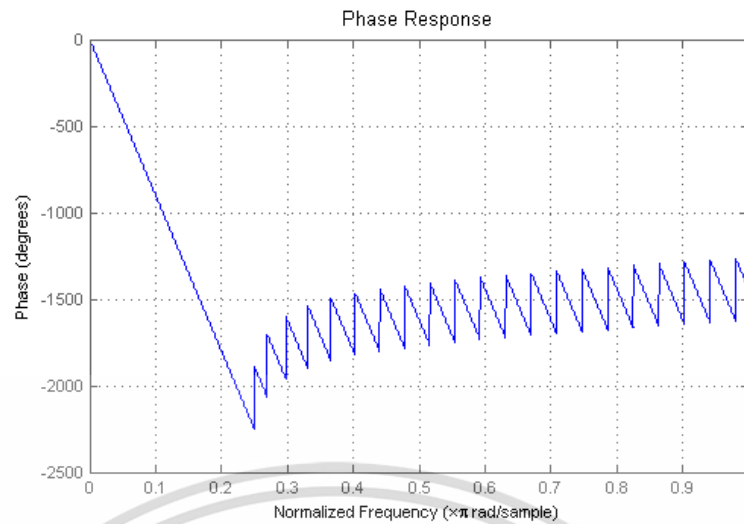
ตารางที่ 4.2 ค่าสัมประสิทธิ์ของ FIR Filter ด้วย Kaiser Window

b_n	ค่าสัมประสิทธิ์	b_n	ค่าสัมประสิทธิ์
n=0	0.00023982811532	n=13	0.00439033079482
n=1	-0.00027521987531	n=14	-0.00401770020325
n=2	0.00005887071560	n=15	-0.01470341495845
n=3	-0.00050851965712	n=16	-0.02442184612846
n=4	-0.00135842732384	n=17	-0.02892521098881
n=5	-0.00218682451463	n=18	-0.02406928061463
n=6	-0.00248969563427	n=19	-0.00714631319297
n=7	-0.00173143197485	n=20	0.02196840244427
n=8	0.00038382672118	n=21	0.06026875271891
n=9	0.00363365630671	n=22	0.10193185369390
n=10	0.00712797544371	n=23	0.13949800289499
n=11	0.00941288496139	n=24	0.16563567459841
n=12	0.00887704797818	n=25	0.17500000000000

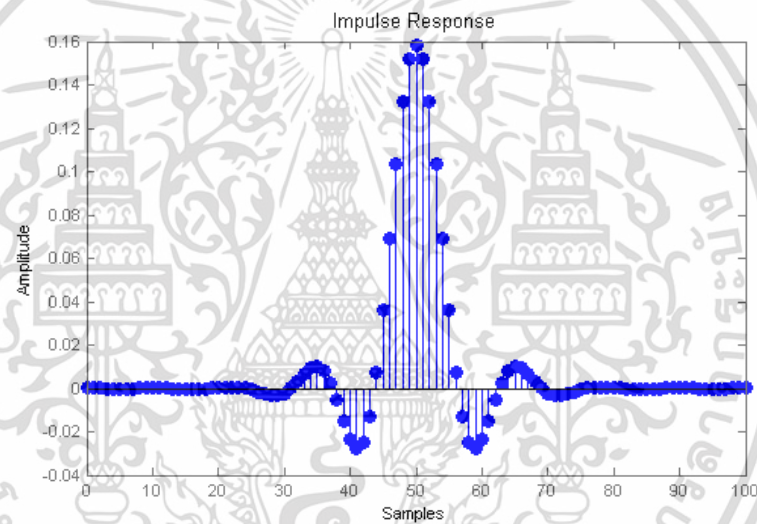


รูปที่ 4.1 ผลตอบสนองทางขนาดของ FIR Filter ด้วย Kaiser Window

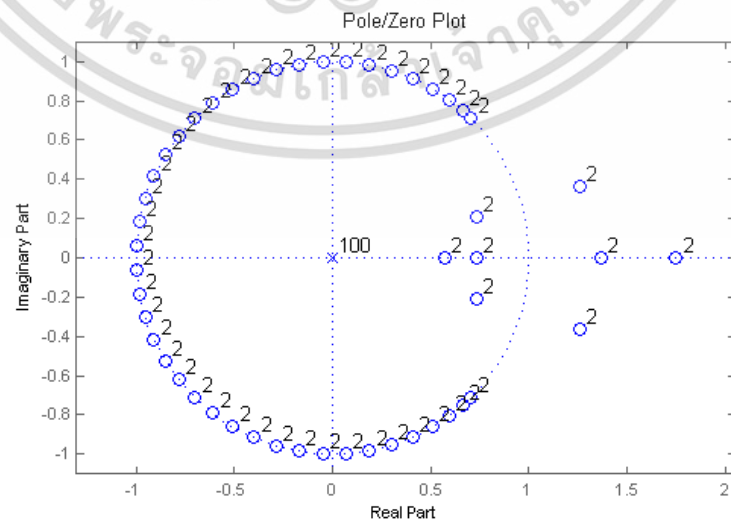
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นว่าเป็นประโยชน์ในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 ผลตอบสนองทางเฟสของ FIR Filter ด้วย Kaiser Window

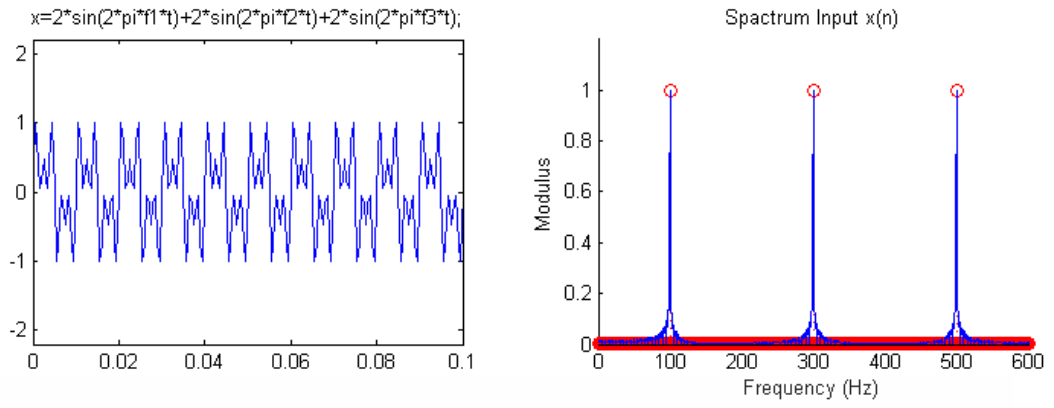


รูปที่ 4.3 ผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ของ FIR Filter ด้วย Kaiser Window

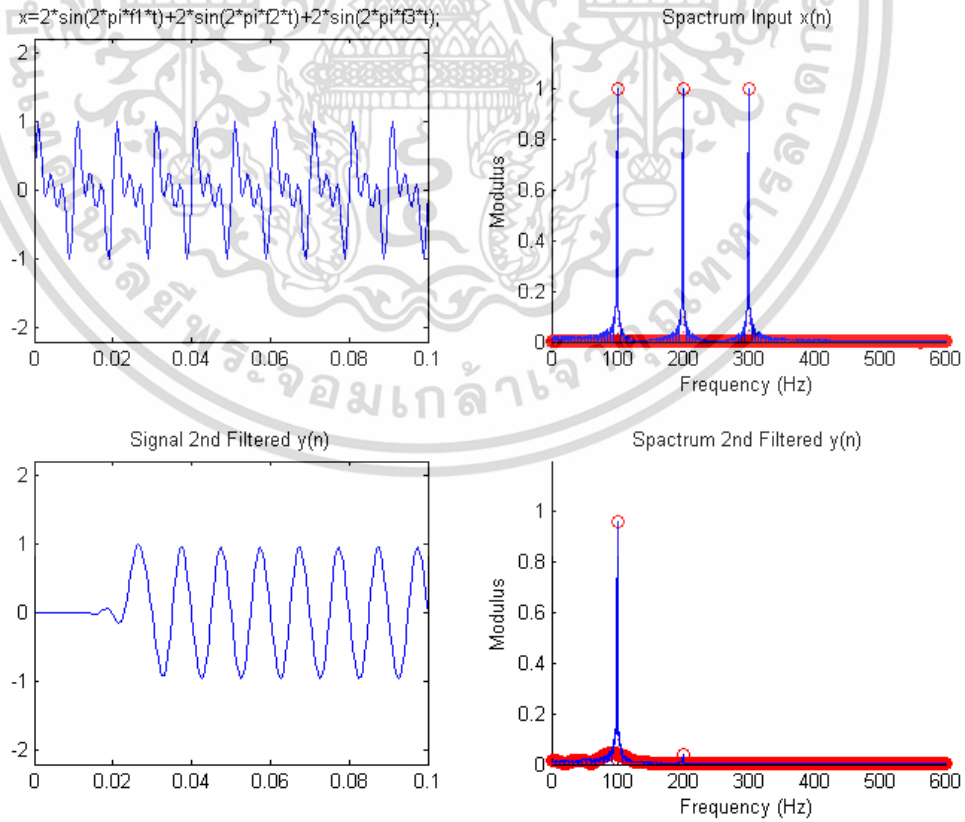


รูปที่ 4.4 ตำแหน่งโพล-ซีโรของ FIR Filter ด้วย Kaiser Window

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) ที่ความถี่ $f1 = 100\text{Hz}$ $f2 = 300\text{Hz}$ และ $f3 = 500\text{Hz}$



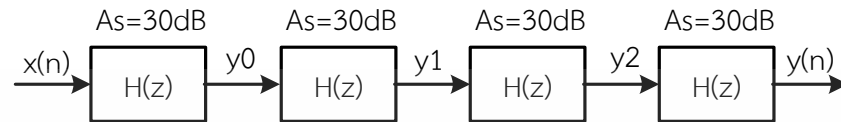
(ข) ที่ความถี่ $f1 = 100\text{Hz}$ $f2 = 200\text{Hz}$ และ $f3 = 300\text{Hz}$

รูปที่ 4.5 ทดลอง FIR Filter กรองความถี่ต่ำด้วย Kaiser Window

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการเรียนการสอนด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

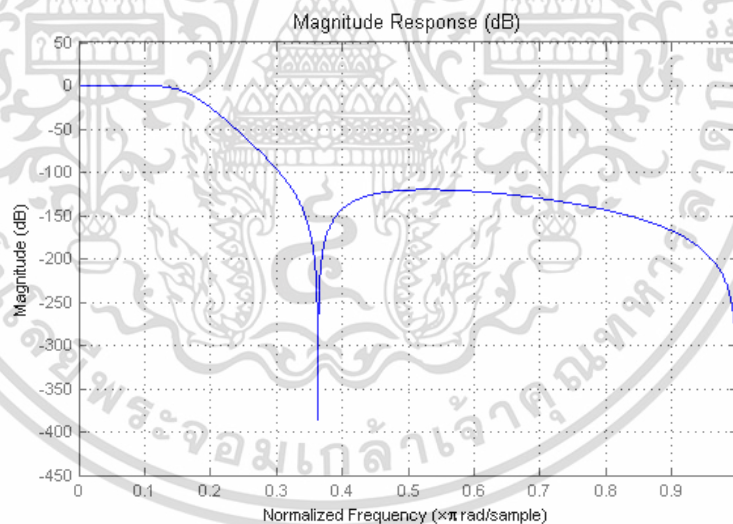
4.2 ผลการจำลองโปรแกรมโดยวิธี Elliptic IIR Low-Pass Filter

การทดลอง Elliptic IIR Low-Pass Filter ใช้วิธีการต่อแบบอนุกรมกัน 4 ครั้ง โดย $H(z)$ เป็นการออกแบบคุณลักษณะตามตารางที่ 4.1 คือ Sampling frequency (F_s) = 2 kHz, Passband ripple (f_p)= 100 Hz, Stopband frequency (f_s) = 500 Hz Pass band ripple (r_p) = 0.01 dB และ Stop band attenuation (A_s) = 30 dB



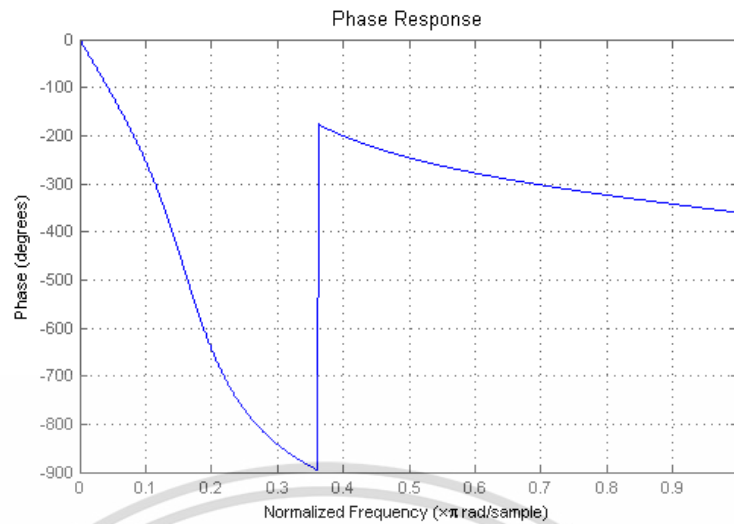
ตารางที่ 4.3 ค่าสัมประสิทธิ์ของ Elliptic IIR Low-Pass Filter

b_n	ค่าสัมประสิทธิ์	a_n	ค่าสัมประสิทธิ์
$n=0$	0.04436436747787	$n=0$	1.000000000000000
$n=1$	-0.00735969047637	$n=1$	-1.99242405628160
$n=2$	0.00735969047637	$n=2$	1.47501048075429
$n=3$	0.04436436747787	$n=3$	-0.37913830856419

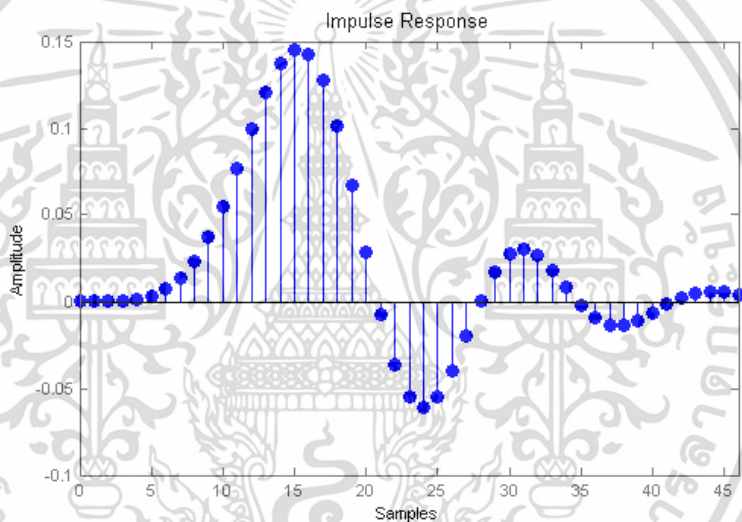


รูปที่ 4.6 ผลตอบสนองทางขนาดของ Elliptic IIR Low-Pass Filter

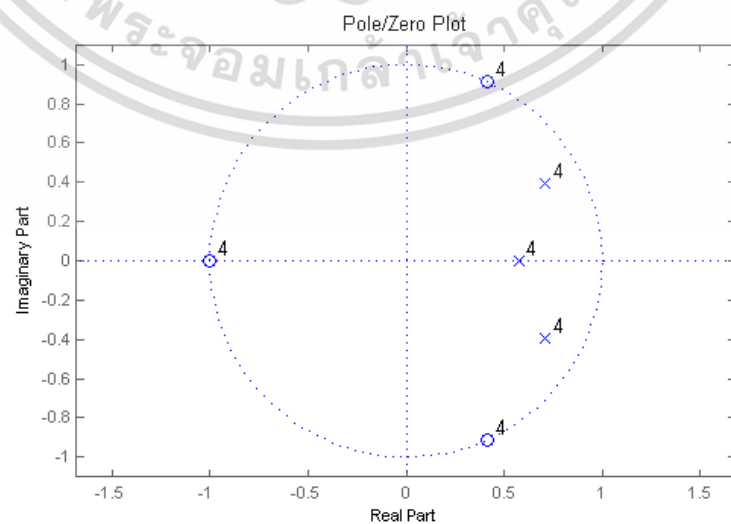
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 ผลตอบสนองทางเฟสของ Elliptic IIR Low-Pass Filter

