

การสร้างตัวกรองเชิงเลขชนิดแบนด์แคบแบบหลายแถบความถี่

IMPLEMENTATION OF MULTI-NARROW BAND DIGITAL FILTER



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2547

ISBN 974-9680-90-1

การสร้างตัวกรองเชิงเลขคณิตแบนด์แคบแบบหลายแถบความถี่

IMPLEMENTATION OF MULTI-NARROW BAND DIGITAL FILTER



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2457

ISBN 974-9680-90-1


การใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาต

สงวนลิขสิทธิ์ | อนุญาตให้เผยแพร่ได้แต่ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของลิขสิทธิ์

IMPLEMENTATION OF MULTI-NARROW BAND DIGITAL FILTER



WATCHARAPONG HINJIT



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

2004

ISBN 974-9680-90-1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2004

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การสร้างตัวกรองเชิงเลขคณิตแบบดีแคบแบบหลายแถบความถี่
นักศึกษา	นายวัชรพงศ์ หินจิตร
รหัสนักศึกษา	42061100
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2547
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการออกแบบและสร้างตัวกรองเชิงเลขคณิตแบบดีแคบแบบหลายแถบความถี่ โดยวิธีที่ใช้ในการออกแบบจะใช้การกำหนดตำแหน่งโพล-ซีโรลงบนวงกลมหนึ่งหน่วยในระนาบแซค ซึ่งตัวกรองเชิงเลขที่ออกแบบและสร้างนั้นสามารถกำหนดค่าความถี่จุดศูนย์กลาง ความกว้างของแบนด์วิด ค่าอัตราขยายและจำนวนแถบความถี่ตามที่ต้องการได้ ในการออกแบบและจำลองการทำงานใช้โปรแกรม MATLAB ส่วนการสร้างจริงใช้บอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล TMS320C31 ผลการทดลองที่ได้จากการวัดโดยเครื่องวิเคราะห์สัญญาณแบบไดนามิก มีผลตอบสนองทางขนาดและความถี่เป็นไปตามทฤษฎีที่ได้ออกแบบไว้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	Implementation of Multi-Narrow Band Digital Filter
Student	Mr. Watcharapong Hinjit
Student ID.	42061100
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2004
Thesis Advisor	Assoc.Prof.Dr.Kobchai Dejhan

ABSTRACT

This thesis concerns about the design and implementation of multi-narrow band digital filter using poles- zeros placement on the unit circle of z-plane. The digital filter is able to adjust its center frequency, bandwidth, gain and number of bands. The simulation results are based on MATLAB while the implementation of the actual digital filters have been done on TMS320C31 DSP board. The experiment results are carried out by using the dynamic signal analyzer and have been shown that the designed digital filters have the accurate frequency responses when compared with the theoretical results.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี ด้วยความกรุณาของ รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ อาจารย์ที่ปรึกษา ที่กรุณาแนะนำและให้คำปรึกษาในการศึกษาวิจัยครั้งนี้ และให้ความเมตตาแก่ศิษย์ด้วยดีเสมอมา ผู้เขียนรู้สึกซาบซึ้งในความกรุณาเป็นอย่างยิ่งและขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง ขอขอบพระคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์สุรพันธ์ ยิ้มมั่น ที่ได้ให้ความรู้ต่างๆ มากมาย ให้คำแนะนำและคำปรึกษาที่ดีมาโดยตลอด และขอขอบคุณอาจารย์ทุกๆ ท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ต่างๆ ให้แก่ศิษย์

ขอขอบคุณ พี่ๆ เพื่อนๆ และน้องๆ นักศึกษาปริญญาโท ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุกคนที่รู้จัก สำหรับความเป็นมิตรและความช่วยเหลือต่างๆ ที่มีให้กันระหว่างศึกษาอยู่

ขอขอบคุณภาควิชาฟิสิกส์อุตสาหกรรมและอุปกรณ์การแพทย์ คณะวิทยาศาสตร์ประยุกต์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ที่เอื้อเฟื้อสถานที่ วัสดุอุปกรณ์ และเครื่องมือที่ใช้ในการทำวิจัย

สุดท้ายขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา ที่ให้ทุกสิ่งทุกอย่าง กับลูก ประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้เขียนขอบอบแต่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

วัชรพงศ์ หินจิตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญรูป.....	IX
บทที่ 1. บทนำ.....	1
1.1 ปัญหาและที่มาของการศึกษาวิจัย.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการศึกษาวิจัย.....	1
1.3 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการศึกษาวิจัย.....	1
1.4 ขั้นตอนของการศึกษาวิจัย.....	2
บทที่ 2. ทฤษฎีการประมวลผลสัญญาณเชิงเลข.....	3
2.1 ทฤษฎีการสุ่มตัวอย่าง.....	3
2.2 สมการผลต่างสี่บเนื่อง.....	6
2.3 การแปลงแซด.....	7
2.3.1 คุณสมบัติการแปลงแซด.....	7
2.4 รูปเศษส่วนของการแปลงแซด.....	10
2.4.1 โพลและซีโร.....	10
2.4.2 ลักษณะสัญญาณกับการวางตำแหน่งของโพล.....	11
2.5 การแปลงแซดผกผัน.....	13
2.6 ฟังก์ชันระบบของระบบเชิงเส้นที่แปรตามเวลา.....	15
2.7 ผลตอบสนองความถี่ของระบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา.....	18
2.7.1 ผลตอบสนองทางขนาด.....	18
2.7.1 ผลตอบสนองทางเฟส.....	18
2.8 การหาผลตอบสนองความถี่โดยวิธีทางเรขาคณิต.....	22
2.9 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับมุมบนระนาบแซด.....	26

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
บทที่ 3. การออกแบบตัวกรองเชิงเลข.....	28
3.1 ตัวกรองเชิงเลขแบบเอฟไออาร์.....	29
3.2 ตัวกรองเชิงเลขแบบไอไออาร์.....	31
3.2.1 สมการและ โครงสร้างของตัวกรองสัญญาณป้อนกลับเชิงเลข.....	31
3.2.2 การออกแบบตัวกรองสัญญาณป้อนกลับเชิงเลขด้วยวิธี การแปลงเชิงเส้นคู่.....	35
3.3 ตัวกรองเชิงเลขที่ใช้วิธีการกำหนดตำแหน่งโพล และ ซีโร.....	41
3.3.1 ซีโรตัวเดียว.....	41
3.3.2 โพลตัวเดียว.....	44
3.3.3 โพลสองตัว.....	46
3.3.4 ซีโรสองตัว.....	50
บทที่ 4. การออกแบบตัวกรองเชิงเลขชนิดแบนด์แคปแบบหลายแถบความถี่.....	53
4.1 ทฤษฎีการออกแบบตัวกรองเชิงเลขชนิดแบนด์แคปแถบความถี่เดียว.....	53
4.1.1 ความสัมพันธ์ของอัตราขยายตัวกรองกับค่าของสัมประสิทธิ์ b_0	55
4.1.2 ความสัมพันธ์ของความกว้างแถบความถี่ ($\Delta\omega$) กับรัศมีของโพล.....	56
4.2 ทฤษฎีการออกแบบตัวกรองเชิงเลขชนิดแบนด์แคปแบบหลายแถบความถี่.....	59
4.3 การออกแบบและสร้างตัวกรองเชิงเลขชนิดแบนด์แคปแบบหลายแถบความถี่.....	60
4.3.1 การออกแบบตัวกรองเชิงเลขชนิดแบนด์แคปแบบหลายแถบความถี่ ด้วยโปรแกรม MATLAB.....	63
4.4 การทดลองและผลการทดลอง.....	66
4.4.1 ผลตอบสนองทางขนาดและเฟสของตัวกรองชนิดแบนด์แคป แถบความถี่เดียวผ่าน.....	67
4.4.2 ผลตอบสนองทางขนาดของตัวกรองชนิดแบนด์แคป สองแถบความถี่ผ่าน.....	68
4.4.3 ผลตอบสนองทางขนาดของตัวกรองชนิดแบนด์แคป สามแถบความถี่ผ่าน(1).....	69

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
4.4.4 ผลตอบสนองทางขนาดของตัวกรองชนิดแบนด์แคป สามแถบความถี่ผ่าน(2).....	70
4.4.5 ผลตอบสนองทางขนาดของตัวกรองชนิดแบนด์แคป สี่แถบความถี่ผ่าน(1).....	71
4.4.6 ผลตอบสนองทางขนาดของตัวกรองชนิดแบนด์แคป สี่แถบความถี่ผ่าน(2).....	72
4.4.7 ผลตอบสนองทางขนาดของตัวกรองชนิดแบนด์แคป สี่แถบความถี่ผ่าน(3).....	73
4.4.8 ผลตอบสนองทางขนาดของตัวกรองชนิดแบนด์แคป สี่แถบความถี่ผ่าน(4).....	74
4.4.9 ผลตอบสนองทางขนาดของตัวกรองชนิดแบนด์แคป หกแถบความถี่ผ่าน(1).....	75
4.4.10 ผลตอบสนองทางขนาดของตัวกรองชนิดแบนด์แคป หกแถบความถี่ผ่าน(2).....	75
4.4.11 ผลตอบสนองทางขนาดของตัวกรองชนิดแบนด์แคป หกแถบความถี่ผ่าน(3).....	75
4.4.12 ผลตอบสนองทางขนาดของตัวกรองชนิดแบนด์แคป เจ็ดแถบความถี่ผ่าน.....	79
4.4.13 ผลตอบสนองทางขนาดของตัวกรองชนิดแบนด์แคป เก้าแถบความถี่ผ่าน.....	79
4.4.14 ผลตอบสนองทางขนาดของตัวกรองชนิดแบนด์แคป หลายแถบความถี่ผ่าน.....	82
บทที่ 5. สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	84

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
เอกสารอ้างอิง.....	85
ภาคผนวก ก. บอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล TMS320C31 DSP Starter Kit.....	87
ภาคผนวก ข. การเผยแพร่งานวิจัย.....	97
ประวัติผู้เขียน.....	99



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ผลของการแปลงเซต.....	9
2.2 สัมพันธระหว่างความถี่กับมุมบนระนาบเซต.....	27
ก.1 ค่ารีจิสเตอร์ที่ความถี่สุ่มแตกต่างกัน 4 ค่า.....	96



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 แผนผังของระบบประมวลสัญญาณเชิงเลข.....	3
2.2 การสุ่มตัวอย่างสัญญาณเชิงอุปมาน.....	4
2.3 สัญญาณการสุ่มตัวอย่าง.....	4
2.4 สเปกตรัมของสัญญาณจากการสุ่มตัวอย่าง.....	5
2.5 ตำแหน่งการวางโพลและซีโรตั้งสมการที่ (2.28)	11
2.6 ความสัมพันธ์ระหว่างตำแหน่งของโพลกับลำดับสัญญาณ.....	11
2.7 ผลตอบสนองความถี่ของระบบ $H(z) = \frac{z+1}{z}$	20
2.8 ผลตอบสนองความถี่ของระบบ $y(n) = 0.9y(n-1) + x(n)$	22
2.9 ตัวอย่างการหาผลตอบสนองความถี่โดยใช้วิธีทางเรขาคณิต.....	23
2.10 การหาผลตอบสนองความถี่ของระบบ $H(z) = \frac{z+1}{z-0.7071}$ โดยใช้วิธีทางเรขาคณิต.....	25
2.11 ผลตอบสนองความถี่ของระบบ $H(z) = \frac{z+1}{z-0.7071}$	26
2.12 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับมุมบนระนาบแซด.....	26
3.1 แผนผังการทำงานของตัวกรองเชิงเลขพื้นฐาน.....	28
3.2 องค์ประกอบพื้นฐานที่ใช้เป็นส่วนประกอบของตัวกรองเชิงเลข.....	29
3.3 โครงสร้างแบบตรง.....	30
3.4 โครงสร้างแบบคาสเคด (Cascade form)	31
3.5 โครงสร้างของตัวกรองสัญญาณป้อนกลับเชิงเลขแบบตรง I.....	32
3.6 โครงสร้างของตัวกรองสัญญาณป้อนกลับเชิงเลขแบบตรง II.....	33
3.7 โครงสร้างของตัวกรองสัญญาณป้อนกลับเชิงเลขที่มีโครงสร้างในแบบขนาน.....	34
3.8 โครงสร้างย่อยของตัวกรองสัญญาณป้อนกลับเชิงเลขแบบขนาน.....	35
3.9 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าที่อยู่บนระนาบเอสกับค่าที่อยู่บนระนาบแซด.....	37
3.10 ปรัชญาการหักเหที่มีผลต่อผลตอบสนองความถี่ของตัวกรองเชิงเลข.....	39
3.11 โครงสร้างระบบตัวกรองทั่วไปที่มีซีโรตัวเดียวของสมการผลต่าง $y(n) = b_0x(n) + b_1x(n-1)$	41
3.12 โครงสร้างระบบตัวกรองทั่วไปที่มีซีโรตัวเดียวของสมการผลต่าง $y(n) = (b_0 - b_1)x(n) + b_1[x(n) + x(n-1)]$	42

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.13 ผลตอบสนองความถี่ของตัวกรองที่มีซีโรตัวเดียวของสมการผลต่าง $y(n) = x(n) + b_1x(n-1)$ ที่เปลี่ยนแปลงค่าของ b_1	43
3.14 โครงสร้างระบบของตัวกรองที่มีโพลตัวเดียว ของสมการผลต่าง $y(n) = b_0x(n) - a_1y(n-1)$	44
3.15 ผลตอบสนองความถี่ของตัวกรองที่มีโพลค่าตัวเดียวของสมการผลต่าง $y(n) = x(n) - a_1y(n-1)$ ที่เปลี่ยนแปลงค่าของ b_1	45
3.16 โครงสร้างระบบของตัวกรองที่มีโพลสองตัว ของสมการผลต่าง $y(n) = b_0x(n) - a_1y(n-1) - a_2y(n-2)$	46
3.17 ผลตอบสนองความถี่และผลตอบสนองทางเฟสของตัวกรองที่มีโพลสองตัว ของสมการผลต่าง $y(n) = x(n) + 2R \cos(\theta_c)y(n-1) - R^2y(n-2)$ ที่มีค่า θ_c คงที่อยู่ที่ $\pi/4$ และเปลี่ยนแปลงค่าของรัศมี R	50
3.18 โครงสร้างระบบของตัวกรองที่มีซีโรสองตัว ของสมการผลต่าง $y(n) = b_0x(n) + b_1x(n-1) + b_2x(n-2)$	50
3.19 ผลตอบสนองความถี่และผลตอบสนองทางเฟสของตัวกรองที่มีซีโรสองตัวของ สมการผลต่าง $y(n) = x(n) - 2R \cos(\theta_c)x(n-1) + R^2x(n-2)$ ที่มีค่า θ_c คงที่อยู่ที่ $\pi/4$ และเปลี่ยนแปลงค่าของรัศมี R	52
4.1 ตำแหน่งของโพลและซีโรภายในวงกลมรัศมีหนึ่งหน่วยบนระนาบแซค ของตัวกรองชนิดแบนด์แคป	53
4.2 ผลตอบสนองความถี่ของตัวกรองชนิดแบนด์แคปที่ใช้การกำหนดตำแหน่งโพลและซีโร	54
4.3 ตำแหน่งโพลสำหรับหาความกว้างแถบความถี่ของตัวกรองความถี่ชนิดแบนด์แคป	56
4.4 ตำแหน่งโพลที่อยู่ใกล้เส้นรอบวงสำหรับการพิจารณาความกว้างแถบความถี่	57
4.5 โครงสร้างตัวกรองเชิงเลขชนิดแบนด์แคปที่ใช้การกำหนดตำแหน่งโพลและซีโร	59
4.6 โครงสร้างของตัวกรองเชิงเลขชนิดแบนด์แคปแบบหลายแถบความถี่	60
4.7 โครงสร้างของตัวกรองเชิงเลขชนิดแบนด์แคปแบบหลายแถบความถี่ที่มีจำนวน 3 แถบความถี่ ที่ได้จากการออกแบบ	63
4.8 ข้อความหลังจากที่ใช้คำสั่ง <code>mnarrow</code>	64
4.9 ค่าสัมประสิทธิ์ที่ได้จากการคำนวณโดยใช้โปรแกรม MATLAB	65
4.10 ผลจำลองการทำงานของผลตอบสนองความถี่ตัวกรองที่ทำการออกแบบ	66

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.11 การต่อสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตเข้ากับบอร์ดและเครื่องมือวัดเข้ากับบอร์ดทดลอง.....	66
4.12 การเก็บผลการทดลองด้วยเครื่องวิเคราะห์สัญญาณแบบไดนามิก.....	66
4.13 ผลตอบสนองความถี่และเฟสที่จำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB.....	67
4.14 ผลตอบสนองความถี่และเฟสจากการวัดจริง.....	67
4.15 ผลการออกแบบและสร้างตัวกรองเชิงเลขชนิดแบนด์แคบแบบสองแถบความถี่ผ่าน ตามการออกแบบในข้อ 4.4.2 (a)ผลตอบสนองทางขนาดที่จำลองโดยโปรแกรม MATLAB (b)ผลตอบสนองทางขนาดที่ได้จากการวัดจริง.....	68
4.16 ผลการออกแบบและสร้างตัวกรองเชิงเลขชนิดแบนด์แคบแบบสามแถบความถี่ผ่าน ตามการออกแบบในข้อ 4.4.3 (a)ผลตอบสนองทางขนาดที่จำลองโดยโปรแกรม MATLAB (b)ผลตอบสนองทางขนาดที่ได้จากการวัดจริง.....	69
4.17 ผลการออกแบบและสร้างตัวกรองเชิงเลขชนิดแบนด์แคบแบบสี่แถบความถี่ผ่าน ตามการออกแบบในข้อ 4.4.4 (a)ผลตอบสนองทางขนาดที่จำลองโดยโปรแกรม MATLAB (b)ผลตอบสนองทางขนาดที่ได้จากการวัดจริง.....	70
4.18 ผลการออกแบบและสร้างตัวกรองเชิงเลขชนิดแบนด์แคบแบบสี่แถบความถี่ผ่าน ตามการออกแบบในข้อ 4.4.5 (a)ผลตอบสนองทางขนาดที่จำลองโดยโปรแกรม MATLAB (b)ผลตอบสนองทางขนาดที่ได้จากการวัดจริง.....	71
4.19 ผลการออกแบบและสร้างตัวกรองเชิงเลขชนิดแบนด์แคบแบบสี่แถบความถี่ผ่าน ตามการออกแบบในข้อ 4.4.6 (a)ผลตอบสนองทางขนาดที่จำลองโดยโปรแกรม MATLAB (b)ผลตอบสนองทางขนาดที่ได้จากการวัดจริง.....	72
4.20 ผลการออกแบบและสร้างตัวกรองเชิงเลขชนิดแบนด์แคบแบบสี่แถบความถี่ผ่าน ตามการออกแบบในข้อ 4.4.7 (a)ผลตอบสนองทางขนาดที่จำลองโดยโปรแกรม MATLAB (b)ผลตอบสนองทางขนาดที่ได้จากการวัดจริง.....	73
4.21 ผลการออกแบบและสร้างตัวกรองเชิงเลขชนิดแบนด์แคบแบบสี่แถบความถี่ผ่าน ตามการออกแบบในข้อ 4.4.8 (a)ผลตอบสนองทางขนาดที่จำลองโดยโปรแกรม MATLAB (b)ผลตอบสนองทางขนาดที่ได้จากการวัดจริง.....	74
4.22 ผลการออกแบบและสร้างตัวกรองเชิงเลขชนิดแบนด์แคบแบบหกแถบความถี่ผ่าน ตามการออกแบบในข้อ 4.4.9 (a)ผลตอบสนองทางขนาดที่จำลองโดยโปรแกรม MATLAB (b)ผลตอบสนองทางขนาดที่ได้จากการวัดจริง.....	76

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.23 ผลการออกแบบและสร้างตัวกรองเชิงเลขคณิตแบบค้แคบแบบหกแถบความถี่ผ่านตามการออกแบบในข้อ 4.4.10 (a)ผลตอบสนองทางขนาดที่จำลองโดยโปรแกรม MATLAB (b)ผลตอบสนองทางขนาดที่ได้จากการวัดจริง.....	77
4.24 ผลการออกแบบและสร้างตัวกรองเชิงเลขคณิตแบบค้แคบแบบหกแถบความถี่ผ่านตามการออกแบบในข้อ 4.4.11 (a)ผลตอบสนองทางขนาดที่จำลองโดยโปรแกรม MATLAB (b)ผลตอบสนองทางขนาดที่ได้จากการวัดจริง.....	78
4.25 ผลการออกแบบและสร้างตัวกรองเชิงเลขคณิตแบบค้แคบแบบเจ็ดแถบความถี่ผ่านตามการออกแบบในข้อ 4.4.12 (a)ผลตอบสนองทางขนาดที่จำลองโดยโปรแกรม MATLAB (b)ผลตอบสนองทางขนาดที่ได้จากการวัดจริง.....	80
4.26 ผลการออกแบบและสร้างตัวกรองเชิงเลขคณิตแบบค้แคบแบบเก้าแถบความถี่ผ่านตามการออกแบบในข้อ 4.4.13 (a)ผลตอบสนองทางขนาดที่จำลองโดยโปรแกรม MATLAB (b)ผลตอบสนองทางขนาดที่ได้จากการวัดจริง.....	81
4.27 ผลการออกแบบและสร้างตัวกรองเชิงเลขคณิตแบบค้แคบแบบหลายแถบความถี่ผ่านตามการออกแบบในข้อ 4.4.14 (a)ผลตอบสนองทางขนาดที่จำลองโดยโปรแกรม MATLAB (b)ผลตอบสนองทางขนาดที่ได้จากการวัดจริง.....	83
ก.1 ฮาร์ดแวร์ของบอร์ด TMS320C31 DSP Starter Kit	88
ก.2 บล็อกไดอะแกรมของบอร์ด TMS320C31 DSP Starter Kit.....	89
ก.3 การจัดแบ่งหน่วยความจำในโหมด Microcomputer/Boot Loader ของบอร์ด TMS320C31 DSP Starter Kit.....	90
ก.4 ฟังก์ชันไดอะแกรมของชิป TLC32040.....	91

1.1 ปัญหาและที่มาของการศึกษาวิจัย

ในการสร้างตัวกรองความถี่ชนิดแบนด์แคบถ้าสร้างโดยใช้ตัวกรองแบบอนาล็อก[1] จำเป็นที่จะต้องใช้อุปกรณ์ที่มีความเที่ยงตรง[14] สูงมากจึงจะมีคุณสมบัติตรงตามที่ต้องการแบบไว้ซึ่งเป็นไปได้ยากมากที่จะหาอุปกรณ์ที่มีความเที่ยงตรงสูงตามค่าที่ออกแบบได้ โดยเฉพาะต้องการสร้างตัวกรองชนิดแบนด์แคบแบบหลายแถบความถี่แล้วยังเป็นไปได้ยากที่จะสร้างโดยใช้ตัวกรองแบบอนาล็อก ส่วนการสร้างโดยใช้ตัวกรองเชิงเลขนั้นสามารถสร้างให้มีหลายแถบความถี่ได้แต่ระยะห่างของแต่ละแถบความถี่จะต้องห่างกันเป็นเชิงเส้น ไม่สามารถจะเลือกเฉพาะความถี่ที่ต้องการได้ และไม่สามารถกำหนดความกว้างแบนด์วิด อัตรายายของของแต่ละแถบความถี่และจำนวนแถบความถี่ที่ต้องการได้ วิทยานิพนธ์นี้จึงนำเสนอการออกแบบและสร้างตัวกรองเชิงเลขชนิดแบนด์แคบแบบหลายแถบความถี่ ที่สามารถกำหนดความกว้างแบนด์วิด อัตรายายของแต่ละแถบความถี่และจำนวนแถบความถี่ที่ต้องการได้ โดยใช้หลักการกำหนดตำแหน่งโพล-ซีโร ลงบนวงกลมหนึ่งหน่วยในระนาบแซด

1.2 วัตถุประสงค์ของการศึกษาวิจัย

การศึกษาวิจัยครั้งนี้นำเสนอการออกแบบและการสร้างตัวกรองเชิงเลขชนิดแบนด์แคบแบบหลายแถบความถี่ ที่สามารถกำหนดความกว้างแบนด์วิด อัตรายายของแต่ละแถบความถี่และจำนวนแถบความถี่ที่ต้องการได้ โดยใช้วิธีการกำหนดตำแหน่งโพลและซีโรลงบนวงกลมรัศมีหนึ่งหน่วยในระนาบแซด จากนั้นนำสมการในรูปแซดโดเมนของแต่ละแถบความถี่มาเขียนเป็นโครงสร้างของตัวกรองเชิงเลขแบบขนาน แล้วแปลงเป็นสมการผลต่าง การจำลองการทำงานใช้โปรแกรม MATLAB ส่วนการสร้างจริงใช้บอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล TMS320C31

1.3 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการศึกษาวิจัย

การสร้างตัวกรองเชิงเลขชนิดแบนด์แคบแบบหลายแถบความถี่ โดยใช้วิธีการกำหนดตำแหน่งโพลและซีโรลงบนวงกลมรัศมีหนึ่งหน่วยในระนาบแซด จะใช้ความสัมพันธ์ของตำแหน่งโพลและซีโร กับผลตอบสนองความถี่ อัตรายาย และแบนด์วิดที่เกิดขึ้น ของตัวกรองเชิงเลขชนิดแบนด์แคบแบบความถี่เดียวก่อน โดยการใช้การแปลงแซด(Z-Transform) ซึ่งจะทำให้ได้สมการในรูปแซดโดเมน (Z-Domain) ของตัวกรองเชิงเลขชนิดแบนด์แคบแบบความถี่เดียว ส่วนตัวกรองเชิงเลขเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชนิดแบนด์แคบแบบหลายแถบความถี่ จะใช้ความสัมพันธ์ของตัวกรองเชิงเลขชนิดแบนด์แคบแบบความถี่เดียวที่หาได้ มาเขียนเป็น โครงสร้างของตัวกรองเชิงเลขที่ต่อแบบขนาน (Parallel) แล้วนำไปสร้างจริงบนบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล TMS320C31 ต่อไป

1.4 ขั้นตอนของการศึกษาวิจัย

ในการศึกษาวิจัยครั้งนี้จะเริ่มจากหาความสัมพันธ์ของตำแหน่งโพลและซีโรบนวงกลมรัศมีหนึ่งหน่วยในระนาบแซด โดยใช้การแปลงแซด เพื่อหาผลตอบสนองความถี่ และความสัมพันธ์ของตำแหน่งโพลและซีโร กับ อัตราขยายและความกว้างแบนด์วิดของแถบความถี่ ความถี่เดียว จากนั้นจึงออกแบบตัวกรองเชิงเลขชนิดแบนด์แคบแบบความถี่เดียวโดยกำหนด ความถี่จุดศูนย์กลาง ความกว้างแบนด์วิด และแถบความถี่

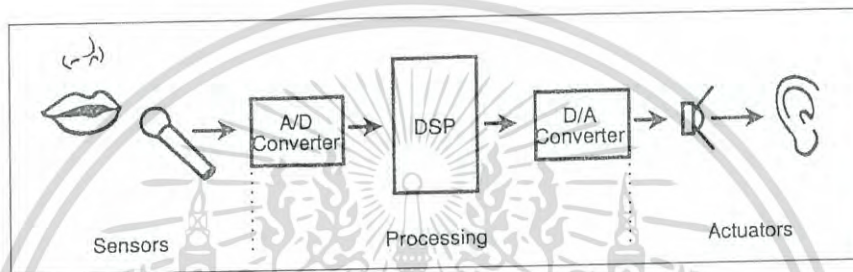
- 1.4.1 หาความสัมพันธ์ของตำแหน่งโพลและซีโรบนวงกลมรัศมีหนึ่งหน่วยในระนาบแซด โดยใช้การแปลงแซด เพื่อหาผลตอบสนองความถี่ และความสัมพันธ์ของตำแหน่งโพลและซีโร กับ อัตราขยายและความกว้างแบนด์วิดของแถบความถี่ ความถี่เดียว
- 1.4.2 ออกแบบตัวกรองเชิงเลขชนิดแบนด์แคบแบบความถี่เดียวโดยกำหนด ความถี่จุดศูนย์กลาง ความกว้างแบนด์วิด และแถบความถี่ โดยใช้ความสัมพันธ์ที่ได้จากข้อ 1.4.1
- 1.4.3 ออกแบบตัวกรองเชิงเลขชนิดแบนด์แคบแบบหลายแถบความถี่ โดยกำหนด ความถี่จุดศูนย์กลาง ความกว้างแบนด์วิด และแถบความถี่ ของแต่ละแถบความถี่ โดยใช้ความสัมพันธ์ที่ได้จากข้อ 1.4.1
- 1.4.4 ออกแบบโครงสร้างของตัวกรองเชิงเลขชนิดแบนด์แคบแบบหลายแถบความถี่ โดยนำสมการฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวกรองแต่ละแถบความถี่ มาเขียนเป็น โครงสร้างแบบขนาน
- 1.4.5 สร้างตัวกรองเชิงเลขชนิดแบนด์แคบแบบหลายแถบความถี่ จากโครงสร้างที่ออกแบบไว้ในข้อ 1.4.4 โดยใช้บอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล TMS320C31
- 1.4.6 ทดสอบการทำงานและบันทึกผลการทดลอง โดยใช้เครื่องวิเคราะห์สัญญาณแบบไดนามิก (Dynamic Signal Analyzer)
- 1.4.7 สรุปผลการทดลองรวมทั้งข้อเสนอแนะต่าง ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีการประมวลผลสัญญาณเชิงเลข

ระบบประมวลผลสัญญาณเชิงเลขประกอบด้วยตัวแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิทัล (Analog To Digital Converter A/D) ตัวประมวลผล (Processor) ตัวแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอก (Digital To Analog Converter D/A) ระบบประมวลผลสัญญาณเชิงเลขมีแผนผังแสดงดังรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 แผนผังของระบบประมวลผลสัญญาณเชิงเลข

จากรูปที่ 2.1 จะเห็นได้ว่าสัญญาณอนาลอกจะถูกแปลงเป็นสัญญาณดิจิทัลด้วย A/D สัญญาณดิจิทัลจะถูกคำนวณ โดยตัวประมวลผล และผลที่ได้จากการประมวลผลจะถูกส่ง D/A เพื่อแปลงกลับให้เป็นสัญญาณอนาลอกต่อไป

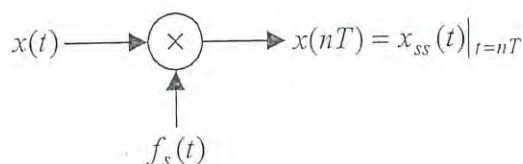
2.1 ทฤษฎีการสุ่มตัวอย่าง

ในการเปลี่ยนสัญญาณเชิงอุปมานไปเป็นสัญญาณเชิงเลขนั้น จำเป็นจะต้องมีการสุ่มตัวอย่าง ซึ่งความถี่ในการสุ่มตัวอย่าง โดยที่ไม่ทำให้สัญญาณสูญเสียข้อมูลที่สำคัญ ไปนั้นต้องเป็นไปตามทฤษฎีการสุ่มตัวอย่าง (Sampling Theory) [2-4] ของเชannon (Shannon) ซึ่งกล่าวไว้ว่า ถ้าสัญญาณเชิงอุปมาน $x(t)$ ซึ่งมีแบนด์วิดท์เท่ากับ f_0 แล้ว จะสามารถทำการสุ่มตัวอย่างโดยสัญญาณที่ได้ไม่สูญเสียข้อมูลที่สำคัญก็ต่อเมื่อความถี่ในการสุ่มตัวอย่าง f_s มีค่ามากกว่าหรือเท่ากับสองเท่าของความถี่ f_0

$$f_s \geq 2f_0 \quad (2.1)$$

โดยทั่วไปอาจทำการสุ่มตัวอย่างด้วยความถี่ $f_{sn} = 2f_0$ พอดี ซึ่งค่าความถี่นี้เรียกว่า ความถี่ไนควิสต์ (Nyquist Frequency) และคาบเวลา $T_n = 1/2f_0$ นี้ เรียกว่า ช่วงเวลาสุ่มตัวอย่างไนควิสต์ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

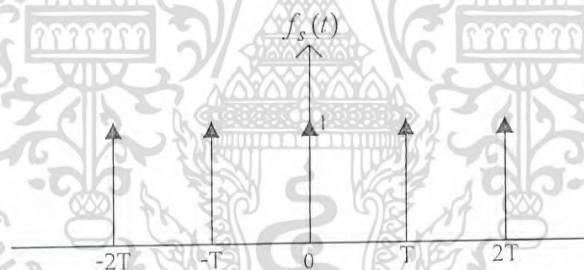
(Nyquist Interval) แต่ในทางปฏิบัติเพื่อหลีกเลี่ยงผลของปรากฏการณ์ไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinearity) ที่อาจเกิดจากการสุ่มตัวอย่าง จึงมักใช้ความถี่ในการสุ่มตัวอย่าง f_s มากกว่าค่าความถี่ในควิสต์ f_{sn} ขึ้นไป ส่วนจะมีค่ามากกว่าเท่าใดนั้นขึ้นกับลักษณะงาน ไม่ได้มีการกำหนดค่าที่แน่นอน



รูปที่ 2.2 การสุ่มตัวอย่างสัญญาณเชิงอุปมาน

รูปที่ 2.2 แสดงการสุ่มตัวอย่างในโดเมนเวลาซึ่งก็คือการคูณสัญญาณเชิงอุปมาน $x(t)$ กับลำดับของอิมพัลส์หนึ่งหน่วย $f_s(t)$ โดยที่อิมพัลส์แต่ละตัวสมมติให้มีความห่างเท่ากับ T วินาที ซึ่งสามารถแทนได้ด้วยสมการ

$$f_s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT) \quad (2.2)$$



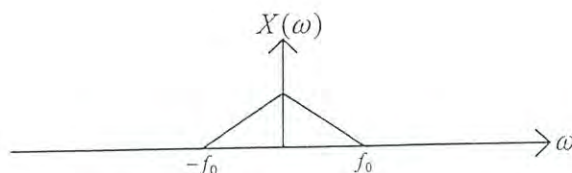
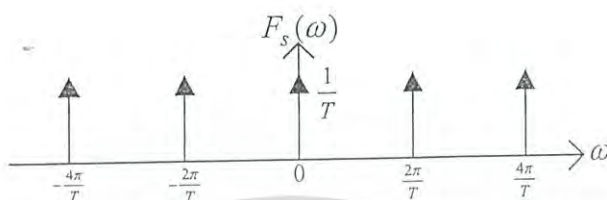
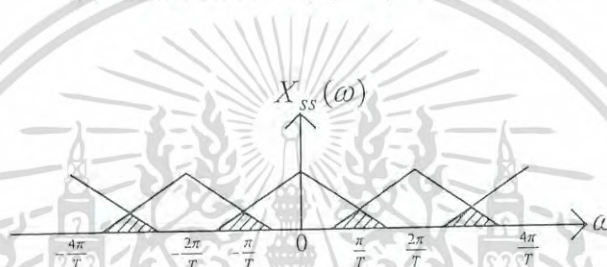
รูปที่ 2.3 สัญญาณสุ่มตัวอย่าง

และเมื่อทำการแปลงฟูเรียร์ เพื่อทำการหาค่าสเปกตรัมความถี่ของ $f_s(t)$ จะได้

$$F_s(\omega) = \mathcal{F}\{f_s(t)\} = \frac{2\pi}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - n\omega_s) \quad (2.3)$$

ซึ่งแสดงให้เห็นว่า เมื่อพิจารณาในโดเมนความถี่ สเปกตรัมความถี่ของสัญญาณ $f_s(t)$ เป็นอิมพัลส์ที่วางตัวห่างเท่าๆ กัน ไปบนแกนความถี่เช่นกัน ดังรูปที่ 2.4(b)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(a) สเปกตรัมของสัญญาณเชิงอุปมาน $x(t)$ (b) สเปกตรัมของสัญญาณสุ่มตัวอย่าง $f_s(t)$ (c) สเปกตรัมของสัญญาณที่ได้จากการสุ่มตัวอย่าง $x_{ss}(t)$