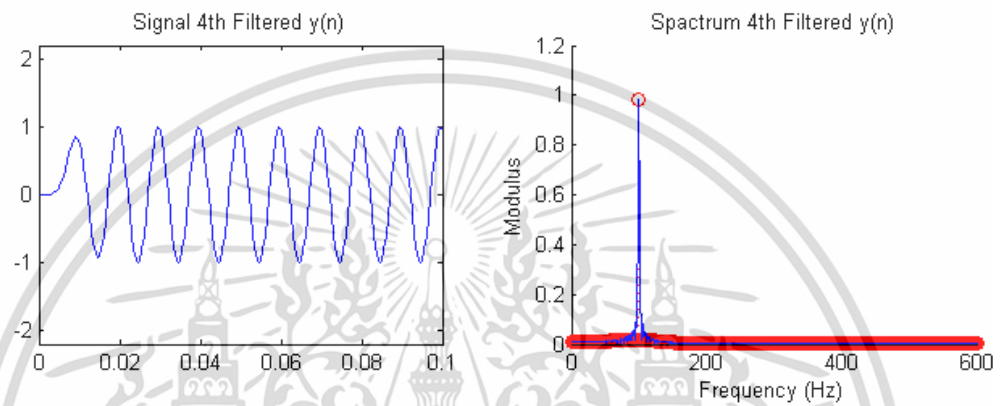
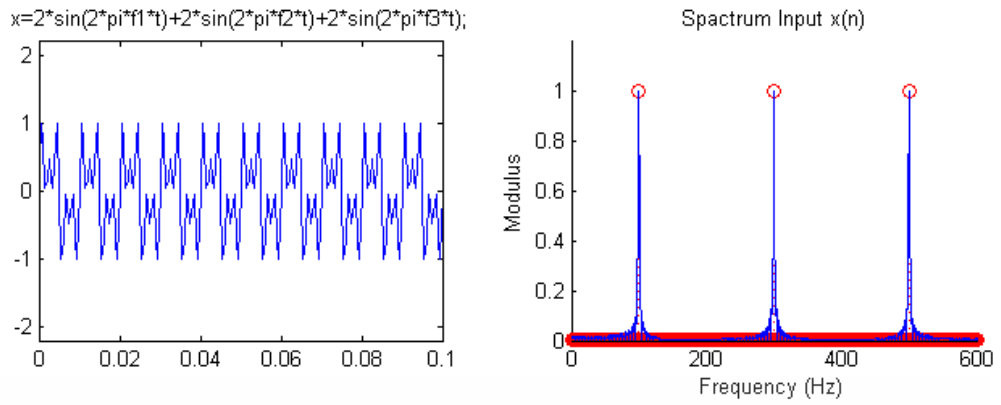


รูปที่ 4.8 ผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ของ Elliptic IIR Low-Pass Filter

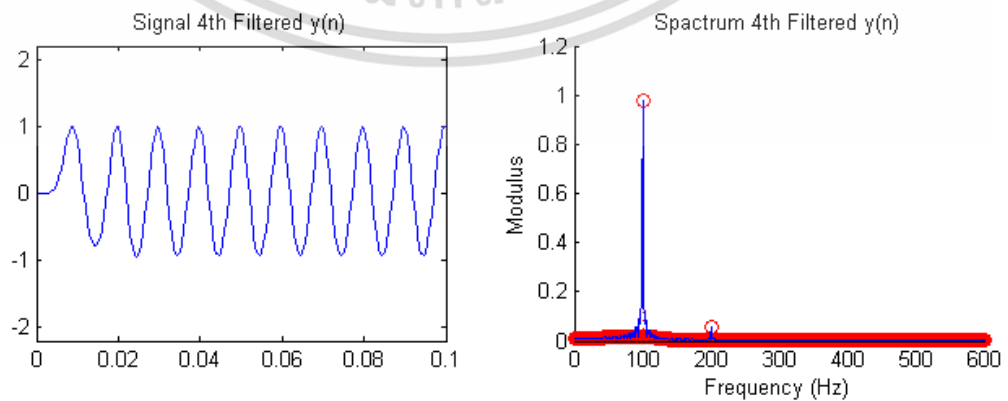
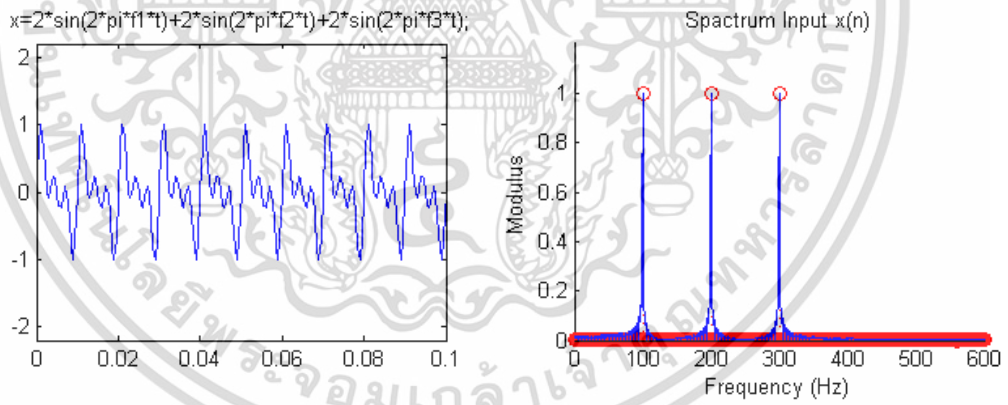


รูปที่ 4.9 ตำแหน่งโพล-ซีโรของ Elliptic IIR Low-Pass Filter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) ที่ความถี่ $f1 = 100\text{Hz}$ $f2 = 300\text{Hz}$ และ $f3 = 500\text{Hz}$



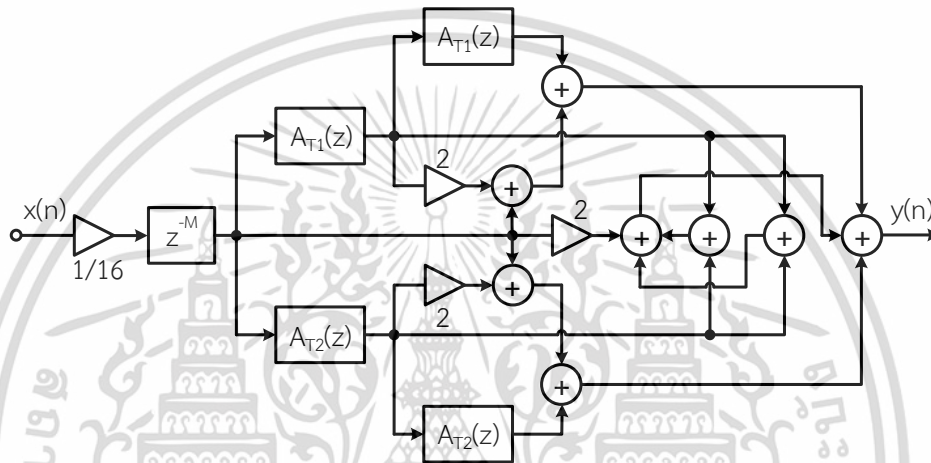
(ข) ที่ความถี่ $f1 = 100\text{Hz}$ $f2 = 200\text{Hz}$ และ $f3 = 300\text{Hz}$

รูปที่ 4.10 ทดลองกรองความถี่ต่ำด้วย-Elliptic IIR Low-Pass Filter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่เสียค่าใช้จ่าย
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 ผลการจำลองโปรแกรมโดยวิธี Linear-Phase Sharpening IIR Filter

ในการออกแบบได้นำเสนอวงจรกรองความถี่ต่ำอย่างง่าย เพราะต้องการแสดงเพียงคุณลักษณะความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำต้นแบบ สมการทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของ $A_0(z)$ และ $A_1(z)$ ประกอบด้วยสมการทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรกรองความถี่ต่ำและวงจรกรองความถี่สูง ซึ่งเหมือนกันกับการออกแบบวงจรกรองความถี่ผ่านตลอดบวกกัน 2 วงจร โดยคุณลักษณะความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำ elliptic ต้นแบบ โดย $H(z)$ เป็นการออกแบบคุณลักษณะตามแสดงดังตารางที่ 4.1 คือ Sampling frequency (F_s) = 2 kHz, Passband ripple (r_p)= 100 Hz, Stopband frequency (f_s) = 500 Hz, Pass band ripple (r_p) = 0.01 dB และ Stop band attenuation (A_s) = 30 dB



จากค่าพารามิเตอร์ที่ได้กำหนดสามารถเขียนสมการฟังก์ชันของวงจรกรองความถี่ต่ำ IIR ต้นแบบในโดเมน Z ได้ดังนี้

$$H(z) = \frac{0.04436436747788 + 0.00735969047637z^{-1} + 0.00735969047637z^{-2} + 0.04436436747788z^{-3}}{1 - 1.99242405628160z^{-1} + 1.47501048075429z^{-2} - 0.37913830856419z^{-3}}$$

สมการฟังก์ชันของวงจรกรองความถี่ต่ำต้นแบบ $H(z)$ สามารถแบ่งสมการวงจรกรองผ่านตลอดออกเป็น 2 วงจร คือ $A_0(z)$ และ $A_1(z)$ ค่าสัมประสิทธิ์ที่ได้แสดงดังตารางที่ 4.3

ตารางที่ 4.4 ค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรองผ่านทุกความถี่ 2 วงจร

ค่าสัมประสิทธิ์	$A_0(z)$	$A_1(z)$
a_{00}, a_{01}	-0.38650968	0.53729936
a_{11}	0	-1.03622555

$$H_{LP} = \frac{1}{2} [A_0(z) + A_1(z)]$$

$$H_{HP} = \frac{1}{2} [A_0(z) - A_1(z)]$$

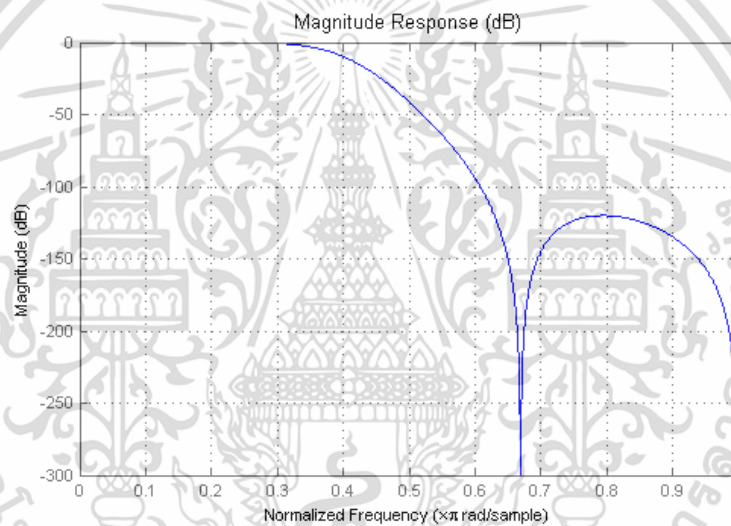
จากสมการเมื่อแทนค่า $A_0(z)$ และ $A_1(z)$ ลงในสมการจะได้สมการทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรกรองความถี่ต่ำและวงจรกรองความถี่สูงโดยลำดับดังนี้ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H_{LPF}(z) = \frac{b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2} + b_3z^{-3}}{1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2} + a_3z^{-3}} = \frac{N_1(z)}{D_1(z)}$$

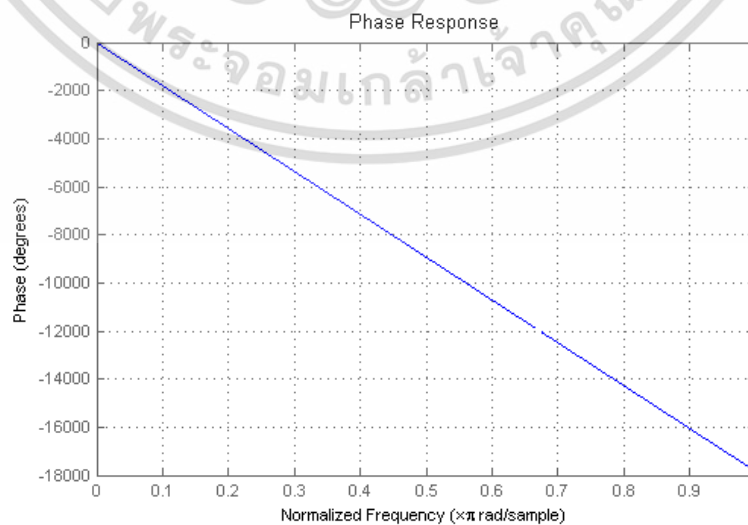
$$H_{HPF}(z) = \frac{b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2} + b_3z^{-3}}{1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2} + a_3z^{-3}} = \frac{N_2(z)}{D_1(z)}$$

ตารางที่ 4.5 ค่าสัมประสิทธิ์ของ Linear-Phase Sharpening IIR Filter

	$N_1(z)$	$N_2(z)$		$D_1(z)$
b_0	0.04436436747788	-0.61733824251046	a_0	1.00000000000000
b_1	0.00735969047637	1.80594818028958	a_1	-1.99242405628160
b_2	0.00735969047637	-1.80594818028958	a_2	1.47501048075429
b_3	0.04436436747788	0.61733824251046	a_3	-0.37913830856419

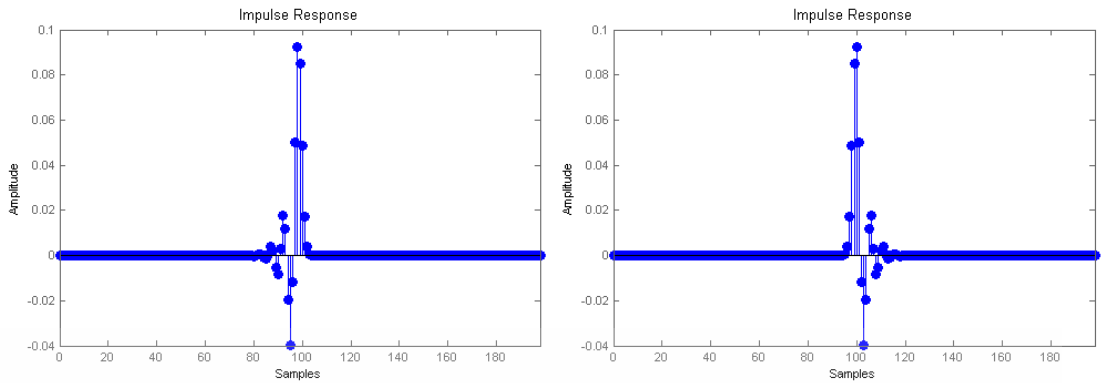


รูปที่ 4.11 ผลตอบสนองทางขนาดของ Linear-Phase Sharpening IIR Filter



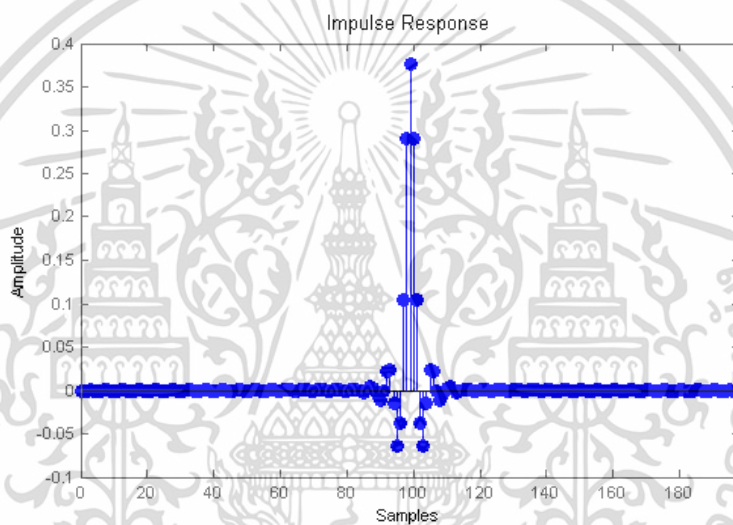
รูปที่ 4.12 ผลตอบสนองทางเฟสของ Linear-Phase Sharpening IIR Filter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

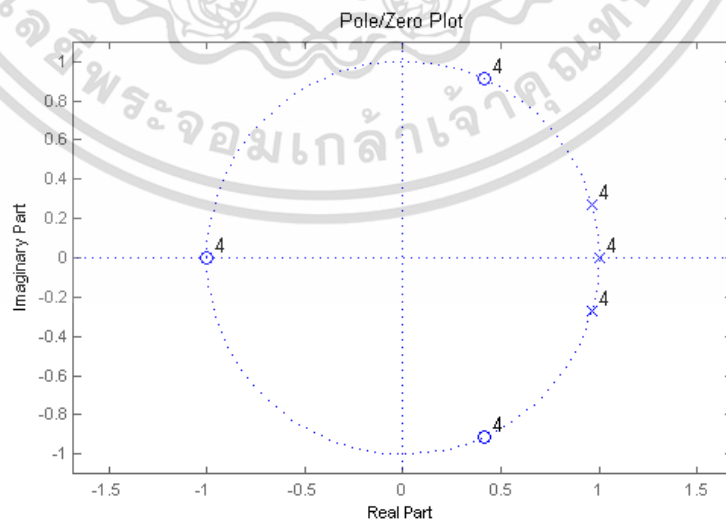


(ก) วงจรกรองชุดบน ($A_{T1}(z)$)

(ข) วงจรกรองชุดล่าง ($A_{T2}(z)$)

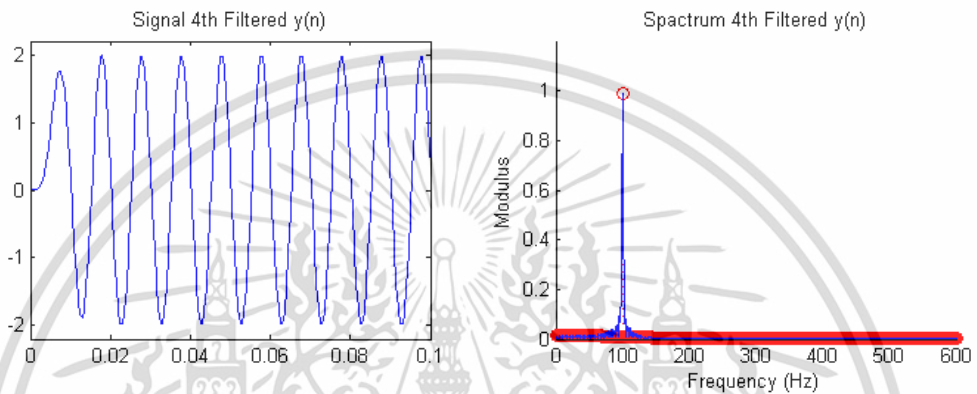
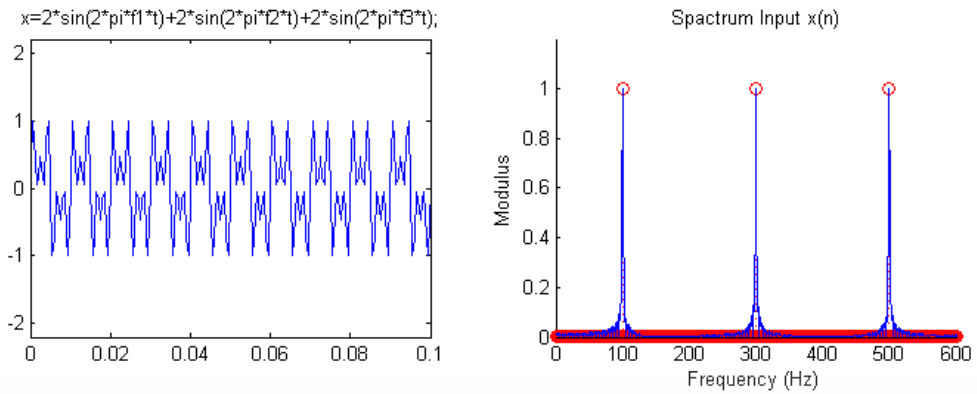


รูปที่ 4.13 ผลตอบสนองต่ออิมพัลส์รวมของ Linear-Phase Sharpening IIR Filter

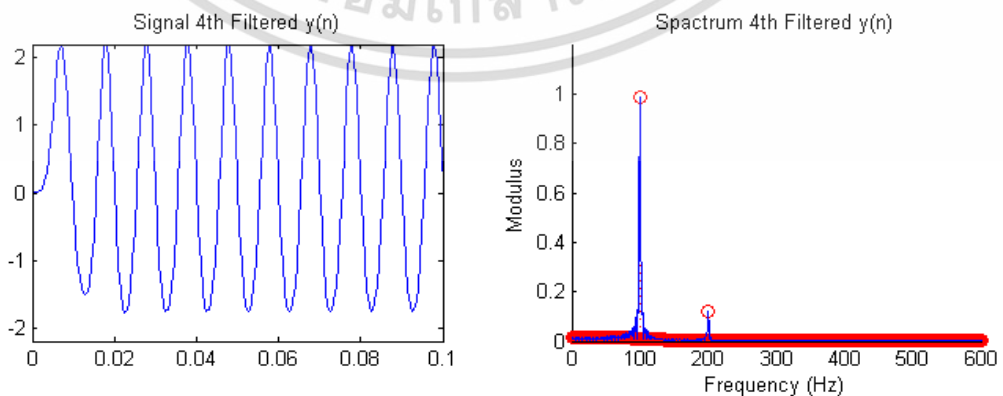
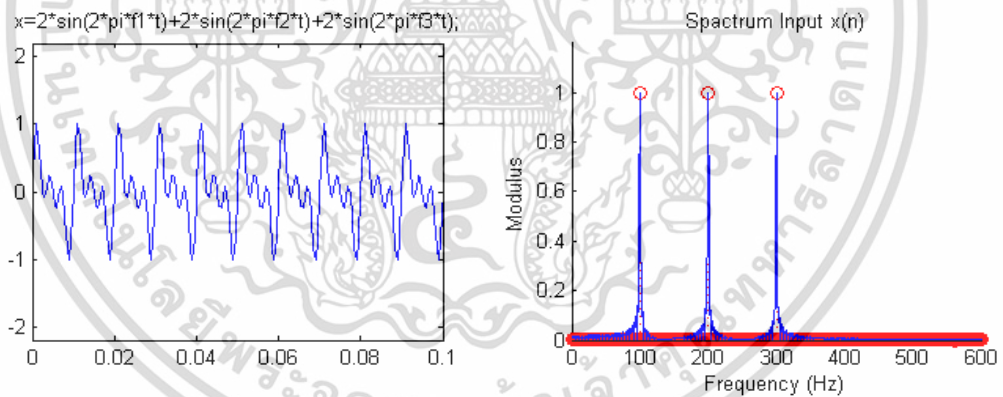


รูปที่ 4.14 ตำแหน่งโพล-ซีโรของ Linear-Phase Sharpening IIR Filter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) ที่ความถี่ $f_1 = 100\text{Hz}$ $f_2 = 300\text{Hz}$ และ $f_3 = 500\text{Hz}$



(ข) ที่ความถี่ $f_1 = 100\text{Hz}$ $f_2 = 200\text{Hz}$ และ $f_3 = 300\text{Hz}$

รูปที่ 4.15 ทดลองกรองความถี่ต่ำด้วย Linear-Phase Sharpening IIR Filter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผลการวิจัย

การดำเนินงานวิจัยในวิทยานิพนธ์นี้เป็นการนำเสนอแนวทางเพื่อใช้ในการออกแบบวงจรกรองความถี่แบบ IIR ให้มีลักษณะเฟสเชิงเส้นสมบูรณ์โดยใช้โครงสร้างหลักการคณิตศาสตร์การกระจาย ซึ่งได้มีการกำหนดลักษณะเฉพาะในการออกแบบโดยเลือกใช้โปรแกรม MATLAB เพื่อทำการหาค่าสัมประสิทธิ์ของฟังก์ชันถ่ายโอนต้นแบบ ไม่ว่าจะเป็นวงจรกรองแบบบัทเตอร์เวิร์ท วงจรกรองแบบอิลลิปติก วงจรกรองเชบีเชฟ หรือแม้แต่วงจรกรองอื่นๆ เมื่อได้ฟังก์ชันของวงจรกรองต้นแบบแล้วจึงทำการแยกฟังก์ชันดังกล่าวให้อยู่ในรูปของฟังก์ชัน all-pass จากนั้นจึงนำค่าสัมประสิทธิ์ของฟังก์ชัน all-pass ไปสร้างตารางต่อไป

ในการสร้างจริงของตัวกรองความถี่แบบคมมากแบบ IIR ที่มีเฟสเป็นเชิงเส้นแบบใหม่นี้ อาศัยโครงสร้างของวงจรความถี่ผ่านตลอดต่อขนานกัน (parallel all-pass) ที่ได้นำเสนอไปแล้ว โดยสังเกตได้ชัดว่าตัวกรองความถี่ที่คมมากนี้สามารถให้ค่าลดทอนสัญญาณในช่วงหยุดความถี่มีขนาดสูงถึง 4 เท่า (120 dB) ทั้งยังคงรักษาลักษณะของความเป็นเชิงเส้นของผลตอบสนองทางเฟส โดยสังเกตจากผลลัพธ์ของการจำลองด้วยโปรแกรมของผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ และยังพบว่าตรงกับคุณสมบัติของตัวกรองความถี่ที่มีเฟสเป็นเชิงเส้นแบบที่ 1 (Linear phase filter type-I) แต่ในขณะที่การทดลองตัวกรองความถี่ต่ำ Elliptic ต้นแบบใช้การเชื่อมต่อตัวกรองความถี่แบบ 4 ตัวโดยตรง สามารถให้ค่าลดทอนสัญญาณในช่วงหยุดความถี่มีขนาดสูงถึง 4 เท่า (120 dB) ก็จริง แต่คุณลักษณะของเฟสจะไม่เป็นเชิงเส้นตามที่ต้องการ และส่วนของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ FIR ด้วย Kaiser Window นั้นก็สามารถออกแบบให้ค่าลดทอนสัญญาณในช่วงหยุดความถี่มีขนาดสูงถึง 4 เท่า (120 dB) แต่ผลของอันดับที่ได้ก็จะมีค่าสัมประสิทธิ์เป็นจำนวนมากตามไปด้วย ส่งผลให้ระบบมีความซับซ้อนเป็นอย่างมาก แต่เฟสที่ได้นั้นยังคงมีความเป็นเชิงเส้นอยู่เนื่องจากคุณลักษณะของ FIR ซึ่งมีความเป็นเชิงเส้นที่มีเสถียรเพราะไม่มีการป้อนกลับของสัญญาณทางด้านเอาต์พุตแบบ IIR

5.2 ข้อเสนอแนะ

ในการทดลองกรองความถี่ต่ำที่ได้กำหนดของ 3 ช่วงความถี่ จะสังเกตเห็นว่าเมื่อทำการลดช่วงความถี่ให้แคบลงห่างกันเพียง 100 Hz ตัวกรองความถี่ทั้ง 3 แบบที่ใช้ทดลอง คือ แบบ FIR Filter ด้วย Kaiser Window แบบ Elliptic IIR Low-Pass Filter และแบบ Linear-Phase Sharpening IIR Filter นั้น ไม่สามารถกรองความถี่ได้เฉพาะช่วงความถี่ต่ำที่ต้องการ เนื่องจากความกว้างของช่วง Transition Band กว้างเกินไปหรือมีความคมไม่เพียงพอ เพราะฉะนั้นหากต้องการกรองสัญญาณความถี่ที่ต้องการในช่วง Transition Band ที่แคบมากๆ อาจต้องมีการต่ออนุกรมกันของตัวกรองในแบบต่างๆ เพิ่มมากขึ้นตามไปด้วย

เอกสารอ้างอิง

- [1] J. F. Kaiser and R. W. Hamming. “Sharpening the Response of a Symmetric Nonrecursive Filter by Multiple Use of the Same Filter” **IEEE Trans. ASSP**. Vol. 25, No. 5, 1997. pp. 415-422.
- [2] L. R. Rabiner and B. Gold “**Theory and Application of Digital Signal Processing**” Prentice-Hall. Newjersey. 1978.
- [3] F. Harris “Implmenting High Performance, Low Computation, IIR Filters with 2-Path Recursive App-Pass Filters and The Harris-Sharpnring Filter” **IEEE DSP**. 2009. pp. 1-7.
- [4] Justin Romberg “Nyquist theorem” [Online].Available : <http://cnx.org/content/m10791/latest>
- [5] วัลลภ สุระกำพลธร. **การประมวลสัญญาณเชิงเลข**. สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. พ.ศ. 2533.
- [6] Keith Jones “**Digital filter design with Matlab**” [Online].Available : <http://www.physics.uq.edu.au/people/jones/ph360/lectures/topic4/14/node10.html>
- [7] D. Sookcharoenphol, K. Janjitrpongvej and S.Tomiyama “Realization of Linear Phase Loudspeaker Crossover Network By Using IIR Filter” **AES 32nd International Conference**. 2007. pp. 119-127.
- [8] S. R. Powell and P. M. Chau “A Technique for Realizing Linear-Phase IIR Filter” **IEEE Trans. SP**. Vol. 39, No. 11, Nov 1991. pp. 2425-2435.
- [9] A. Kurosu, S. Miyase, S. Tomiyama and T. Takebe “A technique to truncate IIR filter impulse response and its application to real-time implementation of linear-phase IIR filters” **IEEE Trans. signal processing**. Vol. 51, No. 5, May 2003. pp. 1284-1292.