รูปที่ 2.4 สเปกตรัมของสัญญาณจากการสุ่มตัวอย่าง

ถ้าให้ $x_{ss}(t)$ เป็นสัญญาณที่ได้จากการสุ่มตัวอย่าง ดังนั้น

$$x_{ss}(t) = f_s(t)x(t) \quad (2.4)$$

และถ้าให้ $X(\omega)$ เป็นสเปกตรัมความถี่ของ $x(t)$ เนื่องจากในโดเมนเวลาสัญญาณที่ได้จากการสุ่มตัวอย่างเป็นการคูณกันของสองสัญญาณ ดังนั้นในโดเมนความถี่จึงเป็นการทำคอนโวลูชัน (Convolution) ของสเปกตรัมของ $f_s(t)$ และ $x(t)$

$$X_{ss}(\omega) = F_s(\omega) * X(\omega) \quad (2.5)$$

การคอนโวลูชันนี้แสดงเป็นแผนภาพดังรูปที่ 2.4 ซึ่งผลลัพธ์ที่ได้จะเห็นว่าสเปกตรัมของสัญญาณที่ได้จากการสุ่มตัวอย่าง $X_{ss}(\omega)$ เป็นการนำสเปกตรัมของ $X(\omega)$ มาวางเรียงห่างเท่าๆ กันไปตลอดบนแกนความถี่ ω ซึ่งจากรูปที่ 2.4(c) จะเห็นว่า ถ้าความถี่ของสัญญาณสุ่มตัวอย่าง $f_s(t)$ มีค่าน้อยกว่าความถี่ในคริस्टจะทำให้ช่วงห่างของแต่ละกลุ่มของสเปกตรัมเข้ามาเกยทับกัน ผลนี้ทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ทำงารเรียนการสอนที่อาจารย์ผู้แต่งได้จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่สามารถนำออกจำหน่ายหรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของลิขสิทธิ์ได้ หากมีข้อผิดพลาดประการใดขออภัยเป็นอย่างสูงและขออภัยเป็นอย่างสูง

(Aliasing Effect) นอกจากนี้ รูปที่ 2.4 ยังแสดงให้เห็นว่าผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลข จะมีผลตอบสนองความถี่ที่มีลักษณะเป็นคาบ คือ เริ่มซ้ำค่าเดิมที่จุดที่มีค่าความถี่เป็น $2\pi/T$ หรือ $f_s/2$ ซึ่งความถี่นี้เรียกว่า ความถี่พับ ซึ่งการที่ผลตอบสนองความถี่มีลักษณะเป็นคาบก็เนื่องมาจากการสุ่มตัวอย่างสัญญาณนั่นเอง

2.2 สมการผลต่างสลับเนื่อง

ในการวิเคราะห์ระบบเชิงอุปมาน คุณสมบัติของระบบในโดเมนเวลา จะสามารถเขียนอธิบายโดยใช้สมการเชิงอนุพันธ์ (Differential Equation) เช่นเดียวกันในระบบเชิงเลขก็จะมีสมการผลต่างสลับเนื่อง (Difference Equation) ไว้ใช้ในการอธิบายคุณสมบัติของระบบในโดเมนเวลา ซึ่งสมการผลต่างสลับเนื่องอันดับที่ n สามารถเขียนได้เป็น

$$y(n) = \sum_{k=0}^n a_k x(n-k) - \sum_{k=1}^m b_k y(n-k) \quad (2.6)$$

โดยที่ $x(n)$ เป็นลำดับสัญญาณขาเข้า $y(n)$ เป็นลำดับสัญญาณขาออกและ a_k, b_k เป็นค่าสัมประสิทธิ์ สมการผลต่างสามารถแสดงในรูปสมการฟังก์ชันถ่ายโอน โดยใช้คุณสมบัติการหน่วงเวลาของการแปลงแซด คือ

$$a_k x(n) \leftrightarrow a_k X(z) \quad (2.7)$$

$$a_k x(n-k) \leftrightarrow a_k z^{-k} X(z) \quad (2.8)$$

จากสมการที่ (2.6) จะได้

$$Y(z) = \sum_{k=0}^n a_k z^{-k} X(z) - \sum_{k=1}^m b_k z^{-k} Y(z) \quad (2.9)$$

จัดรูปสมการเพื่อเขียนให้อยู่ในรูปสมการฟังก์ชันถ่ายโอน

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{\sum_{k=0}^n a_k z^{-k}}{\left(1 + \sum_{k=1}^m b_k z^{-k}\right)} \quad (2.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 การแปลงแซด

การแปลงแซด (Z-Transform) [5-7] ของสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องสามารถนิยามอยู่ในรูปของอนุกรมอนันต์ (Power Series) ดังสมการที่ (2.11) เรียกสมการที่ (2.11) นี้ว่า การแปลงแซดแบบตรง (Direct Z-Transform)

$$X(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)z^{-n} \quad (2.11)$$

เมื่อ z เป็นตัวแปรเชิงซ้อน (Complex Variable)

$x(n)$ เป็นลำดับสัญญาณ (Sequence Signal)

แต่สำหรับระบบแบบคอสตอล การแปลงแซดของสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องสามารถเขียนได้ดังสมการที่ (2.12) เรียกสมการที่ (2.12) นี้ว่า การแปลงแซดด้านเดียว (One-Side Z-Transform)

$$X(z) = \sum_{n=0}^{\infty} x(n)z^{-n} \quad (2.12)$$

การแปลงแซดของสัญญาณแบบไม่ต่อเนื่องเขียนแทนได้อีกรูปแบบหนึ่ง ดังสมการที่ (2.13)

$$X(z) = Z\{x(n)\} \quad (2.13)$$

และจากสมการที่ (2.11) และ (2.12) จะเห็นได้ว่าผลการแปลงแซด ก็คือ อนุกรมอนันต์ ดังนั้นจะมีค่าแซด ที่ทำให้ $X(z)$ หาคำตอบได้เรียกค่าแซดนี้ว่า ขอบเขตการลู่เข้า (Region of Convergence) โดยค่าแซดนี้จะมีค่าเป็นจำนวนเชิงซ้อน

2.3.1 คุณสมบัติของการแปลงแซด

1. คุณสมบัติความเป็นเชิงเส้น (Linearity Property) ดังสมการที่ (2.14)

$$Z[ax_1(n) + bx_2(n)] = aX_1(z) + bX_2(z) \quad (2.14)$$

2. คุณสมบัติการเลื่อน (Shift Property)

$$\text{กำหนดให้ } y(n) = x(n-m) \quad m \geq 0$$

การแปลงแซดของ $y(n) = Y(z)$ เขียนแทนได้ ดังสมการที่ (2.15) และ (2.16)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Y(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} y(n)z^{-n} \quad (2.15)$$

$$Y(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n-m)z^{-n} \quad (2.16)$$

กำหนดให้ระบบที่กำลังพิจารณาเป็นระบบแบบคอซอล ดังนั้นสมการที่ (2.16) สามารถเขียนได้ใหม่ดังสมการที่ (2.17) - (2.20)

$$Y(z) = \sum_{n=0}^{\infty} x(n-m)z^{-n} \quad (2.17)$$

$$Y(z) = z^{-m}[x(0) + x(1)z^{-1} + x(2)z^{-2} + \dots + x(n)z^{-n}] \quad (2.18)$$

$$Y(z) = z^{-m} \sum_{n=0}^{\infty} x(n)z^{-n} \quad (2.19)$$

$$Y(z) = z^{-m} X(z) \quad (2.20)$$

3. คุณสมบัติการประสาน (Convolution Property)

จากสมการผลการประสาน

$$y(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(k)x(n-k) \quad (2.21)$$

$$y(n) = h(n) \otimes x(n) \quad (2.22)$$

ทำการแปลงเซต $x(n)$, $h(n)$ ให้เป็น $x(z)$, $h(z)$ จะได้การประสาน ดังสมการที่ (2.23)

$$Y(z) = H(z)X(z) \quad (2.23)$$

ซึ่งผลการแปลงเซตของฟังก์ชันสัญญาณไม่ต่อเนื่อง ดังตารางที่ 2.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.1 ผลของการแปลงแซด

Entry number	Discrete-time Sequence	z -transform $X(z)$	Region of convergence of $X(z)$
1	$\delta[n]$	1	All z
2	$u[n]$	$\frac{1}{1-z^{-1}}$	$ z > 1$
3	$-u[-n-1]$	$\frac{1}{1-z^{-1}}$	$ z < 1$
4	$\delta[n-m]$	z^{-m}	All z except 0 (if $m > 0$) or ∞ (if $m < 0$)
5	$a^n u[n]$	$\frac{1}{1-az^{-1}}$	$ z > a $
6	$-a^n u[-n-1]$	$\frac{1}{1-az^{-1}}$	$ z < a $
7	$na^n u[n]$	$\frac{az^{-1}}{(1-az^{-1})^2}$	$ z > a $
8	$-na^n u[-n-1]$	$\frac{az^{-1}}{(1-az^{-1})^2}$	$ z < a $
9	$[\cos \omega_0 n] u[n]$	$\frac{1 - [\cos \omega_0] z^{-1}}{1 - [2 \cos \omega_0] z^{-1} + z^{-2}}$	$ z > 1$
10	$[\sin \omega_0 n] u[n]$	$\frac{[\sin \omega_0] z^{-1}}{1 - [2 \cos \omega_0] z^{-1} + z^{-2}}$	$ z > 1$
11	$[r^n \cos \omega_0 n] u[n]$	$\frac{1 - [r \cos \omega_0] z^{-1}}{1 - [2r \cos \omega_0] z^{-1} + r^2 z^{-2}}$	$ z > r$
12	$[r^n \sin \omega_0 n] u[n]$	$\frac{[r \sin \omega_0] z^{-1}}{1 - [2r \cos \omega_0] z^{-1} + r^2 z^{-2}}$	$ z > r$
13	$\begin{cases} a^n, & 0 \leq n \leq N-1 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$	$\frac{1 - a^N z^{-N}}{1 - az^{-1}}$	$ z > 0$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 การแปลงแซดในรูปเศษส่วน

สัญญาณแบบไม่ต่อเนื่อง $x(n)$ หรือระบบแบบไม่ต่อเนื่อง $y(n)$ สามารถเขียนให้อยู่ในรูป $X(z)$ หรือ $Y(z)$ ได้โดยการแปลงแซด ค่า $X(z)$ หรือ $Y(z)$ นี้เมื่อจัดให้อยู่ในรูปเศษส่วน (Rational) สามารถบอกรายละเอียดคุณลักษณะของสัญญาณและระบบได้

2.4.1 โพลและซีโร (Pole and Zero)[6,10-11]

เป็นการนำค่า $X(z)$ หรือ $Y(z)$ ไปแก้สมการหาค่า z และนำคำตอบของ z ไป Plot ลงในระนาบแซดเชิงซ้อน (Complex z plane) ค่า z ที่เป็นคำตอบของเศษเรียกว่า ซีโร แทนด้วยสัญลักษณ์ \circ ค่า z ที่เป็นคำตอบของส่วนเรียกว่า โพล แทนด้วยสัญลักษณ์ \times เช่นการหาค่าตำแหน่งโพลและซีโรของสัญญาณ

$$x(n) = \begin{cases} a^n & \text{for } 0 \leq n \leq M-1 \\ 0 & \text{for elsewhere} \end{cases}$$

จากที่โจทย์กำหนดพบว่า n เริ่มต้นจาก 0 ถึง $M-1$ จะได้สมการของการแปลงแซด ดังสมการที่ (2.24)

$$X(z) = \sum_{n=0}^{M-1} a^n z^{-n} \quad (2.24)$$

$$X(z) = \sum_{n=0}^{M-1} (az^{-1})^n \quad (2.25)$$

$$X(z) = 1 + \frac{a}{z} + \left(\frac{a}{z}\right)^2 + \left(\frac{a}{z}\right)^3 + \dots + \left(\frac{a}{z}\right)^{M-1} \quad (2.26)$$

จัดสมการที่ (2.26) ได้ใหม่ [2,5] ดังสมการที่ (2.27)

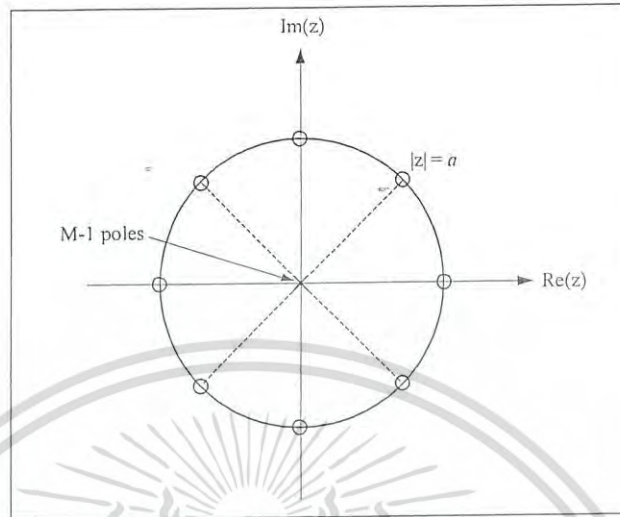
$$X(z) = \frac{1 - (az^{-1})^M}{1 - az^{-1}} \quad (2.27)$$

นำ z^M คูณตลอดทั้งเศษและส่วน

$$X(z) = \frac{z^M - a^M}{z^M - az^{M-1}} = \frac{z^M - a^M}{z^{M-1}(z - a)} \quad (2.28)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

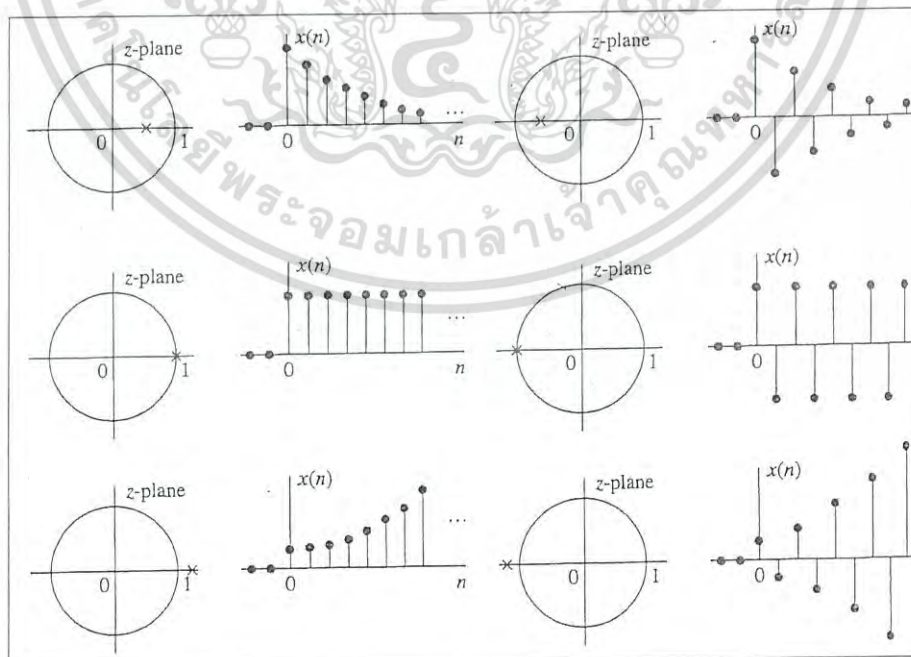
นำสมการที่ (2.28) เฉพาะเศษมาเขียนเป็นตำแหน่งซีโร และเฉพาะส่วนมาเขียนเป็นตำแหน่งโพล
 ดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 ตำแหน่งการวางโพลและซีโรดังสมการที่ (2.28)

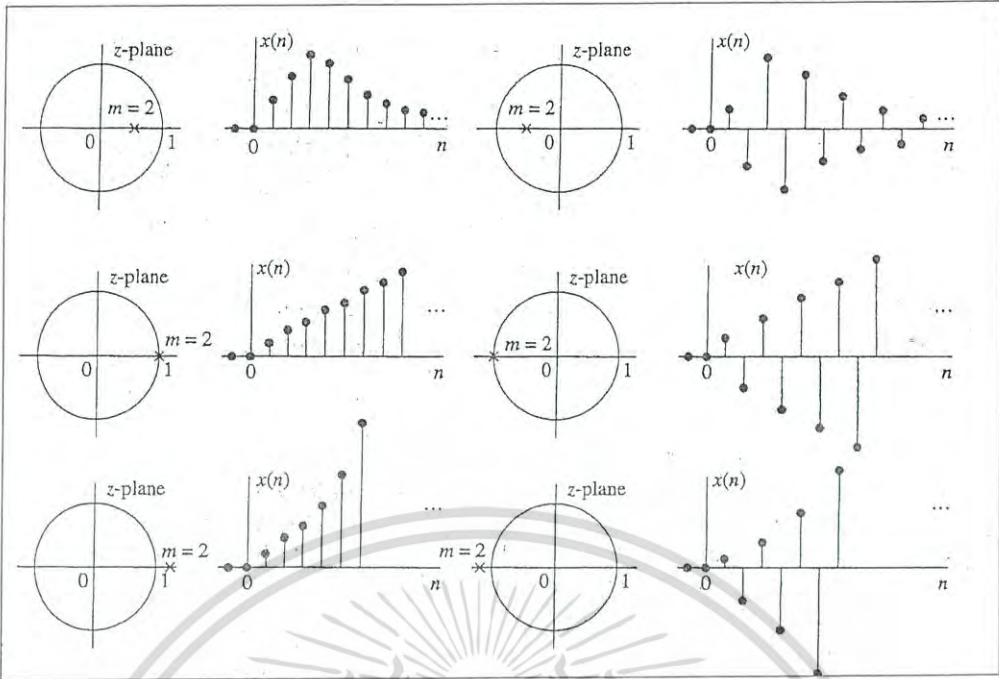
2.4.2 ลักษณะสัญญาณกับการวางตำแหน่งของโพล

ตำแหน่งของโพล ในระนาบแซด สามารถบ่งบอกลักษณะของลำดับสัญญาณได้ซึ่งลักษณะของลำดับสัญญาณที่เกิดขึ้นสามารถคำนวณได้จากการแปลงแซดผกผัน (Inverse Z-Transform) สามารถเขียนได้ดังรูปที่ 2.6

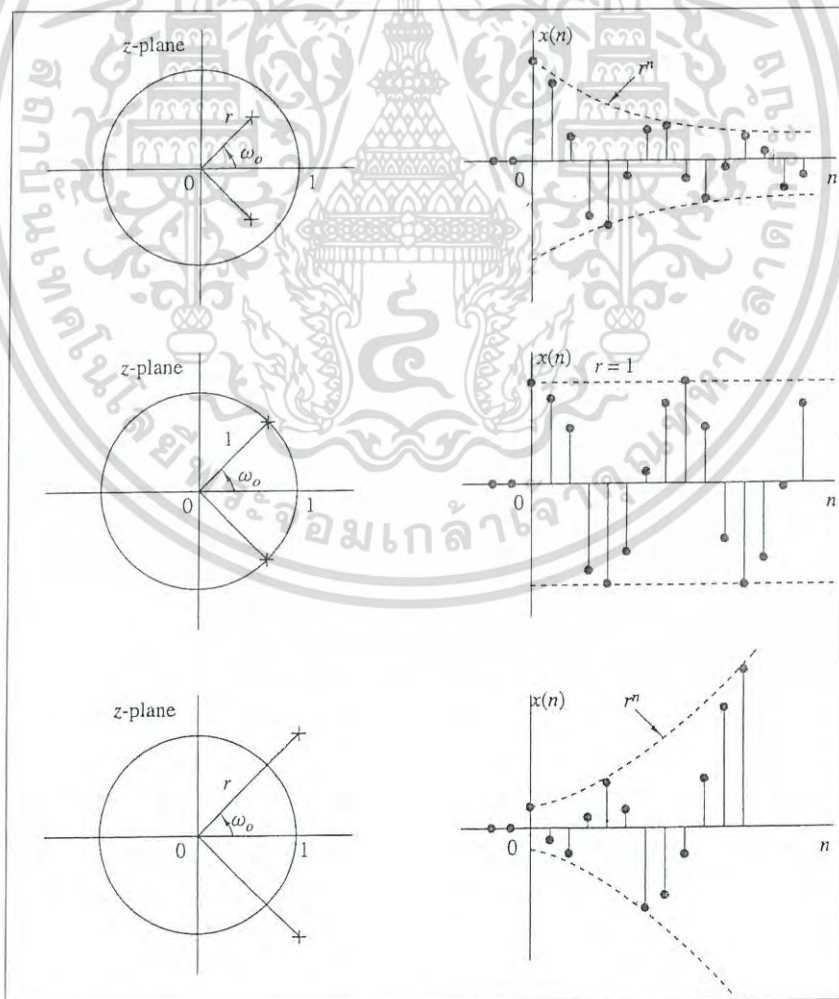


รูปที่ 2.6(a) ความสัมพันธ์ระหว่างตำแหน่งของโพลกับลำดับสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

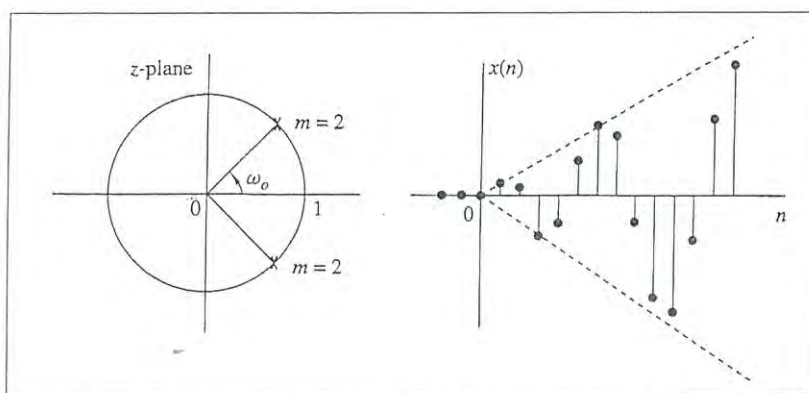


รูปที่ 2.6(b) ความสัมพันธ์ระหว่างตำแหน่งของโพลกับลำดับสัญญาณ



รูปที่ 2.6(c) ความสัมพันธ์ระหว่างตำแหน่งของโพลกับลำดับสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.6(d) ความสัมพันธ์ระหว่างตำแหน่งของโพลกับลำดับสัญญาณ

2.5 การแปลงเขตผกผัน

เป็นการแปลง $X(z)$ กลับเป็น $x(n)$ ทำได้ 3 วิธี สามารถหาศึกษาได้จาก [5-8] ในการศึกษาวิจัยครั้งนี้นำเสนอการแปลงเขตผกผันด้วยวิธีแยกเศษส่วนย่อย (Partial Fraction Expansion) ซึ่งทำได้โดยจัดสมการ $X(z)$ ให้อยู่ในรูปเศษส่วนย่อย จากนั้นนำสมการที่จัดรูปได้แปลงให้เป็น $x(n)$ โดยใช้ตารางที่ 2.1

พิจารณาสมการที่ (2.29)

$$X(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_N z^{-N}}{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_M z^{-M}} \quad (2.29)$$

การจัดรูปสมการจะเป็นไปตามตำแหน่งของโพลในระนาบเขตซึ่งแบ่งออกได้ดังต่อไปนี้

1. กรณีโพลมีตำแหน่งไม่ซ้ำกัน สมการที่ (2.29) สามารถจัดรูปได้ดังสมการที่ (2.30)

$$X(z) = B_0 + \frac{C_1}{1 - p_1 z^{-1}} + \frac{C_2}{1 - p_2 z^{-1}} + \dots + \frac{C_M}{1 - p_M z^{-1}} \quad (2.30)$$

$$X(z) = B_0 + \frac{C_1 z}{z - p_1} + \frac{C_2 z}{z - p_2} + \dots + \frac{C_M z}{z - p_M} \quad (2.31)$$

$$X(z) = B_0 + \sum_{k=1}^M \frac{C_k z}{z - p_k} \quad (2.32)$$

2. กรณีโพลอยู่มากกว่าหนึ่งตัวอยู่ตำแหน่งซ้ำกัน สมการที่ (2.29) สามารถจัดรูปดังสมการที่ (2.33)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$X(z) = \sum_{i=1}^m \frac{D_i}{(z-p_k)^i} \quad (2.33)$$

และค่า D_i หาได้จากสมการที่ (2.34)

$$D_i = \frac{1}{(m-i)!} \frac{d^{m-i}}{dz^{m-i}} [(z-p_k)^m X(z)]_{z=p_k} \quad (2.34)$$

แต่ถ้าระบบหรือลำดับสัญญาณมีโพลมากกว่า 1 ตัว และตำแหน่งของโพลอยู่ในตำแหน่งที่ซ้ำกันและไม่ซ้ำกัน ตัวอย่างเช่น ระบบมีโพลทั้งหมด 3 ตัว มีโพล 2 ตัวอยู่ตำแหน่งเดียวกันส่วนอีก 1 ตัวอยู่คนละตำแหน่งการจับสมการในรูปเศษส่วนย่อยก็จะใช้สมการที่ (2.32) และ (2.33) รวมกัน เช่นการแปลงเขตผกผันของสัญญาณสมการที่ (2.35) โดยใช้วิธีแยกเศษส่วนย่อย

$$X(z) = \frac{z^{-1}}{1+0.25z^{-1}-0.375z^{-2}} \quad (2.35)$$

ทำกำลังของ z ในสมการที่ (2.35) ให้เป็นบวกโดยนำ z^2 คูณตลอด

$$X(z) = \frac{z}{z^2 - 0.25z - 0.375} \quad (2.36)$$

ทำการแยกเศษส่วนย่อยได้ดังสมการที่ (2.37)

$$\frac{X(z)}{z} = \frac{1}{(z-0.75)(z+0.5)} = \frac{C_1}{z-0.75} + \frac{C_2}{z+0.5} \quad (2.37)$$

กำหนดให้สมการที่ (2.37) มีค่าเท่ากับ $F(z)$ ดังสมการที่ (2.38)

$$F(z) = \frac{1}{(z-0.75)(z+0.5)} = \frac{C_1}{z-0.75} + \frac{C_2}{z+0.5} \quad (2.38)$$

หา C_1 นำ $(z-0.75)$ คูณตลอดในสมการที่ (2.38) จะได้

$$\frac{1}{z+0.5} = C_1 + \frac{C_2(z-0.75)}{(z+0.5)} \quad (2.39)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่า z เท่ากับ 0.75 ลงในสมการที่ (2.39) ได้ค่า C_1 ดังสมการที่ (2.40)

$$C_1 = \frac{1}{0.75 + 0.5} = \frac{4}{5} = 0.8 \quad (2.40)$$

ส่วนค่า C_2 สามารถหาได้ด้วยวิธีเดียวกับการหาค่า C_1 ได้ค่า C_2 ดังสมการที่ (2.41)

$$C_2 = \frac{1}{-0.5 - 0.75} = -\frac{4}{5} = -0.8 \quad (2.41)$$

แทนค่า C_1 และ C_2 ลงในสมการที่ (2.37) จะได้

$$X(z) = \frac{0.8z}{z - 0.75} - \frac{0.8z}{z + 0.5} \quad (2.42)$$

ใช้ตารางที่ 2.1 แปลง $X(z)$ ในสมการที่ (2.42) กลับเป็น $x(n)$ ได้ดังสมการที่ (2.43) และ (2.44)

$$x(n) = Z^{-1} \left[\frac{0.8z}{z - 0.75} - \frac{0.8z}{z + 0.5} \right] \quad (2.43)$$

$$x(n) = 0.8 \left((0.75)^n - (-0.5)^n \right) \quad \text{เมื่อ } n > 0 \quad (2.44)$$

2.6 ฟังก์ชันระบบของระบบเชิงเส้นที่แปรตามเวลา

ในการหาผลตอบสนองทาง Output ของระบบที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาสามารถกระทำได้โดยใช้หลักการ Convolution ซึ่งการหาจะต้องทราบค่าของ $x(n)$ และ $h(n)$ แต่จากคุณสมบัติของการแปลงแซดทำให้การหาผลตอบสนองทาง Output หาได้จากสมการที่ (2.45)

$$Y(z) = H(z)X(z) \quad (2.45)$$

เมื่อ $Y(z)$ คือ การแปลงแซดของ Output sequence $y(n)$

$X(z)$ คือ การแปลงแซดของ Input sequence $x(n)$

$H(z)$ คือ การแปลงแซดของ Unit sample response $h(n)$

ดังนั้นถ้ารู้ค่า $x(n)$ และ $h(n)$ ก็สามารหาค่า $X(z)$ และ $H(z)$ ได้โดยการแปลงแซด

เอกสารนี้เมื่อนำมาคู่กันดังสมการที่ (2.45) ก็จะได้ $X(z)$ และสามารถหาค่า $x(n)$ ได้โดยการแปลงแซดกลับ และเมื่อนำมาคู่กันดังสมการที่ (2.45) ก็จะได้ $H(z)$ และสามารถหาค่า $h(n)$ ได้โดยการแปลงแซดกลับ อย่างไรก็ตามทั้งสี่สิ่งนี้ไม่ได้หมายความว่าถ้ารู้ค่า $x(n)$ และ $h(n)$ แล้วเราสามารถหาค่า $Y(z)$ ได้โดยไม่ต้องแปลงแซด แต่ถ้าเราไม่รู้ค่า $x(n)$ และ $h(n)$ แล้วเราไม่สามารถหาค่า $Y(z)$ ได้โดยไม่ต้องแปลงแซด

แซดพคผัน $Y(z)$ และในทางกลับกันถ้ารู้ค่า $x(n)$ และ $y(n)$ ก็สามารถหาค่า $H(z)$ ได้ดังสมการที่ (2.46)

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} \quad (2.46)$$

เพื่อความชัดเจนจะเห็นได้ว่าคุณสมบัติของระบบนั้นอธิบายได้ 2 ลักษณะคือ $h(n)$ และ $H(z)$ โดย $h(n)$ นั้นจะอธิบายถึงคุณสมบัติของระบบในโดเมนเวลา ส่วน $H(z)$ จะอธิบายถึงคุณสมบัติในโดเมนแซด ซึ่งแท้ที่จริงแล้ว $H(z)$ และ $h(n)$ นั้นเหมือนกันเพียงแต่อยู่กันคนละโดเมน และโดยทั่วไปจะเรียก $H(z)$ ในสมการที่ (2.46) ว่า ฟังก์ชันระบบ (System function) หรือ ฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer function)

สำหรับระบบที่เป็นแบบ Linear constant-coefficient difference equation ดังสมการที่ (2.47) สามารถใช้คุณสมบัติของการแปลงแซดเขียนเป็นฟังก์ชันถ่ายโอน $H(z)$ ได้ดังสมการที่ (2.48)

$$y(n) = -\sum_{k=1}^N a_k y(n-k) + \sum_{k=0}^M b_k x(n-k) \quad (2.47)$$

$$Y(z) = -\sum_{k=1}^N a_k Y(z) z^{-k} + \sum_{k=0}^M b_k X(z) z^{-k}$$

$$Y(z) \left(1 + \sum_{k=1}^N a_k z^{-k} \right) = X(z) \left(\sum_{k=0}^M b_k z^{-k} \right)$$

$$\frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{\sum_{k=0}^M b_k z^{-k}}{1 + \sum_{k=1}^N a_k z^{-k}}$$

$$H(z) = \frac{\sum_{k=0}^M b_k z^{-k}}{1 + \sum_{k=1}^N a_k z^{-k}} \quad (2.48)$$

และระบบที่เป็นแบบ Non-recursive ดังสมการที่ (2.49) สามารถเขียนเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนได้

ดังสมการที่ (2.50)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$y(n) = \sum_{k=0}^M h(k)x(n-k) \quad (2.49)$$

$$Y(z) = \sum_{k=0}^M h(k)X(z)z^{-k}$$

$$Y(z) = X(z) \left(\sum_{k=0}^M h(k)z^{-k} \right)$$

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \sum_{k=0}^M h(k)z^{-k} \quad (2.50)$$

เช่นการหาฟังก์ชันระบบและผลตอบสนองของ Unit sample กำหนดให้ระบบแบบไม่ต่อเนื่องมีสมการผลต่างดังสมการที่ (2.51)

$$y(n) = \frac{1}{2}y(n-1) + 2x(n) \quad (2.51)$$

ใช้การแปลงเซตแปลงสมการที่ (2.51) และจัดสมการได้ฟังก์ชันระบบดังสมการที่ (2.52)

$$Y(z) = \frac{1}{2}z^{-1}Y(z) + 2X(z)$$

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{2}{1 - \frac{1}{2}z^{-1}} \quad (2.52)$$

ส่วนผลตอบสนองของ Unit sample หาได้จากสมการที่ (2.53)

$$Y(z) = \frac{2}{1 - \frac{1}{2}z^{-1}} X(z) \quad (2.53)$$

เมื่อ Input ของระบบ $x(n) = \delta(n)$ ดังนั้น $X(z) = 1$ จะได้ $Y(z)$ ดังสมการที่ (2.54)

$$Y(z) = \frac{2}{1 - \frac{1}{2}z^{-1}} \quad (2.54)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากตารางที่ 2.1 สามารถแปลง $Y(z)$ ให้เป็น $y(n)$ (ใช้สูตรที่ 5) ดังสมการที่ (2.55)

$$y(n) = 2\left(\frac{1}{2}\right)^n u(n) \quad (2.55)$$

2.7 ผลตอบสนองความถี่ของระบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา

พิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอน $H(z)$ ดังสมการที่ (2.56)

$$H(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots} \quad (2.56)$$

ในการหาผลตอบสนองทางความถี่ของระบบแบบไม่ต่อเนื่องนั้นจะแทน $z = e^{j\omega}$ ลงใน $H(z)$ ดังสมการที่ (2.57)

$$H(\omega) = \frac{b_0 + b_1 e^{-j\omega} + b_2 e^{-2j\omega} + \dots}{1 + a_1 e^{-j\omega} + a_2 e^{-2j\omega} + \dots}$$

$$H(\omega) = H_R(\omega) + H_I(\omega) \quad (2.57)$$

จะเห็นได้ว่าสมการที่ (2.57) จะประกอบด้วยค่าที่เป็นจำนวนจริงและค่าที่เป็นจำนวนเชิงซ้อนซึ่งในการหาผลตอบสนองทางความถี่จะแบ่งการคำนวณออกเป็น 2 ลักษณะคือ

2.7.1 ผลตอบสนองทางขนาด (Magnitude Response)

คำนวณได้โดยการหาค่าสัมบูรณ์ของสมการที่ (2.57) เขียนได้ดังสมการที่ (2.58)

$$|H(\omega)| = \sqrt{H_R^2(\omega) + H_I^2(\omega)} \quad (2.58)$$

2.7.2 ผลตอบสนองทางเฟส (Phase Response)

คำนวณได้จากสมการที่ (2.59) ซึ่งผลตอบสนองทางเฟสจะถูกแทนด้วย $\Theta(\omega)$ หรือ $\angle H(\omega)$

$$\Theta(\omega) = \angle H(\omega) = \tan^{-1} \frac{H_I(\omega)}{H_R(\omega)} \quad (2.59)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เช่นการหาผลตอบสนองทางความถี่ของระบบไม่ต่อเนื่องดังสมการที่ (2.60)

$$H(z) = \frac{1+z}{z} \quad (2.60)$$

กำหนดให้ $z = e^{j\omega}$

$$H(\omega) = \frac{1+e^{j\omega}}{e^{j\omega}} = \frac{1}{e^{j\omega}} + 1$$

$$H(\omega) = 1 + e^{-j\omega} \quad (2.61)$$

และจากสมการ $re^{j\omega} = r\cos(\omega) + jr\sin(\omega)$ ดังนั้นสมการที่ (2.61) สามารถเขียนใหม่ได้ดังสมการที่ (2.62)

$$H(\omega) = 1 + [\cos(-\omega) + j\sin(-\omega)]$$

$$H(\omega) = 1 + \cos(\omega) - j\sin(\omega) \quad (2.62)$$

จากสมการที่ (2.62) จะพบว่าส่วนที่เป็นจำนวนจริงคือ $H_R(\omega) = 1 + \cos(\omega)$ และส่วนที่เป็นจำนวนเชิงซ้อนคือ $-j\sin(\omega)$ ดังนั้นผลตอบสนองทางขนาดจะมีค่าดังสมการที่ (2.63)

$$|H(\omega)| = \sqrt{[1 + \cos(\omega)]^2 + [-\sin(\omega)]^2}$$

$$|H(\omega)| = \sqrt{1 + 2\cos(\omega) + \cos^2(\omega) + \sin^2(\omega)}$$

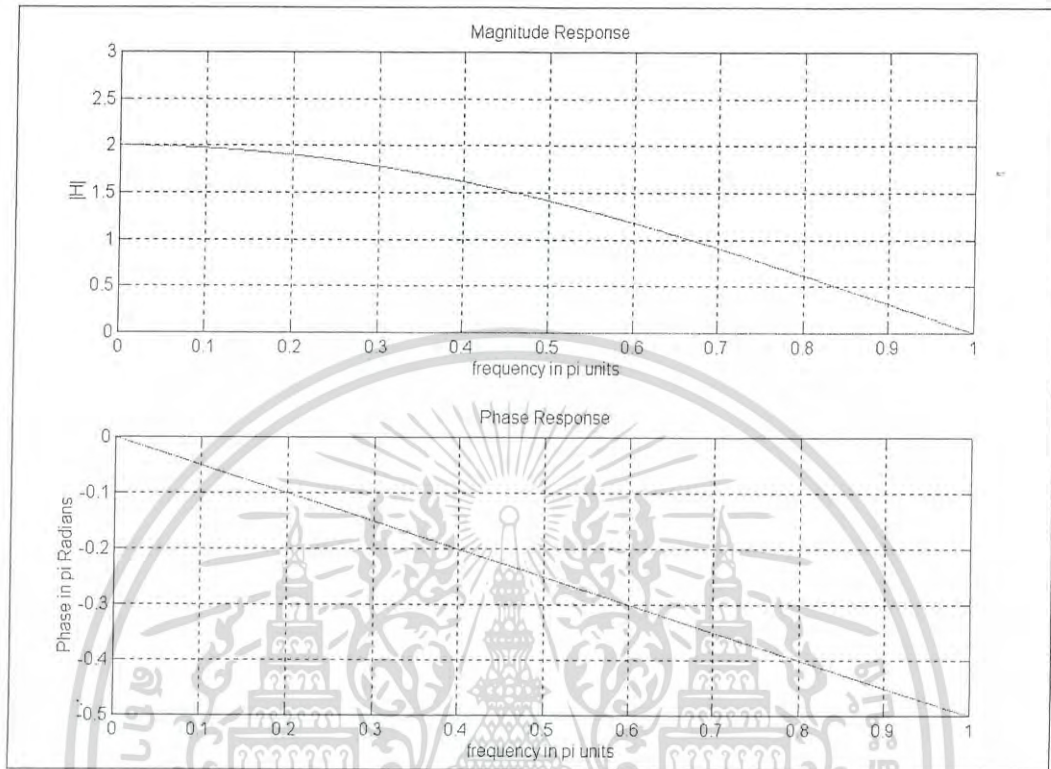
$$|H(\omega)| = \sqrt{2 + 2\cos(\omega)} \quad (2.63)$$