โปรแกรม MATLAB แสดงผลการออกแบบวงจร

FIR Filter Kaiser Window

%% FIR Filter Kaiser Window %%%

```
clear all
f1=100; f2=300; f3=500; fs=2000;
%f1=100; f2=200; f3=300; fs=2000;
T=0.6;
t=0:1/fs:T-1/fs;
x=2*sin(2*pi*f1*t)+2*sin(2*pi*f2*t)+2*sin(2*pi*f3*t);
N=length(x);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

wp=0.1*pi; ws=0.25*pi; As=60;
tr_width=ws-wp;
M=ceil((As-7.95)/(14.36*tr_width/(2*pi)))+1+1
n=[0:1:M-1];
beta=0.1102*(As-8.7)
wc=(ws+wp)/2;
hd=ideal_lp(wc,M);
w_kai=(kaiser(M,beta));
h=hd.*w_kai;
[db,mag,pha,grd,w]=freqz_m(h,[1]);
delta_w=2*pi/1000;
As=-round(max(db(ws/delta_w+1:1:501)))
H1=dfilt.df2t(h);
H2=dfilt.cascade(H1,H1)
freqz(H2);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
m1=max(x);
x1=(x/m1);
figure(1)
subplot(2,2,1); plot(t,x1);
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
title('x=2*sin(2*pi*f1*t)+2*sin(2*pi*f2*t)+2*sin(2*pi*f3*t);');
axis([0 0.1 -2.2 2.2])
```

```
X1=fft(x);
f=fs*(0:N-1)/N;
Xz1=fft([x zeros(1,2000-N)]);
Nz=length(Xz1); fz=fs*(0:Nz-1)/Nz;
subplot(2,2,2);
stem(f(1:N/2+1), abs(X1(1:N/2+1)/fs/T),'r:');
axis([0 600 0 1.2])
```

```
xlabel('Frequency (Hz)'); ylabel('Modulus');
title('Spectrum Input x(n)'); hold on
plot(fz(1:Nz/2+1), abs(Xz1(1:Nz/2+1)/fs/T))
hold off;
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
b=h;
a=1;
y1=filter(b,a,x);
y2=filter(b,a,y1);
m3=max(y2);
Am2=(y2/m3);
subplot(2,2,3); plot(t,Am2)
title('Signal Filtered y(n)');
axis([0 0.1 -2.2 2.2])
```

```
X3=fft(y2); f=fs*(0:N-1)/N;
Xz3=fft([y2 zeros(1,2000-N)]);
Nz=length(Xz3); fz=fs*(0:Nz-1)/Nz;
subplot(2,2,4);
stem(f(1:N/2+1), abs(X3(1:N/2+1)/fs/T),'r:');
axis([0 600 0 1.2])
xlabel('Frequency (Hz)'); ylabel('Modulus');
title('Spectrum Filtered y(n)'); hold on
plot(fz(1:Nz/2+1), abs(Xz3(1:Nz/2+1)/fs/T))
hold off;
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Elliptic IIR Low-Pass Filter

%%%%%%%%%% Elliptic IIR Low-Pass Filter %%%%%%%%%%

clear all

f1=100; f2=300; f3=500; fs=2000;

%f1=100; f2=200; f3=300; fs=2000;

T=0.6;

t=0:1/fs:T-1/fs;

x=2*sin(2*pi*f1*t)+2*sin(2*pi*f2*t)+2*sin(2*pi*f3*t);

N=length(x);

%%%%%%%%%%

fn=fs/2; wp=100/fn; ws=500/fn;

rs=30; rp=0.01;

[n,wn]=ELLIPORD(wp,ws,rp,rs);

[b,a]=ellip(n,rp,rs,wn);

H1=dfilt.df2t(b,a);

H2=dfilt.cascade(H1,H1,H1,H1)

freqz(H2);

%%%%%%%%%%

mi=max(x);

xi=(x/mi);

figure(1)

subplot(2,2,1); plot(t,xi);

title('x=2*sin(2*pi*f1*t)+2*sin(2*pi*f2*t)+2*sin(2*pi*f3*t);');

axis([0 0.1 -2.2 2.2])

Xl=fft(x);

f=fs*(0:N-1)/N;

Xzl=fft([x zeros(1,2000-N)]);

Nz=length(Xzl); fz=fs*(0:Nz-1)/Nz;

subplot(2,2,2);

stem(f(1:N/2+1), abs(Xl(1:N/2+1)/fs/T),'r');

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

axis([0 600 0 1.2])
xlabel('Frequency (Hz)'); ylabel('Modulus');
title('Spectrum Input x(n)'); hold on
plot(fz(1:Nz/2+1), abs(Xz1(1:Nz/2+1)/fs/T))
hold off;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

y0=filter(b,a,x);
y1=filter(b,a,y0);
y2=filter(b,a,y1);
y3=filter(b,a,y2);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

m3=max(y3);
Am3=(y3/m3);
subplot(2,2,3); plot(t,Am3)
title('Signal 4th Filtered y(n)');
axis([0 0.1 -2.2 2.2])

X3=fft(y3);
f=fs*(0:N-1)/N;
Xz3=fft([y3 zeros(1,2000-N)]);
Nz=length(Xz3); fz=fs*(0:Nz-1)/Nz;
subplot(2,2,4);
stem(f(1:N/2+1), abs(X3(1:N/2+1)/fs/T),'r')
axis([0 600 0 1.2])
xlabel('Frequency (Hz)'); ylabel('Modulus');
title('Spectrum 4th Filtered y(n)'); hold on
plot(fz(1:Nz/2+1), abs(Xz3(1:Nz/2+1)/fs/T))
hold off;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Linear-Phase Sharpening IIR Filter

%%%%%%%% Linear-Phase Sharpening IIR Filter %%%%%%%%%

```
clear all
f1=100; f2=300; f3=500; Fs=2000;
%f1=100; f2=200; f3=300; Fs=2000;
T=0.6;
t=0:1/Fs:T-1/Fs;
x=2*sin(2*pi*f1*t)+2*sin(2*pi*f2*t)+2*sin(2*pi*f3*t);
N=length(x);

%%%%%%%%%% PAFP %%%%%%%%%%%

fn=Fs/2; wp=100/fn; ws=500/fn;
rs=30; rp=0.01;
[n,wn]=ELLIPORD(wp,ws,rp,rs);
[b,a]=ellip(n,rp,rs,wn);
zr=roots(b);
pl=roots(a);

b0=[-(pl(3)) 1];
a0=[1 -(pl(3))];
b1=[pl(1)*pl(2) -(pl(1)+pl(2)) 1];
a1=[1 -(pl(1)+pl(2)) pl(1)*pl(2)];

B0=0.5*(conv(b0,a1));
B1=0.5*(conv(b1,a0));

Hlpf=B0+B1;
Hhpf=B0-B1;
A=conv(a0,a1);
H1=dfilt.df2t(Hlpf,Hhpf);
H2=dfilt.cascade(H1,H1,H1,H1);
freqz(H2);

%%%%%%%%%%
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
N0=b0;
```

```
N1=b1;
```

```
D0=fliplr(N0);
```

```
D1=fliplr(N1);
```

```
%%%%%%%%%% Filtering 1 %%%%%%%%%%
```

```
y00=filter(N0,D0,x);
```

```
y01=filter(N1,D1,x);
```

```
yt1=0.5*(y00+y01) ;
```

```
%%%%%%%%%% Filtering 2 %%%%%%%%%%
```

```
y10=filter(N0,D0,yt1);
```

```
y11=filter(N1,D1,yt1);
```

```
yt2=0.5*(y10+y11);
```

```
%%%%%%%%%% Filtering 3 %%%%%%%%%%
```

```
y20=filter(N0,D0,yt2);
```

```
y21=filter(N1,D1,yt2);
```

```
yt3=0.5*(y20+y21);
```

```
%%%%%%%%%% Filtering 4 %%%%%%%%%%
```

```
y30=filter(N0,D0,yt3);
```

```
y31=filter(N1,D1,yt3);
```

```
yt4=0.5*(y30+y31);
```

```
%%%%%%%%%% %%%%%%%%%%
```

```
m1=max(x);
```

```
x1=(x/m1);
```

```
figure(3);
```

```
subplot(2,2,1); plot(t,x1);
```

```
title('x=2*sin(2*pi*f1*t)+2*sin(2*pi*f2*t)+2*sin(2*pi*f3*t);');
```

```
axis([0 0.1 -2.2 2.2])
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

X1=fft(x);
f=Fs*(0:N-1)/N;

Xz1=fft([x zeros(1,2000-N)]);
Nz=length(Xz1);
fz=Fs*(0:Nz-1)/Nz;

subplot(2,2,2);
stem(f(1:N/2+1), abs(X1(1:N/2+1)/Fs/T),'r:')
axis([0 600 0 1.2])
xlabel('Frequency (Hz)'); ylabel('Modulus');
title('Spectrum Input x(n)'); hold on
plot(fz(1:Nz/2+1), abs(Xz1(1:Nz/2+1)/Fs/T))
hold off;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
m2=max(yt3);
Am1=(yt3/m2);

subplot(2,2,3); plot(t,yt3)
title('Signal 4th Filtered y(n)');
axis([0 0.1 -2.2 2.2])

X2=fft(yt3);
f=Fs*(0:N-1)/N;

Xz2=fft([yt3 zeros(1,2000-N)]);
Nz=length(Xz2);
fz=Fs*(0:Nz-1)/Nz;

subplot(2,2,4);
stem(f(1:N/2+1), abs(X2(1:N/2+1)/Fs/T),'r:')
axis([0 600 0 1.2])
xlabel('Frequency (Hz)'); ylabel('Modulus');
title('Spectrum 4th Filtered y(n)'); hold on
plot(fz(1:Nz/2+1), abs(Xz2(1:Nz/2+1)/Fs/T))
hold off;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก
ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

- [1] เพทาย เขยชม และดลชัย สุขเจริญผล. “วงจรรองคู้ตรงข้าม BPF/BSF แบบใหม่ที่มีเฟสเป็นเชิงเส้น” การประชุมวิชาการมหาวิทยาลัย เกษตรศาสตร์ วิทยาเขตกำแพงแสน ครั้งที่ 6, ธันวาคม 2552. หน้า 781–787.
- [2] เพทาย เขยชม, ดลชัย สุขเจริญผล และปิติเขต สุรักษา. “ตัวกรองความถี่คิมมากแบบ IIR ที่มีเฟสเป็นเชิงเส้น” การประชุมทางวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 49, กุมภาพันธ์ 2554. หน้า 320–327.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เรื่องตีพิมพ์การประชุมทางวิชาการ ครั้งที่ ๔๙ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

The Proceeding of 49th Kasetsart University Annual Conference

เทิดพระเกียรติ ๘๔ พรรษา กับ เศรษฐกิจ การเกษตร

Celebrating His Majesty the King's 7th Cycle Birthday and Expressing Our Humble Gratitude Towards His Royal Support for Agricultural Economics



เล่มที่ 6 สาขาสถาปัตยกรรมศาสตร์และวิศวกรรมศาสตร์

(Subject: Architecture and Engineering)

ตัวกรองความถี่คมมากแบบ IIR ที่มีเฟสเป็นเชิงเส้น

Linear-Phase Sharpening IIR Filter

เพทยา เชยชม¹ ดลชัย สุขเจริญผล¹ และปิติเขต สุรัรักษา¹

Phethai Cheycom¹, Dolchai Sookcharoenphol¹ and Pitikhate Sooraksa¹

บทคัดย่อ

บทความนี้เสนอตัวกรองคมมากแบบใหม่ที่มีเฟสเป็นเชิงเส้น โดยอาศัยโครงสร้างของวงจรรองความถี่
โครงข่ายผ่านตลอดต่อขนานกัน ซึ่งแต่ละโครงข่ายจะประกอบไปด้วยตัวกรองความถี่ IIR แบบ causal และ
noncausal เชื่อมต่อกันในลักษณะอนุกรมเรียงกัน 4 ตัวที่มีฟังก์ชันถ่ายโอนเหมือนกัน โดยผลตอบสนองทาง
ขนาดของตัวกรองดังกล่าวจะมีการลดทอนสัญญาณในช่วงหยุดความถี่ที่สูงมากประมาณ 4 เท่าของตัวกรอง
ความถี่ต่ำตัวต้นแบบ (120 dB) และยิ่งกว่านั้นตัวกรองความถี่นี้มีลักษณะผลตอบสนองของเฟสเป็นแบบเชิงเส้น
ซึ่งตรงกับคุณสมบัติของตัวกรองความถี่ที่มีเฟสเป็นเชิงเส้นแบบที่ 1 (Linear phase filter type-I)

คำสำคัญ : การปรับปรุงตัวกรองความถี่แบบเฟสเชิงเส้น ตัวกรองความถี่ดิจิทัล IIR ตัวกรองความถี่ผ่านตลอดต่อขนาน

Abstract

This paper presents a new linear-phase sharpening filter based on two parallel all-pass networks. Each network consists of causal and noncausal IIR filters in cascaded to obtain the linear-phase characteristics. Mostly, a sharpening filter given high attenuation in stop band can be realized utilizing cascade of n time identical IIR filters ($n=4$, an attenuation in stopband = 120 dB, for example). Unfortunately, the overall filter is highly nonlinear-phase characteristic. By the reconfiguration of the previous filter, however, the new structure gives high sharpening, linear-phase properties type-I and also high efficient of complementary filter pair is presented.

Keyword : Linear-phase sharpening filter, digital IIR filter, parallel all-pass filter

Email : tik_kmitnb@hotmail.com

¹ สาขาวิชาวิศวกรรมคอมพิวเตอร์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
เอกสารเป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์เพื่อการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นใบบนเว็บไซต์นี้เป็นการค้า
Computer Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำนำ

ในการนำการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (Digital Signal Processing : DSP) มาใช้ในสาขาต่างๆ เช่น การสื่อสาร (Communication), วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ (Electronic engineering) รวมทั้งสัญญาณเสียงและอคูสติก (Audio and acoustic Engineering) บางครั้ง DSP ยังจำเป็นต้องมีการพัฒนาประสิทธิภาพของตัวกรองสัญญาณดิจิทัลต้นแบบ (Prototype digital filter) ให้ดีขึ้น ทั้งเรื่องของการลดทอนสัญญาณในช่วงหยุดความถี่ (stop band) และการเกิดลูกคลื่นของสัญญาณในช่วงความถี่ผ่านได้ (pass band ripple) เพื่อใช้ทั้งในการลดสัญญาณรบกวนภายนอกช่วงความถี่ที่ต้องการ (out-of-band) และการเกิดดิสตอร์ชันขึ้นภายในตัวประมวลผลเอง (self distortions) ให้น้อยที่สุด โดยส่วนมากสามารถออกแบบให้ตัวประมวลผลมีระดับการลดทอนสัญญาณในช่วงหยุดความถี่ให้มีขนาดสูงได้โดยการเชื่อมต่อด้วยตัวกรองสัญญาณต้นแบบที่มีฟังก์ชันถ่ายโอนเหมือนกันเป็นจำนวนหลายๆ ตัวในลักษณะอนุกรม พร้อมทั้งต้องการให้ผลตอบสนองทางเฟสมีลักษณะเป็นเชิงเส้น เราสามารถสร้างได้โดยใช้ตัวกรองความถี่แบบ FIR (Finite impulse response) แต่เมื่อค่าการลดทอนนี้ต้องมีค่าสูง (> 100 dB) ความซับซ้อนของทั้งการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรองความถี่และโครงสร้างตัวกรองจะมีความซับซ้อนมากขึ้นด้วย Kaiser (1977) ในการใช้งานที่ต้องการความซับซ้อนของโครงสร้างตัวกรองความถี่ต่ำสามารถเลือกใช้ตัวกรองความถี่อีกแบบหนึ่งเรียกว่า ตัวกรองแบบป้อนกลับ (Recursive filter) ซึ่งมีลักษณะผลตอบสนองต่อสัญญาณหนึ่งหน่วย (Unit sample sequence) เป็นอนันต์ จึงเรียกตัวกรองแบบนี้ในอีกชื่อหนึ่งตามลักษณะของผลตอบสนองในเชิงเวลาว่า ตัวกรองความถี่แบบ IIR (Infinite impulse response) Rabiner (1978) อย่างไรก็ตามในการนำไปประยุกต์ใช้งานจริงในหลายๆ ด้านที่ต้องการความเที่ยงตรงโดยเฉพาะผลตอบสนองทางเฟสเป็นเชิงเส้นตัวกรองแบบ IIR จึงไม่สามารถนำไปใช้งานในลักษณะดังกล่าวได้ ตัวอย่างของการนำตัวกรองความถี่แบบ IIR มาใช้ในวิศวกรรมสื่อสารที่ต้องการใช้การตัดสัญญาณภายนอกช่วงความถี่ที่ไม่ต้องการ (out-of band) โดยกำหนดให้ต้องมีค่าการลดทอนในช่วงหยุดความถี่มีค่าสูงและโครงสร้างมีความซับซ้อนต่ำ Harris (2009) ได้นำเสนอโครงสร้างตัวกรองความถี่อย่างคมมากโดยโครงสร้างประกอบด้วยตัวกรองความถี่ย่อยแบบผ่านทุกความถี่ (All-pass IIR filter) จำนวน 2 กิ่ง (Two-paths) ซึ่งตัวกรองความถี่ดังกล่าวสามารถควบคุมการลดทอนได้โดยการปรับตัวแปรของแต่ละตัวกรองความถี่ย่อยเพียงตัวเดียวเพื่อให้ได้ค่าลดทอนตามที่ต้องการ แต่อย่างไรก็ตามโครงสร้างของตัวกรองความถี่ดังกล่าวมีความซับซ้อนมาก ยังให้ผลตอบสนองทางเฟสไม่เป็นเชิงเส้นและนอกจากนี้ยังมีค่าลูกคลื่นปรากฏอยู่ในช่วงผ่านความถี่ (Pass band ripple) สูงขึ้นเมื่อต้องการค่าการลดทอนเพิ่มขึ้น

บทความนี้เสนอตัวกรองคมมากแบบใหม่ที่มีเฟสเป็นเชิงเส้น โดยอาศัยโครงสร้างของวงจรรองความถี่โครงข่ายผ่านตลอดต่อขนานกันซึ่งแต่ละโครงข่ายจะประกอบไปด้วยตัวกรองความถี่ IIR แบบ causal และ noncausal เชื่อมต่อกันในลักษณะอนุกรมเรียงกัน 4 ตัวที่มีฟังก์ชันถ่ายโอนเหมือนกัน โดยผลตอบสนองทางขนาดของตัวกรองดังกล่าวจะมีการลดทอนสัญญาณในช่วงหยุดความถี่ที่สูงมากประมาณ 4 เท่าของตัวกรองความถี่ต่ำตัวต้นแบบ (120 dB) และยิ่งกว่านั้นตัวกรองความถี่นี้มีลักษณะผลตอบสนองของเฟสเป็นแบบเชิงเส้นซึ่งตรงกับคุณสมบัติของตัวกรองความถี่ที่มีเฟสเป็นเชิงเส้นแบบที่ 1 (Linear phase filter type-1)

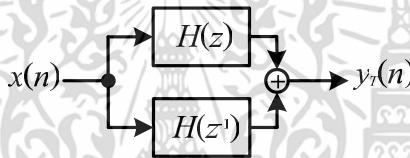
ตัวกรอง IIR แบบเฟสเชิงเส้น

ในอุดมคติตัวกรองความถี่แบบเฟสเป็นเชิงเส้นเป็นตัวกรองที่น่าสนใจสำหรับในหลายๆ การประยุกต์ใช้งานของการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลเพราะตัวกรองความถี่แบบนี้จะไม่สร้างดีสทอร์ชันขึ้นภายในตัวประมวลผลเอง ต่อสัญญาณที่ด้านเอาต์พุตภายในช่วงความถี่ที่ต้องการ (Desired passband) ตัวกรองความถี่แบบ FIR จะให้คุณลักษณะเฟสเป็นเชิงเส้นและมีเสถียรภาพแต่การที่ออกแบบให้มีค่าความลดทอนในช่วงหยุดความถี่สูงนอกจากอันดับฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวกรองจะสูงขึ้นแล้วจะส่งผลให้ค่าการหน่วงเวลามีค่ามาก สามารถแก้ปัญหานี้ได้โดยการใช้ตัวกรองความถี่แบบ IIR ที่มีลักษณะเฟสเป็นเชิงเส้นโดยอาศัยการต่อแบบขนานของตัวกรองความถี่แบบผ่านตลอดและสามารถนำไปใช้ในการประมวลผลต่อสัญญาณดิจิทัลออกโอทีที่มีความละเอียดสูง (high resolution) ได้ Sookcharoenphol et al (2007)

การสร้างตัวกรองความถี่แบบ IIR ที่มีลักษณะเฟสเป็นเชิงเส้นจะอาศัยโครงสร้างดัง Figure 1 ตามลำดับ



(a) Cascade connection



(b) Parallel connection

Figure 1 Linear-Phase IIR filter topology

เทคนิคการสร้างตัวกรองความถี่แบบ IIR ที่มีเฟสเป็นเชิงเส้นและประมวลผลแบบทันเวลาจริงที่นำเสนอโดย Powell and Chua (1991) จะใช้การเชื่อมต่อโครงสร้างตัวกรองแบบอนุกรมของตัวกรองความถี่ย่อยแบบ IIR ทั้งแบบ causal และ noncausal ดัง Figure 1 (a) แต่โครงสร้างมีความซับซ้อนมากและตัวกรองความถี่ดังกล่าวมีความไม่เป็นเชิงเส้นอย่างอ่อน (weakly nonlinearity) อย่างหลีกเลี่ยงไม่ได้และต้องการวงจรชดเชยแก้ไขจากภายนอก ต่อมาได้มีการพัฒนาแก้ไขลักษณะความไม่เป็นเชิงเส้นดังกล่าวโดยการนำเสนอของ Korosu et al (2003)

ในตัวกรองที่นำเสนอนี้จะอาศัยโครงสร้างแบบโครงข่ายต่อแบบขนาน (Parallel network) 2 กิ่งซึ่งแต่ละกิ่งประกอบด้วยโครงข่ายที่เชื่อมต่อในลักษณะ Figure 1 (a) โดยตัวกรองความถี่ย่อยกำหนดให้เป็นตัวกรองความถี่แบบผ่านตลอด IIR (All-pass IIR filter) ตัวกรองความถี่แบบผ่านตลอดนี้สามารถเชื่อมต่อและให้ผลลัพธ์ปรากฏเป็นทั้งตัวกรองความถี่ต่ำ (Low-pass filter) และตัวกรองความถี่สูงผ่าน (High-pass filter) แสดงดัง Figure 2 (a) และ 2 (b) ตามลำดับ ซึ่งมีนิยามของฟังก์ชันถ่ายโอนในโดเมน z ดังต่อไปนี้

$$H_{LP} = \frac{1}{2} [A_0(z) + A_1(z)] \quad (1)$$

$$H_{HP} = \frac{1}{2} [A_0(z) - A_1(z)] \quad (2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

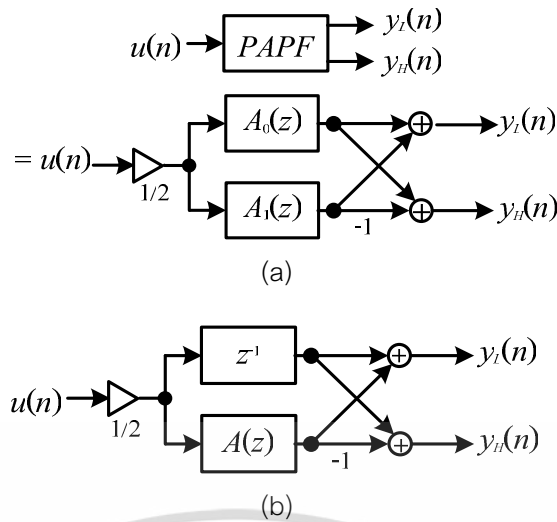


Figure 2 (a) Two parallel all-pass filters (PAPF) and (b) a PAPF with one branch is pure delay unit and other branch is all-pass filter

แต่ข้อเสียหลักของการเชื่อมต่อตัวกรองความถี่ต่ำและความถี่สูงผ่านโดยใช้โครงสร้างดัง Figure 2 ก็ไม่สามารถหลีกเลี่ยงปัญหาของความไม่มีผลตอบสนองทางเฟสเป็นเชิงเส้นตลอดช่วงความถี่ที่ต้องการ ดังนั้นการสร้างตัวกรองความถี่แบบ IIR ที่มีเฟสเป็นเชิงเส้นโดยอาศัยโครงสร้างดัง Figure 1 (a) สามารถสร้างได้โดยกำหนดให้ตัวกรองความถี่ย่อยทั้งสองมีฟังก์ชันถ่ายโอนเหมือนกัน (identical transfer functions) ซึ่งฟังก์ชันถ่ายโอนรวม $H_T(z)$ สามารถนิยามได้ดังนี้

$$H_T(z) = H(z^{-1})H(z) \quad (3)$$

$$|H_T(e^{j\omega})| = |H(e^{-j\omega})H(e^{j\omega})| \quad (4)$$

สมมติให้ $H(z)$ เป็นตัวกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ causal ซึ่งสามารถสร้างได้จากการต่อขนานของตัวกรองความถี่ผ่านตลอดสองตัวคือ $A_0(z)$ และ $A_1(z)$ แล้วนำเอาที่พหุทั้งสองมารวมกันดังสมการที่ 1 ในลักษณะเดียวกันฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวกรองแบบ noncausal สามารถเขียนได้ดังนี้

$$H_{LP}(z^{-1}) = \frac{1}{2} [A_0(z^{-1}) + A_1(z^{-1})] \quad (5)$$

เมื่อนำฟังก์ชันถ่ายโอนจากสมการที่ 1 และสมการที่ 5 แทนลงในสมการที่ 3 จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเชิงเส้น

$$H_{LP-eq}(z) = \frac{1}{4} [(A_0(z) + A_1(z))(A_0(z^{-1}) + A_1(z^{-1}))] \quad (6)$$

หากกำหนดให้ตัวกรองทั้งหมดในสมการที่ 6 เป็นตัวกรองความถี่แบบผ่านตลอดซึ่งสามารถนิยามเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนในรูปเศษส่วนมีนิยามดังนี้

$$A(z) = \frac{N(z)}{D(z)} = z^{-k} \frac{D(z^{-1})}{D(z)} \quad (7)$$

เมื่อแทนสมการที่ 7 ลงในสมการที่ 6 สามารถเขียนสมการที่ 6 ใหม่ได้ดังนี้

$$H_{LP-eq}(z) = \frac{1}{4} \frac{(N_0(z)D_1(z))^2 + 2N(z)D(z) + (N_1(z)D_0(z))^2}{N(z)D(z)} \quad (8)$$

$$A_0(z) = \frac{N_0(z)}{D_0(z)}, A_1(z) = \frac{N_1(z)}{D_1(z)}, N(z) = N_0(z)N_1(z), D(z) = D_0(z)D_1(z)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ การใช้งานโดยไม่ได้รับอนุญาตเห็นเป็นไปโดยอิสระในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการสร้างตัวกรองความถี่ต่ำผ่านโดยอาศัยตัวกรองความถี่แบบผ่านตลอดสองตัวต่อขนานกัน พบว่ามีความซับซ้อนกว่าเมื่อเทียบกับการเชื่อมต่อในอีกรูปแบบหนึ่งดัง Figure 2 (b) โดยสามารถยุบให้อีกกิ่งหนึ่งปรากฏเป็นเฉพาะตัวห่วงสัญญาณเพียงอย่างเดียวและสามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังนี้

$$H(z) = \frac{1}{2} [z^{-M} A_0(z) + A_1(z)] \quad (9)$$

$$H(z) = \frac{1}{2} \left[z^{-M} + \frac{A_1(z)}{A_0(z)} \right] \quad (10)$$

$$H(z) = \frac{1}{2} [z^{-M} + A(z)] \quad (11)$$

ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอนทั้งหมดในสมการที่ 6 สามารถจัดรูปใหม่และเขียนได้ดังนี้

$$H_{LP-eq}(z) = \frac{1}{4} \left[\left(1 + \frac{A_1(z)}{A_0(z)} \right) \left(1 + \frac{A_0(z)}{A_1(z)} \right) \right] \quad (12)$$

สังเกตว่าแต่ละโครงข่ายประกอบด้วยผลรวมของค่าคงตัวและฟังก์ชันถ่ายโอนในรูปเศษส่วนและเมื่อพิจารณาสมการเศษส่วนทางด้านขวามือของสมการที่ 12 จะเห็นความสัมพันธ์ว่า

$$\frac{1}{A(z)} = \frac{D(z)}{N(z)} \quad (13)$$

$$\frac{1}{A(z)} = z^k \frac{D(z)}{D(z^{-1})} \quad (14)$$

โพลีโนเมียลเทอมเศษของ inverse all-pass filter ในสมการที่ 13 จะเท่ากับโพลีโนเมียลเทอมส่วนของ $A(z)$ และโพลีโนเมียลเทอมส่วนก็จะเป็นส่วนผกผันด้วย ดังนั้นจะกำหนดว่า inverse all-pass filter $A^{-1}(z)$ จะเท่ากับตัวกรองความถี่แบบผ่านตลอดที่ประมวลผลแบบพลิกกลับ (time reversal process)

$$A^{-1}(z) = A(z^{-1}) \quad (15)$$

ดังนั้นจากความสัมพันธ์ใหม่ในสมการที่ 15 ฟังก์ชันถ่ายโอนทั้งหมดของตัวกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ IIR ที่มีเฟสเป็นเชิงเส้น สามารถเขียนใหม่ให้อยู่ในรูปการประมวลผลแบบพลิกกลับได้ดังนี้

$$H_{LP-eq}(z) = \frac{1}{4} \left[(1 + A_0(z^{-1})A_1(z)) + (1 + A_0(z)A_1(z^{-1})) \right] \quad (16)$$

อย่างไรก็ตาม ฟังก์ชันถ่ายโอนทั้งหมดสมการที่ 16 ไม่สามารถสร้างได้จริงในทางปฏิบัติเนื่องจาก inverse all-pass filter $A^{-1}(z)$ มีผลตอบสนองแบบ noncausal แต่เป็นไปได้ที่สามารถสร้าง $A^{-1}(z)$ ได้จริงโดยอาศัยการเพิ่มตัวห่วงสัญญาณ (เวลา) เข้ามาเพื่อให้สามารถประมวลผลในเชิงเวลาจริงได้ สมมติให้การห่วงเวลาของระบบมีค่าเป็น $M(z^{-M})$ ดังนั้นจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนเทียบเท่าใหม่ แสดงใน Figure 3 และเขียนสมการได้ดังนี้

$$z^{-M} H_{LP-eq}(z) = \frac{1}{4} \left[(z^{-M} + z^{-M} A_{T1}(z)) + (z^{-M} + z^{-M} A_{T2}(z)) \right] \quad (17)$$

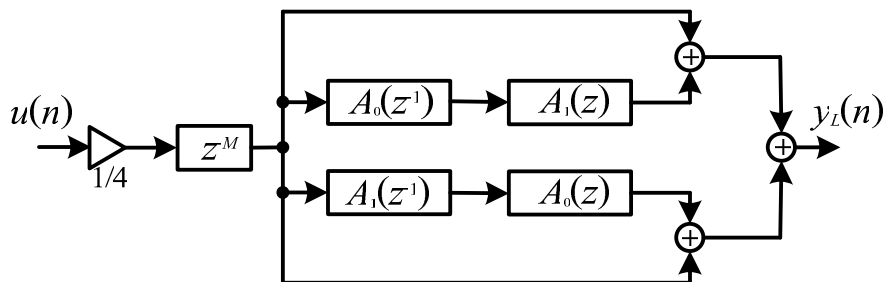


Figure 3 New structure (direct method) of linear-phase low-pass IIR filter

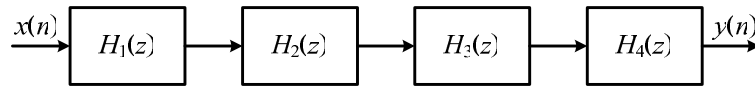


Figure 4 Cascaded of four identical filters

Figure 4 เป็นการเชื่อมต่อตัวกรองความถี่แบบ 4 ตัวที่มี พบว่าการนำโครงสร้างตัวกรองความถี่ใน Figure 3 มาเชื่อมต่อดัง Figure 4 โดยตรง จะทำให้ผลตอบสนองทางขนาดในช่วงความถี่ผ่านได้มีลักษณะไม่เหมือนกับตัวกรองต้นแบบ, อัตราการลดทอนในช่วงหยุดความถี่ไม่เป็นจำนวนทวีคูณกับค่าลดทอนของตัวต้นแบบ และยิ่งไปกว่านั้นคุณลักษณะของเฟสเป็นเชิงเส้นจะเสียไปด้วย