และผลตอบสนองทางเฟสเขียนได้จากสมการที่ (2.59) โดยนำค่าจำนวนจริงและจำนวนเชิงซ้อนจากสมการที่ (2.62) แสดงได้ดังสมการที่ (2.64)

$$\Theta(\omega) = \angle H(\omega) = \tan^{-1} \left[\frac{-\sin(\omega)}{1 + \cos(\omega)} \right] \quad (2.64)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และจากสมการที่ (2.63) และ (2.64) เมื่อเปลี่ยนแปลงค่า ω ในช่วง $0-\pi$ ทำให้เขียนกราฟผลตอบสนองความถี่ได้ดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 ผลตอบสนองความถี่ของระบบ $H(z) = \frac{z+1}{z}$

เช่นการหาผลตอบสนองความถี่จากสมการผลต่าง

$$y(n) = 0.9y(n-1) + x(n) \quad (2.65)$$

สมการที่ (2.65) สามารถแปลงให้เป็น $H(z)$ ได้ดังสมการที่ (2.66)

$$Y(z) = 0.9Y(z)z^{-1} + X(z)$$

$$Y(z) - 0.9Y(z)z^{-1} = X(z)$$

$$Y(z)[1 - 0.9z^{-1}] = X(z)$$

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{1}{1 - 0.9z^{-1}} \quad (2.66)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่า $z = e^{j\omega}$ ลงในสมการที่ (2.66)

$$H(\omega) = \frac{1}{1 - 0.9e^{-j\omega}}$$

พิจารณาเฉพาะส่วน

$$1 - 0.9e^{-j\omega} = (1 - 0.9\cos\omega) + j0.9\sin\omega$$

มีค่าสัมบูรณ์ดังสมการที่ (2.67) และมีมุมดังสมการที่ (2.68)

$$|1 - 0.9e^{-j\omega}| = \sqrt{(1 - 0.9\cos\omega)^2 + (0.9\sin\omega)^2}$$

$$|1 - 0.9e^{-j\omega}| = \sqrt{1.81 - 1.8\cos\omega} \quad (2.67)$$

$$\angle(1 - 0.9e^{-j\omega}) = \tan^{-1} \frac{0.9\sin\omega}{1 - 0.9\cos\omega} \quad (2.68)$$

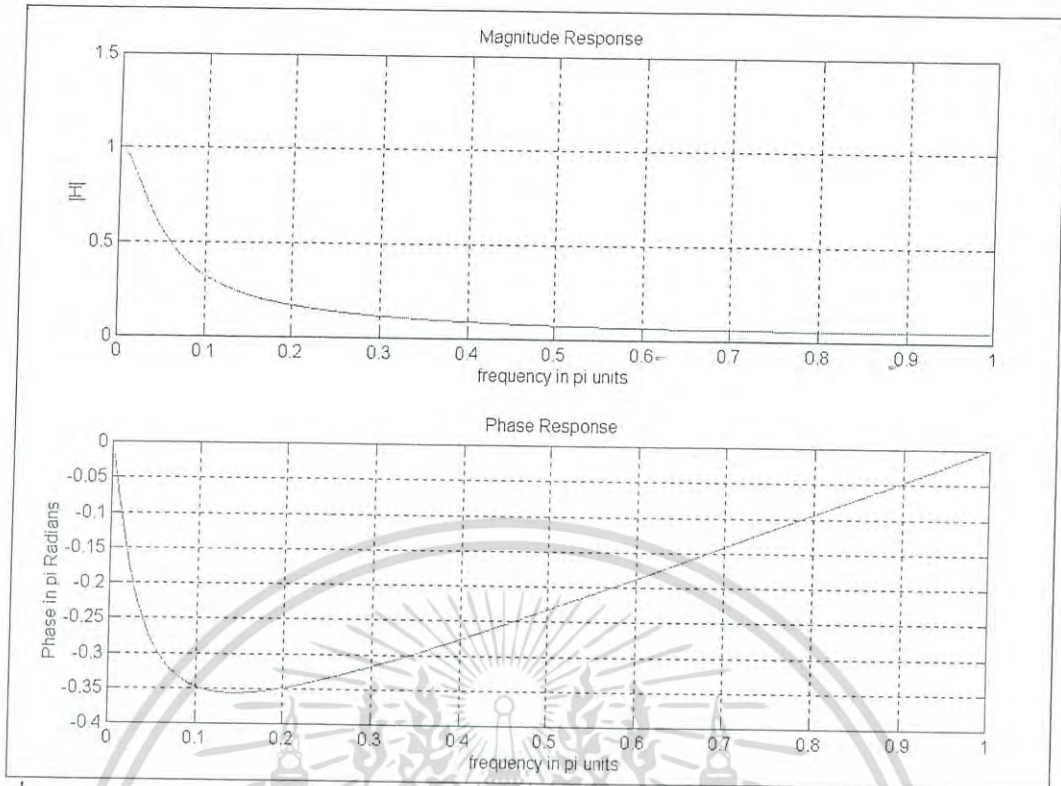
ดังนั้นสมการที่ (2.66) จะมีค่า Magnitude Response ดังสมการที่ (2.69) และมี Phase Response ดังสมการที่ (2.70)

$$|H(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1.81 - 1.8\cos\omega}} \quad (2.69)$$

$$\Theta(\omega) = -\tan^{-1} \frac{0.9\sin\omega}{1.81 - 1.8\cos\omega} \quad (2.70)$$

นำไปเขียนเป็นกราฟผลตอบสนองความถี่ได้ดังรูปที่ 2.8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.8 ผลตอบสนองความถี่ของระบบ $y(n) = 0.9y(n-1) + x(n)$

2.8 การหาผลตอบสนองความถี่โดยวิธีทางเรขาคณิต

ในการหาผลตอบสนองความถี่จะมีความยุ่งยากมากขึ้นตามการเพิ่มจำนวนของซีโรและโพล ดังสมการที่ (2.71)

$$H(z) = K \frac{(z - z_1)(z - z_2) \dots (z - z_M)}{(z - p_1)(z - p_2) \dots (z - p_N)}$$

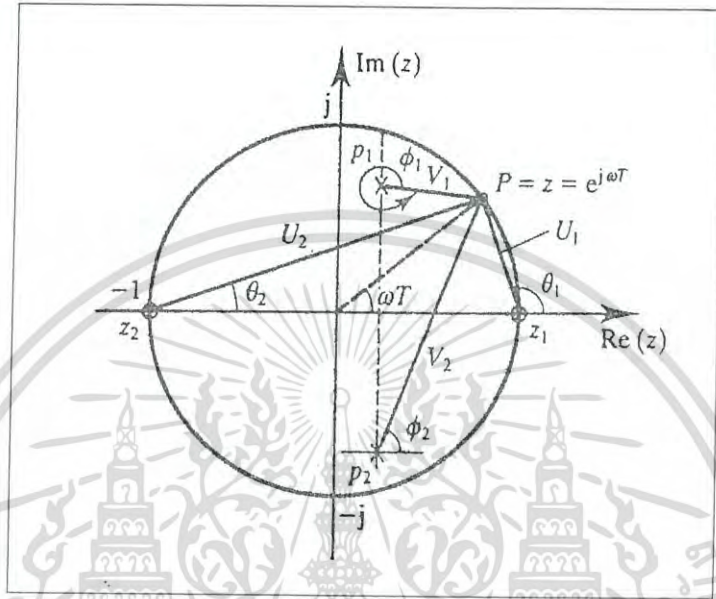
$$H(z) = K \frac{\prod_{i=1}^M (z - z_i)}{\prod_{i=1}^N (z - p_i)} \quad (2.71)$$

แทนค่า $z = e^{j\omega}$ ลงในสมการที่ (2.71)

$$H(\omega) = K \frac{\prod_{i=1}^M (e^{j\omega} - z_i)}{\prod_{i=1}^N (e^{j\omega} - p_i)} \quad (2.72)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการหาผลตอบสนองความถี่จะต้องกำหนดความถี่ที่ต้องการหาโดยแทนเป็นจุดบนเส้นรอบวงของวงกลมรัศมี 1 อยู่ในช่วง $0 - \pi$ จากสมการที่ (2.72) กำหนดให้ระบบมีซีโรและโพล อย่างละ 2 ตัว ความถี่ที่ต้องการหาผลตอบสนองอยู่ที่จุด P ดังรูปที่ 2.9 ผลตอบสนองความถี่แสดงได้ดังสมการที่ (2.73)



รูปที่ 2.9 ตัวอย่างการหาผลตอบสนองความถี่โดยใช้วิธีทางเรขาคณิต

$$H(\omega) = K \frac{(e^{j\omega} - z_1)(e^{j\omega} - z_2)}{(e^{j\omega} - p_1)(e^{j\omega} - p_2)} \tag{2.73}$$

$$H(\omega) = \frac{KU_1 \angle \theta_1 \ U_2 \angle \theta_2}{V_1 \angle \phi_1 \ V_2 \angle \phi_2} \tag{2.74}$$

พิจารณาสมการที่ (2.74) พบว่า U_1 และ U_2 ใช้แทนระยะระหว่าง ซีโร กับจุด P ส่วน V_1 และ V_2 แทนระยะห่างระหว่างโพล กับจุด P ดังนั้นค่าผลตอบสนองทางขนาดสามารถเขียนแทนได้ดังสมการที่ (2.75)

$$|H(\omega)| = \frac{U_1 U_2}{V_1 V_2} \quad \text{เมื่อ } K = 1 \tag{2.75}$$

สำหรับผลตอบสนองทางเฟสจะหาจากมุมที่ ซีโร และ โพล ทำกับจุด P ดังสมการที่ (2.76)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Theta(\omega) = \angle H(\omega) \equiv (\theta_1 + \theta_2) - (\phi_1 + \phi_2) \tag{2.76}$$

เช่นการใช้วิธีทางเรขาคณิตหาผลตอบสนองความถี่ของระบบไม่ต่อเนื่องของสมการที่ (2.77) ที่ความถี่ dc, $\frac{\pi}{4}$, $\frac{\pi}{2}$, $\frac{3\pi}{4}$, π

$$H(z) = \frac{z+1}{z-0.7071} \quad (2.77)$$

แทน $z = e^{j\omega}$ ลงในสมการที่ (2.77) และจัดรูปใหม่

$$H(\omega) = \frac{e^{j\omega} + 1}{e^{j\omega} - 0.7071} = \frac{1 + \cos \omega + j \sin \omega}{\cos \omega - 0.7071 + j \sin \omega} \quad (2.78)$$

ที่ความถี่เป็น dc $\omega = 0$ ดังนั้นจึงวาดจุด P บนเส้นรอบวงที่มีมุม 0 ดังรูปที่ 2.10(a) และแทนค่า ω ลงในสมการที่ (2.78) จะได้

$$|H(0)| = \frac{2}{0.2929} = 6.828 \angle 0^\circ \quad (3.79)$$

ที่ $\omega = \frac{\pi}{4}$ จุด P จะทวนวงบนเส้นรอบวงที่มีมุม $\frac{\pi}{4}$ ดังรูปที่ 2.10(b) และแทนค่า $\omega = \frac{\pi}{4}$ ลงในสมการที่ (2.78) ได้ดังสมการที่ (2.80)

$$H\left(\frac{\pi}{4}\right) = \frac{1 + \cos \frac{\pi}{4} + j \sin \frac{\pi}{4}}{\cos \frac{\pi}{4} - 0.7071 + j \sin \frac{\pi}{4}}$$

$$H\left(\frac{\pi}{4}\right) = \frac{1.8477 \angle 22.5^\circ}{0.7071 \angle 90^\circ} = 2.6131 \angle -67.5^\circ \quad (2.80)$$

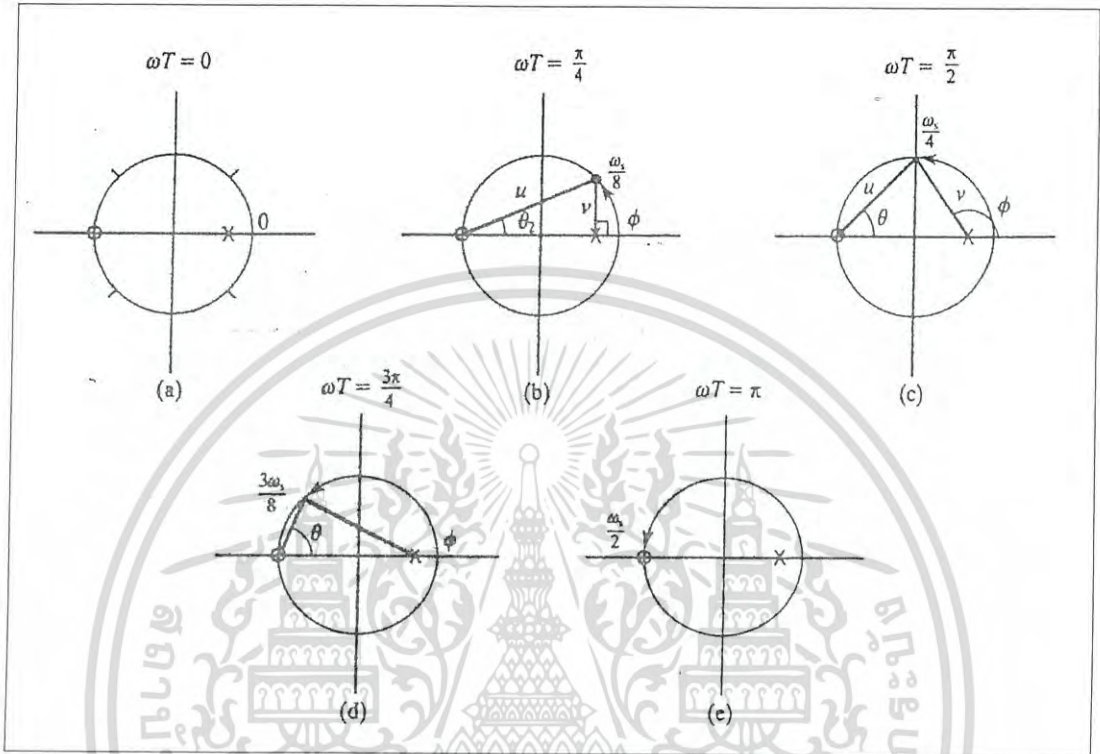
สำหรับ ω ที่มีมุม $\frac{\pi}{2}$, $\frac{3\pi}{4}$, π มุมของจุด P ที่วางบนเส้นรอบวงของวงกลมรัศมี 1 แสดงดังรูปที่ 2.10(c) – 2.10(e) ตามลำดับ ส่วนค่า $H(\omega)$ แสดงดังสมการที่ (2.81)–(2.83) และกราฟผลตอบสนองความถี่ในช่วง $0 - \pi$ แสดงดังรูปที่ 2.11

$$H\left(\frac{\pi}{2}\right) = 1.1547 \angle -80.26^\circ \quad (2.81)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

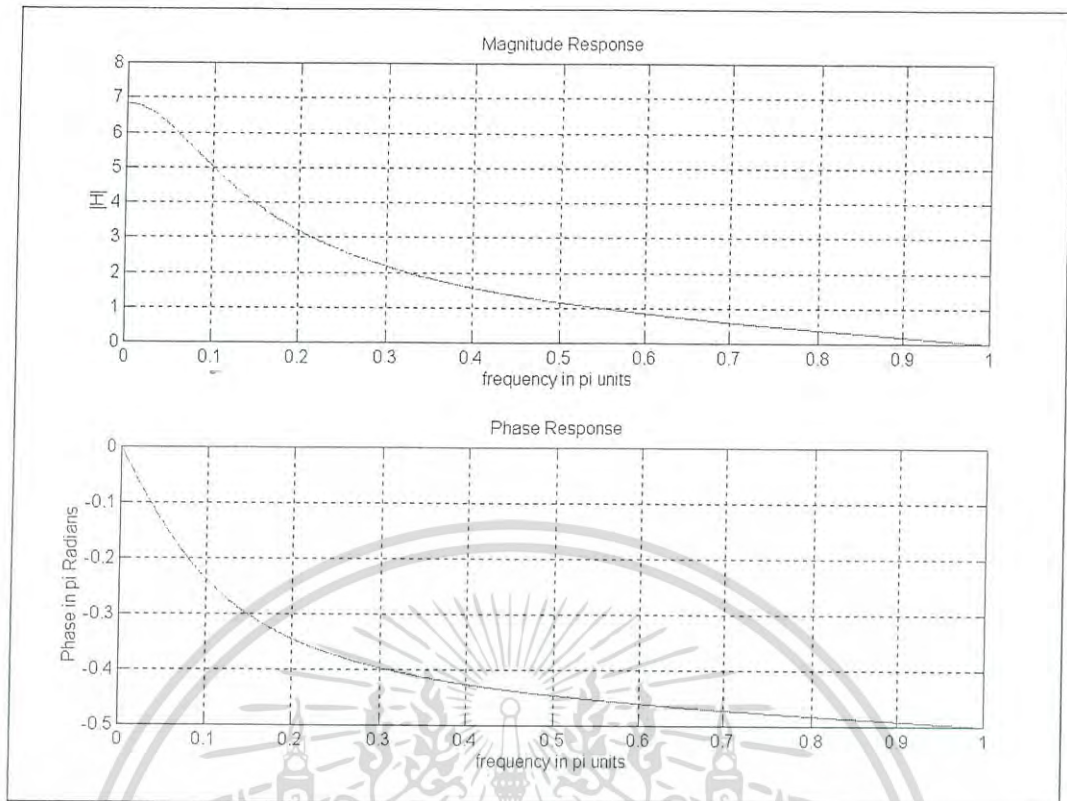
$$H\left(\frac{3\pi}{4}\right) = 0.4840 \angle -85.93^\circ \quad (2.82)$$

$$H(\pi) = 0 \angle 0^\circ \quad (2.83)$$



รูปที่ 2.10 การหาผลตอบสนองความถี่ของระบบ $H(z) = \frac{z+1}{z-0.7071}$ โดยใช้วิธีทางเรขาคณิต

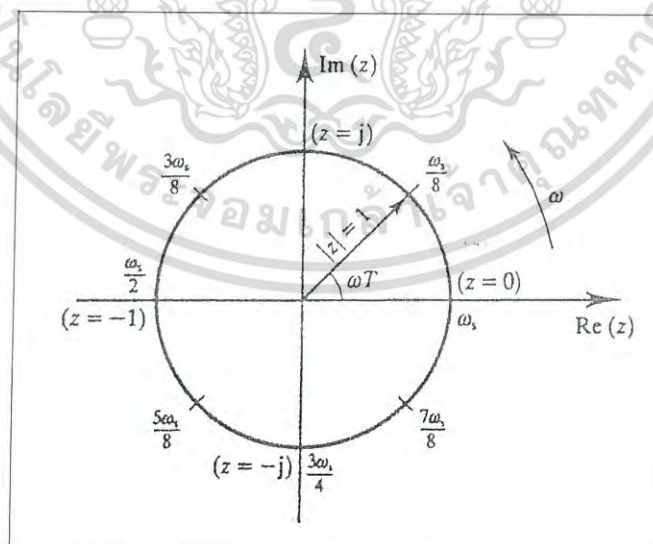
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.11 ผลตอบสนองความถี่ของระบบ $H(z) = \frac{z+1}{z-0.7071}$

2.9 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับมุมบนระนาบแซด [5,6]

ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับมุมบนระนาบแซด แสดงได้ดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับมุมบนระนาบแซด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.12 จะเห็นได้ว่ามุม ω จะอยู่ในช่วง $0-2\pi$ และในระบบไม่ต่อเนื่องความถี่คู่ของระบบจะมีค่าเท่ากับ ω_s แต่ความถี่ที่สามารถใช้งานได้จริงในระบบจะมีค่าเพียง $\frac{\omega_s}{2}$ เท่านั้น ดังนั้นความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับมุมบนระนาบแซด จะอยู่ในช่วง $0-\pi$ เท่านั้น

ตารางที่ 2.2 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับมุมบนระนาบแซด

Frequency (Hz)	$\omega(\text{rad}/s)$	มุม $\omega T(\text{rad})$
0	0	0
$f_s/8$	$\omega_s/8$	$\pi/4$
$f_s/4$	$\omega_s/4$	$\pi/2$
$3f_s/8$	$3\omega_s/8$	$3\pi/4$
$f_s/2$	$\omega_s/2$	π

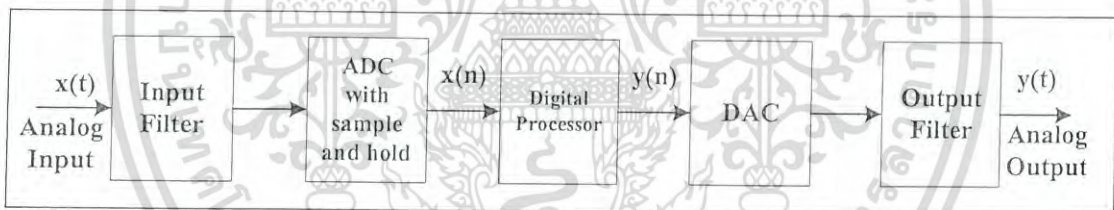


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบตัวกรองเชิงเลข

การออกแบบตัวกรองเชิงเลขสามารถแบ่งชนิดตามลักษณะของสมการที่ใช้ได้สองชนิดคือ ตัวกรองแบบรีเคอร์ซีฟ[2,6-7] ได้แก่ตัวกรองเชิงเลขแบบเอฟไออาร์ (Finite Impulse Response (FIR) Filter) ตัวกรองเชิงเลขชนิดนี้จะไม่มีการป้อนกลับของสัญญาณเอาต์พุต ส่วนตัวกรองเชิงเลขอีกชนิดคือ ตัวกรองเชิงเลขแบบนอนรีเคอร์ซีฟ[2] ได้แก่ตัวกรองเชิงเลขแบบไอไออาร์ (Infinite Impulse Response (IIR) Filter) ตัวกรองเชิงเลขชนิดนี้จะมีการนำเอาสัญญาณเอาต์พุตป้อนกลับมาคำนวณด้วย

ตัวกรองเชิงเลข เป็นตัวกรองที่ถูกออกแบบและสร้างขึ้น โดยวงจรดิจิทัลมีแผนผังการทำงาน ดังรูปที่ 3.1 จากรูปสัญญาณเชิงอุปมาน $x(t)$ เป็นสัญญาณอินพุตของตัวกรอง สัญญาณนี้จะถูกส่งผ่าน วงจรแปลงสัญญาณเชิงอุปมานให้เป็นสัญญาณเชิงเลข $x(n)$ และสัญญาณเชิงเลขนี้จะถูกส่งเข้าไป คำนวณในหน่วยประมวลผลเชิงเลข ผลที่ได้จากการคำนวณยังคงเป็นสัญญาณเชิงเลข $y(n)$ จากนั้นจะ ถูกส่งผ่านมายังวงจรแปลงสัญญาณเชิงเลขให้เป็นสัญญาณเชิงอุปมาน ได้สัญญาณเอาต์พุตของตัว กรองเป็นสัญญาณเชิงอุปมาน $y(t)$

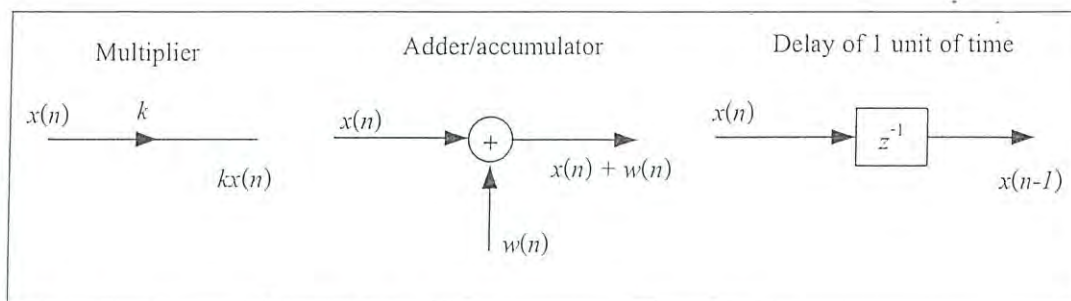


รูปที่ 3.1 แผนผังการทำงานของตัวกรองเชิงเลขพื้นฐาน

ตัวกรองเชิงเลขจะประกอบด้วยองค์ประกอบพื้นฐาน (Basic Elements) ดังต่อไปนี้

- ตัวบวก (Adder)
- ตัวคูณ (Multiplier)
- ตัวหน่วง (Delay)

สัญลักษณ์ขององค์ประกอบพื้นฐานทั้ง 3 ตัว แสดงดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 องค์ประกอบพื้นฐานที่ใช้เป็นส่วนประกอบของตัวกรองเชิงเลข

3.1. ตัวกรองเชิงเลขแบบเอฟไออาร์ (Finite Impulse Response (FIR) Filter)

การจัดรูปแบบของการกรองแบบดิจิทัลตามสมการผลต่าง สามารถเขียนอยู่ในรูปผลคูณของสัมประสิทธิ์ของฟังก์ชันไม่ต่อเนื่องกับค่าหน่วยเวลา Z^{-1} และสมการนั้นเขียนอยู่ในรูปของฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังสมการที่ 3.1

$$H(z) = \frac{\sum_{k=0}^N b_k Z^{-k}}{1 + \sum_{k=1}^M a_k Z^{-k}} \quad (3.1)$$

ถ้าเป็นการกรองแบบตัวกรองนอนรีเคอร์ซีฟ (Non recursive) แล้วค่าสัมประสิทธิ์ a_k จะมีค่าเป็นศูนย์ หรือเรียกการกรองแบบนี้ว่า เอฟไออาร์ ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอนสมการที่ 3.1 สามารถเขียนได้ดังสมการที่ 3.2 หรือสมการที่ 3.3

$$H(z) = b_0 + b_1 Z^{-1} + \dots + b_N Z^{-N} \quad (3.2)$$

$$H(z) = \sum_{k=0}^{n-1} h(k) Z^{-k} \quad (3.3)$$

จากสมการที่ 3.2 สามารถเขียนเป็นฟังก์ชันเอาต์พุตได้ดังสมการที่ 3.4

$$Y(z) = [b_0 + b_1 Z^{-1} + \dots + b_N Z^{-N}] X(z) \quad (3.4)$$

จากสมการที่ 3.4 นำไปจัดเทอมต่าง ๆ ใหม่และเขียนอยู่ในรูปสมการผลต่าง (Difference Equation) ได้ดังสมการที่ 3.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

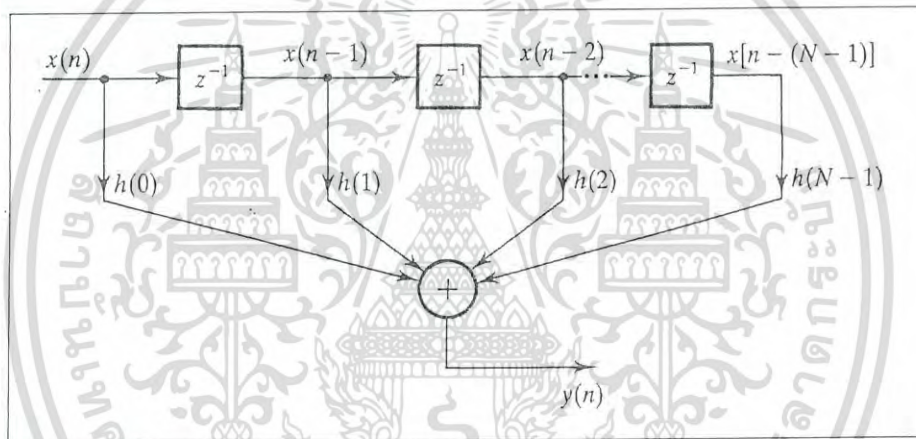
$$Y(n) = \sum_{k=0}^N b_k X(n-k) \quad (3.5)$$

หรือจากฟังก์ชันถ่ายโอนจะได้

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

$$Y(z) = h(0)x(z) + h(1)x(z)Z^{-1} + h(2)x(z)Z^{-2} + \dots + h(k)x(z)Z^{-k} \quad (3.6)$$

จากสมการที่ 3.6 สามารถนำมาเขียนเป็นโครงสร้างได้ดังรูปที่ 3.3 ซึ่งโครงสร้างในรูปที่ 3.3 เป็นโครงสร้างแบบตรง



รูปที่ 3.3 โครงสร้างแบบตรง

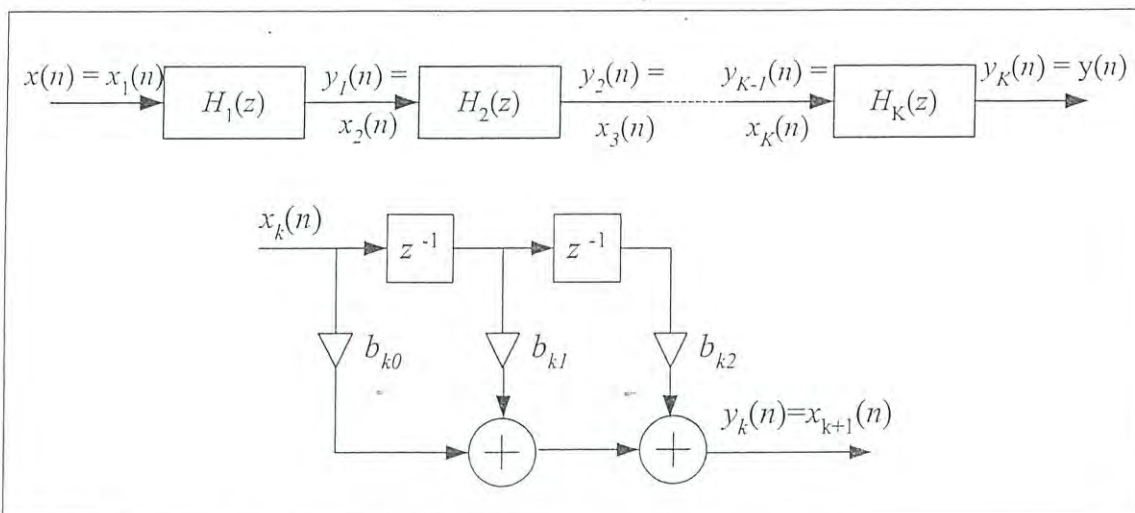
หรือจากสมการที่ 3.3 เขียนเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนตามสมการที่ 3.7

$$H(z) = b_{k_0} + b_{k_1}Z^{-1} + b_{k_2}Z^{-2} \quad (3.7)$$

$$k = 1, 2, \dots, K$$

โดยที่ K เป็นจำนวนเต็มของ $(M+1)/2$ และ สัมประสิทธิ์ b_0 ถูกการกระจายจำนวน K ส่วน โดยที่สัมประสิทธิ์ $b_0 = b_{1_0}b_{2_0} \dots b_{K_0}$ ซึ่งจากสมการที่ 3.7 สามารถเขียนให้เป็นโครงสร้างแบบคาสเคด (Cascade-form) ได้ดังรูปที่ 3.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 โครงสร้างแบบคาสเคด (Cascade form)

3.2 ตัวกรองเชิงเลขแบบไอโออาร์ (Infinite Impulse Response (IIR) Filter)

3.2.1 สมการและโครงสร้างของตัวกรองสัญญาณป้อนกลับเชิงเลข

สมการฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer Function) ของตัวกรองสัญญาณป้อนกลับเชิงเลข สามารถเขียนเป็นสมการ [6-8] ได้ดังต่อไปนี้

$$H(z) = \frac{\sum_{k=0}^N b_k z^{-k}}{1 + \sum_{k=1}^M a_k z^{-k}} \quad (3.8)$$

จากสมการที่ (3.8) สามารถนำไปเขียนใหม่ได้ ดังสมการที่ (3.9)

$$H(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_N z^{-N}}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_M z^{-M}} \quad (3.9)$$

จากสมการที่ (3.9) นำไปจัดเทอมต่างๆ ใหม่และเขียนให้อยู่ในรูปของสมการผลต่างได้ ดังสมการที่ (3.12)

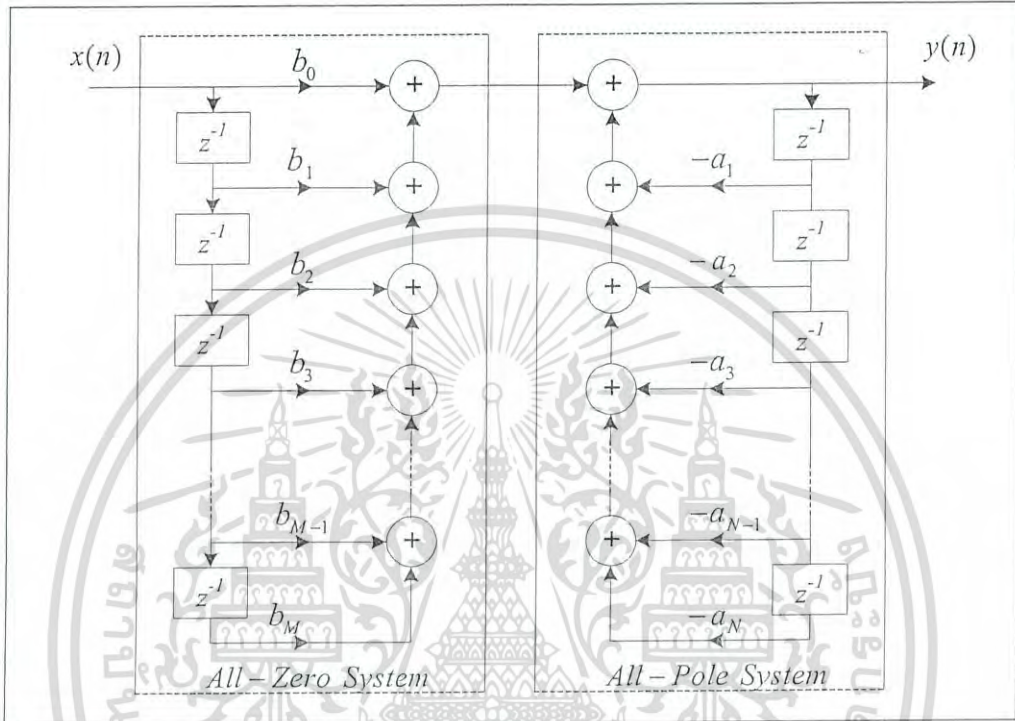
$$Y(z) = \sum_{k=0}^N b_k X(z) z^{-k} - \sum_{k=1}^M a_k Y(z) z^{-k} \quad (3.10)$$

$$Y(z) = b_0 X(z) + b_1 X(z) z^{-1} + \dots + b_k X(z) z^{-k} - a_1 Y(z) z^{-1} - \dots - a_k Y(z) z^{-k} \quad (3.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$y(n) = \sum_{k=0}^N b_k x(n-k) - \sum_{k=1}^M a_k y(n-k) \quad (3.12)$$

จากสมการที่ (3.12) สามารถนำมาเขียนเป็นโครงสร้างของตัวกรองเชิงเลขใหม่เรียกว่า โครงสร้างแบบตรง I (Direct Form I) ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 โครงสร้างของตัวกรองสัญญาณป้อนกลับเชิงเลขแบบตรง I

นำ $\frac{W(z)}{W(z)}$ คูณตลอดในสมการที่ (3.9) จะได้

$$H(z) = \frac{W(z)}{W(z)} \times \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_N z^{-N}}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_M z^{-M}} \quad (3.13)$$

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{W(z)}{W(z)} \times \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_N z^{-N}}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_M z^{-M}} \quad (3.14)$$