ในการแก้ไขปัญหาดังที่ได้กล่าวมาของการเชื่อมต่อโดยตรง จะได้โครงสร้างตัวกรองความถี่แบบคัมเบต IIR ที่มีเฟสเป็นเชิงเส้นแบบใหม่ดังแสดงใน Figure 5 ซึ่งพบว่าค่าการลดทอนจะมีค่าเป็น 4 เท่าของตัวต้นแบบในขณะที่คุณลักษณะผลตอบสนองทางเฟสมีลักษณะเป็นเชิงเส้นโดยสังเกตได้จากผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ดังจะกล่าวถึงในตอนถัดไป

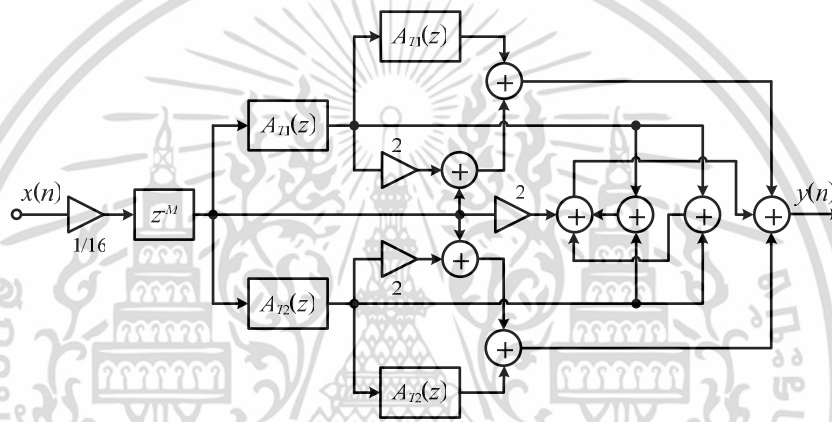


Figure 5 Proposed linear-phase sharpening IIR filter

ตัวอย่าง : An Elliptic Filter Design

ในการออกแบบได้นำเสนอวงจรรองความถี่ต่ำอย่างง่าย เพราะต้องการแสดงเพียงคุณลักษณะความถี่ของวงจรรองความถี่ต่ำต้นแบบ สมการทรานเฟอร์ฟังก์ชันของ $A_0(z)$ และ $A_1(z)$ ประกอบด้วยสมการ ทรานเฟอร์ฟังก์ชันของวงจรรองความถี่ต่ำและวงจรรองความถี่สูง ซึ่งเหมือนกันกับการออกแบบวงจรรองความถี่ผ่านตลอดบวกกัน 2 วงจร โดยคุณลักษณะความถี่ของวงจรรองความถี่ต่ำ elliptic ต้นแบบ แสดงดัง Table 1 โดย $H(z)$ เป็นการออกแบบคุณลักษณะตามความถี่ cut-off (F_c) $F_c = 3.0$ [kHz], passband ripple $\delta_p = 0.004$ [dB] และ stopband ripple $\delta_s = 30$ [dB] คุณลักษณะอื่นๆ ของผลรวมวงจรรองทั้งหมดแสดงดัง Table 1

Table 1 Designed specifications

Low-Pass Filter	Cut-Off Frequency F_c [kHz]	passband ripple δ_p [dB]	Stopband ripple δ_s [dB]
Prototype filter	3	0.004	30
Overall LPS IIR Filter	3	0.016	120

ผลการจำลองด้วยโปรแกรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ในเชิงพาณิชย์ได้
จากตัวอย่าง สามารถเขียนสมการฟังก์ชันของวงจรรองความถี่ต่ำ IIR ต้นแบบในโดเมน Z ได้ดังนี้
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H(z) = \frac{0.07539483914 + 0.07830712557z^{-1} + 0.07830712557z^{-2} + 0.07539483914z^{-3}}{1 - 1.42273524185z^{-1} + 0.93781058160z^{-2} - 0.20767141031z^{-3}} \quad (18)$$

สมการฟังก์ชันของวงจรรองความถี่ต่ำต้นแบบ $H(z)$ สามารถแบ่งสมการวงจรรองผ่านตลอด ออกเป็น 2 วงจร คือ $A_0(z)$ และ $A_1(z)$ ค่าสัมประสิทธิ์ที่ได้แสดงดัง Table 2

Table 2 Coefficient of two all-pass filters

Coefficients	$A_0(z)$	$A_1(z)$
a_{00}, a_{01}	- 0.38650968	0.53729936
a_{11}	0	- 1.03622555

เมื่อแทนค่า $A_0(z)$ และ $A_1(z)$ ลงในสมการที่ 1 และ 2 จะได้สมการทรานเฟอร์ฟังก์ชันของวงจรรองความถี่ต่ำและวงจรรองความถี่สูงโดยลำดับดังนี้

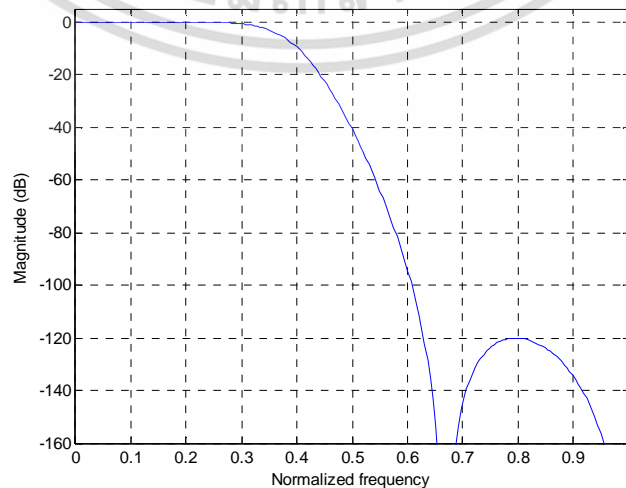
$$H_{LPF}(z) = \frac{b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2} + b_3z^{-3}}{1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2} + a_3z^{-3}} = \frac{N_1(z)}{D_1(z)} \quad (19)$$

$$H_{HPF}(z) = \frac{b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2} + b_3z^{-3}}{1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2} + a_3z^{-3}} = \frac{N_2(z)}{D_1(z)} \quad (20)$$

Table 3 All coefficients of $H_{LPF}(z)$ and $H_{HPF}(z)$

	$N_1(z)$	$N_2(z)$		$D_1(z)$
b_0	0.0753948	- 0.4619045	a_0	1
b_1	0.0783071	1.3222040	a_1	- 1.4227352
b_2	0.0783071	- 1.3222040	a_2	0.9378105
b_3	0.0753948	0.4619045	a_3	- 0.2076714

ผลตอบสนองรวมทางขนาดของความถี่ต่ำผ่านได้ผลตอบสนองที่เกือบจะราบเรียบ โดยเฉพาะอย่างยิ่ง ในแถบความถี่ผ่าน (passband ripple ทั้งหมดมีค่าเท่ากับ 0.16 dB) ซึ่งตรงตามคุณสมบัติที่ต้องการ ยิ่งกว่านั้น การลดทอนสัญญาณของผลตอบสนองช่วงความถี่หยุด (stopband) เป็น 4 เท่าของวงจรรองความถี่ต้นแบบ (120 dB) ดังแสดงใน Figure 6



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
Figure 6 Magnitude response of the proposed filter

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จำนวน delay z^{-M} ใน Figure 4 มีค่าเท่ากับ 100 samples ดังนั้น ผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ (Impulse responses) จาก Figure 7 เป็นการแสดงผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ของวงจรกรองความถี่ต่ำที่ได้นำเสนอ ซึ่งจะได้ส่วนกลับเวลาของผลรวมรอบๆ จุดยอดของ amplitude และผลรวม amplitude เอาท์พุท $y(n)$ ที่ได้นั้น แสดงไว้ใน Figure 7 โดยเป็นการแสดงผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ด้านตรงกันข้าม

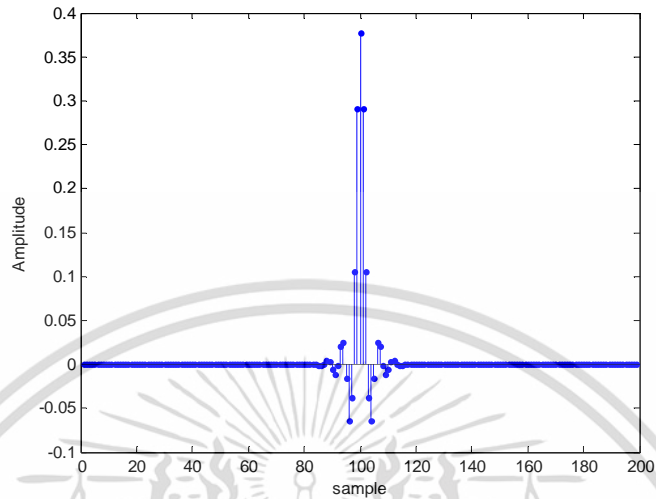


Figure 7 Impulse responses of linear-phase sharpening low-pass IIR filter

สรุป

ในการสร้างจริงของตัวกรองความถี่แบบคมมากแบบ IIR ที่มีเฟสเป็นเชิงเส้นแบบใหม่นี้ อาศัยโครงสร้างของวงจรความถี่ผ่านตลอดต่อขนานกัน (parallel all-pass) ที่ได้นำเสนอไปแล้ว โดยสังเกตได้ชัดว่าตัวกรองความถี่ที่คมมากนี้สามารถให้ค่าลดทอนสัญญาณในช่วงหยุดความถี่มีขนาดสูงกว่าของตัวกรองความถี่ต่ำผ่านตัวต้นฉบับถึง 4 เท่า (120 dB) โดยยังคงรักษาลักษณะของความเป็นเชิงเส้นของผลตอบสนองทางเฟส โดยสังเกตจากผลลัพธ์ของการจำลองด้วยโปรแกรมของผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ และยังพบว่าตรงกับคุณสมบัติของตัวกรองความถี่ที่มีเฟสเป็นเชิงเส้นแบบที่ 1 (Linear phase filter type-I)

เอกสารอ้างอิง

- A. Kurosu, S. Miyase, S. Tomiyama and T. Takebe. 2003. A technique to truncate IIR filter impulse response and its application to real-time implementation of linear-phase IIR filters. IEEE Trans. signal processing, Vol. 51, No. 5, pp. 1284-1292.
- D. Sookcharoenphol, K. Janjitrapongvej and S.Tomiyama. 2007. Realization of Linear Phase Loudspeaker Crossover Network By Using IIR Filter. AES 32nd International Conference, pp. 119-127.
- F. Harris, 2009. Implmenting High Performance, Low Computation, IIR Filters with 2-Path Recursive App-Pass Filters and The Harris-Sharprning Filter. IEEE DSP., pp.1-7.
- J. F. Kaiser and R. W. Hamming. 1977. Sharpening the Response of a Symmetric Nonrecursive Filter by Multiple Use of the Same Filter. IEEE Trans. ASSP., Vol. 25, No. 5, pp. 415-422.

L. R. Rabiner and B. Gold. 1978. Theory and Application of Digital Signal Processing. Prentice-Hall, Newjersey.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

ขอรับรองว่าผลงานวิจัย

เรื่อง

ตัวกรองความถี่คมมากแบบ IIR ที่มีเฟสเป็นเชิงเส้น

โดย

เพทชาย เขยชม ดลชัย สุขเจริญผล และปิติเชต สุรักษา

ได้ผ่านการพิจารณาจากคณะกรรมการผู้ทรงคุณวุฒิ

สาขาสถาปัตยกรรมศาสตร์และวิศวกรรมศาสตร์

และได้นำเสนอในการประชุมทางวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 49

ระหว่างวันที่ 1 - 4 กุมภาพันธ์ 2554

(รองศาสตราจารย์ ดร.พนิต เข็มทอง)

รองอธิการบดีฝ่ายวิชาการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ในเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ กรุณาติดต่อประธานคณะกรรมการดำเนินงานจัดประชุมทางวิชาการ ครั้งที่ 49 ไปใช้



การประชุมวิชาการ

มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ วิทยาเขตกำแพงแสน ครั้งที่ 6

8 - 9 ธันวาคม 2552

The 6th KU-KPS Conference

8 - 9 December 2009



- พืชและเทคโนโลยีชีวภาพ
- สัตว์และสัตวแพทย์
- วิทยาศาสตร์ เทคโนโลยี และสิ่งแวดล้อม
- วิศวกรรมศาสตร์
- วิทยาศาสตร์สุขภาพและการกีฬา
- ส่งเสริมการเกษตร
- ศึกษาศาสตร์และพัฒนศาสตร์
- มนุษยศาสตร์และสังคมศาสตร์



บทคัดย่อ
ABSTRACT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ได้อนุญาตให้ทำไปใช้ประโยชน์ด้านธุรกิจ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีทำนำไปใช้

เกษตรศาสตร์ก้าวไกล
อาหารปลอดภัย สู่ภัยเศรษฐกิจ

วงจรรองคู่ตรงข้าม BPF/BSF แบบใหม่ที่มีเฟสเป็นเชิงเส้น A New Linear-Phase Complementary Filter Pairs (BPF/BSF)

เพทยา เชยชม¹ และดลชัย สุขเจริญผล¹

Phethai Cheycom¹ and Dolchai Sookcharoenphol¹

บทคัดย่อ

บทความนี้เสนอวงจรรองดิจิตอลฟิลเตอร์แบบใหม่ที่ให้ผลตอบสนองทางขนาด มีลักษณะเป็นคู่ตรงข้ามข้ามของ bandpass และ bandstop และให้ผลตอบสนองทางเฟสเป็นเชิงเส้น โดยอาศัยโครงสร้างของวงจรรองความถี่ผ่านตลอดต่อขนานกัน 2 วงจร (two-parallel all-pass filter : PAPF) ที่มีความซับซ้อนของวงจรมีน้อย ในการออกแบบสำหรับการคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์นั้นทำได้ง่ายเพราะใช้ค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองความถี่ต่ำต้นแบบทำการหาค่ารากโพลด้วยวิธี pole interlacing ก็จะได้สมการถ่ายโอนของทั้งวงจรรองแถบความถี่ผ่านและวงจรรองแถบความถี่หยุดผ่านพร้อมกันโดยอยู่ในรูปของ mirror image polynomial

คำสำคัญ : วงจรรองคู่ตรงข้าม BPF/BSF ตัวกรองความถี่แบบเฟสเชิงเส้น ตัวกรองความถี่ผ่านตลอด

ABSTRACT

This paper presents a new realization of digital filter pair structure which has magnitude complementary responses based on two-parallel all-pass filter (PAPF). The magnitude response of the complementary filter pair are bandpass and bandstop responses which also have linear phase responses. Moreover, the proposed filter pair has a low complexity circuit than the conventional structure and simple design similar the design of PAPF that utilizes a pole interlacing of the prototype low-pass filter. Thus the transfer equation of the filter pair is simultaneously obtaining in mirror image polynomial form.

Keywords : Complementary Filter Pairs (BPF/BSF), Linear-Phase filter and All-pass filter

E-mail : tik_kmitnb@hotmail.com

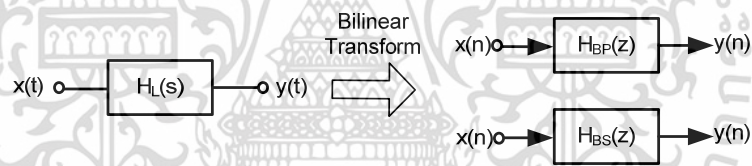
คำนำ

ในการประยุกต์ใช้งานวงจรรองความถี่ดิจิตอลที่มีผลตอบสนองทางขนาดแบบ band pass filter/band stop filter (BPF/BSF) ถูกนำมาใช้งานอย่างกว้างขวางทั้งในด้าน Communications, Electronics และ Digital audio signal processing ในการปรับแต่งหรือชดเชยคุณภาพของสัญญาณดิจิตอลออดิโอ [1] และในการแบ่งความถี่สำหรับระบบเสียงดิจิตอลแบบไวงาน (Digital active Bi-amplifier loudspeaker system) [2] สำหรับ

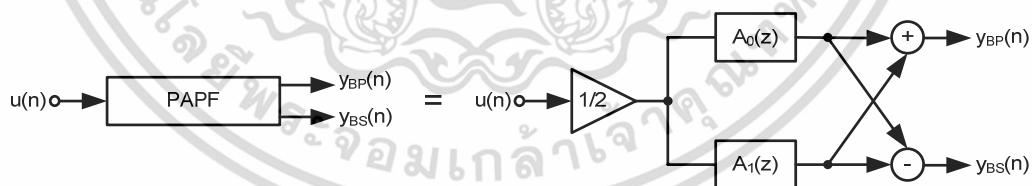
¹ สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้เผยแพร่ไปยังหน่วยงานอื่น การค้า
Information Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520
ไม่ว่ากรรมใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบเล่นกลับคุณภาพสูง (High-quality reproduction audio) รวมทั้งในการปรับระดับขนาดเฉพาะช่วงความถี่ใน adaptive filter and multiple sinusoid interference โดยเฉพาะเมื่อต้องการออกแบบให้มีการลดทอนความถี่ที่ไม่ต้องการด้วยค่าลดทอนสูง ซึ่งสามารถทำได้โดยใช้วงจรรองดิจิตอลแบบมีการป้อนกลับ Infinite Impulse Response (IIR) แต่โดยทั่วไปวงจรรองดังกล่าวสามารถออกแบบได้โดยใช้การแปลงผ่านคู่ (Bilinear transform) โดยการกำหนดลักษณะต่างๆ ของวงจรรองต้นแบบในนาลอก (s-domain) และแปลงเป็นโดเมนไม่ต่อเนื่อง (z-domain) โดยวงจรรองความถี่ที่ได้เรียกว่าวงจรรองความถี่ต่ำผ่านตัวต้นแบบ และเมื่อต้องการวงจรรองความถี่ดิจิตอลแบบ BPF/BSF จะต้องใช้การแปลงความถี่ (frequency transform) ในการแปลงจาก LP to BP and LP to BS [3] ดังแสดงในรูปที่ 1 ซึ่งจะเห็นว่าผลการแปลงดังกล่าวทำให้เกิดความซับซ้อนในการคำนวณ ความผิดพลาด และความคลาดเคลื่อนของตำแหน่งความถี่ที่กำหนดไว้ล่วงหน้า นอกจากนี้ถ้าใช้วงแบนด์วิดท์กว้างหรือใช้ความถี่สูงจะเกิดดิสทอร์ชันจากความไม่เป็นเชิงเส้นของการแปลงแบบคู่เป็นสาเหตุให้สัญญาณที่ได้มีลักษณะไม่สมมาตร (asymmetric pulse) เนื่องจากผลตอบสนองเฟสไม่เป็นเชิงเส้นด้วยที่ความถี่สูง และการออกแบบวงจรจะมีความยุ่งยากซับซ้อนมาก

ดังนั้นในบทความนี้เสนอการโครงสร้างวงจรรองความถี่ดิจิตอลแบบใหม่ที่มีผลตอบสนองในลักษณะคู่ตรงข้ามของ BPF/BSF และให้ผลตอบสนองทางเฟสเป็นเชิงเส้น โดยอาศัยการต่อของวงจรรองความถี่ผ่านตลอด 2 ตัวต่อขนานกัน [4] ดังแสดงในรูปที่ 2 ซึ่งสามารถออกแบบได้ง่ายโดยใช้วิธีการออกแบบวงจรรองแบบ IIR ที่ใช้ classical polynomials เช่น Butterworth หรือ Elliptic polynomials เป็นต้น



รูปที่ 1 การออกแบบ IIR สำหรับ BPF/BSF แบบเดิม



รูปที่ 2 วงจรรองผ่านตลอดต่อขนานกันสองวงจร (Parallel All-Pass Filters : PAPF)

โดยสัญญาณด้านความถี่ต่ำผ่านและความถี่สูงผ่านคือ $Y_L(n)$ และ $Y_H(n)$ ตามลำดับ และเราสามารถเขียนสมการฟังก์ชันถ่ายโอน (transfer function) ได้ดังนี้

$$H_L(z) = \frac{1}{2} [A_0(z) + A_1(z)] \quad (1)$$

$$H_H(z) = \frac{1}{2} [A_0(z) - A_1(z)] \quad (2)$$

เมื่อ $H_L(z)$ เป็นฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน และ $H_H(z)$ เป็นฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรองความถี่สูงผ่าน $A_0(z)$ และ $A_1(z)$ เป็นวงจรรองความถี่ผ่านตลอด (APF) ที่มีเสถียรภาพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้เผยแพร่เห็นประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งข้อดีของโครงสร้างของวงจรรองความถี่ผ่านตลอด (APF) ต่อขนานกัน 2 วงจรนั้นก็คือ มีผลต่อการบิดเบือนของค่าสัมประสิทธิ์ที่ต่ำ (Low Sensitivity) และมีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อนมาก (Low Complexity) ในการสร้างจริงเมื่อมีการจำกัดความแม่นยำของระบบ

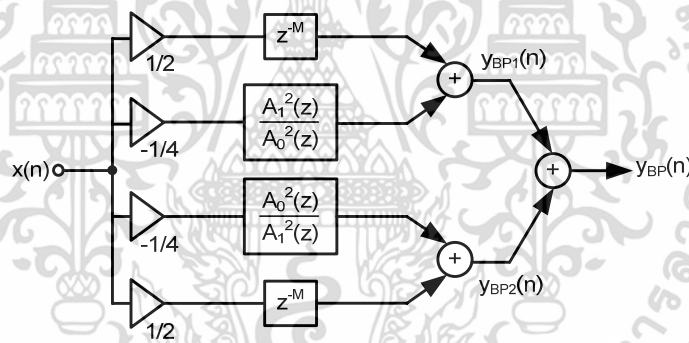
วงจรรองคู่ตรงข้าม BPF/BSF ที่มีเฟสเป็นเชิงเส้น

ในบทความนี้เสนอโครงสร้างของวงจรรองความถี่แบบใหม่ที่ให้ผลตอบสนองทางขนาดมีลักษณะเป็นคู่ตรงข้าม (complementary response pair) BPF/BSF โดยอาศัยโครงข่ายขนานของวงจรรองความถี่ผ่านตลอด 2 วงจร โดยสัญญาณของ bandpass signal และ bandstop signal ที่ด้านเอาต์พุตของทั้ง 2 สามารถเขียนสมการฟังก์ชันถ่ายโอนทั่วไปในรูปของ z-domain ได้ดังนี้

$$H_{BP}(z) = \frac{1}{2} - \frac{1}{4} \cdot \left[\frac{A_1^2(z)}{A_0^2(z)} \right] \quad (3)$$

$$H_{BS}(z) = \frac{1}{2} + \frac{1}{4} \cdot \left[\frac{A_1^2(z)}{A_0^2(z)} \right] \quad (4)$$

เมื่อ $H_{BP}(z)$ เป็นฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรองแถบผ่านความถี่ และ $H_{BS}(z)$ เป็นฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรองแถบความถี่หยุดผ่าน $A_0(z)$ และ $A_1(z)$ เป็นวงจรรองความถี่ผ่านตลอด (APF) ที่มีเสถียรภาพ



รูปที่ 3 แสดงการต่อวงจรรองแถบความถี่ผ่าน (BPF) ที่สร้างจากการต่อขนานของวงจรรองความถี่แบบ APF 2 วงจร

จากรูปที่ 3 สามารถหาสมการฟังก์ชันถ่ายโอน (transfer function) ที่ด้านเอาต์พุต $y_{BP1}(n)$ และ $y_{BP2}(n)$ ของวงจร BPF ได้ดังนี้

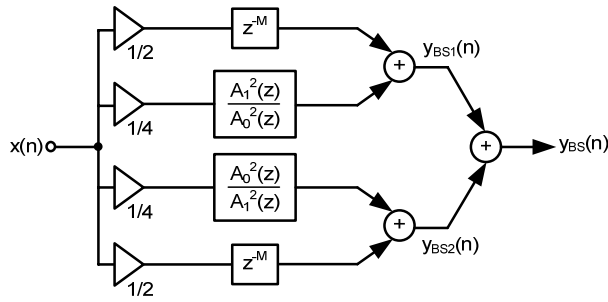
$$H_{BP1}(z) = \left[\frac{1}{2} \cdot z^{-M} - \frac{1}{4} \frac{A_1^2(z)}{A_0^2(z)} \right] \quad (5)$$

$$H_{BP2}(z) = \left[\frac{1}{2} \cdot z^{-M} - \frac{1}{4} \frac{A_0^2(z)}{A_1^2(z)} \right] \quad (6)$$

และที่ด้านเอาต์พุต $y_{BP}(n)$ ซึ่งเป็นผลรวมของลำดับที่เอาต์พุตย่อย $y_{BP1}(n)$ และ $y_{BP2}(n)$ สามารถนิยามฟังก์ชันถ่ายโอนรวมของ BPF ได้ดังนี้

$$H_{BP}(z) = \left[\frac{1}{2} \cdot z^{-M} - \frac{1}{4} \left(\frac{A_1^2(z)}{A_0^2(z)} + \frac{A_0^2(z)}{A_1^2(z)} \right) \right] \quad (7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่ 2 การศึกษาเพื่อใช้ในการนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4 แสดงการต่อวงจรกรองแถบความถี่หยุดผ่าน (BSF) ที่สร้างจากการต่อขนานของวงจรกรองความถี่แบบ APF 2 วงจร

จากรูปที่ 4 สามารถหาสมการฟังก์ชันถ่ายโอน (transfer function) ที่ด้านเอาต์พุต $y_{BS1}(n)$ และ $y_{BS2}(n)$ ของวงจร BSF ได้ดังนี้

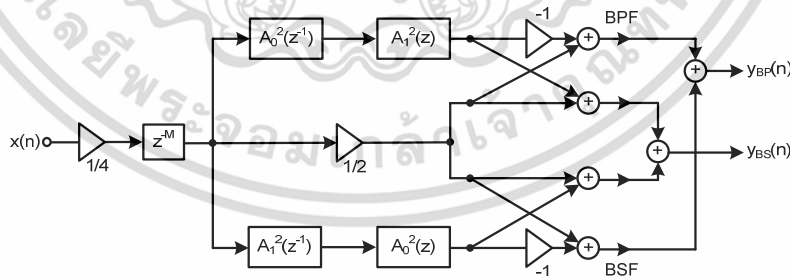
$$H_{BS1}(z) = \left[\frac{1}{2} \cdot z^{-M} + \frac{1}{4} \frac{A_1^2(z)}{A_0^2(z)} \right] \quad (8)$$

$$H_{BS2}(z) = \left[\frac{1}{2} \cdot z^{-M} + \frac{1}{4} \frac{A_0^2(z)}{A_1^2(z)} \right] \quad (9)$$

และที่ด้านเอาต์พุต $y_{BS}(n)$ ซึ่งเป็นผลรวมของลำดับที่เอาต์พุตย่อย $y_{BS1}(n)$ และ $y_{BS2}(n)$ สามารถนิยามฟังก์ชันถ่ายโอนรวมของ BSF ได้ดังนี้

$$H_{BS}(z) = \left[\frac{1}{2} \cdot z^{-M} + \frac{1}{4} \left(\frac{A_1^2(z)}{A_0^2(z)} + \frac{A_0^2(z)}{A_1^2(z)} \right) \right] \quad (10)$$

ในการพิจารณาความซับซ้อนของโครงสร้างเราพบว่าระบบที่นำเสนอทั้ง BPF/BSF ในรูปที่ 3 และรูปที่ 4 ซึ่งเป็นโครงสร้างแบบโดยตรง (Direct Form) เราสังเกตได้ว่ามีเทอม $[A_1^2(z)/A_0^2(z)] + [A_0^2(z)/A_1^2(z)]$ เหมือนกัน นอกจากนี้จำนวนของตัวหน่วงเวลา M sample (z^{-M}) และตัวถ่วงน้ำหนักของตัวกรองความถี่ทั้งสองมีจำนวนเท่ากัน ดังนั้นเราสามารถลดความซับซ้อนของโครงสร้างดังกล่าวได้ดังรูปที่ 5



รูปที่ 5 วงจรคู่ตรงข้าม BPF/BSF แบบใหม่ที่นำเสนอที่มีการลดความซับซ้อนของระบบ

ตารางที่ 1 คุณลักษณะของวงจร BPF และ BSF ที่กำหนดในการจำลองด้วยโปรแกรม

Frequency Spicication	Values-Units
Frequency passband	5000 Hz
Frequency stopband	9000 Hz
Passband ripple	0.04 dB
Stopband ripple	30 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะในรูปแบบใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการกำหนดคุณลักษณะ ในตารางที่ 1 สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจร BPF และ BSF ได้จากสมการที่ 11 และสมการที่ 12

$$H_{BP}(z) = \frac{N_{BP}(z)}{D(z)} \quad (11)$$

$$H_{BP}(z) = \frac{-0.110903107559545 + 0.34146160559807Z^{-1} - 0.362418991188588Z^{-2}}{1 - 3.87236898634814Z^{-1} + 6.645243419191933Z^{-2}} + \frac{0Z^{-3} + 0.362418991188588Z^{-4} - 0.34146160559807Z^{-5} + 0.110903107559545Z^{-6}}{-6.351350491603737Z^{-3} + 3.536539170973311Z^{-4} - 1.076490874073839Z^{-5} + 0.138131816441253Z^{-6}}$$

$$H_{BS}(z) = \frac{N_{BS}(z)}{D(z)} \quad (12)$$

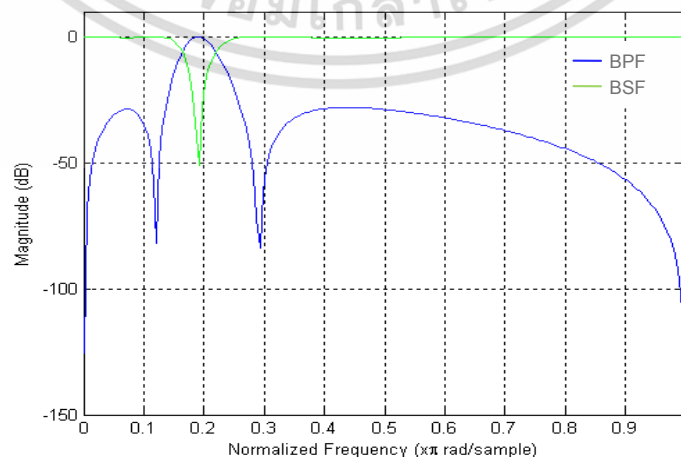
$$H_{BS}(z) = \frac{0.387854761099586 - 2.174946283567586Z^{-1} + 5.272102442203662Z^{-2}}{1 - 3.87236898634814Z^{-1} + 6.645243419191933Z^{-2} - 6.351350491603737Z^{-3}} + \frac{-6.950317784890546Z^{-3} + 5.272102442203663Z^{-4} - 2.174946283567586Z^{-5} + 0.387854761099586Z^{-6}}{3.536539170973311Z^{-4} - 1.076490874073839Z^{-5} + 0.138131816441253Z^{-6}}$$