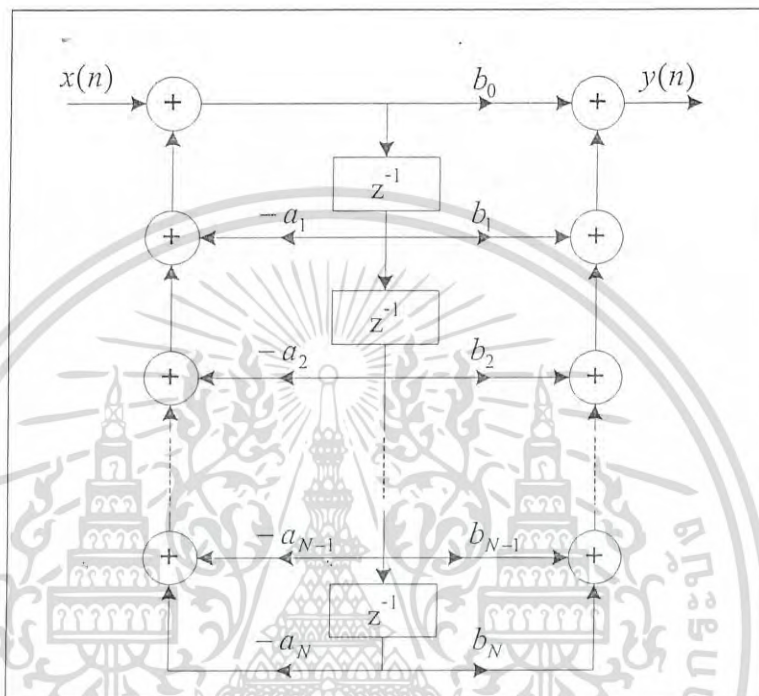
$$X(z) = W(z) + a_1 W(z) z^{-1} + \dots + a_M W(z) z^{-M} \quad (3.15)$$

$$W(z) = X(z) - a_1 W(z) z^{-1} - \dots - a_M W(z) z^{-M} \quad (3.16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

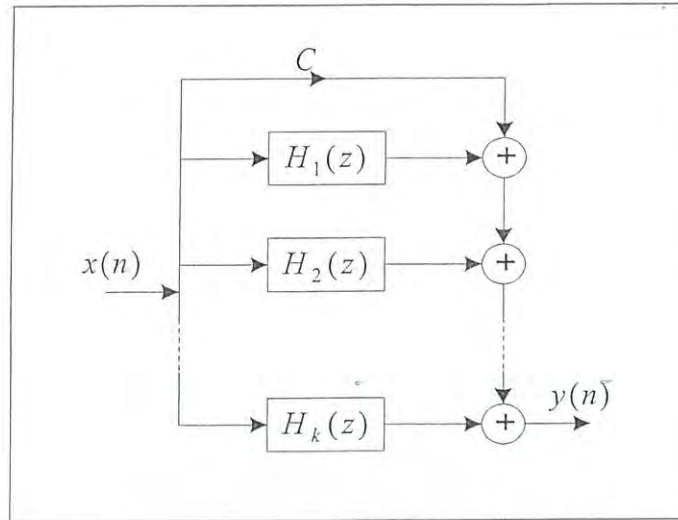
$$Y(z) = b_0W(z) + b_1W(z)z^{-1} + \dots + b_NW(z)z^{-N} \quad (3.17)$$

จากสมการที่ (3.16) และสมการที่ (3.17) สามารถนำไปเขียนเป็น โครงสร้างของตัวกรองเชิงเลข เรียกว่า โครงสร้างแบบตรง II (Direct Form II) ดังรูปที่ 3.6



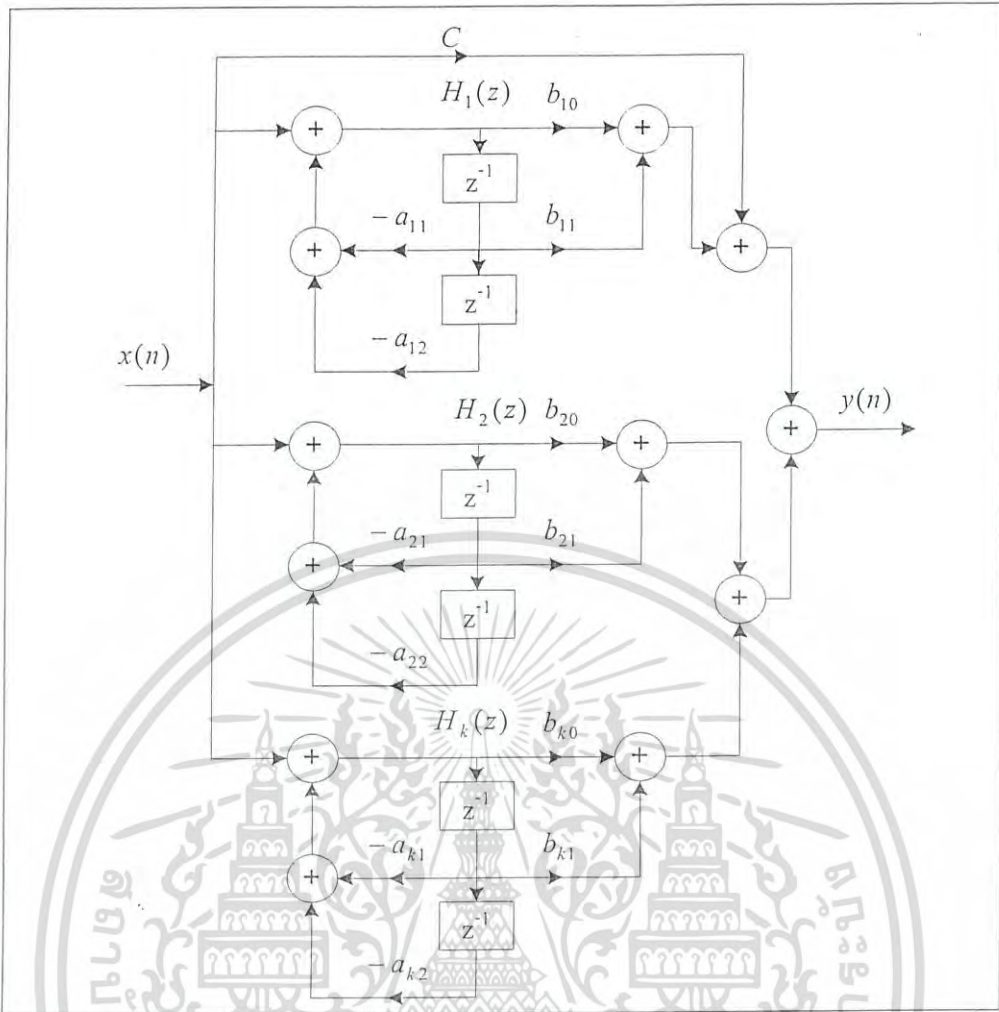
รูปที่ 3.6 โครงสร้างของตัวกรองสัญญาณป้อนกลับเชิงเลขแบบตรง II

แต่เนื่องจากตัวกรองสัญญาณป้อนกลับเชิงเลข ที่มีโครงสร้างแบบตรง I เมื่อมีจำนวนลำดับเพิ่มขึ้น จะมีค่าย่านไดนามิก (Dynamic Range) ของสัมประสิทธิ์มากขึ้น กล่าวคือ ค่าสัมประสิทธิ์ในเทอม a จะมีค่ามากและสัมประสิทธิ์ในเทอม b จะมีค่าน้อยทำให้เป็นปัญหาอย่างมาก โดยเฉพาะอย่างยิ่งในเรื่องของการประมวลผล ดังนั้นในการทดลองจึงได้มีการปรับโครงสร้างของตัวกรองสัญญาณป้อนกลับเชิงเลขใหม่โดยจัดให้มีโครงสร้างเป็นแบบขนาน ดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 โครงสร้างของตัวกรองสัญญาณป้อนกลับเชิงเลขที่มีโครงสร้างในแบบขนาน

ในรูปที่ 3.7 จะเห็นได้ว่า ตัวกรองสัญญาณป้อนกลับเชิงเลขที่มีโครงสร้างเป็นแบบขนานนี้จะประกอบด้วย $H_1(z)$, $H_2(z)$, ..., $H_k(z)$ และภายใน $H(z)$ แต่ละตัวนี้จะมีโครงสร้างดังรูปที่ 3.8 ในการจัดโครงสร้างของตัวกรองเชิงเลขให้มีโครงสร้างเป็นแบบขนานนี้จะให้ผลดี คือ ยานไดนามิกของสัมประสิทธิ์มีค่าน้อยทำให้ไม่เป็นปัญหาเมื่อใช้กับทั้งตัวประมวลผลแบบจุดทศนิยมคงที่ (Fixed Point) หรือแบบจุดทศนิยมลอย (Floating Point)



รูปที่ 3.8 โครงสร้างย่อยของตัวกรองสัญญาณป้อนกลับเชิงเลขแบบขนาน

3.2.2 การออกแบบตัวกรองสัญญาณป้อนกลับเชิงเลขด้วยวิธีการแปลงเชิงเส้นคู่

จากสมการฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองสัญญาณเชิงอุปมานต้นแบบ เพื่อที่จะทำให้เป็นสมการฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวกรองเชิงเลขมีวิธีการทำได้หลายวิธีสามารถศึกษาได้จาก [5-8] ในการศึกษาวิจัยครั้งนี้ใช้วิธีการแปลงเชิงเส้นคู่ ในการแปลงฟังก์ชันในเอสโดเมนไปสู่แซดโดเมน สามารถกระทำได้โดยใช้กฎของแท็ปปีซอยด์คอคอด (Trapezoidal) พิจารณาตัวกรองเชิงอุปมานที่มีสมการฟังก์ชันถ่ายโอน $H(s)$ ดังสมการที่ (3.18)

$$H(s) = \frac{b}{s+a} \quad (3.18)$$

จากฟังก์ชันถ่ายโอนตามสมการที่ (3.18) นี้สามารถจัดให้อยู่ในรูปสมการเชิงอนุพันธ์ได้ ดังสมการที่ (3.19)

$$\frac{dy(t)}{dt} + ay(t) = bx(t) \quad (3.19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนอนุพันธ์ในสมการที่ (3.19) และประมาณค่าด้วยแท็บบิชอยด์คอลล[2] ดังสมการที่ (3.20)

$$y(t) = \int_{t_0}^t y'(\tau) d\tau + y(t_0) \quad (3.20)$$

เมื่อ $y(t)$ แทนอนุพันธ์ของ $y(t)$ การประมาณค่าของการอินทิกรัล ในสมการที่ (3.19) ด้วยกฎของแท็บบิชอยด์คอลลที่ $t = nT$ และ $t_0 = nT - T$ จะได้

$$y(nT) = \frac{T}{2} \times [y'(nT) + y'(nT - T)] + y(nT - T) \quad (3.21)$$

ดังนั้นถ้าแทน $t = nT$ ในสมการเชิงอนุพันธ์ที่ (3.19) จะได้

$$y'(nT) = -ay(nT) + bx(nT) \quad (3.22)$$

นำสมการที่ (3.22) แทนลงในสมการที่ (3.21) และแทน $y(n) = y(nT)$, $x(n) = x(nT)$ จะได้

$$\left(1 + \frac{aT}{2}\right)y(n) - \left(1 - \frac{aT}{2}\right)y(n-1) = \frac{bT}{2}[x(n) + x(n-1)] \quad (3.23)$$

ใช้การแปลงแซคเปลี่ยนสมการผลต่างในสมการที่ (3.23) จะได้

$$\left(1 + \frac{aT}{2}\right)Y(z) - \left(1 - \frac{aT}{2}\right)z^{-1}Y(z) = \frac{bT}{2}(1 + z^{-1})X(z) \quad (3.24)$$

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{(bT/2)(1 + z^{-1})}{1 + (aT/2) - (1 - aT/2)z^{-1}} \quad (3.25)$$

$$H(z) = \frac{b}{\frac{2}{T} \times \frac{(1 - z^{-1})}{(1 + z^{-1})} + a} \quad (3.26)$$

เทียบสัมประสิทธิ์สมการที่ (3.18) กับสมการที่ (3.26) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$s = \frac{2(1-z^{-1})}{T(1+z^{-1})} \quad (3.27)$$

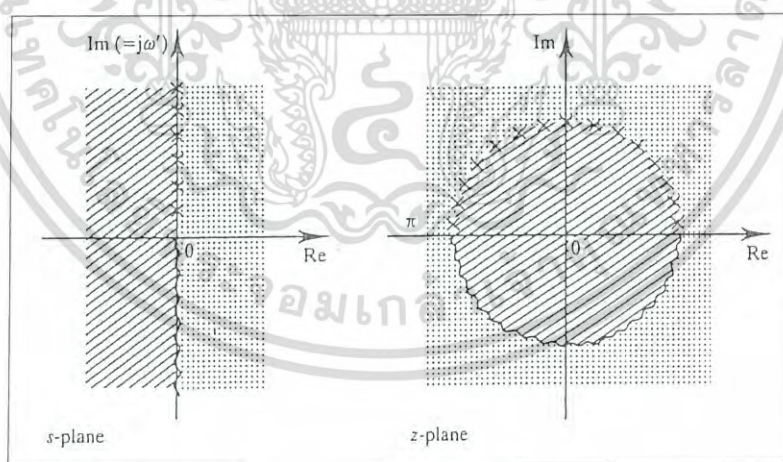
ในทางกลับกัน

$$z = \frac{2+sT}{2-sT} \quad (3.28)$$

โดย T คือ คาบของการสุ่มตัวอย่างสัญญาณ

จากสมการที่ (3.27) และ (3.28) จะเห็นว่าความสัมพันธ์ของตัวแปรเอสและแซด มีลักษณะเป็นสมการเชิงเส้น ทั้งในการแปลงจากตัวแปรเอสไปเป็นตัวแปรแซดและในทางกลับกันจากตัวแปรแซดไปเป็นตัวแปรเอส ด้วยเหตุนี้จึงเรียกรูปการแปลงตัวแปรลักษณะนี้ว่า การแปลงเชิงเส้นคู่ โดยการแมป (Mapping) จากระนาบเอสไปสู่ระนาบแซด จะเป็นไปในลักษณะหนึ่งต่อหนึ่ง (One-to-One Mapping) และมีความสัมพันธ์ที่สำคัญ 3 ข้อคือ

1. ค่าบนครึ่งด้านบนขวาของระนาบเอสจะถูกส่งไปบนบริเวณภายนอกวงกลมรัศมีหนึ่งหน่วยบนระนาบแซด
2. ค่าบนแกน $j\omega$ ของระนาบเอสจะถูกส่งไปบนเส้นรอบวงของวงกลมรัศมีหนึ่งหน่วยบนระนาบแซด
3. ค่าบนครึ่งด้านล่างซ้ายของระนาบเอส จะถูกส่งไปภายในวงกลมรัศมีหนึ่งหน่วยในระนาบแซด



รูปที่ 3.9 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าที่อยู่ในระนาบเอสกับค่าที่อยู่ในระนาบแซด

และจากสมการ

$$z = re^{i\omega T} \quad (3.29)$$

$$s = \sigma + j\Omega \quad (3.30)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$s = \frac{2}{T} \times \frac{(1-z^{-1})}{(1+z^{-1})} \quad (3.31)$$

หรือ

$$s = \frac{2}{T} \times \frac{(z-1)}{(z+1)} \quad (3.32)$$

$$s = \frac{2}{T} \times \frac{(re^{j\omega T} - 1)}{(re^{j\omega T} + 1)} \quad (3.33)$$

$$s = \frac{2}{T} \times \left(\frac{r^2 - 1}{1 + r^2 + 2r \cos \omega T} + j \frac{2r \sin \omega T}{1 + r^2 + 2r \cos \omega T} \right) \quad (3.34)$$

เมื่อเทียบสัมประสิทธิ์สมการที่ (3.30) กับสมการที่ (3.34) จะได้

$$\sigma = \frac{2}{T} \times \frac{r^2 - 1}{1 + r^2 + 2r \cos \omega T} \quad (3.35)$$

$$\Omega = \frac{2}{T} \times \frac{2r \sin \omega T}{1 + r^2 + 2r \cos \omega T} \quad (3.36)$$

จากสมการที่ (3.35) และสมการที่ (3.36) จะพบว่า ถ้า $r < 1$, $\sigma < 0$ และถ้า $r > 1$, $\sigma > 0$ นั่นก็หมายความว่า ค่าที่อยู่ทางซ้ายของระนาบเอสจะไปอยู่ภายในวงกลมรัศมีหนึ่งหน่วยในระนาบแซด และค่าที่อยู่ทางขวาของระนาบเอสจะอยู่นอกวงกลมรัศมีหนึ่งหน่วยในระนาบแซด และถ้า $r = 1$, $\sigma = 0$ ค่าที่อยู่บนแกนจินตภาพบนระนาบเอสจะไปอยู่บนเส้นรอบวงของวงกลมรัศมีหนึ่งหน่วยในระนาบแซด และเมื่อ $r = 1$ สมการที่ (3.36) จะได้ Ω มีค่าดังสมการที่ (3.37) และ (3.38)

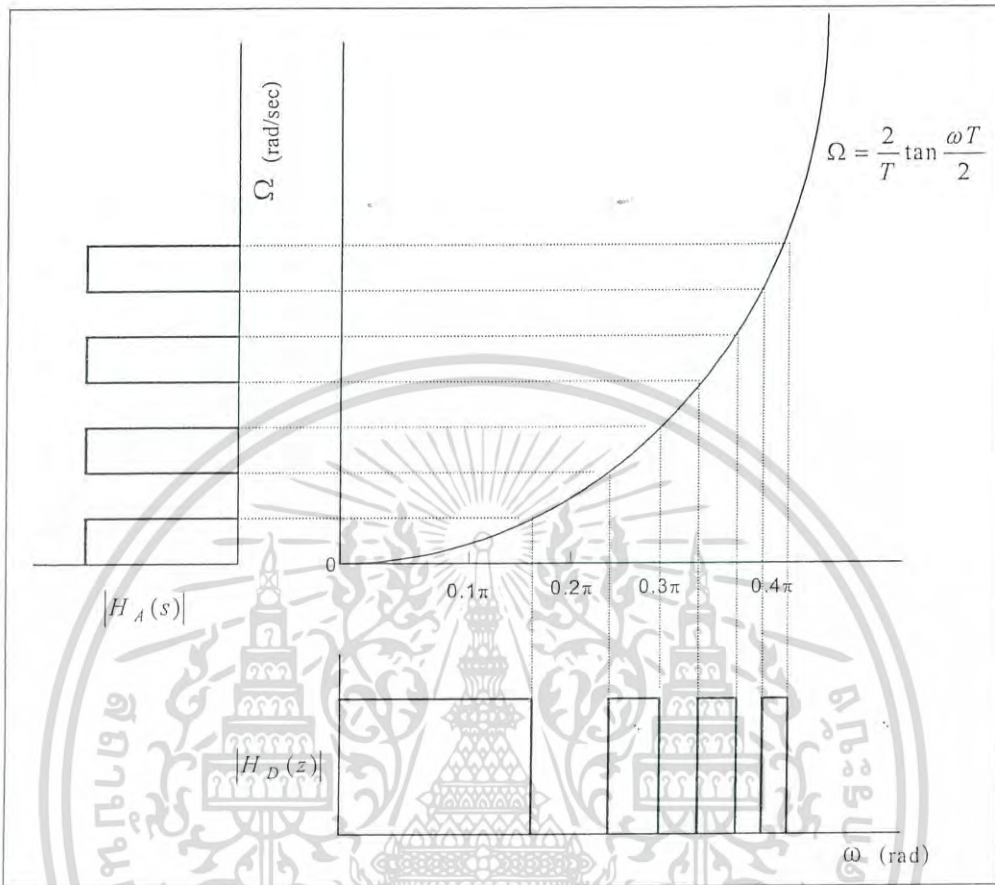
$$\Omega = \frac{2}{T} \left[\frac{\sin \omega T}{1 + \cos \omega T} \right] \quad (3.37)$$

$$\Omega = \frac{2}{T} \tan \frac{\omega T}{2} \quad (3.38)$$

จากสมการที่ (3.38) นี้เป็นความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่เชิงมุมเชิงอุปมาน (Ω) กับความถี่เชิงมุมเชิงเลข (ω) ที่ผ่านการแปลงเชิงเส้นคู่ โดยความสัมพันธ์ที่ได้เป็นฟังก์ชันแบบแทนเจนต์ ซึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นความสัมพันธ์ที่ไม่เป็นเชิงเส้น โดยช่วงความถี่สูงที่ได้จากการแปลงจะหดแคบลงไปยังความถี่สูงมากที่ยิ่งหดแคบมาก เรียกว่า ปรากฏการณ์หดแคบ (Wrapping Effect) ดังรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.10 ปรากฏการณ์หดแคบที่มีผลต่อผลตอบสนองของความถี่ของตัวกรองเชิงเลข

ดังนั้น ในการออกแบบจึงต้องมีการชดเชยผลของปรากฏการณ์หดแคบนี้ (Prewrapping) โดยสมการที่ (3.38) ก่อนที่จะทำการแปลงตัวแปร โดยสามารถที่จะสรุปขั้นตอนการออกแบบวงจรกรองสัญญาณป้อนกลับเชิงเลขโดยการแปลงเชิงเส้นคู่ ได้ดังนี้

1. ออกแบบวงจรกรองสัญญาณเชิงอุปมานต้นแบบ โดยการหาฟังก์ชันถ่ายโอน $H(s)$
2. กำหนดค่าความถี่ตัดหรือความถี่ขอบแถบผ่าน รวมทั้งความถี่ที่ใช้ในการสุ่มตัวอย่างสัญญาณของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลข
3. ทำการชดเชยผลของปรากฏการณ์หดแคบ โดยการหาค่า $\Omega = \frac{2}{T} \tan \frac{\omega T}{2}$
4. การสเกลความถี่ (Frequency Scaling) ของ $H(s)$ โดยแทนค่า $s = \frac{S}{\Omega}$
5. หาค่า $H(z)$ โดยแทนค่า $S = \frac{2(1-z^{-1})}{T(1+z^{-1})}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เช่นการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับที่ 2 แบบบัตเตอร์เวิร์ท โดยกำหนดให้ความถี่คัทออฟ (f_c) มีค่า 50 Hz และความถี่การสุ่มตัวอย่างสัญญาณ (f_s) มีค่า 250 Hz โดยมีฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองสัญญาณเชิงอุปมานความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ทอันดับที่ 2 คือ

$$H(s) = \frac{1}{s^2 + \sqrt{2}s + 1}$$

$$\omega_c = 2\pi f_c = 100\pi; T = \frac{1}{250} = 4 \text{ ms}$$

ทำการชดเชยผลของปรากฏการณ์หัดแคบโดย

$$\Omega = \Omega_c = \frac{2}{T} \tan\left(\frac{\omega_c T}{2}\right) = \frac{2}{4 \times 10^{-3}} \tan(50\pi \times 4 \times 10^{-3}) = 363.27$$

ทำการสเกลความถี่ โดยแทนค่า $s = \frac{S}{\Omega}$ ลงในสมการฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวกรองสัญญาณเชิงอุปมาน

$$H(S) = \frac{1}{\frac{S^2}{131965} + \frac{\sqrt{2}S}{363.27} + 1}$$

แทนค่า $S = \frac{2(1-z^{-1})}{T(1+z^{-1})}$ จะได้

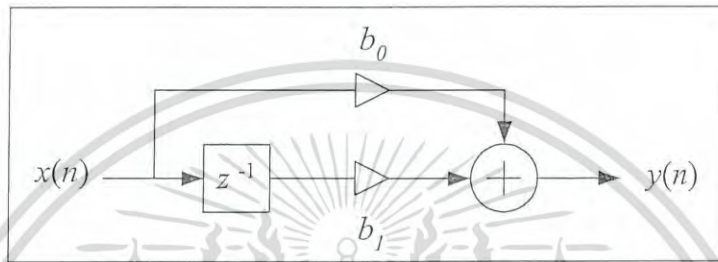
$$H(z) = \frac{0.2066 + 0.4131z^{-1} + 0.2066z^{-2}}{1 - 0.3695z^{-1} + 0.1958z^{-2}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 ตัวกรองเชิงเลขที่ใช้วิธีการกำหนดตำแหน่ง โพล และ ซีโร

ตัวกรองเชิงเลขที่ใช้การกำหนดตำแหน่ง โพล และ ซีโร [6,10-11] เป็นวิธีการอย่างง่ายที่ใช้ความเข้าใจในเรื่องผลของ ซีโร และ โพล ที่มีต่อผลตอบสนองความถี่ของระบบ โดยสามารถนำไปออกแบบตัวกรองที่มีลำดับต่ำๆ ไปจนถึงตัวกรองที่มีลำดับสูงๆ ได้

3.3.1 ซีโรตัวเดียว



รูปที่ 3.11 โครงสร้างระบบตัวกรองทั่วไปที่มีซีโรตัวเดียวของสมการผลต่าง

$$y(n) = b_0 x(n) + b_1 x(n-1)$$

จากรูปที่ 3.11 แสดงโครงสร้างตัวกรองทั่วไปที่มีซีโรตัวเดียว โดยผลตอบสนองความถี่ของตัวกรองที่มีซีโรตัวเดียวหาได้ดังนี้

จากสมการผลต่างของตัวกรองที่มีซีโรตัวเดียวในสมการที่ 3.39

$$y(n) = b_0 x(n) + b_1 x(n-1) \quad (3.39)$$

เขียนในรูปของแซดจะได้สมการที่ 3.40

$$Y(z) = b_0 X(z) + b_1 z^{-1} X(z) \quad (3.40)$$

จากสมการที่ 3.40 เขียนเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังสมการที่ 3.41

$$H(z) = b_0 + b_1 z^{-1} \quad (3.41)$$

แทน z ด้วย $e^{j\omega T}$ จะได้สมการของผลตอบสนองความถี่ดังสมการที่ 3.42

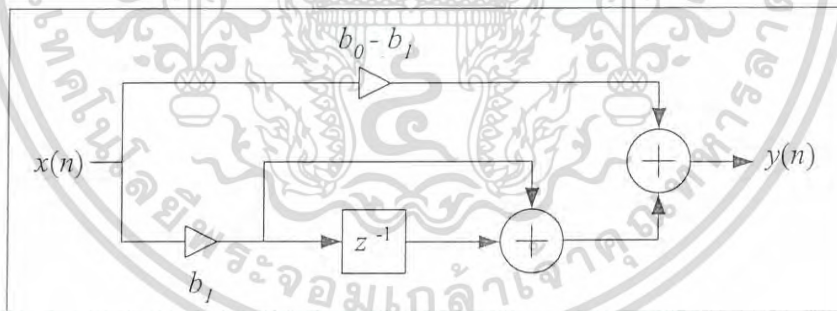
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H(e^{j\omega T}) = b_0 + b_1 e^{-j\omega T} \quad (3.42)$$

คูณด้วย $e^{-j\omega T/2}$ กับสมการผลตอบแทนของความถี่เพื่อทำให้สมการใกล้เคียงกับรูปแบบโพล่า จะได้สมการใหม่ดังสมการที่ 3.43

$$\begin{aligned} H(e^{j\omega T}) &= b_0 + b_1 e^{-j\omega T} \\ &= (b_0 - b_1) + b_1 + b_1 e^{-j\omega T} \\ &= (b_0 - b_1) + e^{-j\omega T/2} (b_1 e^{j\omega T/2} + b_1 e^{-j\omega T/2}) \\ &= (b_0 - b_1) + e^{-j\omega T/2} 2b_1 \cos(\omega T/2) \\ &= (b_0 - b_1) + e^{-j\pi f} 2b_1 \cos(\pi f T) \end{aligned} \quad (3.43)$$

เขียน โครงสร้างของตัวกรองที่ได้ใหม่ดังรูปที่ 3.12 ความถูกต้องของตัวกรองที่ได้ จะเหมือนกับตัวกรองในรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.12 โครงสร้างระบบตัวกรองทั่วไปที่มีซีโรตัวเดียวของสมการผลต่าง

$$y(n) = (b_0 - b_1)x(n) + b_1[x(n) + x(n-1)]$$

เทอมของ $b_0 - b_1$ เป็นส่วนที่ควบคุมอัตราขยายของตัวกรองมีอัตราขยายเป็น $(b_0 - b_1)$ ส่วนที่ควบคุมอัตราขยายนี้จะควบคุมในลักษณะที่ต่อขนานกับส่วนที่เป็นตัวกรองลำดับที่หนึ่ง $b_1(1+z^{-1})$ จากสมการที่ 3.42 สามารถหาสมการของผลตอบแทนทางขนาดของตัวกรองและผลตอบแทนทางเฟสของตัวกรองดังนี้

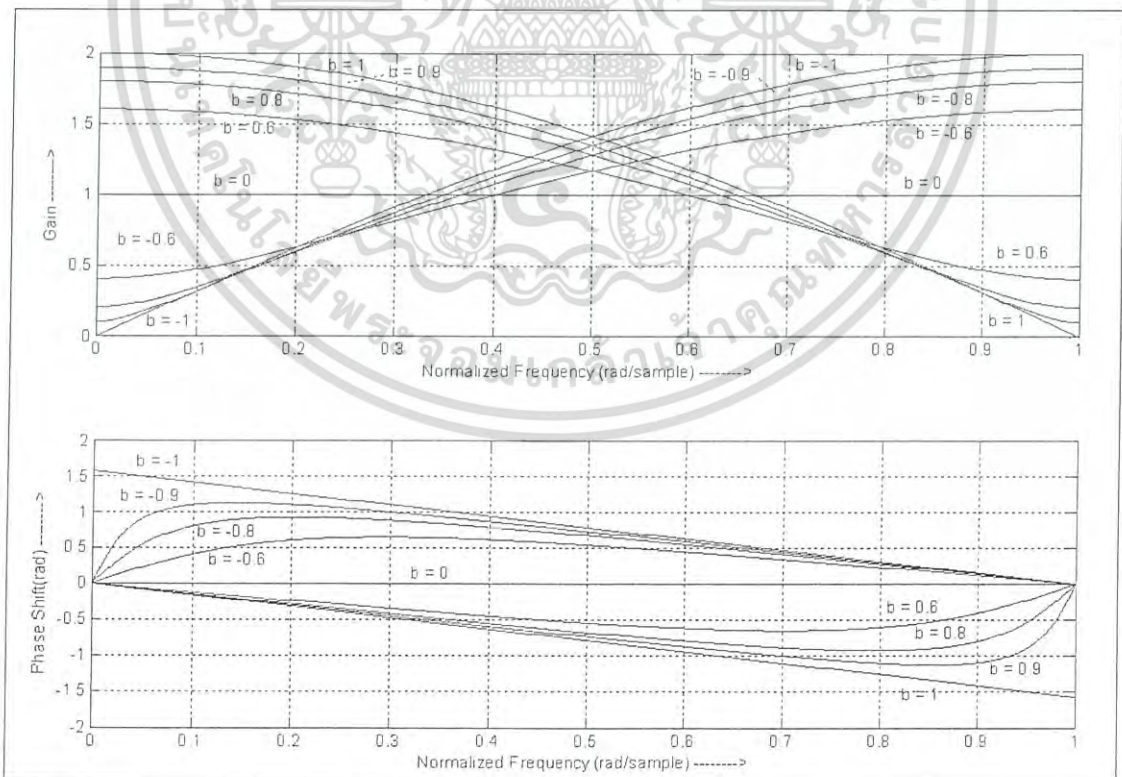
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 H(e^{j\omega T}) &= b_0 + b_1 e^{-j\omega T} \\
 &= b_0 + b_1 \cos(\omega T) - j b_1 \sin(\omega T)
 \end{aligned} \tag{3.44}$$

$$\begin{aligned}
 G(\omega) &= \sqrt{[b_0 + b_1 \cos(\omega T)]^2 + [-b_1 \sin(\omega T)]^2} \\
 &= \sqrt{b_0^2 + b_1^2 + 2b_0 b_1 \cos(\omega T)}
 \end{aligned} \tag{3.45}$$

$$\Theta(\omega) = \tan^{-1} \left[\frac{-b_1 \sin(\omega T)}{b_0 + b_1 \cos(\omega T)} \right] \tag{4.46}$$

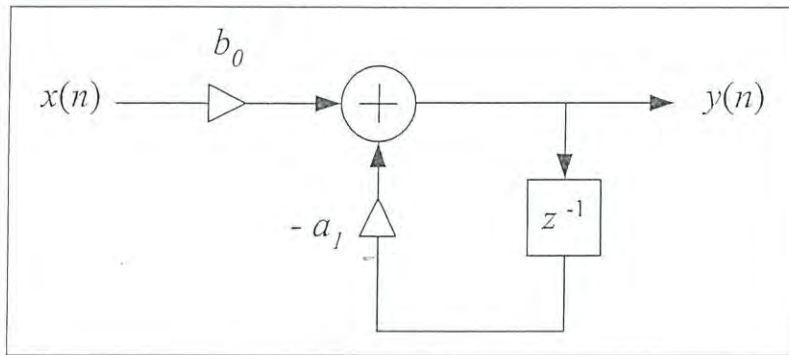
จากสมการที่ 4.45 และ 4.46 นำมาวาดรูปของผลตอบสนองความถี่ได้ดังรูปที่ 3.13 โดยกำหนดให้ $b_0 = 1$ และทำการเปลี่ยนแปลงค่าของ b_1 โดยตัวกรองจะมีซีโรอยู่ที่ $z = -b_1/b_0 = -b_1$ ในระนาบซายด์ซึ่งจะอยู่บนแกนจำนวนจริงเสมอ เมื่อจุดบนวงกลมหนึ่งหน่วยขยับเข้าใกล้ซีโรของฟังก์ชันถ่ายโอน อัตราขยายของตัวกรองที่ความถี่นั้นจะต่ำลงด้วย ข้อสังเกตของตัวกรองซีโรเดี่ยวก็คือจะเป็นพื้นฐานการสร้างตัวกรองความถี่สูงผ่าน ($b_1/b_0 < 0$) หรือตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน ($b_1/b_0 > 0$)



รูปที่ 3.13 ผลตอบสนองความถี่ของตัวกรองที่มีซีโรตัวเดียวของสมการผลต่าง

$y(n) = x(n) + b_1 x(n-1)$ ที่เปลี่ยนแปลงค่าของ b_1
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.2 โพลตัวเดียว



รูปที่ 3.14 โครงสร้างระบบของตัวกรองที่มีโพลตัวเดียว ของสมการผลต่าง

$$y(n) = b_0 x(n) - a_1 y(n-1)$$

จากรูปที่ 3.14 มีสมการผลต่างของตัวกรองดังสมการที่ 3.47 สามารถหาผลตอบสนองความถี่ได้ดังนี้

$$y(n) = b_0 x(n) - a_1 y(n-1) \quad (3.47)$$

เขียนในรูปของเซตจะได้สมการที่ 3.48

$$Y(z) = b_0 X(z) - a_1 z^{-1} Y(z) \quad (3.48)$$

จากสมการที่ 3.48 เขียนเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังสมการที่ 3.49

$$H(z) = \frac{b_0}{1 + a_1 z^{-1}} \quad (3.49)$$

แทน z ด้วย $e^{j\omega T}$ จะได้สมการของผลตอบสนองความถี่ดังสมการที่ 3.50

$$H(e^{j\omega T}) = \frac{b_0}{1 + a_1 e^{-j\omega T}} \quad (3.50)$$

ตัวกรองโพลเดียวมีฟังก์ชันถ่ายโอนที่กลับกันกับตัวกรองซีโรเดียว ดังนั้นการวิเคราะห์จึงเหมือนกัน ผลตอบสนองความถี่ในรูปแบบโพลแสดงได้โดย

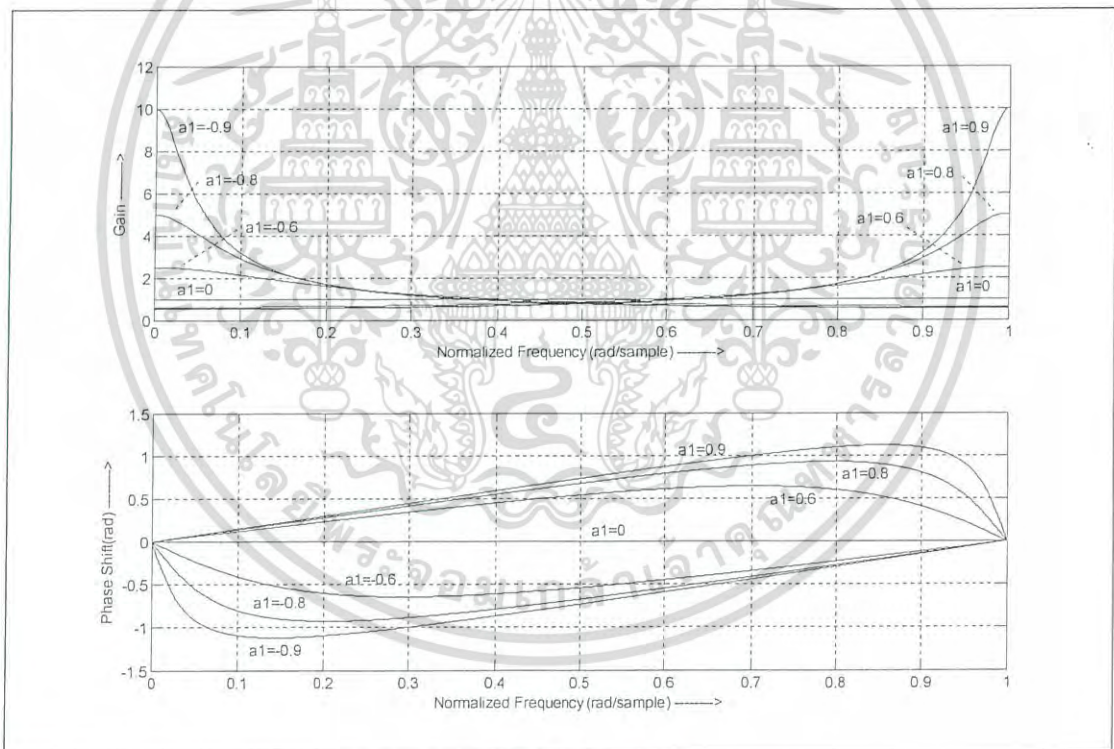
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G(\omega) = \frac{b_0}{\sqrt{[1 + a_1 \cos(\omega T)]^2 + [-a_1 \sin(\omega T)]^2}}$$

$$= \frac{b_0}{\sqrt{1 + a_1^2 + 2a_1 \cos(\omega T)}} \quad (3.51)$$

$$\Theta(\omega) = \begin{cases} -\tan^{-1} \left[\frac{-a_1 \sin(\omega T)}{1 + a_1 \cos(\omega T)} \right], & b_0 > 0 \\ \pi - \tan^{-1} \left[\frac{-a_1 \sin(\omega T)}{1 + a_1 \cos(\omega T)} \right], & b_0 < 0 \end{cases} \quad (3.52)$$

จากสมการที่ 4.51 และ 4.52 นำมาวาดรูปของผลตอบสนองความถี่ได้ดังรูปที่ 3.15 โดยกำหนดให้ $b_0 = 1$ และเปลี่ยนแปลงค่าของ a_1 ได้ผลดังรูปที่ 3.15



รูปที่ 3.15 ผลตอบสนองความถี่ของตัวกรองที่มีโพลค่าตัวเดียวของสมการผลต่าง

$$y(n) = x(n) - a_1 y(n-1) \text{ ที่เปลี่ยนแปลงค่าของ } b_1$$

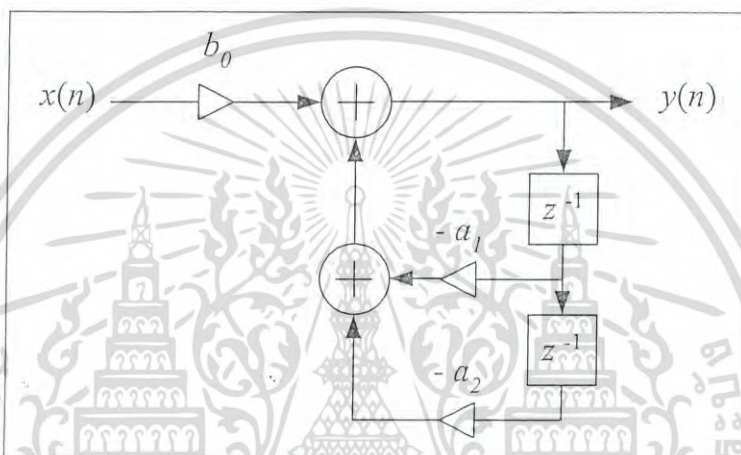
ตัวกรองจะมีโพลอยู่ที่ $z = -a$ ในระนาบแซคและมีซีโรที่ $z = 0$ มีข้อสังเกตคือตัวกรองโพลเดียวจะมีผลการตอบสนองในลักษณะความถี่ต่ำผ่านและความถี่สูงผ่านเช่นเดียวกับซีโรตัวเดียว การมีคู่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมบัติตัวกรองความถี่ต่ำผ่านเกิดขึ้นเมื่อโพลอยู่ใกล้จุด $z = 1$ ซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อ a_1 เข้าใกล้ -1 ในทางกลับกัน ความถี่สูงผ่านจะเกิดขึ้นเมื่อ a_1 เป็นค่าบวก

ตัวกรองที่มีโพลตัวเดียวจะมีความแตกต่างของอัตรายายในช่วงความถี่ผ่านและที่ช่วงความถี่หยุดแตกต่างกันมาก ซึ่งมากกว่าตัวกรองที่มีซีโรตัวเดียว ในการนำไปใช้งานจึงควรกำหนดให้ค่า b_0 มีค่าน้อยๆ เช่น $1 - |a_1|$ เพื่อให้อัตรายายตรงจุดสูงสุดเป็น 1 หรือใกล้เคียง ตัวกรองที่มีโพลตำแหน่งเดียวนี้จะมีเสถียรภาพก็ต่อเมื่อ $|a_1| < 1$

3.3.3 โพลสองตัว



รูปที่ 3.16 โครงสร้างระบบของตัวกรองที่มีโพลสองตัว ของสมการผลต่าง

$$y(n) = b_0 x(n) - a_1 y(n-1) - a_2 y(n-2)$$

โครงสร้างระบบของตัวกรองที่มีโพลสองตำแหน่งทั่วไป แสดงดังรูปที่ 3.16 โดยมีสมการผลต่างของตัวกรองดังสมการที่ 3.53 สามารถหาผลตอบสนองความถี่ได้ดังนี้

$$y(n) = b_0 x(n) - a_1 y(n-1) - a_2 y(n-2) \quad (3.53)$$

เขียนในรูปของแซคจะได้สมการที่ 3.54

$$Y(z) = b_0 X(z) - a_1 z^{-1} Y(z) - a_2 z^{-2} Y(z) \quad (3.54)$$

จากสมการที่ 3.54 เขียนเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังสมการที่ 3.55

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H(z) = \frac{b_0}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \quad (3.55)$$

แทน z ด้วย $e^{j\omega T}$ จะได้สมการของผลตอบสนองความถี่ดังสมการที่ 3.56

$$H(e^{j\omega T}) = \frac{b_0}{1 + a_1 e^{-j\omega T} + a_2 e^{-j2\omega T}} \quad (3.56)$$

ตัวเศษ(numerator) ของฟังก์ชันถ่ายโอน $H(z)$ จะเป็นค่าคงที่ดังนั้นจะไม่มีซีโรที่ตำแหน่งอื่นๆ นอกจากสองตัวที่ตัวจุดศูนย์(origin) ของระนาบแซค ค่าสัมประสิทธิ์ a_1 และ a_2 เรียกว่าสัมประสิทธิ์ตัวส่วนและเป็นตัวกำหนดตำแหน่งของโพลสองตัวของฟังก์ชันถ่ายโอน $H(z)$ ซึ่งหาได้โดยใช้สูตรสมการกำลังสองดังสมการที่ 3.57

$$z = -\frac{a_1}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{a_1}{2}\right)^2 - a_2} \quad (3.57)$$

เมื่อสัมประสิทธิ์ a_1 และ a_2 เป็นจำนวนจริง โพลแต่ละตัวจะต้องเป็นจำนวนจริง (เมื่อ $(a_1/2)^2 \geq a_2$) หรืออยู่ในรูปแบบคู่จำนวนเชิงซ้อน(complex conjugate) (เมื่อ $(a_1/2)^2 < a_2$) เมื่อโพลทั้งคู่เป็นจำนวนจริง โพลทั้งสองตำแหน่งสามารถวิเคราะห์ห้อย่างง่ายโดยทำการคาดคะเนโพลตัวเดียวสองชุดเข้าด้วยกัน นั่นคือคุณขนาดของโพลทั้งสองและบวกเฟสของโพลทั้งสองเข้าด้วยกัน เมื่อโพลเป็นจำนวนเชิงซ้อนสามารถเขียนได้เป็น

$$p_1 = x_p + jy_p \quad (3.58)$$

$$p_2 = x_p - jy_p = \bar{p}_1 \quad (3.59)$$

เนื่องจากจะอยู่ในรูปแบบคู่จำนวนเชิงซ้อน เมื่อ a_1 และ a_2 เป็นจำนวนจริง สามารถจัดให้อยู่ในรูปแบบโพลดังนี้

$$r_1 = \text{Re}^{j\theta} \quad (3.60)$$

$$r_2 = \text{Re}^{-j\theta} \quad (3.61)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ

$$R = \sqrt{x_p^2 + y_p^2} > 0 \quad (3.62)$$

$$\theta_c = \tan^{-1} \left(\frac{y_p}{x_p} \right) \quad (3.63)$$

เมื่อ R เป็นรัศมีของโพลหรือระยะจากจุดศูนย์กลางในระนาบแซด โดยที่ $R < 1$

$\pm \theta_c$ เป็นมุมของโพลในระนาบแซด

มุมของโพล θ_c จะตรงกันกับความถี่ของโพล ω_c โดยมีความสัมพันธ์ดังนี้

$$\theta_c = \omega_c = 2\pi f_c T \quad (3.64)$$

เมื่อ T เป็นช่วงห่างของการสุ่มตัวอย่าง

ถ้ารัศมี R มีขนาดใหญ่เต็มที (ไม่เกิน 1) จะทำงานเป็นตัวกรองชนิดแบนด์แคบ ที่ความถี่ของรัศมีเป็น $\omega_c = 2\pi f_c = \theta_c / T$ อาจเรียกรวม ω_c หรือ f_c ว่าเป็นความถี่ศูนย์กลางของตัวกรองแถบความถี่ผ่าน ใช้รูปแบบโพล่าจัดสมการใหม่จะได้เป็นฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังนี้

$$\begin{aligned} H(z) &= \frac{b_0}{(1 - \text{Re}^{j\theta_c} z^{-1})(1 - \text{Re}^{-j\theta_c} z^{-1})} \\ &= \frac{b_0}{1 - 2R \cos(\theta_c) z^{-1} + R^2 z^{-2}} \end{aligned} \quad (3.65)$$

เปรียบเทียบกับฟังก์ชันถ่ายโอนสมการที่ 3.55 และ 3.65 เพื่อหาสมการผลต่างอาจกำหนดได้เป็น

$$a_1 = -2R \cos(\theta_c) \quad (3.66)$$

$$a_2 = R^2 \quad (3.67)$$

ดังนั้นสามารถเขียนสมการผลต่างได้ใหม่ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$y(n) = b_0 x(n) + [2R \cos(\theta_c)]y(n-1) - R^2 y(n-2) \quad (3.68)$$

ค่าสัมประสิทธิ์ของ a_2 จะขึ้นอยู่กับรัศมีของโพลเพียงอย่างเดียวและเป็นอิสระจากความถี่จุดศูนย์กลางของตัวกรอง ในขณะที่ a_1 จะเป็นฟังก์ชันของทั้งคู่ การปรับความถี่จุดศูนย์กลางของตัวกรองที่มีโพลสองตัวสามารถแก้ไขที่ค่าของ a_1 เพียงอย่างเดียว

อัตราขยายที่ความถี่จุดศูนย์กลาง $\omega = \omega_c$ หาได้โดยการแทนที่ $z = e^{j\theta_c} = e^{j\omega_c T}$ ลงในสมการที่ 3.65 จะได้สมการดังนี้

$$\begin{aligned} G(\omega_c) &\triangleq |H(e^{j\omega_c})| = \left| \frac{b_0}{(1-R)(1 - \text{Re} e^{j2\theta_c})} \right| \\ &= \frac{b_0}{(1-R)\sqrt{1 - R \cos(2\theta_c) + R^2}} \end{aligned} \quad (3.69)$$

เนื่องจากรัศมีของโพลทั้งคู่คือ R ดังนั้นจะต้องมีค่า $R < 1$ เพื่อความมีเสถียรภาพของตัวกรอง เมื่อ R มีค่าใกล้ 1 จะทำให้อัตราขยายสูงมากที่ความถี่จุดศูนย์กลาง $\omega_c = 2\pi f_c$ ถ้ารัศมี $R = 0$ จะทำให้ $H(z) = b_0$ ซึ่งไม่มีความหมายใดๆ แต่จะเป็นเสกัลแฟกเตอร์ อาจกล่าวได้ว่าเมื่อโพลทั้งสองเคลื่อนเข้าสู่จุดศูนย์กลางของระนาบแซคมันจะถูกลำจัดโดยซีโรทั้งสองที่อยู่จุดศูนย์กลาง

การวิเคราะห์ผลตอบสนองทางขนาดและผลตอบสนองทางเฟสแสดงได้ดังนี้

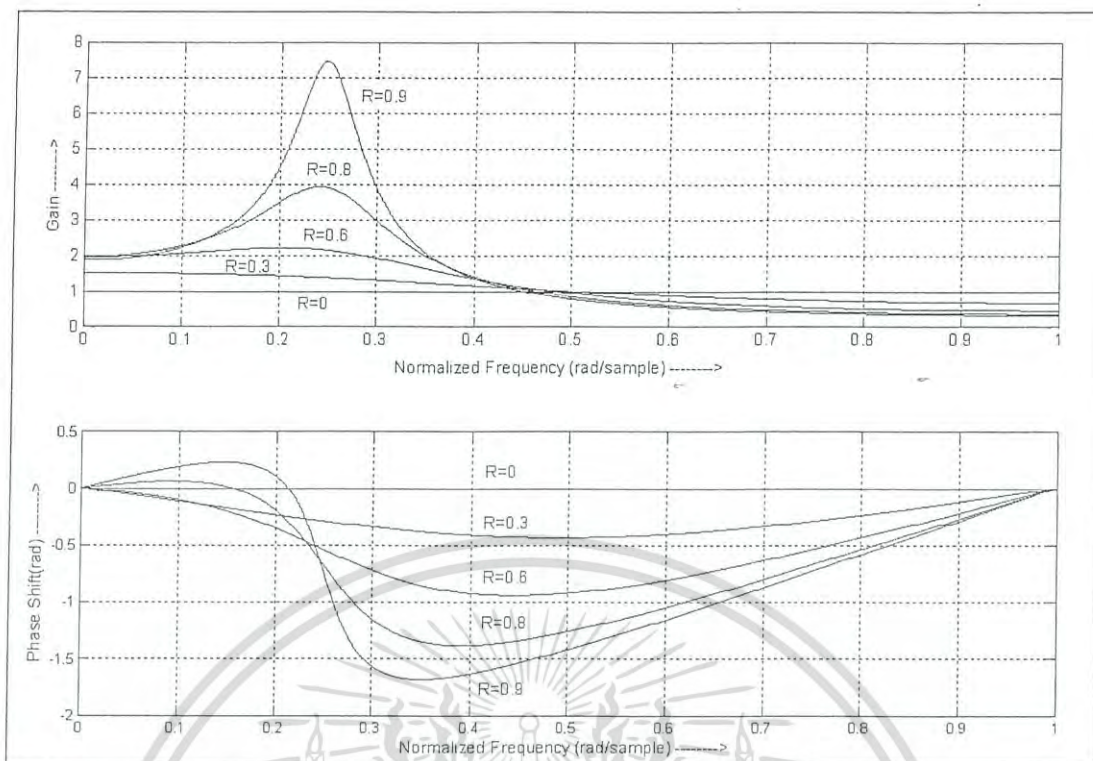
$$G(\omega) = \frac{b_0}{\sqrt{[1 + a_1 \cos(\omega T) + a_2 \cos(2\omega T)]^2 + [-a_1 \sin(\omega T) - a_2 \sin(2\omega T)]^2}} \quad (3.70)$$

$$\Theta(\omega) = \tan^{-1} \left[\frac{-a_1 \sin(\omega T) - a_2 \sin(2\omega T)}{1 + a_1 \cos(\omega T) + a_2 \cos(2\omega T)} \right] \quad (3.71)$$

เมื่อ $a_1 = -2R \cos(\theta_c)$ และ $a_2 = R^2$

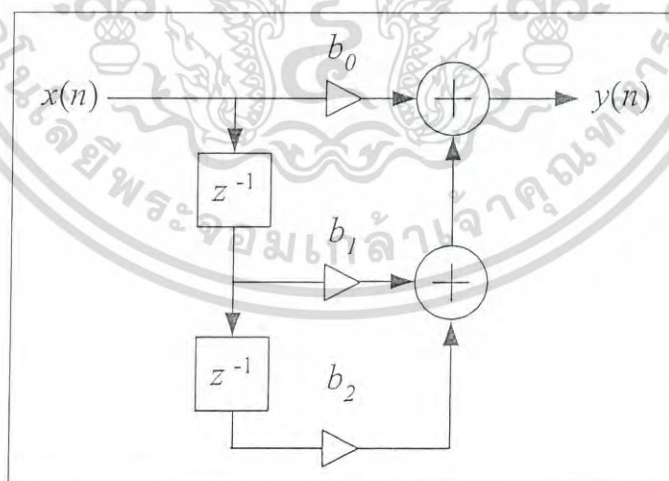
รูปที่ 3.17 ผลตอบสนองความถี่ของตัวกรองที่มีโพลสองตัวที่กำหนดให้ $b_0 = 1$ และเปลี่ยนแปลงค่าของรัศมี R โดยมีค่าของมุมโพล θ_c เป็น $\pi/4$ ซึ่งจะตรงกับ $f_c = f_s/8$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.17 ผลตอบสนองความถี่และผลตอบสนองทางเฟสของตัวกรองที่มีโพลสองตัวของสมการผลต่าง $y(n) = x(n) + 2R \cos(\theta_c)y(n-1) - R^2y(n-2)$ ที่มีค่า θ_c คงที่อยู่ที่ $\pi/4$ และเปลี่ยนแปลงค่าของรัศมี R

3.3.4 ซีโรสองตัว



รูปที่ 3.18 โครงสร้างระบบของตัวกรองที่มีซีโรสองตัวของสมการผลต่าง

$$y(n) = b_0x(n) + b_1x(n-1) + b_2x(n-2)$$

โครงสร้างระบบของตัวกรองที่มีซีโรสองตัวของสมการผลต่างสมการที่ 3.72 แสดงได้ดังรูปที่

3.18

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$y(n) = b_0x(n) + b_1x(n-1) + b_2x(n-2) \quad (3.72)$$

เขียนในรูปของแซดจะได้สมการที่ 3.73

$$Y(z) = b_0X(z) + b_1z^{-1}X(z) + b_2z^{-2}X(z) \quad (3.73)$$

จากสมการที่ 3.73 เขียนเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังสมการที่ 3.74

$$H(z) = b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2} \quad (3.74)$$

แทน z ด้วย $e^{j\omega T}$ จะได้สมการของผลตอบสนองความถี่ดังสมการที่ 3.75

$$H(e^{j\omega T}) = b_0 + b_1e^{-j\omega T} + b_2e^{-j2\omega T} \quad (3.75)$$

สมการผลตอบสนองทางขนาดแสดงดังสมการที่ 3.76

$$G(\omega) = [b_0 + b_1 \cos(\omega T) + b_2 \cos(2\omega T)]^2 + [-b_1 \sin(\omega T) - b_2 \sin(2\omega T)]^2 \quad (3.76)$$

สมการผลตอบสนองทางเฟสแสดงดังสมการที่ 3.77

$$\Theta(\omega) = \tan^{-1} \left[\frac{-b_1 \sin(\omega T) - b_2 \sin(2\omega T)}{b_0 + b_1 \cos(\omega T) + b_2 \cos(2\omega T)} \right] \quad (3.77)$$

ตัวแปร b_1 และ b_2 เรียกว่าสัมประสิทธิ์ตัวเศษและค่าเหล่านี้จะกำหนดตำแหน่งของสองซีโร โดยการใช้อนุกรมกำลังสองหารากของโพลีโนเมียลลำดับสอง จะหาตำแหน่งของซีโรโดย

$$z = -\frac{b_1}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{b_1}{2}\right)^2 - b_2} \quad (3.78)$$

ถ้าซีโรเป็นจำนวนจริง ($(b_1/2)^2 \geq b_2$) ในการวิเคราะห์จะรวมรูปแบบของซีโรตัวเดียวสองแบบเข้าด้วยกัน กรณีที่ซีโรเป็นจำนวนเชิงซ้อน อาจกำหนดให้อยู่ในรูปแบบโพลาคด้วย $\text{Re}^{j\theta}$ และ $\text{Re}^{-j\theta}$ เมื่อ $\theta_c = \omega_c T = 2\pi f_c T$ จะได้รูปแบบฟังก์ชันถ่ายโอนของสองซีโรเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

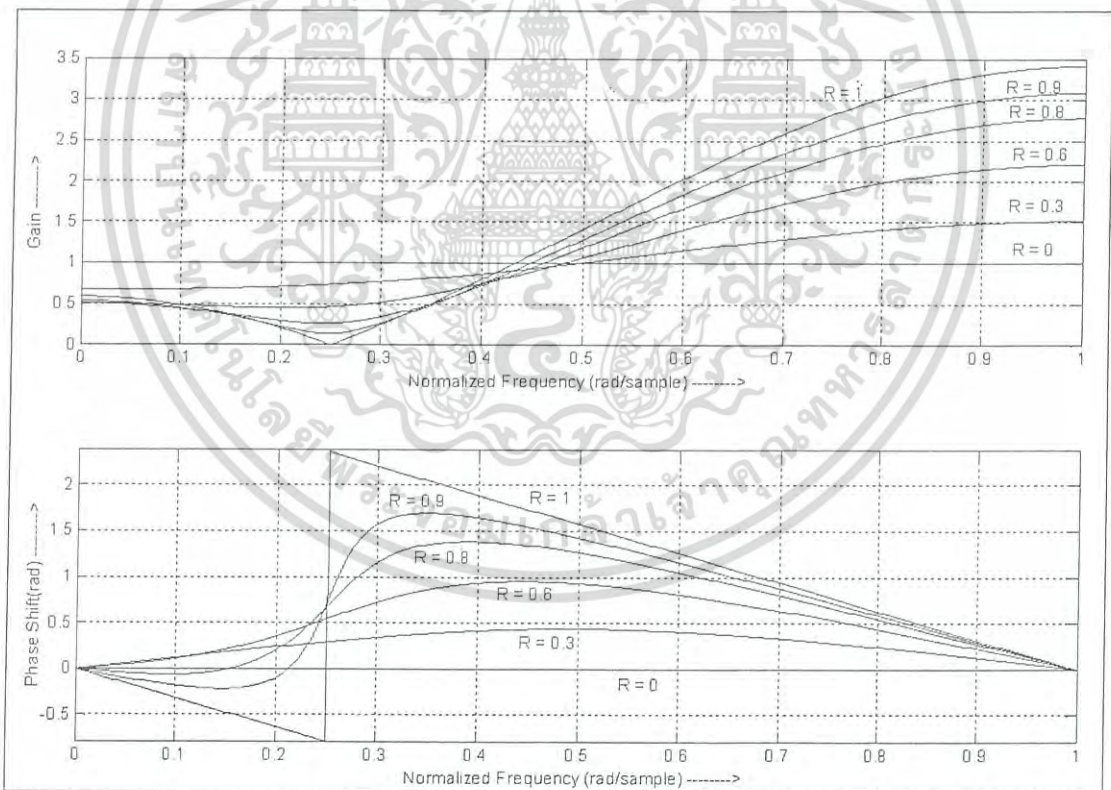
$$\begin{aligned}
 H(z) &= b_0(1 - Re^{j\theta_c} z^{-1})(1 - Re^{-j\theta_c} z^{-1}) \\
 &= b_0[1 - R \cos(\theta_c)z^{-1} + R^2 z^{-2}]
 \end{aligned} \tag{3.79}$$

กำหนดให้ $b_1/b_0 = -2R \cos(\theta_c)$ และ $b_2/b_0 = R^2$ ดังนั้น

$$y(n) = b_0 \{x(n) - [2R \cos(\theta_c)]x(n-1) + R^2 x(n-2)\} \tag{3.80}$$

จากสมการผลต่างของตัวกรองที่มีซีโรสองตำแหน่งที่มีซีโรเป็นจำนวนเชิงซ้อน ความถี่ ω จะเป็นความถี่นอตช์ ถ้า R มีค่าใกล้ 1 จะได้ความถี่นอตช์ที่แคบมากมีความถี่จุดศูนย์กลางที่ ω_c

ความกว้างแถบความถี่จะสัมพันธ์กับรัศมี R ของซีโร รูปที่ 3.19 แสดงผลตอบสนองความถี่สองซีโรที่กำหนดค่า $b_0 = 1$ และเปลี่ยนแปลงค่ารัศมี R ส่วนค่าของ θ_c คือ $\pi/4$



รูปที่ 3.19 ผลตอบสนองความถี่และผลตอบสนองทางเฟสของตัวกรองที่มีซีโรสองตัวของสมการผลต่าง $y(n) = x(n) - 2R \cos(\theta_c)x(n-1) + R^2 x(n-2)$ ที่มีค่า θ_c คงที่อยู่ที่ $\pi/4$ และเปลี่ยนแปลงค่าของรัศมี R

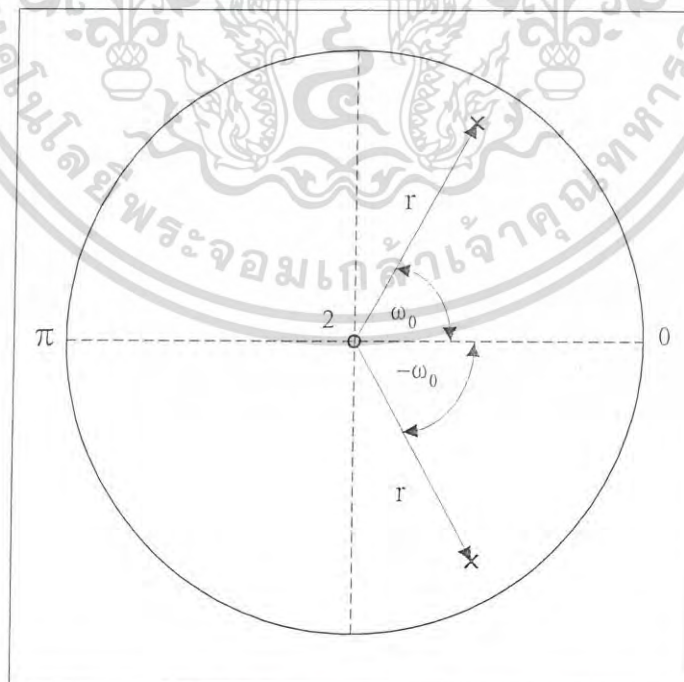
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบและการสร้างตัวกรองเชิงเลขชนิดแบนด์แคบ แบบหลายแถบความถี่

การออกแบบตัวกรองเชิงเลขชนิดแบนด์แคบแบบหลายแถบความถี่ จะใช้วิธีการกำหนดตำแหน่งโพลและซีโรว์ลงบนวงกลมรัศมีหนึ่งหน่วยในระนาบแซค[14-17] โดยใช้โปรแกรม MATLAB[11-13] ช่วยในการคำนวณหาสัมประสิทธิ์และจำลองการทำงานของผลตอบสนองความถี่ ส่วนการสร้างจริงจะใช้บอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล TMS320C31[19-22]

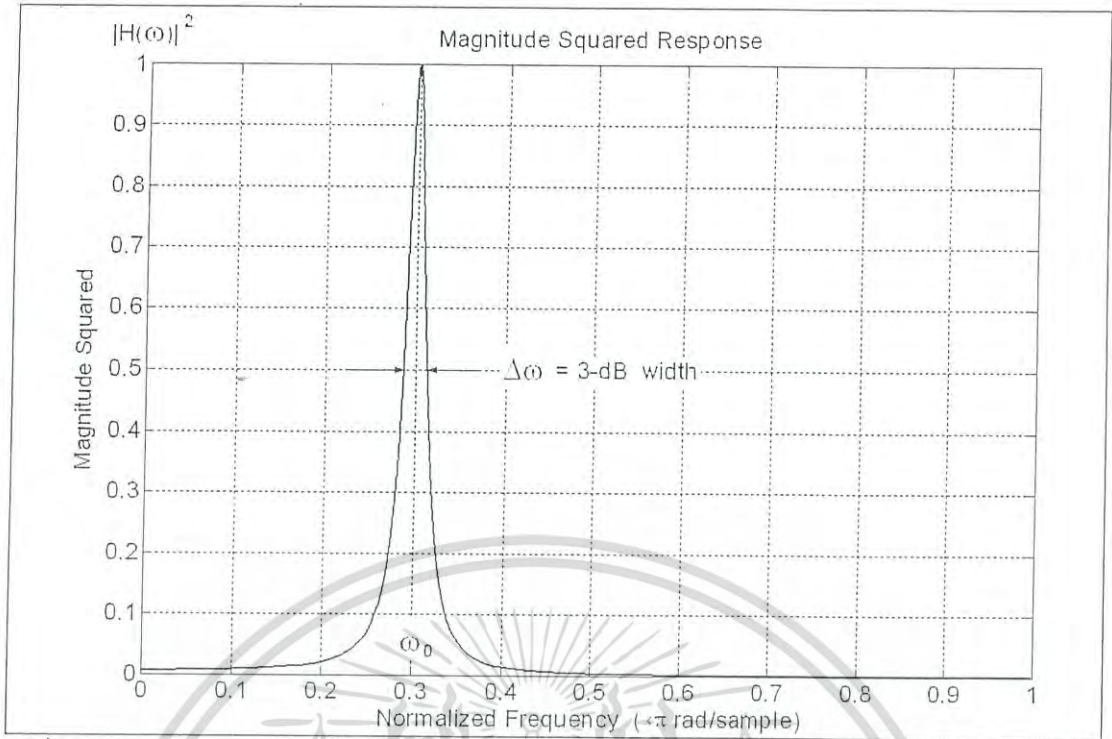
4.1 ทฤษฎีการออกแบบตัวกรองเชิงเลขชนิดแบนด์แคบแถบความถี่เดียว

จากทฤษฎีตัวกรองที่ใช้การกำหนดตำแหน่งโพลและซีโรว์ จะพบว่าถ้าต้องการสร้างตัวกรองที่มีการทำงานเป็นตัวกรองชนิดแบนด์แคบ[6,10,18] จะต้องใช้ตัวกรองที่มีโพลสองตัวภายในวงกลมหนึ่งหน่วยบนระนาบแซค โดยความถี่จุดศูนย์กลางของแถบความถี่ที่ต้องการจะตรงกับมุมของโพล ซึ่งจะมีโพลสองตัววางในตำแหน่งตรงข้ามกันเป็นคอนจูเกทโพลที่มีค่าเป็นจำนวนเชิงซ้อน ส่วนตำแหน่งของซีโรว์สองตัวจะอยู่ที่จุดศูนย์กลาง ตำแหน่งของโพลและซีโรว์แสดงดังรูปที่ 4.1 ผลตอบสนองความถี่แสดงดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.1 ตำแหน่งของโพลและซีโรว์ภายในวงกลมรัศมีหนึ่งหน่วยบนระนาบแซค ของตัวกรองชนิดแบนด์แคบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 ผลตอบสนองความถี่ของตัวกรองชนิดแบนด์แคปที่ใช้การกำหนดตำแหน่งโพลและซีโร

ตำแหน่งของโพล p จะมีความสัมพันธ์กับรัศมี r ของโพลดังนี้

$$p = re^{j\omega_0} \quad (4.1)$$

และตำแหน่งของคอนจูเกตโพลจะได้เป็น

$$p^* = re^{-j\omega_0} \quad (4.2)$$

โดยที่ $0 < r < 1$ จากสมการที่ 4.1 และ 4.2 นำมาเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังสมการที่ 4.3

$$H(z) = \frac{b_0}{(1 - re^{j\omega_0} z^{-1})(1 - re^{-j\omega_0} z^{-1})} \quad (4.3)$$

โดยที่ r คือ รัศมีของโพลจากจุดศูนย์กลาง

ω_0 คือ มุมของโพลภายในวงกลมหนึ่งหน่วย หาได้จากสมการที่ 4.4

$$\omega_0 = \frac{2\pi f_0}{f_s} \quad (4.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ f_0 คือ ความถี่จุดศูนย์กลางของตัวกรอง(Center Frequency)

f_s คือ ความถี่สุ่ม (Sampling Frequency)

จากสมการที่ 4.3 จัดสมการใหม่จะได้สมการที่ 4.5

$$H(z) = \frac{b_0}{1 - 2r \cos \omega_0 z^{-1} + r^2 z^{-2}} \quad (4.5)$$

จากสมการที่ 4.5 จัดรูปใหม่จะได้เป็นสมการที่ 4.6

$$H(z) = \frac{b_0}{1 - a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \quad (4.6)$$

เมื่อ $a_1 = -2r \cos \omega_0$ และ $a_2 = r^2$

4.1.1 ความสัมพันธ์ของอัตราขยายตัวกรองกับค่าของสัมประสิทธิ์ b_0

จากฟังก์ชันถ่ายโอนสมการที่ 4.3 แทน $z = e^{j\omega}$ ลงในสมการ จะได้สมการที่ 4.7

$$H(\omega) = \frac{b_0}{(1 - r e^{j\omega_0} e^{-j\omega})(1 - r e^{-j\omega_0} e^{-j\omega})} \quad (4.7)$$

เมื่อ ω_0 คือ จุดศูนย์กลางความถี่ของแถบความถี่ผ่าน ดังนั้นผลตอบสนองความถี่ของตัวกรองแสดงได้ดังสมการที่ 4.8

$$\begin{aligned} H(\omega_0) &= \frac{b_0}{(1 - r e^{j\omega_0} e^{-j\omega_0})(1 - r e^{j\omega_0} e^{-j\omega_0})} \\ &= \frac{b_0}{(1 - r)(1 - r e^{-j2\omega_0})} \end{aligned} \quad (4.8)$$

จากสมการที่ 4.8 ถ้ากำหนดให้อัตราการขยายที่ความถี่จุดศูนย์กลางมีค่าเท่ากับ G ดังนั้นผลตอบสนองทางขนาดของตัวกรองแสดงได้ดังสมการที่ 4.9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$|H(\omega)| = \frac{b_0}{(1-r)\sqrt{1+r^2-2r\cos 2\omega_0}} = G \quad (4.9)$$

ดังนั้นจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายของตัวกรองกับค่าสัมประสิทธิ์ตั้งสมการที่ 4.10

$$b_0 = G(1-r)\sqrt{1+r^2-2r\cos 2\omega_0} \quad (4.10)$$

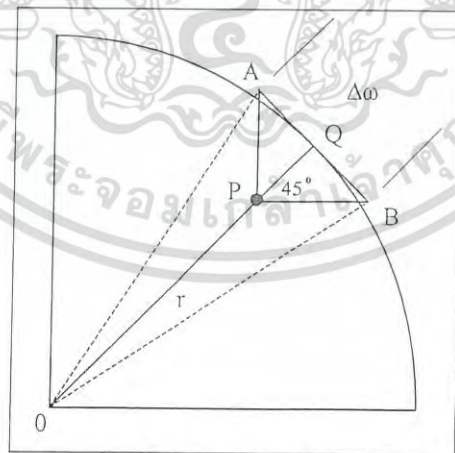
4.1.2 ความสัมพันธ์ของความกว้างแถบความถี่ ($\Delta\omega$) กับรัศมีของโพล

ผลตอบสนองทางขนาดยกกำลังสองของตัวกรอง จากสมการที่ 4.7 สามารถเขียนได้ดังสมการที่ 4.11

$$|H(\omega)|^2 = \frac{b_0^2}{(1-2r\cos(\omega-\omega_0)+r^2)(1-2r\cos(\omega+\omega_0)+r^2)} \quad (4.11)$$

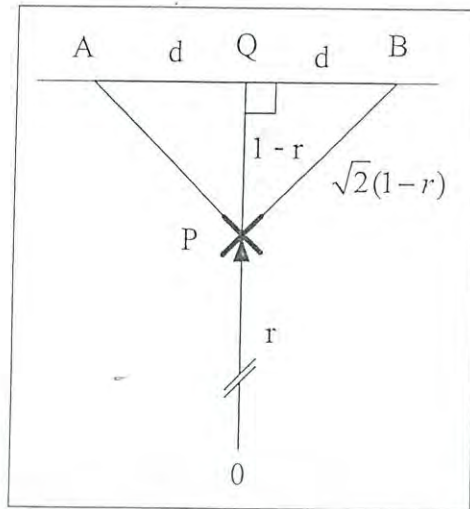
ที่ความกว้างแถบความถี่ $\Delta\omega$ มีค่าลดลง 3-dB จากจุดสูงสุดเป็นหรือเป็นจุดที่มีกำลังเป็นครึ่งหนึ่งของจุดสูงสุดแสดงดังรูปที่ 4.2 ซึ่งหาได้จากสมการที่ 4.11

ในการหาค่าความกว้างแถบความถี่ของตัวกรองชนิดแบนด์แคป[6] กรณีที่มีค่าของรัศมี r ใกล้เคียง 1 สามารถหาได้โดยพิจารณาจากรูปที่ 4.3 ที่จุด A และ B เป็นจุดที่ถูกลดทอนลงมา 3-dB



รูปที่ 4.3 ตำแหน่งโพลสำหรับหาความกว้างแถบความถี่ของตัวกรองความถี่ชนิดแบนด์แคป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 ตำแหน่งโพลที่อยู่ใกล้เส้นรอบวงสำหรับการพิจารณาความกว้างแถบความถี่