โดยเราจะสังเกตได้ว่าฟังก์ชันถ่ายโอนทั้ง 2 จะมีข้อสังเกตดังต่อไปนี้

1. โพลีโนเมียลเทอมส่วน (denominator polynomial) ของทั้ง $H_{BP}(z)$ และ $H_{BS}(z)$ จะเหมือนกัน
2. โพลีโนเมียลเทอมเศษ (numerator polynomial) ของ $H_{BP}(z)$ จะมีลักษณะเป็น symmetric polynomial
3. โพลีโนเมียลเทอมเศษ (numerator polynomial) ของ $H_{BS}(z)$ จะมีลักษณะเป็น symmetric polynomial

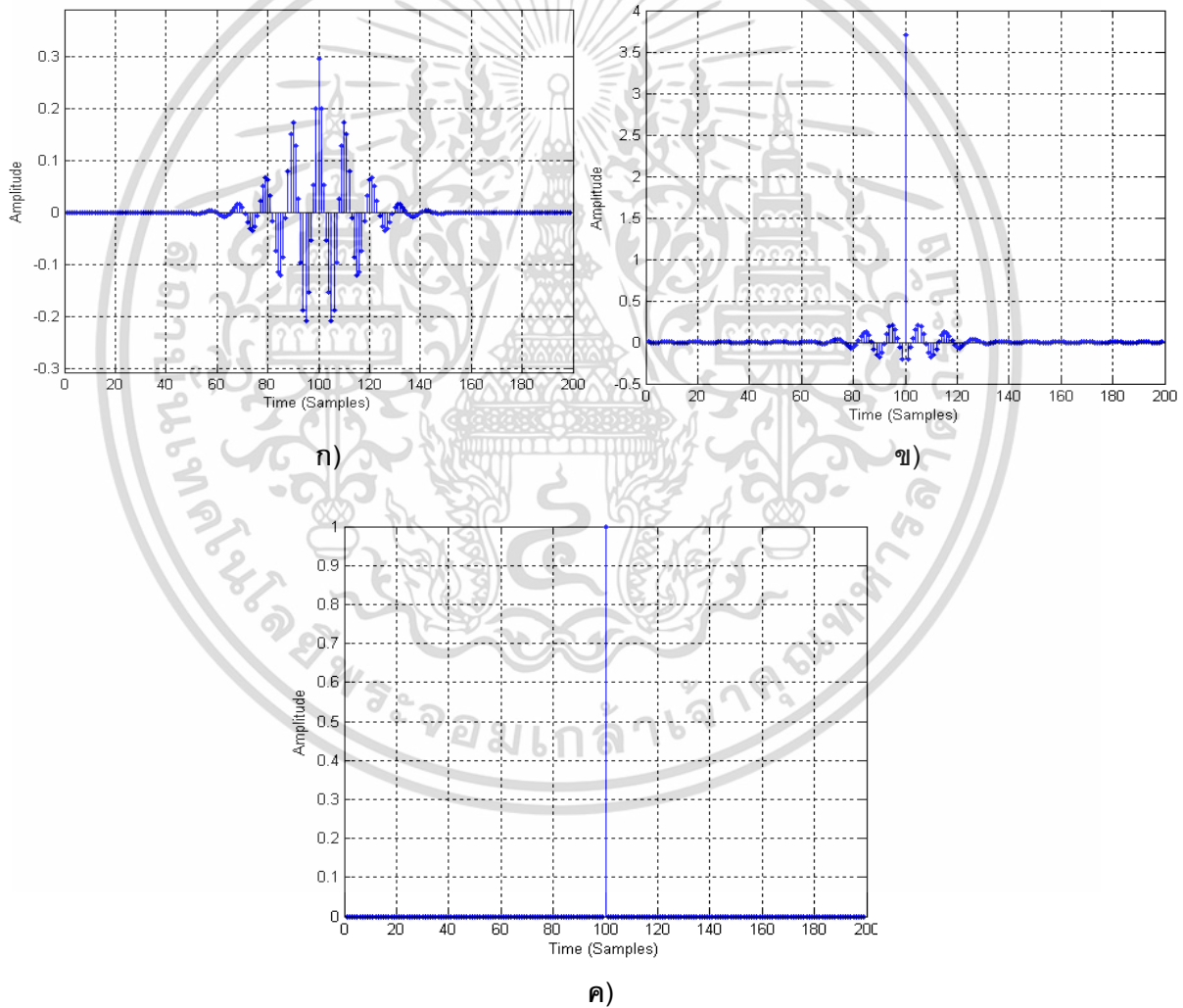
ผลการจำลองด้วยโปรแกรม

จากผลการจำลองด้วยโปรแกรมของระบบที่นำเสนอในรูปที่ 5 แสดงผลการตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ในช่วงฮอดไดโอที่มีการนอร์มอลไลซ์ดังแสดงในรูปที่ 6 โดยสังเกตเห็นว่าผลตอบสนองของกราฟทั้งสองตรงกับผลตอบสนองของตัวกรองความถี่แบบผ่านเฉพาะช่วง (Bandpass filter) และแบบหยุดเฉพาะความถี่ (Bandstop filter) ตามลำดับ โดยมีขนาดของลูกคลื่นในช่วงความถี่ที่ยอมให้ผ่านเป็นสองเท่าของค่าลูกคลื่นที่กำหนดไว้ในตาราง และนอกจากนี้ผลรวมที่ด้านเอทพุทของตัวกรองความถี่ทั้งสองมีลักษณะราบเรียบซึ่งตรงตามคุณสมบัติของฟังก์ชันผ่านตลอด (all-pass function)



เอกสารนี้เป็นเอกสารรูปที่ 6 ผลตอบสนองของขนาดต่อความถี่ทั้งของวงจร BPF และ BSF ที่นำเสนอในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลตอบสนองต่ออิมพัลส์โดยวัดที่จุดเอาต์พุตของวงจรรองแถบความถี่ผ่าน $y_{BP}(n)$ และที่ด้านเอาต์พุตของวงจรรองแถบความถี่หยุดผ่าน $y_{BS}(n)$ ผลรวมของขนาดต่อความถี่ตลอดช่วงความถี่ทั้งหมด จะมีค่าคงที่ซึ่งเป็นคุณสมบัติที่สำคัญของวงจรรองแบบ APF ดังแสดงในรูปที่ 7 ก) และ ข) โดยทั้ง 2 รูปจะเห็นได้ว่าผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ที่อยู่รอบๆ จุดศูนย์กลาง (ค่าที่มีขนาดสูงสุด) จะมีลักษณะสมมาตรกัน ซึ่งจะเป็นคุณสมบัติของวงจรรองความถี่ที่มีเฟสเป็นเชิงเส้นแบบที่ 1 (type I) และในรูปที่ 7 ค) นั้นเป็นการรวมผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจรรอง BPF และ BSF จากรูปที่ 7 ก) และ ข) ซึ่งในการตรวจสอบคุณสมบัติของความเป็นเชิงเส้นสำหรับโครงสร้างตัวกรองความถี่ดิจิทัลที่ให้ผลตอบสนองเป็นคู่ตรงข้าม นอกจากผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์หนึ่งหน่วย (unit sample) ดังรูปที่ 7 ก) และ ข) สำหรับ bandpass ตามลำดับแล้ว หากเรานำลำดับเอาต์พุตทั้งสองมารวมกันจะต้องตรงกับสัญญาณลำดับที่อินพุตแต่ยอมให้เกิดการหน่วงเวลาไปได้ M sample สำหรับระบบที่สามารถสร้างได้จริงในทางปฏิบัติ



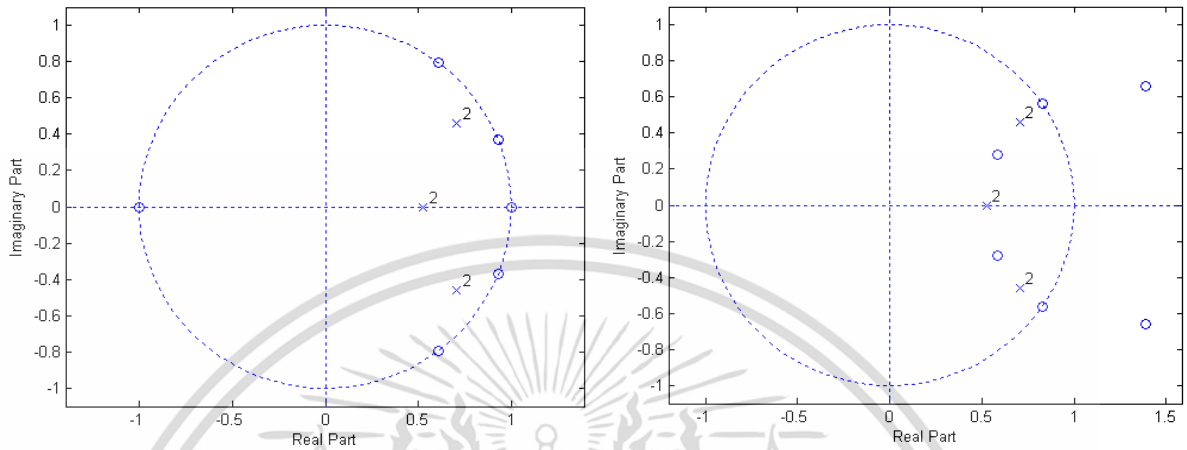
รูปที่ 7 ก) ผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจรรองแถบความถี่ผ่าน (BPF)

ข) ผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจรรองแถบความถี่หยุดผ่าน (BSF)

ค) ผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจรรอง BPF และ BSF รวมกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการตรวจสอบเสถียรภาพของระบบที่นำเสนอ จากสมการฟังก์ชันถ่ายโอน 11 และ 12 จะเห็นว่า โพลีโนเมียลเทอมส่วนของสมการทั้งสองเหมือนกัน และตำแหน่งการวางโพลของวงจรรองความถี่ทั้งสองวางอยู่ใน unit circle และนอกจากนี้ตำแหน่งการวางโพลมีลักษณะการวางโพลทับซ้อน (double poles) ซึ่งแสดงให้เห็นว่าระบบดังกล่าวมีเสถียรภาพ ดังแสดงในรูปที่ 8 ก) และ ข)



รูปที่ 8 ก) แสดงการพล็อตตำแหน่งของโพลและซีโรของวงจรรองแถบความถี่ผ่าน (BPF)

ข) แสดงการพล็อตตำแหน่งของโพลและซีโรของวงจรรองแถบความถี่หยุดผ่าน (BSF)

สรุป

บทความนี้เสนอการสร้างวงจรรองความถี่ที่ให้ผลตอบสนองทางขนาด มีลักษณะเป็นคู่ตรงกันข้ามของ bandpass และ bandstop ที่ให้ผลตอบสนองทางเฟสเป็นเชิงเส้น โดยอาศัยโครงสร้างของวงจรรองความถี่ผ่านตลอดต่อขนานกัน 2 วงจร และได้นำเสนอโครงสร้างที่ลดความซับซ้อนของระบบลงด้วย ในการจำลองผลตอบสนองของระบบที่นำเสนอดังด้วยโปรแกรมเห็นได้ชัดว่าผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ที่เอาท์พุทของวงจรรองแถบความถี่ผ่านและวงจรรองแถบความถี่หยุดผ่านมีลักษณะสมมาตรรอบๆ ค่าสัมประสิทธิ์ที่มีค่ามากที่สุดของวงจรรองทั้ง 2 แบบ ซึ่งตรงกับคุณสมบัติของวงจรรองความถี่ที่มีลักษณะผลตอบสนองของเฟสเป็นเชิงเส้นแบบที่ 1 (Linear phase characteristic type I) และการออกแบบทำได้ง่ายโดยใช้ขั้นตอนในการคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรองความถี่ทั้ง 2 เหมือนกับการออกแบบ PAPF โดยทั่วไป

เอกสารอ้างอิง

- [1] Federico Fontana and Matti Karjalainen, "A Digital Bandpass/Bandstop Complementary Equalization Filter with Independent Tuning Characteristics," IEEE SIGNAL PROCESSING LETTERS, VOL.10, NO. 4, pp.119-122, Apr. 2003.
- [2] D.Sookcharoenphol and C.Chakreeteekapakvisit, "A New Realization of Linear-Phase Magnitude Complementary Network for Digital Bi-Amplifier," AES 37th International Conference, pp.159-167, Aug. 2009.
- [3] Sanjit K. Mitra, "DIGITAL SIGNAL PROCESSING A Computer-Based Approach," Singapore, 2006.
- [4] Phillip A. Regalia, Sanjit K. Mitra and P. P. Vaidyanathan, "The Digital All-Pass Filter : A Versatile Signal Processing Building Block," Proc. IEEE. Vol. 76, No. 1. Jan. 1988.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการศึกษา ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ วิทยาเขตกำแพงแสน

ขอมอบเกียรติบัตรเพื่อรับรองว่าผลงานวิจัย

เรื่อง **วอจกรอองดูตรงข้าม BPF/BSF แบบใหม่ที่มีเฟสเป็นเชิงเส้น**
โดย

เพทาย เขยชม และดลชัย สุขเจริญผล

ได้ผ่านการพิจารณาจากคณะกรรมการผู้ทรงคุณวุฒิ สาขาวิศวกรรมศาสตร์

และได้นำเสนอในการประชุมวิชาการ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ วิทยาเขตกำแพงแสน ครั้งที่ ๖

ระหว่างวันที่ ๘ - ๙ ธันวาคม พ.ศ. ๒๕๕๒

(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ชณู ภิญโญภูมิินทร์)

ประธานคณะกรรมการ

ฝ่ายจัดสัมมนาวิชาการและประชุมวิชาการ

(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ชวลิต องประยูร)

รองอธิการบดีวิทยาเขตกำแพงแสน

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นางสาวเพท่าย เขยชม
วัน เดือน ปีเกิด	12 เมษายน 2528 ที่กรุงเทพฯ
ที่อยู่	10 หมู่ที่ 4 ตำบลบางลึก อำเภอเมือง จังหวัดชุมพร 86000
ประวัติการศึกษา	2546 ประกาศนียบัตรวิชาชีพ สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์ ภาคไฟฟ้า วิทยาลัยเทคนิคชุมพร 2548 ประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง สาขาวิชาเทคนิคคอมพิวเตอร์ ภาค ไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลสุวรรณภูมิ วิทยาเขตนนทบุรี 2551 ปริญญาตรี อดุสาหกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาเทคโนโลยี อิเล็กทรอนิกส์ (คอมพิวเตอร์) ภาควิชาเทคโนโลยีวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ วิทยาลัยเทคโนโลยีอุตสาหกรรม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้า พระนครเหนือ
ความชำนาญเฉพาะด้าน	ออกแบบวงจรรองความถี่ทั้งแอนะล็อกและดิจิทัล
ผลงานวิจัย	เพท่าย เขยชม และดลชัย สุขเจริญผล. “วงจรรองคู่ตรงข้าม BPF/BSF แบบใหม่ที่มีเฟสเป็นเชิงเส้น” การประชุมวิชาการมหาวิทยาลัย เกษตรศาสตร์ วิทยาเขตกำแพงแสน ครั้งที่ 6, ธันวาคม 2552. หน้า 781-787. เพท่าย เขยชม, ดลชัย สุขเจริญผล และปิติเชต สุรักษา. “ตัวกรองความถี่ คมมากแบบ IIR ที่มีเฟสเป็นเชิงเส้น” การประชุมทางวิชาการของ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 49, กุมภาพันธ์ 2554. หน้า 320-327.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้