ถ้าทำการขยายจุดของโพลมาดู ดังรูปที่ 4.4 จะพบว่าเมื่อโพลอยู่ใกล้เส้นรอบวงมากๆ อาจพิจารณาเส้นรอบวงเป็นเส้นตรง จากรูปที่ 4.4 จะมี z_A และ z_Q เป็นจำนวนเชิงซ้อนที่จุด A และ Q สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังสมการที่ 4.12 และ 4.13

$$|H(z_A)| = \frac{G_B}{|z_A - p||z_A - p^*|} \quad (4.12)$$

$$|H(z_Q)| = \frac{G_B}{|z_Q - p||z_Q - p^*|} \quad (4.13)$$

เนื่องจากตำแหน่งของโพลที่จุด P อยู่ใกล้เส้นรอบวงมาก ดังนั้นจุด P, Q, A และ B จะอยู่ใกล้กันมากเช่นกันทำให้ระยะห่างของคอนจูเกตโพล p^* มีค่าประมาณเท่ากัน คือ $|z_A - p^*| = |z_Q - p^*|$ จะทำให้ได้อัตราส่วน

$$\frac{|H(z_A)|}{|H(z_Q)|} = \frac{|z_Q - p|}{|z_A - p|} = \frac{|PQ|}{|PA|} \quad (4.14)$$

จากเงื่อนไขการลดทอน 3-dB ดังนั้นจะได้

$$\frac{|H(z_A)|}{|H(z_Q)|} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (4.15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งจะทำให้ ได้สมการที่ 4.16

$$\frac{|PQ|}{|PA|} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (4.16)$$

หรือ

$$|PA| = \sqrt{2}|PQ| \quad (4.17)$$

ดังนั้น PQA เป็นสามเหลี่ยมด้านเท่าจะได้ขนาดของเวกเตอร์ AB ดังนี้

$$|AB| = 2|QA| = 2|PQ| = 2(1-r) \quad (4.18)$$

ดังนั้นความกว้างแถบความถี่ที่มีความสัมพันธ์กับรัศมีของโพล r ดังสมการที่ 4.19 และ 4.20

$$\Delta\omega = 2(1-r) \quad (4.19)$$

$$r = 1 - \frac{\Delta\omega}{2} \quad (4.20)$$

จากสมการที่ 4.20 สามารถหาค่า r โดยคิดจากความถี่ใช้งานจริง ได้ดังสมการที่ 4.21

$$r = 1 - \frac{\Delta f}{f_s} \quad (4.21)$$

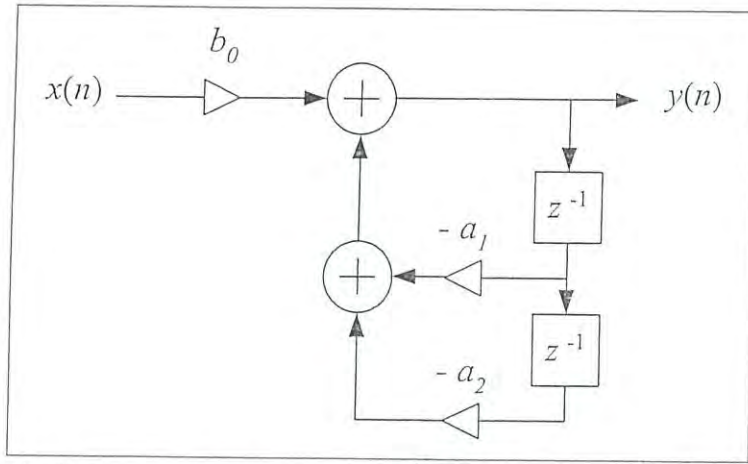
เมื่อ Δf คือ ความกว้างของแถบความถี่

f_s คือ ความถี่ของการสุ่ม

จากสมการที่ 4.6 เขียนเป็นสมการผลต่างได้ดังสมการที่ 4.22 และวาดรูปโครงสร้างของตัวกรองได้ดังรูปที่ 4.5

$$y(n) = b_0x(n) - a_1y(n-1) - a_2y(n-2) \quad (4.22)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 โครงสร้างตัวกรองเชิงเลขคณิตแบบค้แคบที่ใช้การกำหนดตำแหน่งโพลและซีโร

4.2 ทฤษฎีการออกแบต้วกรองเชิงเลขคณิตแบบค้แคบแบบหลายแถบความถี่

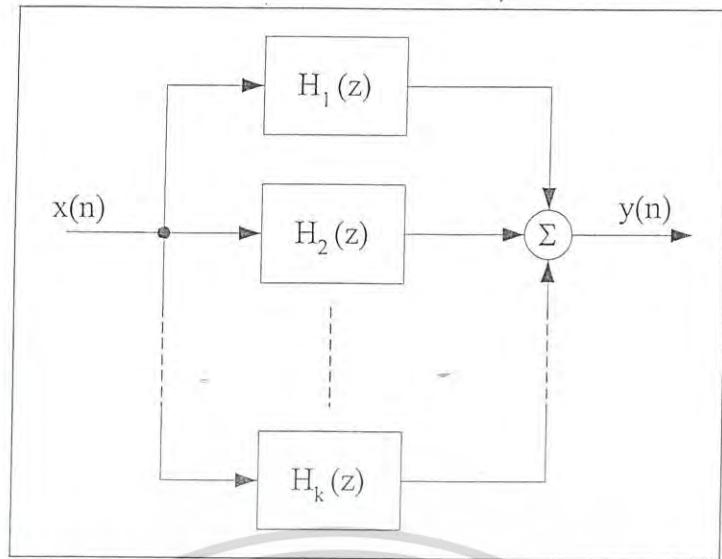
ผลตอบสนองความถี่ของตัวกรองเชิงเลขคณิตแบบค้แคบแบบหลายแถบความถี่แสดงได้ดังสมการที่ 4.23

$$D(\omega) = \begin{cases} 1 & \omega = \pm\omega_{NK}, k = 1, 2, \dots, M \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (4.23)$$

เมื่อ ω_{NK} คือ ความถี่จุดศูนย์กลางของแถบความถี่ผ่าน และค่า $\omega_{N1} < \omega_{N2} < \dots < \omega_N$ ซึ่งจากสมการที่ 4.23 จะเห็นได้ว่าผลตอบสนองความถี่ของตัวกรองเชิงเลขคณิตแบบค้แคบแบบหลายแถบความถี่ก็คือ ผลรวมของผลตอบสนองความถี่ ของตัวกรองเชิงเลขคณิตแบบค้แคบแถบความถี่เดียว ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอนของ ตัวกรองเชิงเลขคณิตแบบค้แคบแบบหลายแถบความถี่แสดงได้ดังสมการที่ 4.24 และเขียนเป็น โครงสร้างแบบขนาน ได้ดังรูปที่ 4.6

$$H(z) = \sum_{k=1}^M \left[\frac{b_k}{1 - 2r_k \cos \omega_{NK} z^{-1} + r_k^2 z^{-2}} \right] \quad (4.24)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 โครงสร้างของตัวกรองเชิงเลขคณิตแบบค้แบบหลายแถบความถี่

สำหรับการกำหนดอัตราขยายและความถี่แถบความถี่ของแต่ละแถบความถี่จะใช้สมการของตัวกรองเชิงเลขคณิตแบบค้แบบแถบความถี่เดี่ยว สมการที่ 4.10 และ 4.21 เป็นตัวกำหนด

4.3 การออกแบบและสร้างตัวกรองเชิงเลขคณิตแบบค้แบบหลายแถบความถี่

การออกแบบตัวกรองเชิงเลขคณิตแบบค้แบบหลายแถบความถี่มีขั้นตอนดังนี้

1. กำหนดจำนวนของแถบความถี่ที่ต้องการ
2. กำหนดค่าความถี่ค้
3. กำหนดความถี่จุดศูนย์กลางของแต่ละแถบความถี่
4. กำหนดความถี่แถบความถี่ของแต่ละแถบความถี่
5. กำหนดอัตราขยายของแต่ละแถบความถี่
6. หาค่ารัศมี r ของโพล
7. หาค่าสัมประสิทธิ์ a_1, a_2 และ b_0
8. เขียนสมการผลต่างของตัวกรอง และเขียนโครงสร้างของตัวกรองที่ได้

เช่นถ้าต้องการออกแบบและสร้างตัวกรองเชิงเลขคณิตแบบค้แบบที่มี 3 แถบความถี่โดย

กำหนดให้แต่ละแถบความถี่มีคุณสมบัติดังนี้

1. มีความถี่จุดศูนย์กลาง 1500 Hz ค่าความถี่แถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1
 2. มีความถี่จุดศูนย์กลาง 2500 Hz ค่าความถี่แถบความถี่ 5 Hz อัตราขยายมีค่า 1.5
 3. มีความถี่จุดศูนย์กลาง 3500 Hz ค่าความถี่แถบความถี่ 8 Hz อัตราขยายมีค่า 2
- กำหนดให้ค่าความถี่ค้ 10 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีการออกแบบเริ่มจากที่แถบความถี่ที่ 1 หาสมการฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวกรองเชิงเลขคณิตแบบด์แคบ โดยจากสมการที่ 4.21 จะได้

$$r = 1 - \frac{1}{10000} \pi = 0.9997 \quad (4.25)$$

หาค่า ω_0 จากสมการที่ 4.4 จะได้

$$\omega_0 = \frac{2\pi * 1500}{10000} = 0.9425 \quad (4.26)$$

ต้องการให้อัตราขยายมีค่าเป็น 1 ดังนั้นจะหาค่าสัมประสิทธิ์ b_0 จากสมการที่ 4.10 ได้ดังนี้

$$b_0 = 1 * (1 - 0.9997) \sqrt{1 + 0.9997^2 - (2 * 0.9997) \cos(2 * 0.9425)} = 5.0824 * 10^{-4} \quad (4.27)$$

สามารถเขียนเป็นสมการฟังก์ชันถ่ายโอนตามสมการที่ 4.6 ได้ดัง สมการที่ 4.28

$$H(z) = \frac{5.0824 * 10^{-4}}{1 - 1.1752z^{-1} + 0.9994z^{-2}} \quad (4.28)$$

จากนั้นพิจารณาที่แถบความถี่ที่ 2 หาสมการฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวกรองเชิงเลขคณิตแบบด์แคบ โดยจากสมการที่ 4.21 จะได้

$$r = 1 - \frac{5}{10000} \pi = 0.9984 \quad (4.29)$$

หาค่า ω_0 จากสมการที่ 4.4 จะได้

$$\omega_0 = \frac{2\pi * 2500}{10000} = 1.5708 \quad (4.30)$$

ต้องการให้อัตราขยายมีค่าเป็น 1.5 ดังนั้นจะหาค่าสัมประสิทธิ์ b_0 จากสมการที่ 4.10 ได้ดังนี้

$$b_0 = 1.5(1 - 0.9984) \sqrt{1 + 0.9984^2 - (2 * 0.9984) \cos(2 * 1.5708)} = 0.0047 \quad (4.31)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถเขียนเป็นสมการฟังก์ชันถ่ายโอนตามสมการที่ 4.6 ได้ดัง สมการที่ 4.32

$$H(z) = \frac{0.0047}{1 + 0.9994z^{-2}} \quad (4.32)$$

จากนั้นพิจารณาที่แถบความถี่ที่ 3 หาสมการฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวกรองเชิงเลขชนิดแบนด์แคบ โดยจากสมการที่ 4.21 จะได้

$$r = 1 - \frac{8}{10000}\pi = 0.9975 \quad (4.33)$$

หาค่า ω_0 จากสมการที่ 4.4 จะได้

$$\omega_0 = \frac{2\pi * 3500}{10000} = 2.1991 \quad (4.34)$$

ต้องการให้อัตราขยายมีค่าเป็น 2 ดังนั้นจะหาค่าสัมประสิทธิ์ b_0 จากสมการที่ 4.10 ได้ดังนี้

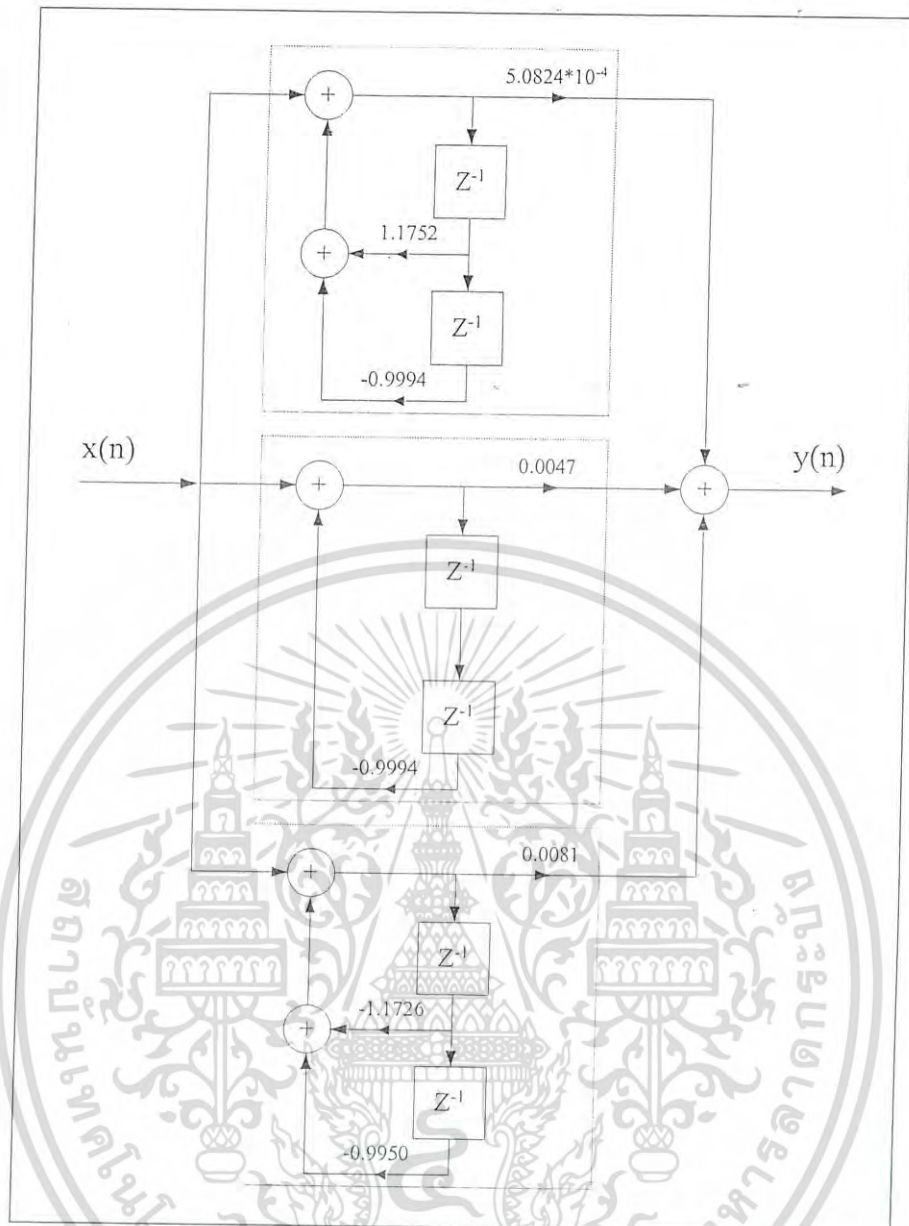
$$b_0 = 2 * (1 - 0.9975) \sqrt{1 + 0.9975^2 - (2 * 0.9975) \cos(2 * 2.1991)} = 0.0081 \quad (4.35)$$

สามารถเขียนเป็นสมการฟังก์ชันถ่ายโอนตามสมการที่ 4.6 ได้ดัง สมการที่ 4.36

$$H(z) = \frac{0.0081}{1 - 1.1726z^{-1} + 0.9950z^{-2}} \quad (4.36)$$

การสร้างตัวกรองเชิงเลขชนิดแบนด์แคบแบบหลายแถบความถี่ ทำได้โดยนำสมการที่ 4.28, 4.32 และ 4.36 มาเขียนเป็น โครงสร้างของตัวกรองเชิงเลขแบบขนาน[5] (Parallel Form Structures) ดังแสดงในรูปที่ 4.7 และจากโครงสร้างที่ได้ สามารถเขียนเป็นสมการผลต่าง(Difference Equation) แล้วนำไปสร้างจริงบนบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล TMS320C31 ต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 โครงสร้างของตัวกรองเชิงเลขคณิตแบบค้แบบหลายแถบความถี่ที่มีจำนวน 3 แถบความถี่ที่ได้จากการออกแบบ

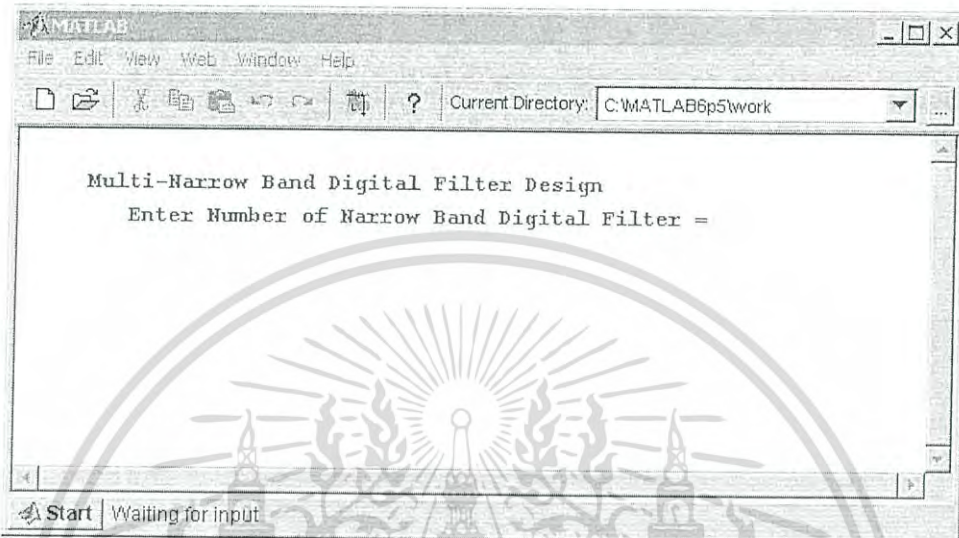
4.3.1 การออกแบบตัวกรองเชิงเลขคณิตแบบค้แบบหลายแถบความถี่ด้วยโปรแกรม MATLAB

เพื่อความสะดวกในการออกแบบตัวกรองเชิงเลขคณิตแบบค้แบบหลายแถบความถี่จึงได้เขียนโปรแกรมเพื่อใช้ในการคำนวณหาค่าของสัมประสิทธิ์ต่างๆ ของตัวกรอง ซึ่งเขียนโดยใช้โปรแกรม MATLAB[12] ในการใช้งานจะต้องกำหนดจำนวนแถบความถี่ที่ต้องการ ความถี่จุดศูนย์กลางของแต่ละแถบความถี่ ความกว้างแถบความถี่ของแต่ละแถบความถี่ อัตราการขยายของแต่ละแถบความถี่ และ ค่าความถี่สุ่มที่ใช้งาน จากนั้น โปรแกรมจะแสดงผลตอบสนองความถี่ ผลตอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สนองทางเฟส และสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง ขั้นตอนการออกแบบตัวกรองเชิงเลขชนิดแบนด์แคบแบบหลายแถบความถี่ด้วย MATLAB มีดังนี้

1. หลังจากเปิด โปรแกรม MATLAB ให้เรียก โปรแกรม mnnarrow ที่ prompt ของ MATLAB โปรแกรมจะแสดงข้อความดังรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 ข้อความหลังจากที่ใช้คำสั่ง mnnarrow

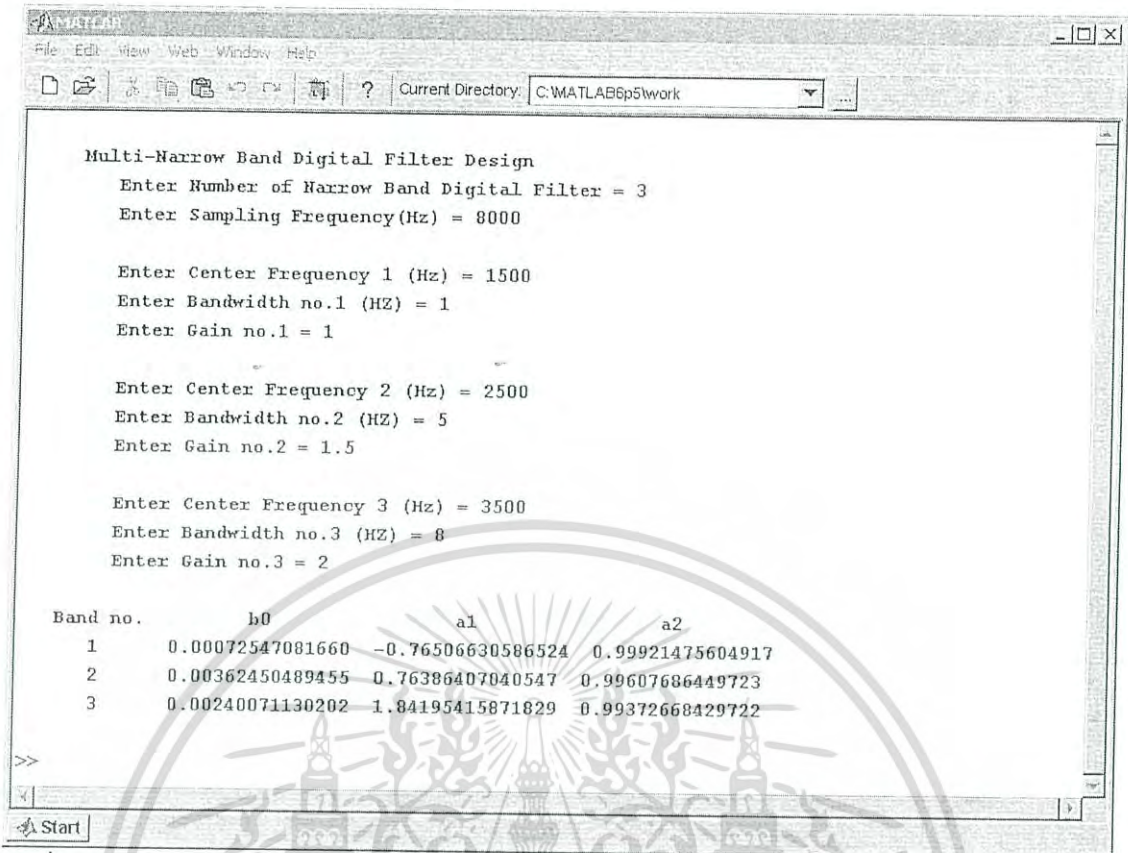
2. ป้อนจำนวนแถบความถี่ที่ต้องการ ความถี่ที่ใช้ในการสุ่มตัวอย่าง จากนั้น โปรแกรมจะให้ใส่ค่าความถี่จุดศูนย์กลาง ความกว้างแถบความถี่ และอัตราขยาย ของแต่ละแถบความถี่ตามลำดับจนครบ ทุกแถบความถี่ หลังจากนั้น โปรแกรมจะแสดงค่าสัมประสิทธิ์ และรูปผลตอบสนองความถี่ที่จำลองการทำงานขึ้นมา

เช่นการออกแบบตัวกรองเชิงเลขชนิดแบนด์แคบที่มี 3 แถบความถี่ โดยกำหนดให้แต่ละแถบความถี่มีคุณสมบัติดังนี้

- 1 มีความถี่จุดศูนย์กลาง 1500 Hz ค่าความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1
 - 2 มีความถี่จุดศูนย์กลาง 2500 Hz ค่าความกว้างแถบความถี่ 5 Hz อัตราขยายมีค่า 1.5
 - 3 มีความถี่จุดศูนย์กลาง 3500 Hz ค่าความกว้างแถบความถี่ 8 Hz อัตราขยายมีค่า 2
- กำหนดให้ค่าความถี่สุ่ม 10 kHz

เมื่อป้อนค่าต่างๆ เข้าไปในโปรแกรม MATLAB โปรแกรมจะแสดงค่าสัมประสิทธิ์ดังรูปที่ 4.9 และแสดงการจำลองผลตอบสนองความถี่ดังรูปที่ 4.10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



```

MATLAB
File Edit View Web Window Help
Current Directory: C:\MATLAB6p5\work

Multi-Narrow Band Digital Filter Design
Enter Number of Narrow Band Digital Filter = 3
Enter Sampling Frequency (Hz) = 8000

Enter Center Frequency 1 (Hz) = 1500
Enter Bandwidth no.1 (HZ) = 1
Enter Gain no.1 = 1

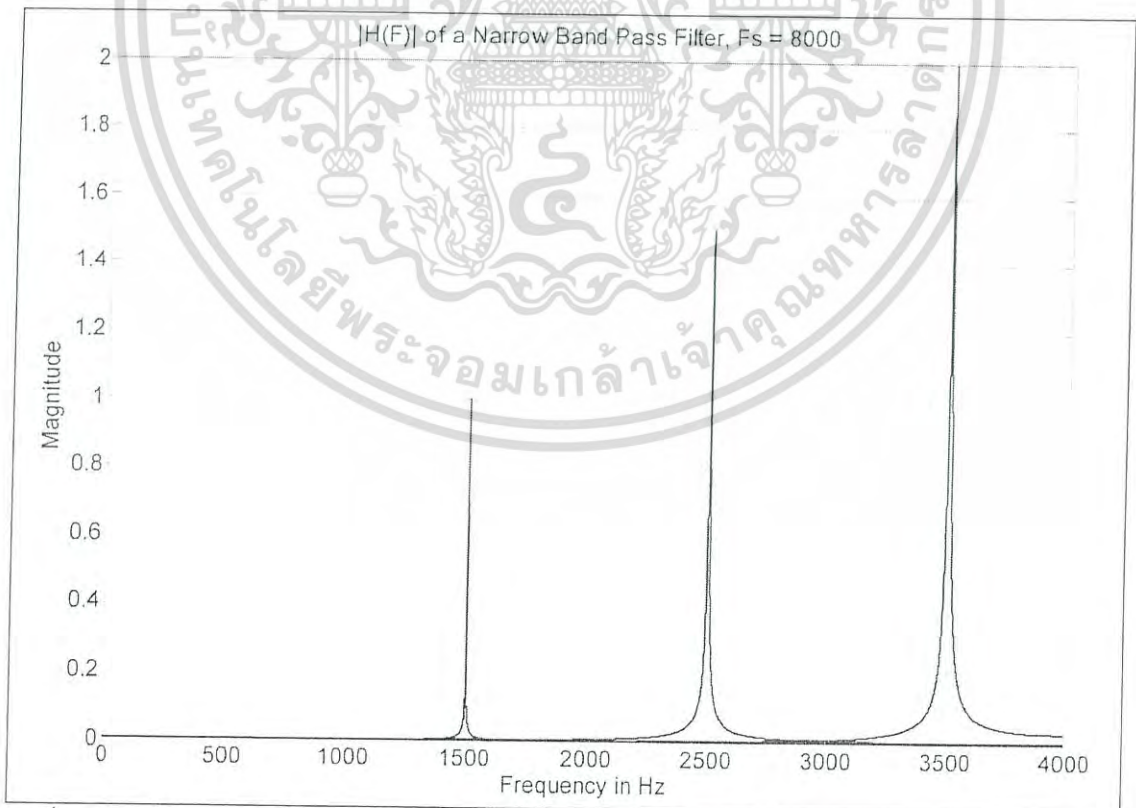
Enter Center Frequency 2 (Hz) = 2500
Enter Bandwidth no.2 (HZ) = 5
Enter Gain no.2 = 1.5

Enter Center Frequency 3 (Hz) = 3500
Enter Bandwidth no.3 (HZ) = 8
Enter Gain no.3 = 2

Band no.      b0          a1          a2
1             0.00072547081660  -0.76506630586524  0.99921475604917
2             0.00362450489455  0.76386407040547  0.99607686449723
3             0.00240071130202  -1.84195415871829  0.99372668429722
>>
Start

```

รูปที่ 4.9 ค่าสัมประสิทธิ์ที่ได้จากการคำนวณโดยใช้โปรแกรม MATLAB

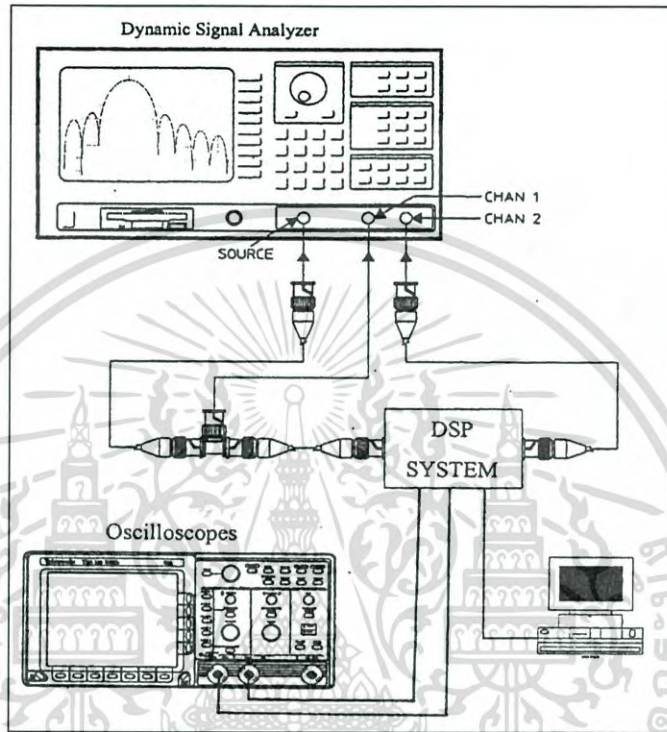


รูปที่ 4.10 ผลจำลองการทำงานของผลตอบสนองความถี่ตัวกรองที่ทำการออกแบบ

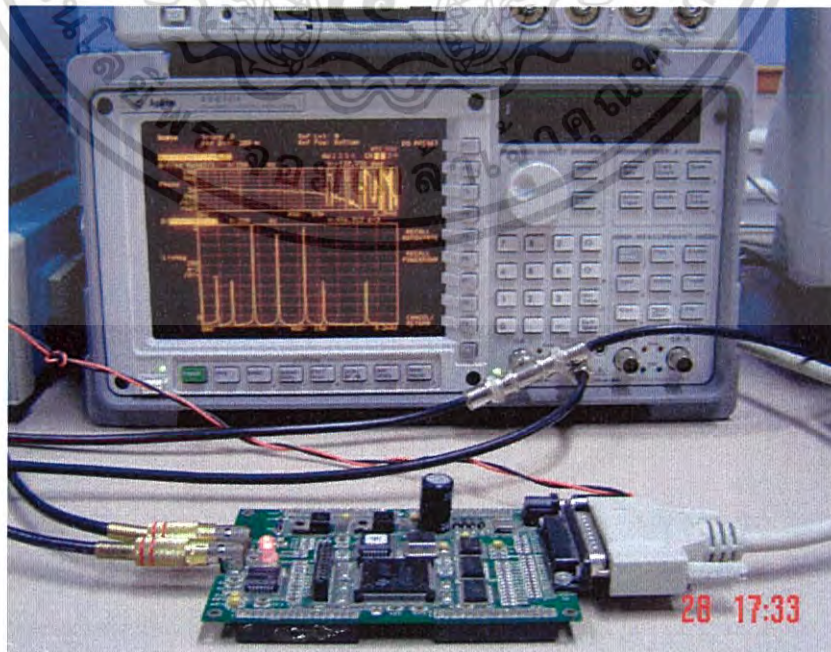
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 การทดลองและผลการทดลอง

ในการทดลองจะสร้างจริง โดยใช้บอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล TMS320C31[19-22] และในการเก็บผลการทดลองจะใช้เครื่องวิเคราะห์สัญญาณแบบไดนามิก(Dynamic Signal Analyzer) โดยการต่อสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตดังรูปที่ 4.11 และ 4.12



รูปที่ 4.11 การต่อสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตเข้ากับบอร์ดและเครื่องมือวัดเข้ากับบอร์ดทดลอง

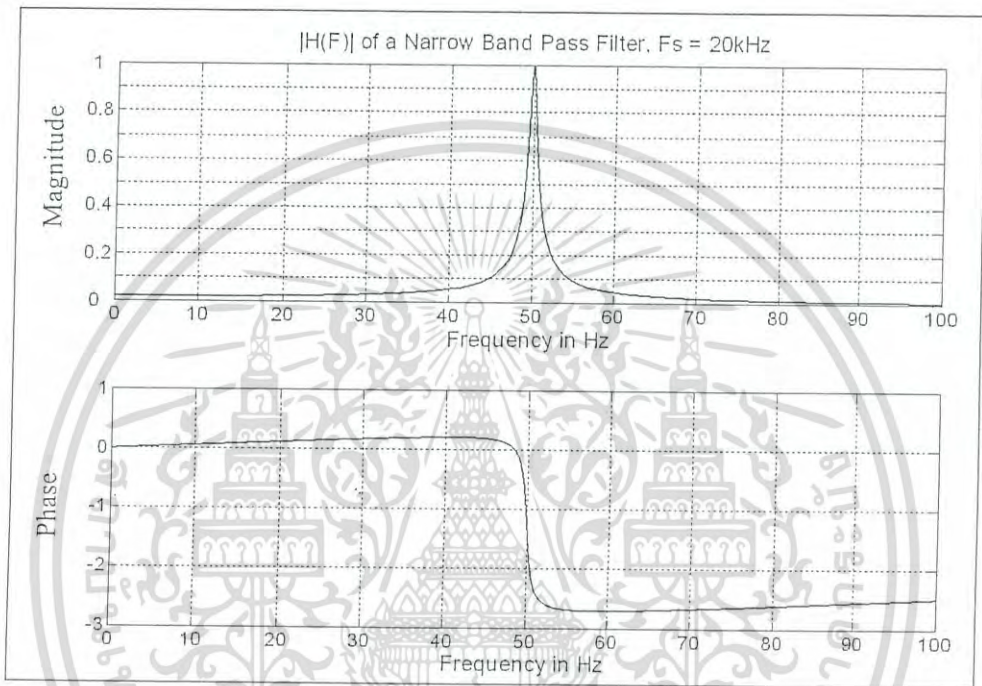


รูปที่ 4.12 การเก็บผลการทดลองด้วยเครื่องวิเคราะห์สัญญาณแบบไดนามิก

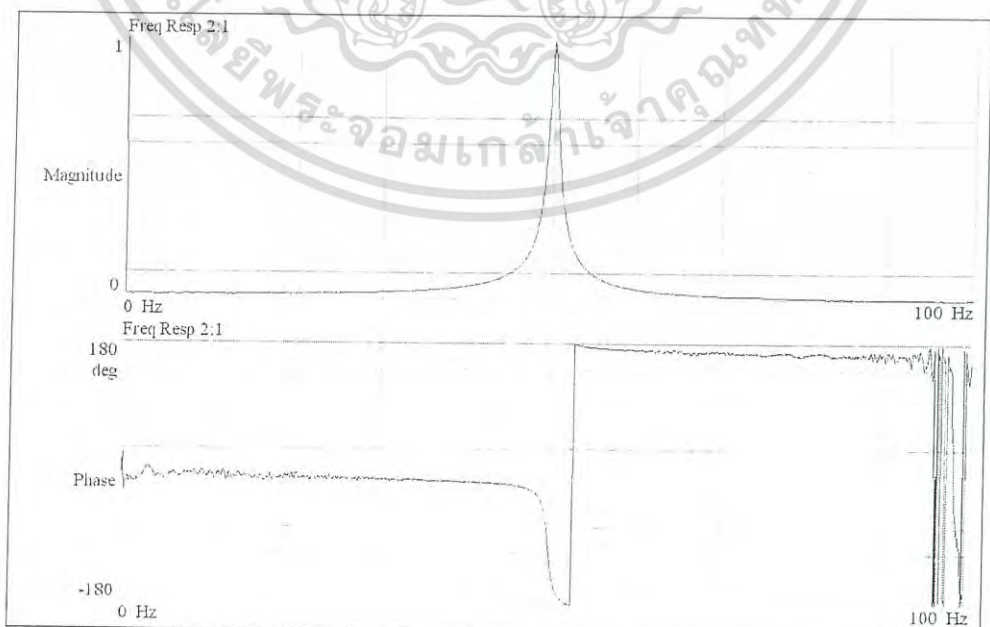
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการทดลองได้ทำการออกแบบและสร้างตัวกรองเชิงเลขชนิดแบนด์แคบแบบหลายแถบความถี่ ในหลายรูปแบบที่แตกต่างกันออกไปทั้งจำนวนแถบความถี่ ความถี่จุดศูนย์กลาง ค่าความถี่แบนด์วิดท์ และอัตราขยาย ซึ่งมีผลการทดลองดังนี้

4.4.1 ผลตอบสนองทางขนาดและเฟสของตัวกรองชนิดแบนด์แคบแถบความถี่เดียวผ่านจุดศูนย์กลางความถี่ที่ 50 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz และมีความถี่สุ่ม 20 kHz



รูปที่ 4.13 ผลตอบสนองความถี่และเฟสที่จำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB



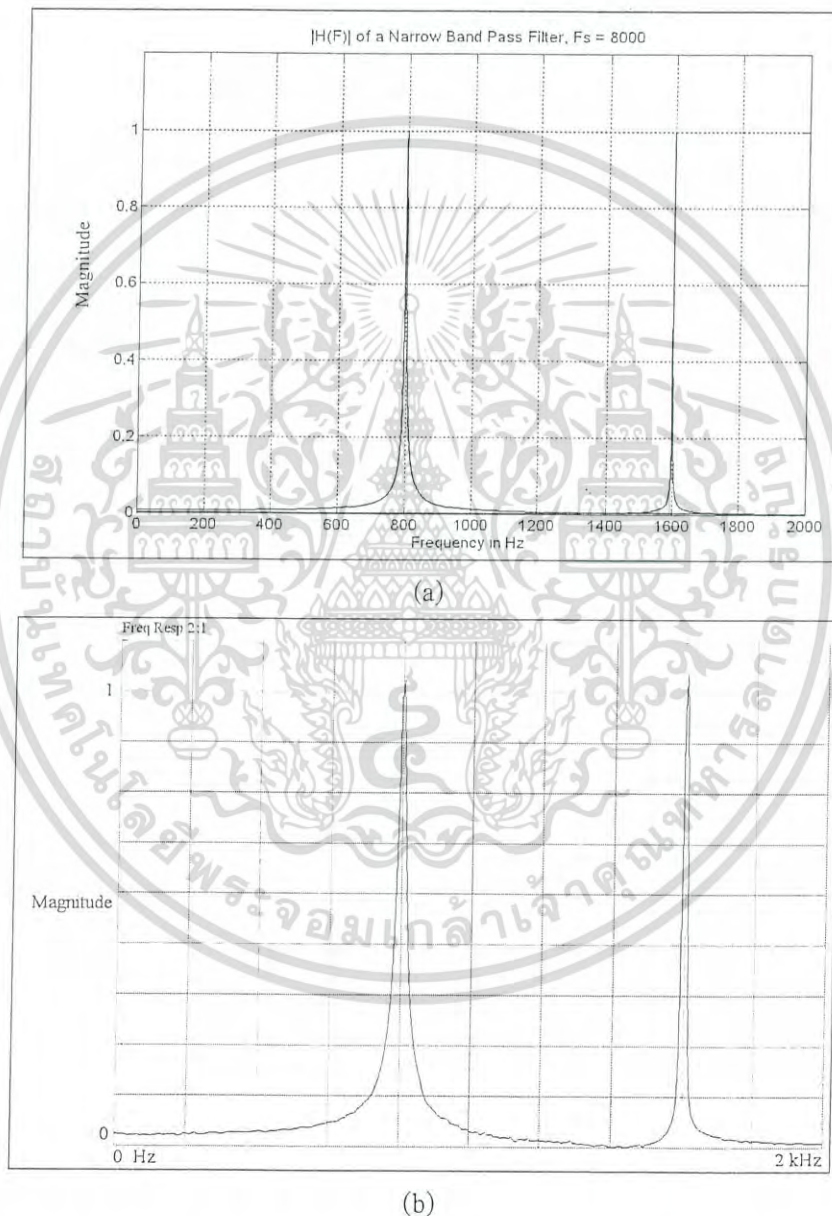
รูปที่ 4.14 ผลตอบสนองความถี่และเฟสจากการวัดจริง
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4.2 ผลตอบสนองทางขนาดของตัวกรองชนิดแบนด์แคบสองแถบความถี่ผ่าน

โดยกำหนดให้ค่าความถี่ศูนย์กลาง 8 kHz และมีคุณสมบัติของแต่ละแถบความถี่ดังนี้

- 1) ความถี่ศูนย์กลาง 800 Hz ความกว้างแถบความถี่ 5 Hz อัตราขยายมีค่า 1
- 2) ความถี่ศูนย์กลาง 1600 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1

ผลตอบสนองทางขนาดและความถี่ที่จำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB แสดงดังรูปที่ 4.15(a) และที่ได้จากการวัดจริงดังรูปที่ 4.15(b)



รูปที่ 4.15 ผลการออกแบบและสร้างตัวกรองเชิงเลขชนิดแบนด์แคบสองแถบความถี่ผ่านตามการออกแบบในข้อ 4.4.2 (a)ผลตอบสนองทางขนาดที่จำลองโดยโปรแกรม MATLAB (b)ผลตอบสนองทางขนาดที่ได้จากการวัดจริง

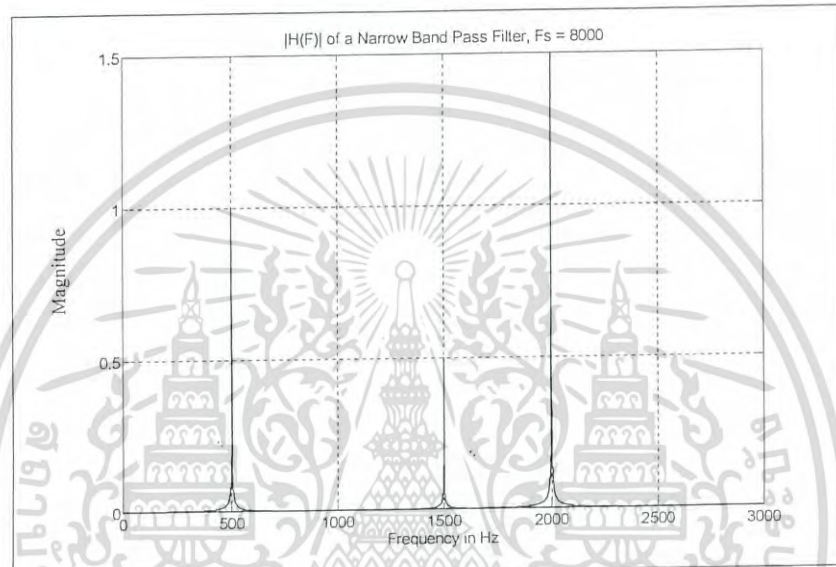
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4.3 ผลตอบสนองทางขนาดของตัวกรองชนิดแบนด์แคบสามแถบความถี่ผ่าน(1)

โดยกำหนดให้ค่าความถี่ศูนย์กลาง 8 kHz และมีคุณสมบัติของแต่ละแถบความถี่ดังนี้

- 1) ความถี่ศูนย์กลาง 500 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1
- 2) ความถี่ศูนย์กลาง 1500 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 0.5
- 3) ความถี่ศูนย์กลาง 2000 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1.5

ผลตอบสนองทางขนาดและความถี่ที่จำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB แสดงดังรูปที่ 4.16(a) และที่ได้จากการวัดจริงดังรูปที่ 4.16(b)



(a)



(b)

รูปที่ 4.16 ผลการออกแบบและสร้างตัวกรองเชิงเลขชนิดแบนด์แคบแบบสามแถบความถี่ผ่านตามการออกแบบในข้อ 4.4.3 (a)ผลตอบสนองทางขนาดที่จำลองโดยโปรแกรม MATLAB

(b)ผลตอบสนองทางขนาดที่ได้จากการวัดจริง

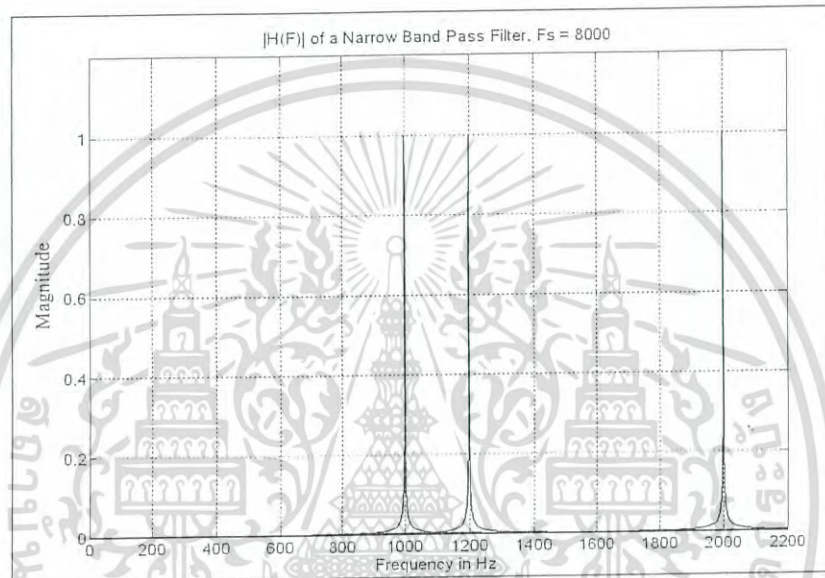
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4.4 ผลตอบสนองทางขนาดของตัวกรองชนิดแบนด์แคบสามแถบความถี่ผ่าน(2)

โดยกำหนดให้ค่าความถี่ศูนย์กลาง 8 kHz และมีคุณสมบัติของแต่ละแถบความถี่ดังนี้

- 1) ความถี่จุดศูนย์กลาง 1000 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1
- 2) ความถี่จุดศูนย์กลาง 1200 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1
- 3) ความถี่จุดศูนย์กลาง 2000 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1

ผลตอบสนองทางขนาดและความถี่ที่จำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB แสดงดังรูปที่ 4.17(a) และที่ได้จากการวัดจริงดังรูปที่ 4.17(b)



(a)



(b)

รูปที่ 4.17 ผลการออกแบบและสร้างตัวกรองเชิงเลขชนิดแบนด์แคบแบบสามแถบความถี่ผ่านตาม

การออกแบบในข้อ 4.4.4 (a)ผลตอบสนองทางขนาดที่จำลองโดยโปรแกรม MATLAB

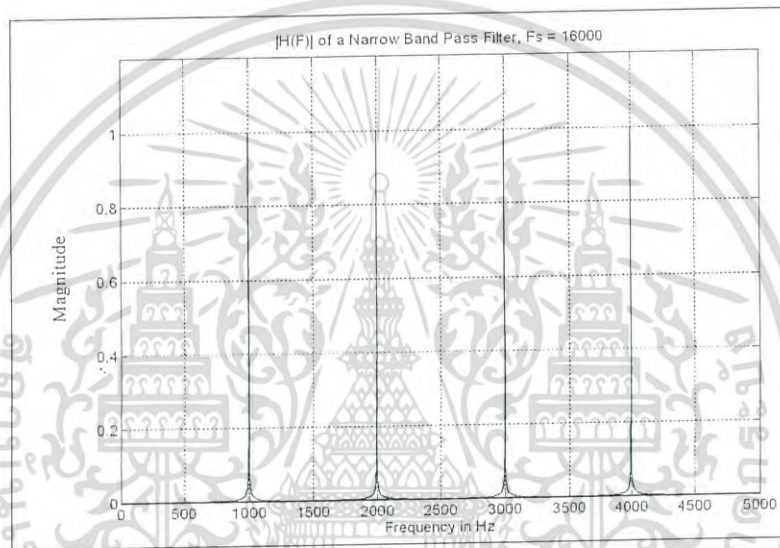
เอกสารนี้เป็นเอกสารของบริษัทฯ ขอสงวนสิทธิ์ในเนื้อหา ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4.5 ผลตอบสนองทางขนาดของตัวกรองชนิดแบนด์แคบสี่แถบความถี่ผ่าน(1)

โดยกำหนดให้ค่าความถี่ศูนย์กลาง 16 kHz และมีคุณสมบัติของแต่ละแถบความถี่ดังนี้

- 1) ความถี่จุดศูนย์กลาง 1000 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1
- 2) ความถี่จุดศูนย์กลาง 2000 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1
- 3) ความถี่จุดศูนย์กลาง 3000 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1
- 4) ความถี่จุดศูนย์กลาง 4000 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1

ผลตอบสนองทางขนาดและความถี่ที่จำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB แสดงดังรูปที่ 4.18(a) และที่ได้จากการวัดจริงดังรูปที่ 4.18(b)



(a)



(b)

รูปที่ 4.18 ผลการออกแบบและสร้างตัวกรองเชิงเลขชนิดแบนด์แคบแบบสี่แถบความถี่ผ่านตามการ

ออกแบบในข้อ 4.4.5 (a)ผลตอบสนองทางขนาดที่จำลองโดยโปรแกรม MATLAB

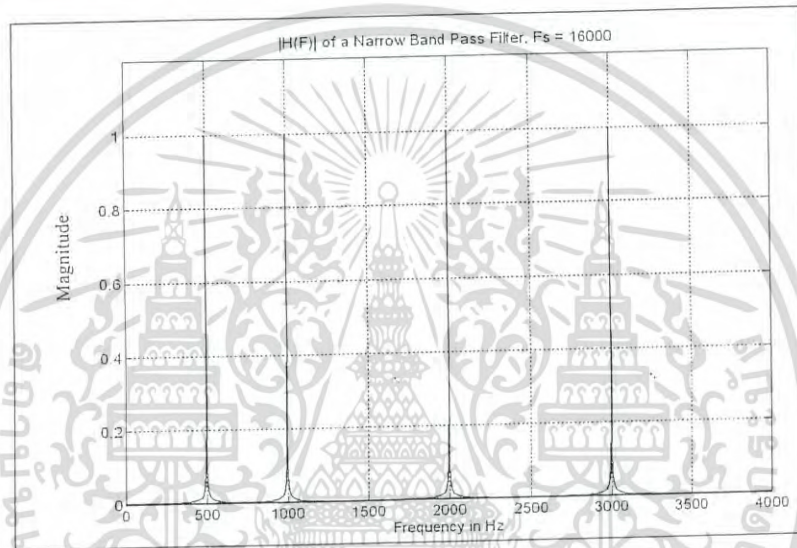
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่คัดลอกต้นฉบับจากงานวิจัยที่ได้ออกกสิกรจัดการนั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4.6 ผลตอบสนองทางขนาดของตัวกรองชนิดแบนด์แคปส์แถบความถี่ผ่าน(2)

โดยกำหนดให้ค่าความถี่ศูนย์กลาง 16 kHz และมีคุณสมบัติของแต่ละแถบความถี่ดังนี้

- 1) ความถี่จุดศูนย์กลาง 500 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1
- 2) ความถี่จุดศูนย์กลาง 1000 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1
- 3) ความถี่จุดศูนย์กลาง 2000 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1
- 4) ความถี่จุดศูนย์กลาง 3000 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1

ผลตอบสนองทางขนาดและค่าความถี่ที่จำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB แสดงดังรูปที่ 4.19(a) และที่ได้จากการวัดจริงดังรูปที่ 4.19(b)



(a)



(b)

รูปที่ 4.19 ผลการออกแบบและสร้างตัวกรองเชิงเลขชนิดแบนด์แคปส์แถบความถี่ผ่านตามการออกแบบในข้อ 4.4.6 (a)ผลตอบสนองทางขนาดที่จำลองโดยโปรแกรม MATLAB

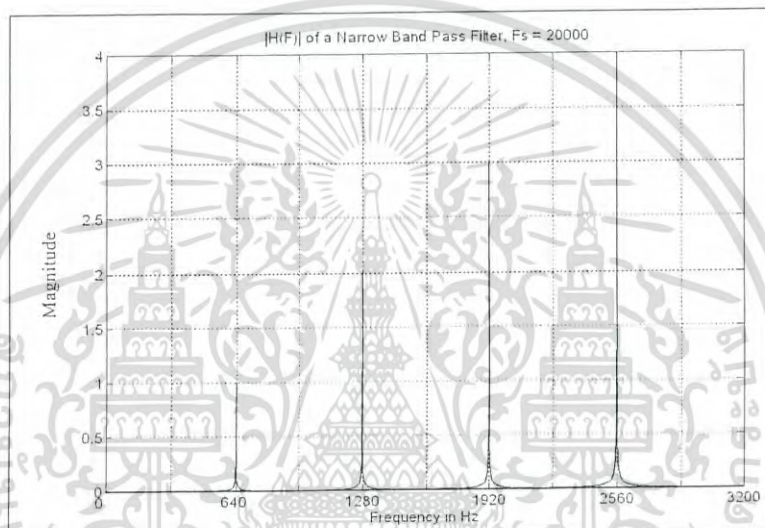
เอกสารนี้เป็นเอกสาร (b) ผลตอบสนองทางขนาดที่ได้จากการวัดจริงนั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4.7 ผลตอบสนองทางขนาดของตัวกรองชนิดแบนด์แคสที่แถบความถี่ผ่าน(3)

โดยกำหนดให้ค่าความถี่ศูนย์กลาง 20 kHz และมีคุณสมบัติของแต่ละแถบความถี่ดังนี้

- 1) ความถี่จุดศูนย์กลาง 640 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1
- 2) ความถี่จุดศูนย์กลาง 1280 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 2
- 3) ความถี่จุดศูนย์กลาง 1920 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 3
- 4) ความถี่จุดศูนย์กลาง 2560 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 4

ผลตอบสนองทางขนาดและความถี่ที่จำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB แสดงดังรูปที่ 4.20(a) และที่ได้จากการวัดจริงดังรูปที่ 4.20(b)



(a)



(b)

รูปที่ 4.20 ผลการออกแบบและสร้างตัวกรองเชิงเลขชนิดแบนด์แคสแบบสี่แถบความถี่ผ่านตามการออกแบบในข้อ 4.4.7 (a)ผลตอบสนองทางขนาดที่จำลองโดยโปรแกรม MATLAB

(b)ผลตอบสนองทางขนาดที่ได้จากการวัดจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4.9 ผลตอบสนองทางขนาดของตัวกรองชนิดแบนด์แคทแปกแถบความถี่ผ่าน(1)

โดยกำหนดให้ค่าความถี่สุ่ม 20 kHz และมีคุณสมบัติของแต่ละแถบความถี่ดังนี้

- 1) ความถี่จุดศูนย์กลาง 320 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1
- 2) ความถี่จุดศูนย์กลาง 640 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1
- 3) ความถี่จุดศูนย์กลาง 960 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1
- 4) ความถี่จุดศูนย์กลาง 1280 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1
- 5) ความถี่จุดศูนย์กลาง 1600 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1
- 6) ความถี่จุดศูนย์กลาง 1920 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1

ผลตอบสนองทางขนาดและความถี่ที่จำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB แสดงดังรูปที่ 4.22(a) และที่ได้จากการวัดจริงดังรูปที่ 4.22(b)

4.4.10 ผลตอบสนองทางขนาดของตัวกรองชนิดแบนด์แคทแปกแถบความถี่ผ่าน(2)

โดยกำหนดให้ค่าความถี่สุ่ม 20 kHz และมีคุณสมบัติของแต่ละแถบความถี่ดังนี้

- 1) ความถี่จุดศูนย์กลาง 200 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1
- 2) ความถี่จุดศูนย์กลาง 500 Hz ความกว้างแถบความถี่ 2 Hz อัตราขยายมีค่า 2
- 3) ความถี่จุดศูนย์กลาง 1100 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1.5 Hz อัตราขยายมีค่า 1
- 4) ความถี่จุดศูนย์กลาง 1700 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1.5 Hz อัตราขยายมีค่า 1
- 5) ความถี่จุดศูนย์กลาง 2300 Hz ความกว้างแถบความถี่ 2 Hz อัตราขยายมีค่า 2
- 6) ความถี่จุดศูนย์กลาง 3000 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1

ผลตอบสนองทางขนาดและความถี่ที่จำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB แสดงดังรูปที่ 4.23(a) และที่ได้จากการวัดจริงดังรูปที่ 4.23(b)

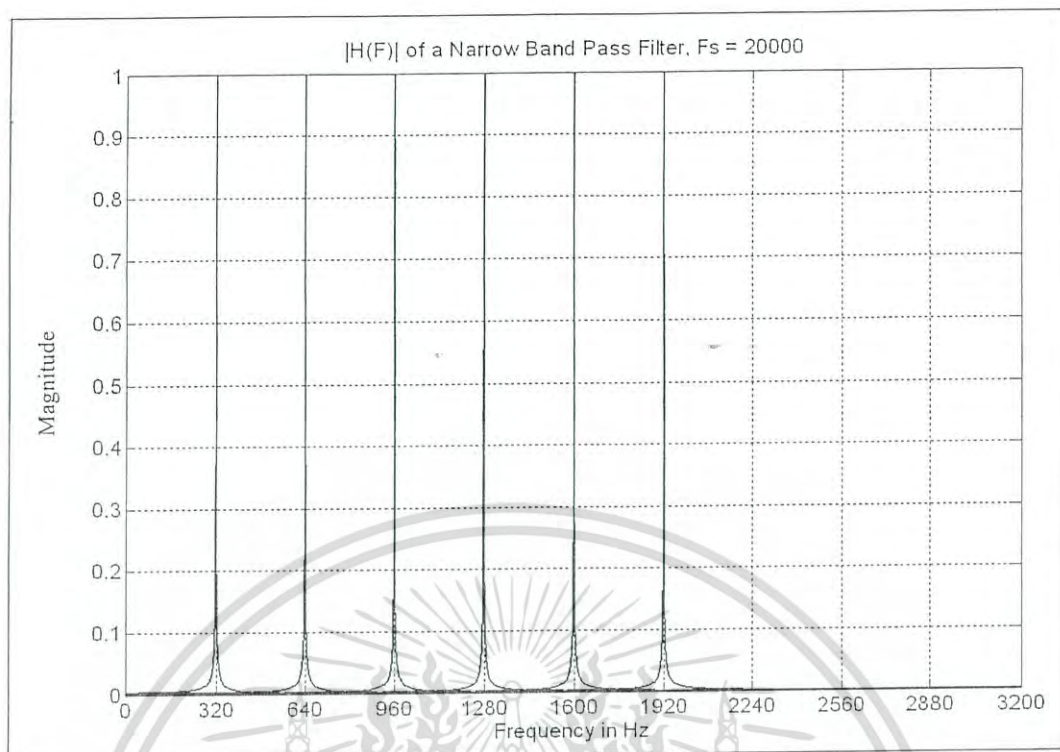
4.4.11 ผลตอบสนองทางขนาดของตัวกรองชนิดแบนด์แคทแปกแถบความถี่ผ่าน(3)

โดยกำหนดให้ค่าความถี่สุ่ม 20 kHz และมีคุณสมบัติของแต่ละแถบความถี่ดังนี้

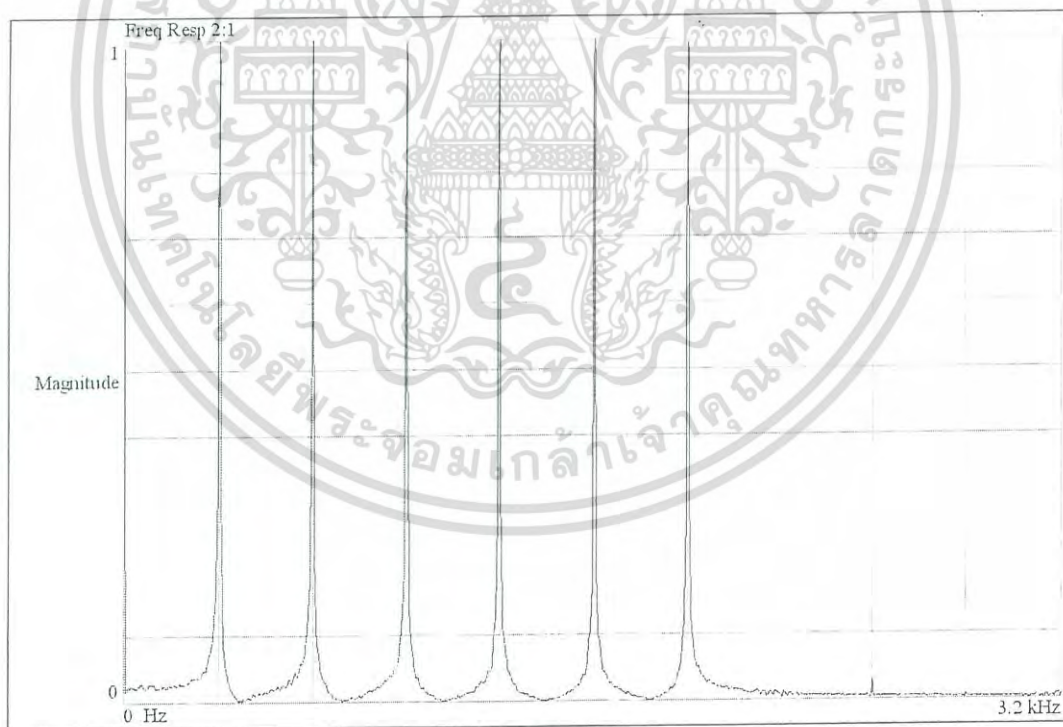
- 1) ความถี่จุดศูนย์กลาง 320 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1
- 2) ความถี่จุดศูนย์กลาง 600 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1.5 Hz อัตราขยายมีค่า 2
- 3) ความถี่จุดศูนย์กลาง 1000 Hz ความกว้างแถบความถี่ 2 Hz อัตราขยายมีค่า 3
- 4) ความถี่จุดศูนย์กลาง 1400 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1
- 5) ความถี่จุดศูนย์กลาง 2100 Hz ความกว้างแถบความถี่ 2 Hz อัตราขยายมีค่า 3
- 6) ความถี่จุดศูนย์กลาง 2180 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1.5 Hz อัตราขยายมีค่า 2

ผลตอบสนองทางขนาดและความถี่ที่จำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB แสดงดังรูปที่

เอกสารที่ 4.24(a) และที่ได้จากการวัดจริงดังรูปที่ 4.24(b) ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



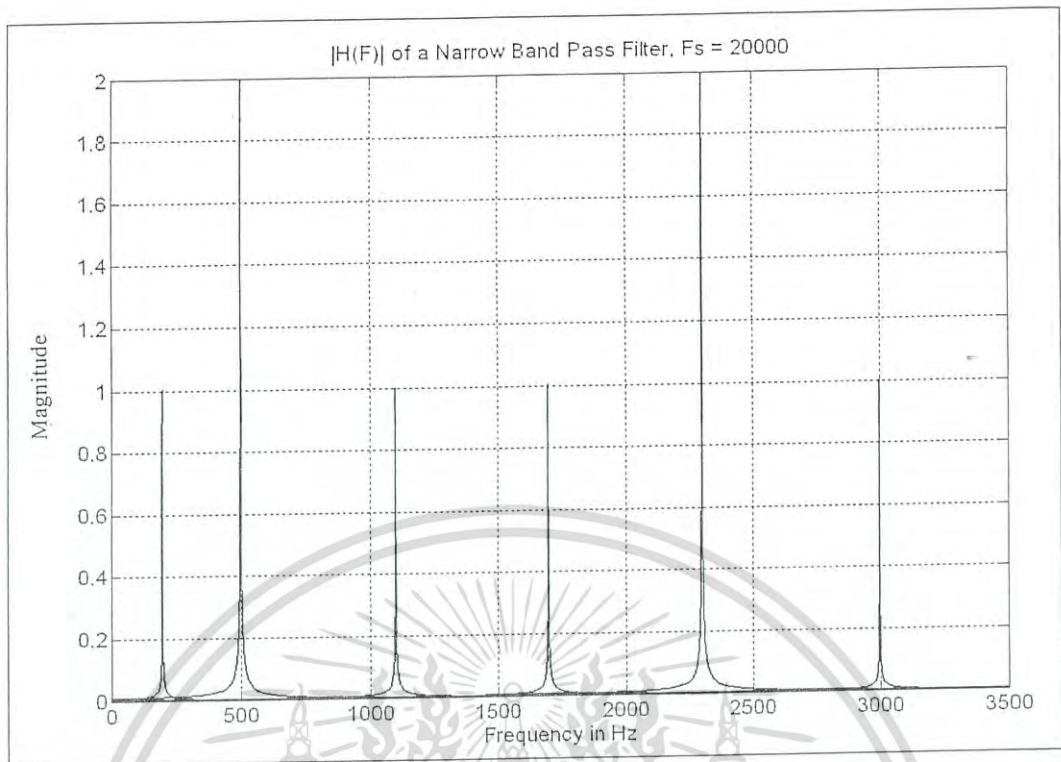
(a)



(b)

รูปที่ 4.22 ผลการออกแบบและสร้างตัวกรองเชิงเลขชนิดแบนด์แคบแบบหกแถบความถี่ผ่านตามการออกแบบในข้อ 4.4.9 (a)ผลตอบสนองทางขนาดที่จำลองโดยโปรแกรม MATLAB (b)ผลตอบสนองทางขนาดที่ได้จากการวัดจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



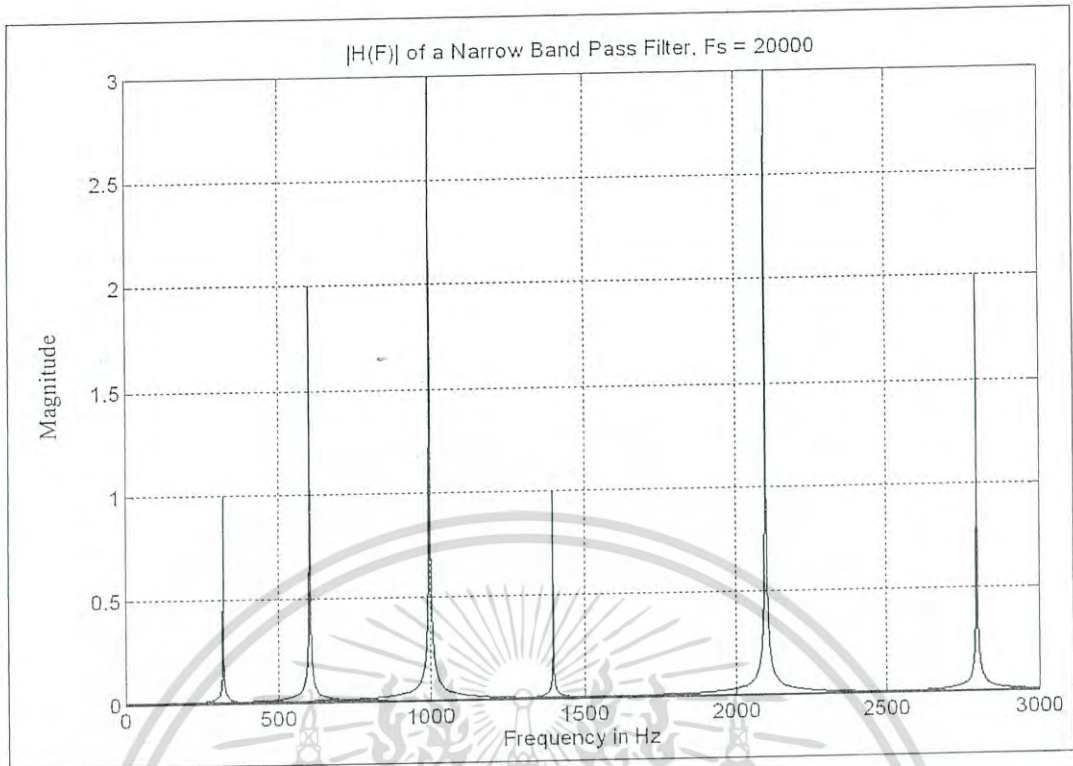
(a)



(b)

รูปที่ 4.23 ผลการออกแบบและสร้างตัวกรองเชิงเลขชนิดแบนด์แคบแบบหกแถบความถี่ผ่านการออกแบบในข้อ 4.4.10 (a)ผลตอบสนองทางขนาดที่จำลองโดยโปรแกรม MATLAB (b)ผลตอบสนองทางขนาดที่ได้จากการวัดจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a)



(b)

รูปที่ 4.24 ผลการออกแบบและสร้างตัวกรองเชิงเลขชนิดแบนด์แคบแบบหกแถบความถี่ผ่านตามการออกแบบในข้อ 4.4.11 (a) ผลตอบสนองทางขนาดที่จำลองโดยโปรแกรม MATLAB (b) ผลตอบสนองทางขนาดที่ได้จากการวัดจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4.12 ผลตอบสนองทางขนาดของตัวกรองชนิดแบนด์แคปแฉับความถี่ผ่าน

โดยกำหนดให้ค่าความถี่สุ่ม 20 kHz และมีคุณสมบัติของแต่ละแถบความถี่ดังนี้

- 1) ความถี่จุดศูนย์กลาง 250 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1
- 2) ความถี่จุดศูนย์กลาง 500 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1
- 3) ความถี่จุดศูนย์กลาง 850 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 2
- 4) ความถี่จุดศูนย์กลาง 1250 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 2
- 5) ความถี่จุดศูนย์กลาง 1700 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 2
- 6) ความถี่จุดศูนย์กลาง 2000 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1
- 7) ความถี่จุดศูนย์กลาง 2700 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1

ผลตอบสนองทางขนาดและความถี่ที่จำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB แสดงดังรูปที่

4.25(a) และที่ได้จากการวัดจริงดังรูปที่ 4.25(b)

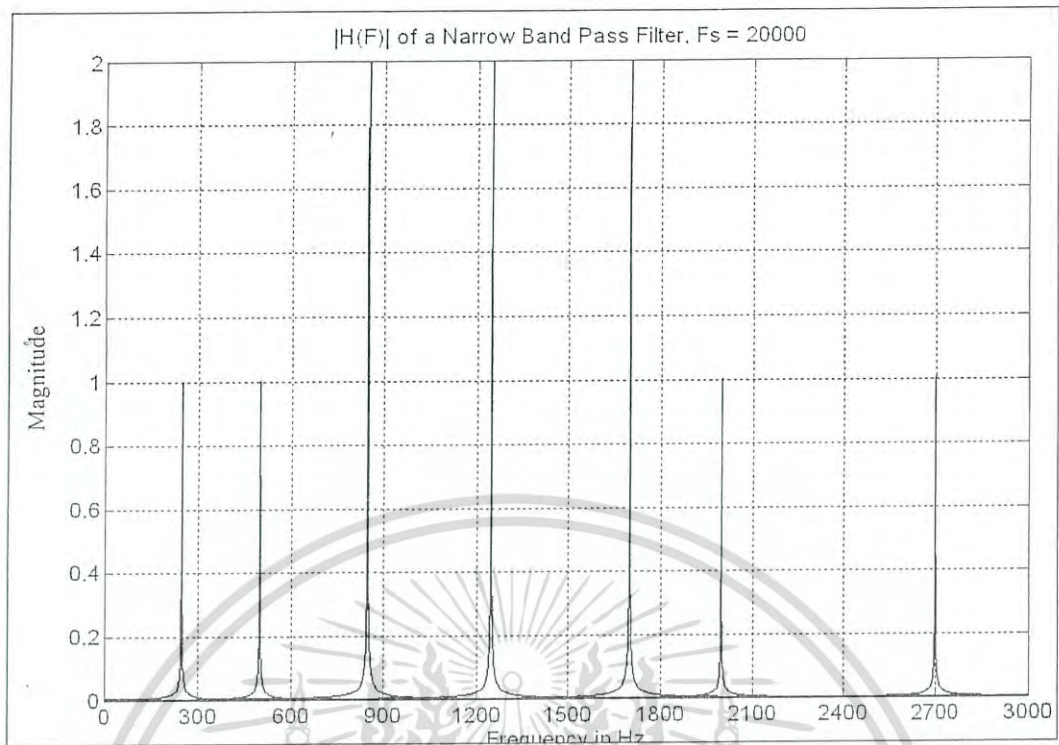
4.4.13 ผลตอบสนองทางขนาดของตัวกรองชนิดแบนด์แคปแฉับความถี่ผ่าน

โดยกำหนดให้ค่าความถี่สุ่ม 20 kHz และมีคุณสมบัติของแต่ละแถบความถี่ดังนี้

- 1) ความถี่จุดศูนย์กลาง 320 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1
- 2) ความถี่จุดศูนย์กลาง 640 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1
- 3) ความถี่จุดศูนย์กลาง 960 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 2
- 4) ความถี่จุดศูนย์กลาง 1280 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 2
- 5) ความถี่จุดศูนย์กลาง 1600 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1
- 6) ความถี่จุดศูนย์กลาง 1920 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 2
- 7) ความถี่จุดศูนย์กลาง 2240 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1
- 8) ความถี่จุดศูนย์กลาง 2560 Hz ความกว้างแถบความถี่ 2 Hz อัตราขยายมีค่า 2
- 9) ความถี่จุดศูนย์กลาง 2880 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1.5 Hz อัตราขยายมีค่า 2

ผลตอบสนองทางขนาดและความถี่ที่จำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB แสดงดังรูปที่

4.26(a) และที่ได้จากการวัดจริงดังรูปที่ 4.26(b)



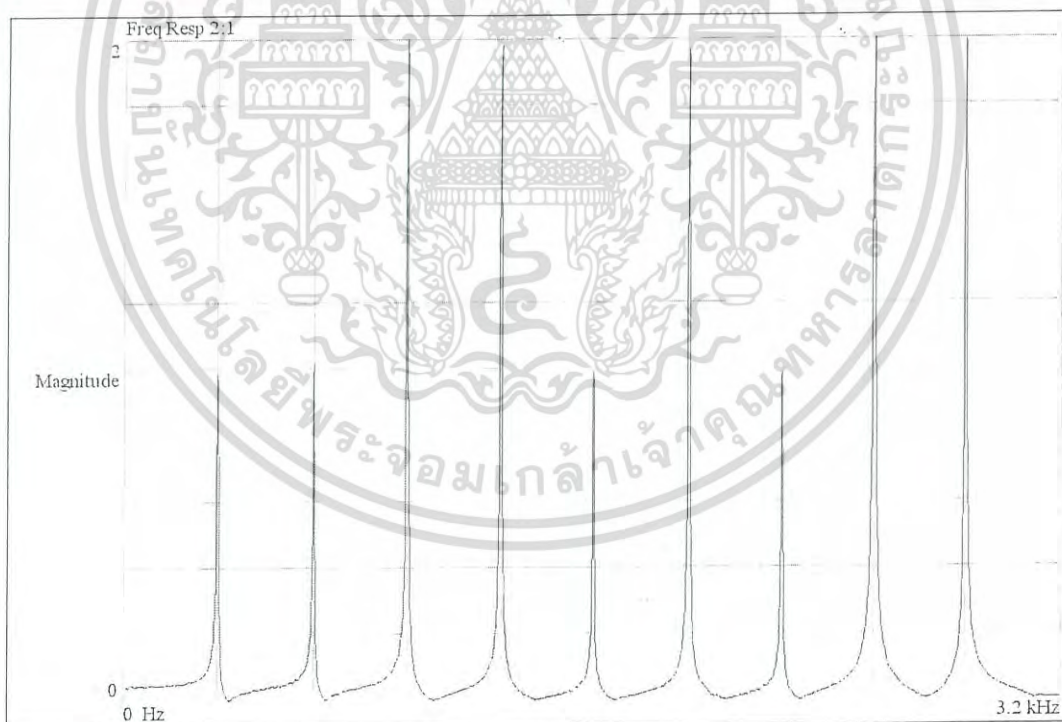
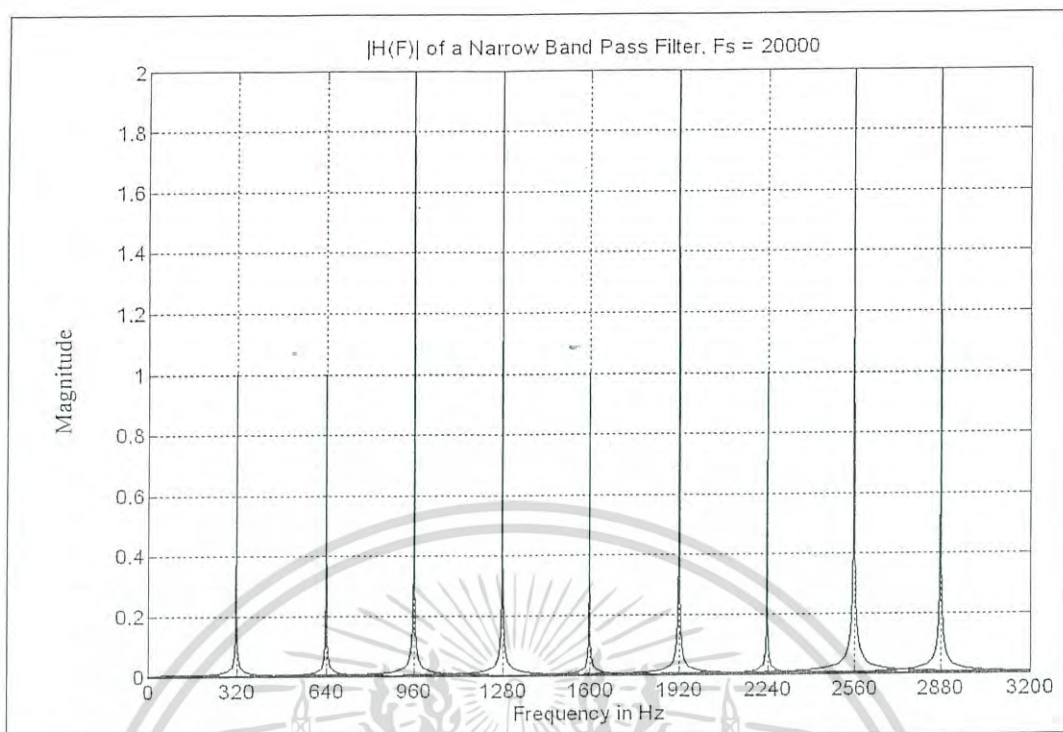
(a)



(b)

รูปที่ 4.25 ผลการออกแบบและสร้างตัวกรองเชิงเลขชนิดแบนด์แคบแบบเจ็ดแถบความถี่ผ่านตามการออกแบบในข้อ 4.4.12 (a)ผลตอบสนองทางขนาดที่จำลองโดยโปรแกรม MATLAB (b)ผลตอบสนองทางขนาดที่ได้จากการวัดจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



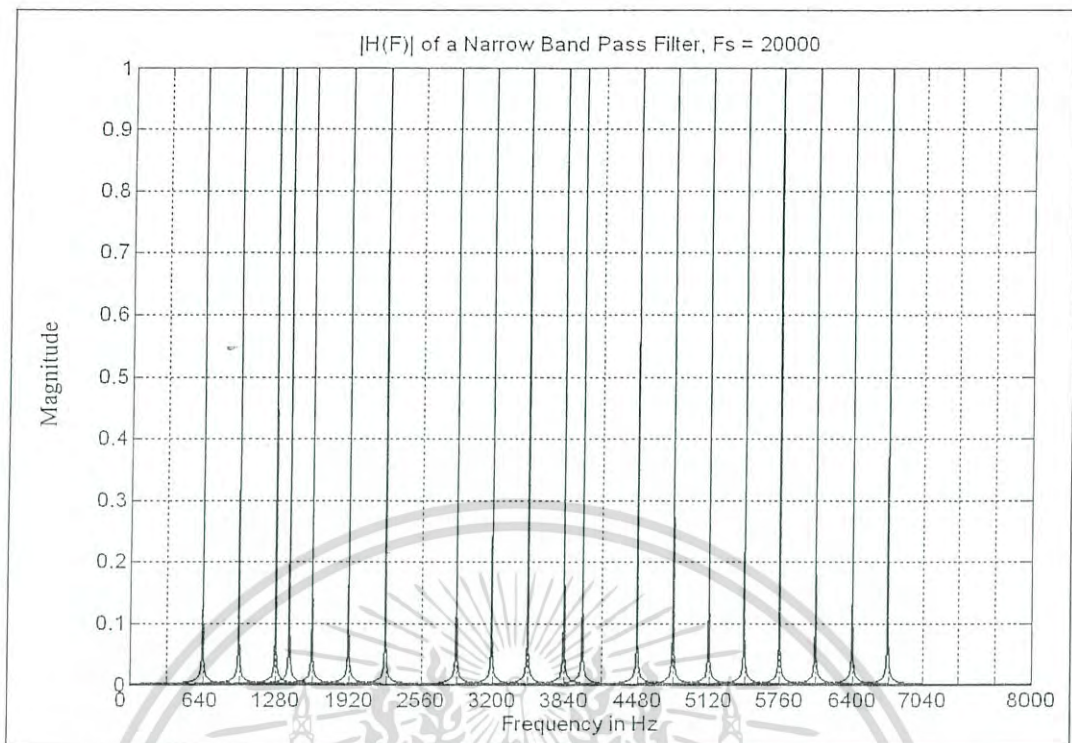
รูปที่ 4.27 ผลการออกแบบและสร้างตัวกรองเชิงเลขชนิดแบนด์แคบแบบแก้แถบความถี่ผ่านตามการออกแบบในข้อ 4.4.13 (a)ผลตอบสนองทางขนาดที่จำลองโดยโปรแกรม MATLAB (b)ผลตอบสนองทางขนาดที่ได้จากการวัดจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

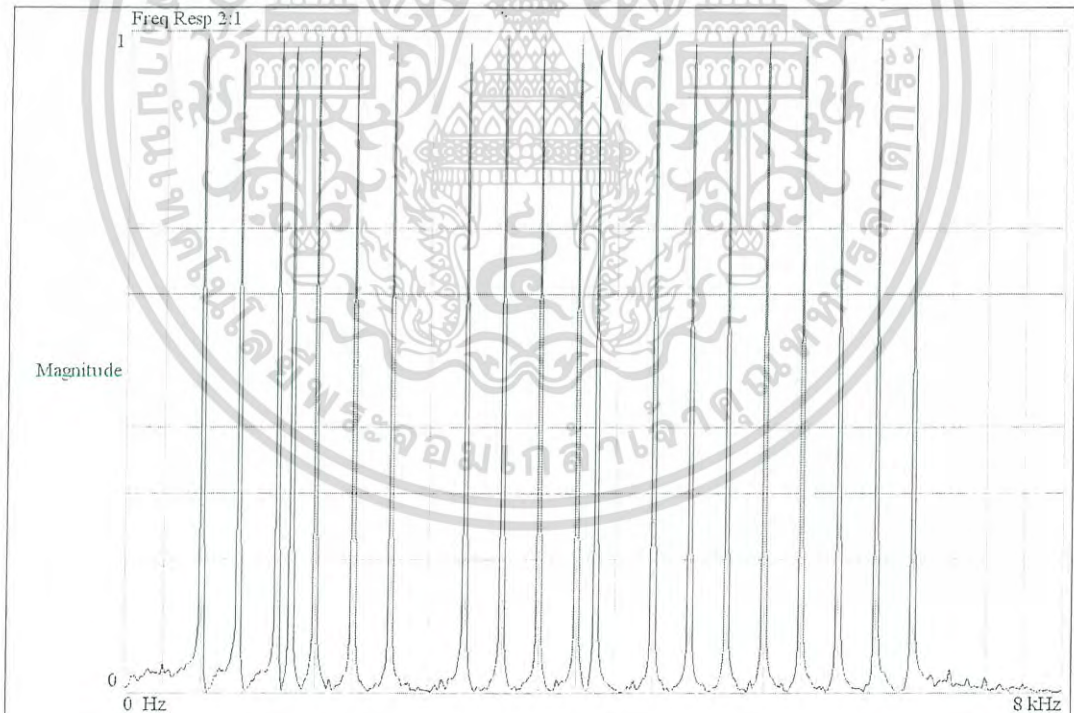
4.4.14 ผลตอบสนองทางขนาดของตัวกรองชนิดแบนด์แคปหลายแถบความถี่ผ่าน โดยกำหนดให้ค่าความถี่สุ่ม 20 kHz และมีคุณสมบัติของแต่ละแถบความถี่ดังนี้

- 1) ความถี่จุดศูนย์กลาง 640 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1
- 2) ความถี่จุดศูนย์กลาง 960 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1
- 3) ความถี่จุดศูนย์กลาง 1280 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1
- 4) ความถี่จุดศูนย์กลาง 1400 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1
- 5) ความถี่จุดศูนย์กลาง 1600 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1
- 6) ความถี่จุดศูนย์กลาง 1920 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1
- 7) ความถี่จุดศูนย์กลาง 2240 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1
- 8) ความถี่จุดศูนย์กลาง 2880 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1
- 9) ความถี่จุดศูนย์กลาง 3200 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1
- 10) ความถี่จุดศูนย์กลาง 3520 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1
- 11) ความถี่จุดศูนย์กลาง 3840 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1
- 12) ความถี่จุดศูนย์กลาง 4000 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1
- 13) ความถี่จุดศูนย์กลาง 4480 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1
- 14) ความถี่จุดศูนย์กลาง 4800 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1
- 15) ความถี่จุดศูนย์กลาง 5120 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1
- 16) ความถี่จุดศูนย์กลาง 5440 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1
- 17) ความถี่จุดศูนย์กลาง 5760 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1
- 18) ความถี่จุดศูนย์กลาง 6080 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1
- 19) ความถี่จุดศูนย์กลาง 6400 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1
- 20) ความถี่จุดศูนย์กลาง 6720 Hz ความกว้างแถบความถี่ 1 Hz อัตราขยายมีค่า 1

ผลตอบสนองทางขนาดและความถี่ที่จำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB แสดงดังรูปที่ 4.28(a) และที่ได้จากการวัดจริงดังรูปที่ 4.28(b)



(a)



(b)

รูปที่ 4.28 ผลการออกแบบและสร้างตัวกรองเชิงเลขชนิดแบนด์แคบแบบหลายแถบความถี่ผ่านตามการออกแบบในข้อ 4.4.14 (a)ผลตอบสนองทางขนาดที่จำลองโดยโปรแกรม MATLAB (b)ผลตอบสนองทางขนาดที่ได้จากการวัดจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

ตัวกรองเชิงเลขชนิดแบนด์แคบแบบหลายแถบความถี่ สามารถออกแบบได้โดยใช้วิธีการกำหนดตำแหน่งโพลและซีโรในวงกลมหนึ่งหน่วยบนระนาบแซค ในกรณีกำหนดตำแหน่งโพลของแต่ละแถบความถี่จะใช้โพลสองตัววางในลักษณะคอนจูเกทโพล โดยที่โพลจะอยู่ใกล้เส้นรอบวงของวงกลมหนึ่งหน่วย รัศมีของโพลจะมีความสัมพันธ์กับความกว้างแถบความถี่ของตัวกรอง ส่วนซีโรสองตัวจะอยู่ที่จุดศูนย์ เมื่อได้ตำแหน่งของโพลและซีโรแล้วจะนำสมการในรูปแซคโดเมนของทุกแถบความถี่มาเขียนโครงสร้างของตัวกรองใหม่โดยใช้โครงสร้างแบบขนาน จากนั้นนำมาสร้างจริงโดยใช้บอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล TMS320C31 จากผลการทดลองพบว่าตัวกรองเชิงเลขชนิดแบนด์แคบที่ได้ออกแบบและสร้างขึ้นนั้น สามารถทำงานได้อย่างถูกต้องคือมีผลตอบสนองความถี่และความกว้างแถบความถี่ของตัวกรองแต่ละแถบความถี่ตรงตามที่ยกแบบไว้ และเนื่องจากตัวกรองมีโครงสร้างแบบขนานจึงทำให้สามารถสร้างให้มีแถบความถี่ผ่านอยู่ที่จุดใดๆ ก็ได้ในช่วง $0-\pi$ ไม่จำเป็นจะต้องให้แถบความถี่แต่ละแถบห่างเท่าๆกัน ตัวกรองที่สร้างขึ้นมีข้อดีคือสามารถกำหนดความถี่จุดศูนย์กลาง ความกว้างแถบความถี่ของแต่ละแถบความถี่ และอัตราขยายของแต่ละแถบความถี่ ซึ่งผลที่ได้นี้สามารถนำไปประยุกต์ใช้กับงานทางด้านสื่อสารเช่น ในเครื่องรับ-ส่งวิทยุ การตรวจจับสัญญาณ DTMF การประมวลผลสัญญาณเสียง เช่น การแยกสัญญาณเสียงตัวกรองในระบบช่วยฟัง (Auditory filter) และการทดสอบผิวของวัสดุ โดยการใช้การตรวจจับการสะท้อนของคลื่นความถี่กับผิววัสดุ เป็นต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] G. Daryanani, Principles of Active Network Synthesis and Design, John Wiley and Sons Inc., New York, 1976.
- [2] J. G. Proakis and D. G. Manolakis, Digital Signal Processing Principles, Algorithms, and Application, Prentice Hall, 1996.
- [3] วิมลภ ฐุระกำพลธร, การประมวลผลสัญญาณเชิงเลข, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2533.
- [4] เอก ไชยสวัสดิ์, สัญญาณและระบบ, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี, 2538.
- [5] E. C. Ifeachor, and B. W. Jervis, Digital Signal Processing A Practical Approach, Addison Wesley., 1993.
- [6] S. J. Orfanidis, Introduction to Signal Processing, Prentice Hall., 1996.
- [7] L. C. Ludeman, Fundamentals of Digital Signal Processing, Harper and Row Publisher., 1986.
- [8] G. Zelniker and F. J. Taylor, Advanced Digital Signal Processing Theory and Application, Marcel Dekker Inc., 1996.
- [9] ไพรัช รัชชพงษ์, การประมวลผลสัญญาณดิจิทัล ตอนการออกแบบวงจรกรองดิจิทัล, ศูนย์เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์แห่งชาติ, 2535.
- [10] J. O. Smith III. "Introduction to Digital Filters." [Online]. Available : <http://ccrma-www.stanford.edu/~jos/filters/>. 2003.
- [11] P. A. Lynn, W. Fuerst. Introductory Digital Signal Processing with Computer Applications. 2nd Ed. John Wiley & Sons, Ltd. 1994.
- [12] S. D. Stearns and R. A. David, Signal Processing Algorithms in Matlab, Prentice Hall Inc., 1996.
- [13] S. K. Mitra, Digital Signal Processing A Computer Based Approach, McGraw Hill Company. 2001.
- [14] H. C. Bell, Jr., "Transformed-variable synthesis of narrow-bandpass filters," IEEE Trans. Circuits System. Vol. 26, No. 6, Jun 1979. pp. 389 - 394
- [15] S. C. Pei and C. C. Tseng, "IIR multiple notch filter design based on allpass filter," IEEE Trans. Circuits Syst. II, vol. 44, Feb. 1997. pp. 133-136

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [16] C.-C. Tseng and S.-C. Pei, "Stable IIR Notch Filter Design with Optimal Pole Placement," IEEE Trans. Signal Processing., Vol. 49, Nov. 2001. pp. 2673-2681
- [17] M. Al-Janabi, I. Kale and R. C. S. Morling, "Narrow-band variable center frequency single-loop and multistage sigma-delta modulators for bandpass signals," IEEE Trans. Instrum. Meas., Vol. 48, No. 5, Oct. 1999. pp. 873-877
- [18] H. K. Kwan, "Tunable and Variable Passive digital Filters for Multimedia Signal Processing," Intelligent Multimedia, Video and Speech Processing, 2001. Proceedings of 2001 International Symposium on, 2-4 May 2001. pp. 229-232
- [19] R. Chassaing, Digital Signal Processing Laboratory Experiments Using C and the TMS320C31 DSK, John Wiley and Sons Inc., New York, 1999.
- [20] TMS320C3X User's Guide, Texas Instruments Inc., Dallas, Tx., 1997.
- [21] ชูสิทธิ์ ประดับเพ็ชร์ มณฑล ลีลาจินดาไกรฤกษ์ สุรพันธ์ ยิ้มมั่น "การเพิ่มประสิทธิภาพบอร์ดประมวลผลสัญญาณ TMS320C3x DSP Starter Kit" วิศวกรรมลาดกระบัง ปีที่ 18 ฉบับที่ 1 เดือนมีนาคม 2544 หน้า 1-6
- [22] TLC32040 Analog Interface Circuit, Texas Instruments Inc., Dallas, Tx., 1997.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก.

บอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล TMS320C31

DSP Starter Kit



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

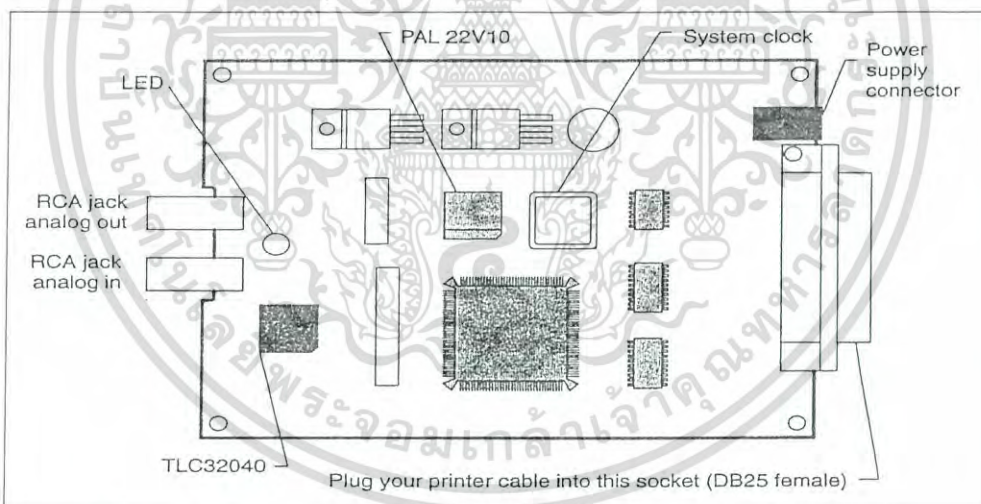
บอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล TMS320C31 DSP Starter Kit

บอร์ด TMS320C31 DSP Starter Kit (DSK) เป็นบอร์ดพัฒนาโปรแกรมแบบ Stand – Alone สามารถประมวลผลแบบเวลาจริง (Real-time) ได้โดยเราสามารถที่จะสั่งให้โปรแกรมทำงาน หรือหยุดทำงานได้โดยผ่านพอร์ตของคอมพิวเตอร์และสามารถต่อบอร์ดอินเตอร์เฟสแบบต่าง ๆ เข้ากับบอร์ด DSK ได้

1. ลักษณะของบอร์ด TMS320C31 DSP Starter Kit (DSK)

ฮาร์ดแวร์ของบอร์ด TMS320C31 DSK มีส่วนประกอบพื้นฐานที่ประกอบด้วย

- ชิป DSP TMS320C31
- ชิป A/D - D/A TLC32040
- พอร์ต Input/Output
- พอร์ตขนานของพริ้นเตอร์
- LED แบบ 3 สี



รูปภาพผนวกที่ ก.1 ฮาร์ดแวร์ของบอร์ด TMS320C31 DSP Starter Kit

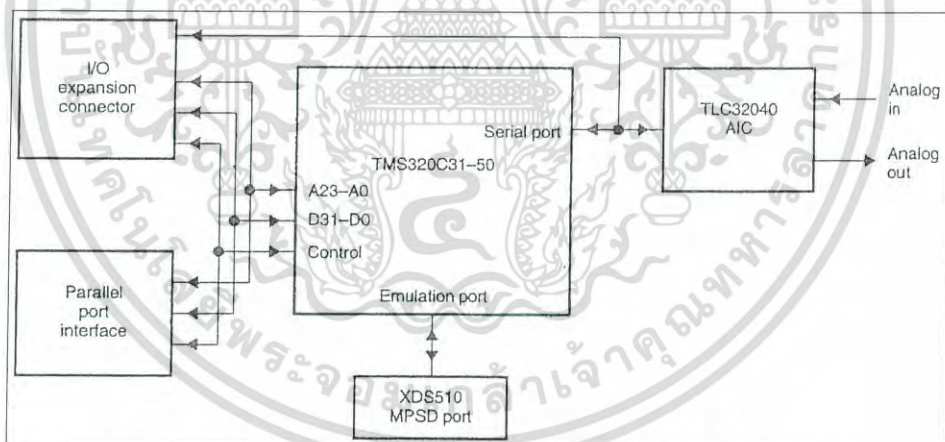
จากรูปภาพผนวกที่ 1 จะเห็นว่าอุปกรณ์บนบอร์ด DSK จะประกอบด้วย

- Header ขนาด 32 pin จำนวน 4 แถว สัญญาณทุกเส้นของ TMS320C31 DSK ที่ ส่งออกไปภายนอกบอร์ดจะต้องผ่าน Header ชุดนี้ซึ่งประกอบด้วย JP2 JP3 JP5 JP6
- Jumper block header ขนาด 11 pin (JP4) จะทำหน้าที่ควบคุมการส่งข้อมูลของพอร์ตอนุกรมของวงจรมัลติเพลกซ์ TLC32040

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- Host Interface Logic จะใช้ PLA 22V10Z และ 74ACT245 ควบคุมการสื่อสารระหว่างบอร์ด DSK กับ Host ของคอมพิวเตอร์
- ออสซิลเลเตอร์ บนบอร์ด TMS320C31 DSK จะใช้สัญญาณนาฬิกาขนาด 50 MHz เพื่อป้อนให้ชิป TMS320C31
- RCA Jack จะทำหน้าที่รับสัญญาณ Analog Input และส่งสัญญาณ Analog Output ของบอร์ด TMS320C31 DSK โดยจะต่ออยู่กับขา I/O ของชิป TLC32040
- ชิป TLC32040 จะทำหน้าที่เป็น A/D และ D/A ของบอร์ด TMS320C31 DSK
- ชิป TMS320C31 เป็นตัวประมวลผลขนาด 32 บิต แบบจุดทศนิยมลอย (Floating Point)
- Voltage Regulators ของบอร์ด DSK สามารถใช้ไฟ 7-12 Vdc หรือ 6-9 Vac โดยไฟ DC และ AC จะต้องผ่าน IC Regulator เบอร์ LM7805 และ LM7905 ซึ่งจะได้ไฟ DC +5V และ -5V ตามลำดับ ไฟ DC ที่ได้จะให้เลี้ยงอุปกรณ์ต่างๆภายในบอร์ดตลอดเวลาที่บอร์ดยังทำงานอยู่
- XDS Emulator Port เป็น Header ขนาด 12 Pin (JP1) ใช้สำหรับการ Upgrade โปรแกรม XDS debugger ในอนาคต

จากที่กล่าวมาข้างต้นสามารถแสดงเป็นรูปบล็อกไดอะแกรมได้ ดังรูปภาคผนวกที่ 2



รูปภาคผนวกที่ ก.2 บล็อกไดอะแกรมของบอร์ด TMS320C31 DSP Starter Kit

2. คุณสมบัติของบอร์ด TMS320C31 DSP STARTER KIT

- ใช้ชิป TMS320C31 เป็นตัวประมวลผลขนาด 32 บิต แบบ Floating-Point
- ใช้เวลาในการประมวลผลคำสั่ง 40ns ต่อ 1 คำสั่ง หรือ 50 MFLOP และ 25 MIPS

MFLOP : Million Floating-point Intention Per Second

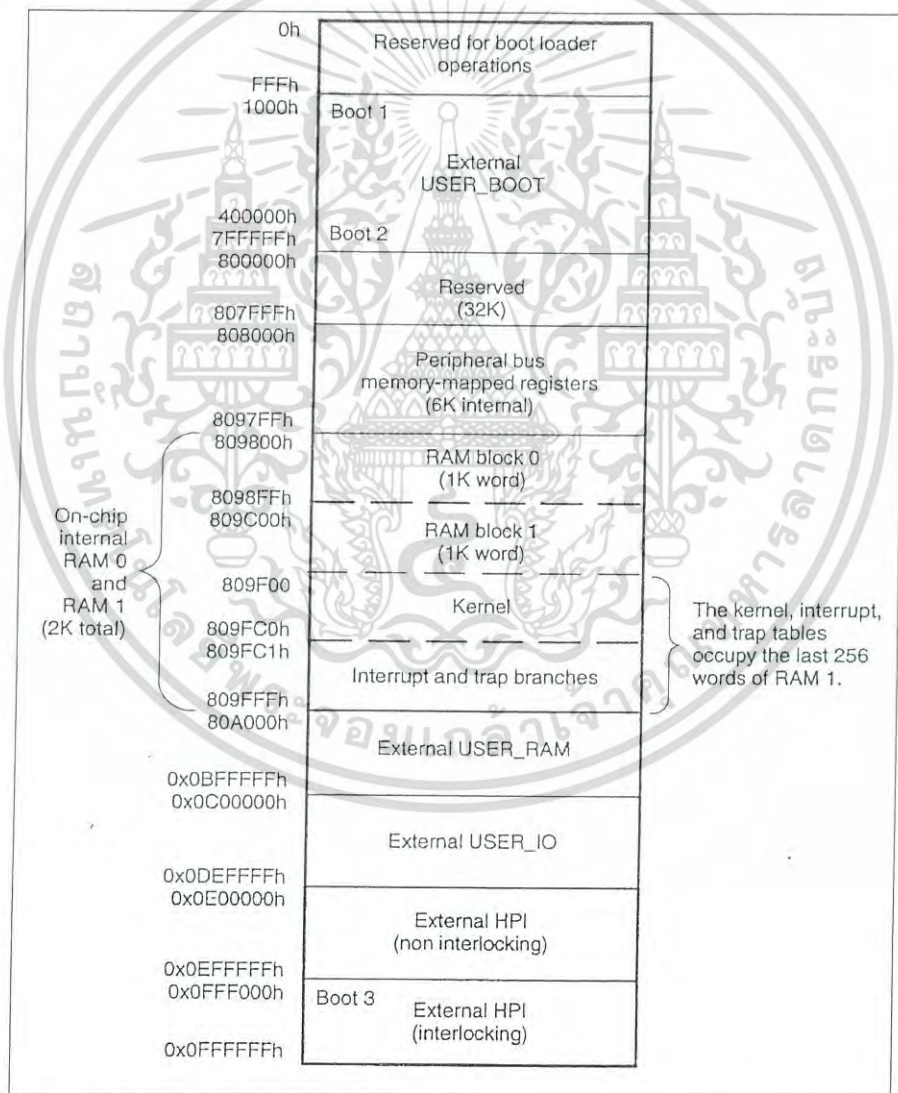
MIPS : Million Intention Per Second

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- บอร์ด TMS320C31 DSK สามารถสื่อสารกับคอมพิวเตอร์ ได้โดยใช้พอร์ตขนานของพรีนเตอร์หรือใช้ Host ของคอมพิวเตอร์
- ใช้ชิป TLC32040 ขนาด 14 บิต อัตราการสุ่มสัญญาณ 20,000 ครั้งต่อวินาที
- ใช้ RCA Jack เป็น Jack มาตรฐานสำหรับการต่อสายสัญญาณ Analog Input และ Analog Output

3. การจัดหน่วยความจำบนบอร์ด TMS320C31 DSP STARTER KIT

บอร์ด TMS320C31 DSK ได้จัดแบ่งหน่วยความจำให้อยู่ในโหมด Microcomputer/Boot Loader ดังรูปภาคผนวกที่ 3



รูปภาคผนวกที่ 3 การจัดแบ่งหน่วยความจำใน โหมด Microcomputer/Boot Loader ของ

บอร์ด TMS320C31 DSP Starter Kit

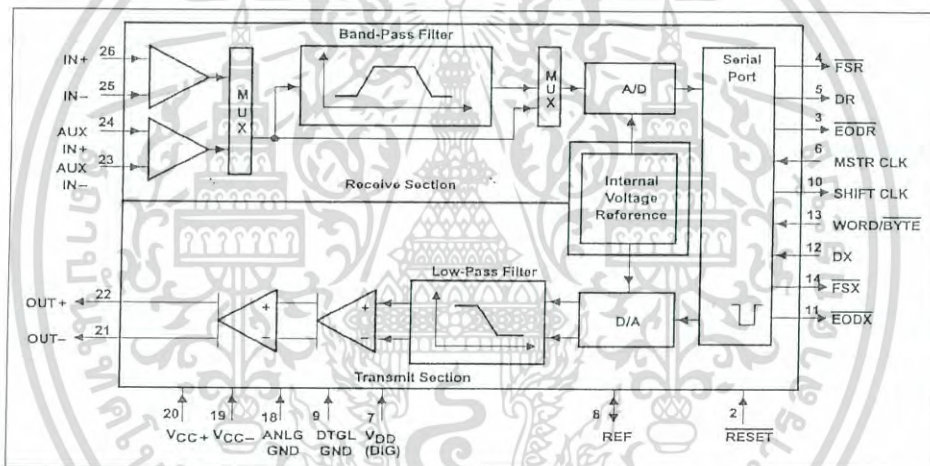
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. วงจรอินเทอร์เฟซสัญญาณอนาล็อก TLC32040

TLC32040 เป็นชิป Analog Interface Circuit (AIC) ที่ใช้เชื่อมต่อกับชิป TMS320C31 ในการทำงานประมวลผลด้าน DSP โดยมีลักษณะดังนี้คือ

- ใช้เทคโนโลยีการผลิต Advanced LinCMOS
- ความละเอียดของ ADC และ DAC เป็น 14 บิต
- สามารถเปลี่ยนอัตราการสุ่มสัญญาณของ ADC และ DAC ได้ถึง 20,000 ครั้ง/วินาที
- มี Switched Capacitor Antialiasing Input Filter และ Output Reconstruction Filter
- มีพอร์ทอนุกรมสำหรับติดต่อโดยตรงกับ TMS320C11, TMS320C17, TMS320C20, TMS320C25 Digital Signal Processing
- สามารถปรับอัตราการแปลงของ ADC และ DAC ได้โดยใช้โปรแกรมควบคุม

ฟังก์ชันไดอะแกรม ดังรูปภาคผนวกที่ 4



รูปภาคผนวกที่ 4 ฟังก์ชันไดอะแกรมของชิป TLC32040

5. การควบคุมวงจรถอดอินเทอร์เฟซ

การส่งผ่านข้อมูลในวงจรถอดอินเทอร์เฟซ (AIC) จะกระทำกันในรีจิสเตอร์สำหรับการรับข้อมูล (Data Receive: DR) และรีจิสเตอร์สำหรับการส่งข้อมูล (Data Transmit: DX) รีจิสเตอร์ทั้ง 2 จะทำการส่งข้อมูลในแบบอนุกรม ในการควบคุมรีจิสเตอร์การส่งผ่านข้อมูลของ AIC จะใช้บิตล่าง 2 บิต (LSBs) เป็นตัวกำหนดการติดต่อเมื่อบิตทั้ง 2 มีค่าเป็น 0 จะเป็นการส่งผ่านแบบปกติ เมื่อบิตทั้ง 2 มีค่าเป็น 1 จะเป็นการติดต่อระดับ 2 การควบคุมการติดต่อระดับ 2 นี้ AIC จะยอมให้ส่งผ่านข้อมูลครั้งแรกก่อน

รีจิสเตอร์ A และ B บน AIC จะเป็นตัวควบคุมการทำงานของ AIC โดยรีจิสเตอร์ A ประกอบด้วย TA, RA และเครื่องหมายที่ใช้ควบคุมตัวกรอง (Represent Filter Control) รีจิสเตอร์ B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะประกอบด้วย TB, RB และเครื่องหมายที่ใช้ควบคุม A/D และ D/A รีจิสเตอร์เหล่านี้เป็นส่วนหนึ่งของการตั้งค่าเวลาภายใน

ตำแหน่งบิตที่ใช้สำหรับควบคุมการส่งและรับของรีจิสเตอร์ TA และ RA เป็น

บิต 0-1	→	0, 0
บิต 2-6	→	RA
บิต 7-8	→	don't care (x)
บิต 9-13	→	TA
บิต 14-15	→	don't care (x)

ตำแหน่งบิตที่ใช้สำหรับควบคุมการส่งและรับของรีจิสเตอร์ TB และ RB เป็น

บิต 0-1	→	0, 1
บิต 2-7	→	RB
บิต 8	→	don't care (x)
บิต 9-14	→	TB
บิต 15	→	don't care (x)

AIC สามารถกำหนดค่าความถี่สุ่มและค่าแบนด์วิด โดยการตั้งค่าการติดต่อระดับ 2 โดยให้ตั้งค่าเป็น 1 ใน 2 บิตแรก (LSBs) ทำให้การติดต่อระดับ 2 มีค่าเหมือนการติดต่อระดับ 1 ลำดับข้อมูลจะถูกไหลจากรีจิสเตอร์ส่งข้อมูลพอร์ตอนุกรม และเซต LSBs ทั้ง 2 เป็น 1 สำหรับการติดต่อระดับ 2 ในแต่ละครั้งมีดังนี้

1. 0x3 (3h) ใช้เรียกการติดต่อระดับ 2
2. ค่าที่รีจิสเตอร์ A
3. 0x3 เรียกการติดต่อระดับ 2 ครั้งที่ 2
4. ค่าที่รีจิสเตอร์ B
5. 0x3 เรียกการติดต่อระดับ 2 ครั้งที่ 3
6. ค่าที่เซตรีจิสเตอร์ควบคุม

สามารถหาค่า A และ B เพื่อออกแบบค่าความถี่สุ่มและค่าแบนด์วิด (BW)

6. การคำนวณหาค่า A และ B เพื่อออกแบบค่าความถี่สุ่มและค่าแบนด์วิด

บอร์ด TMS320C31 DSK มี Input Clock (CLKIN) เป็น 50 MHz สามารถกำเนิดความถี่

สัญญาณนาฬิกาสูงสุด (Timer Frequency) เป็น $MCLK = (CLKIN/4) = 12.5 \text{ MHz}$ ซึ่งสูงกว่าเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนักผู้เอาไปใช้ประโยชน์ในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Master Clock Frequency ของ AIC ที่มีค่าเท่ากับ 10 MHz AIC Master Clock (MCLK) ที่เข้ามาสามารถวัดสัญญาณได้จากขา 8 ใน JP1 สัญญาณสูงสุดที่ได้จาก AIC สามารถหาได้จาก Input Clockหารด้วย 8 หรือ

$$MCLK = CLKIN/8 = (50 \text{ MHz} / 8) = 6.25 \text{ MHz}$$

Switched – Capacitor Filter Frequency (SCF) เป็นความสัมพันธ์จากรีจิสเตอร์การส่งของ A

$$SCF = MCLK / (2 \times TA) \quad (1)$$

และความถี่สุ่มเป็นความสัมพันธ์จากการส่งค่าในรีจิสเตอร์ของ A และ B

$$F_s = MCLK / (2 \times TA \times TB) \quad (2)$$

Input Filter Bandwidth หรือ Cutoff Frequency ตั้งค่าที่ 3600 MHz สำหรับ SCF ที่ 288 kHz ค่า SCF ใหม่จะได้ค่า BW นำไปคำนวณในตัวอย่าง และหาค่า A และ B เพื่อไปตั้งค่า AIC

6.1 ออกแบบ $F_s = 8 \text{ kHz}$

การออกแบบ Cutoff Frequency ของ Input Antialiasing filter เป็น 3600 Hz ที่ SCF 288 kHz จากสมการที่ (1)

$$\begin{aligned} TA &= MCLK / (2 \times SCF) = 6.25 \text{ MHz} / (2 \times 288 \text{ kHz}) \\ &= 10.85 \approx 11 = (01011)_b \end{aligned} \quad (3)$$

จากสมการที่ (2)

$$\begin{aligned} TB &= MCLK / (2 \times TA \times F_s) \\ &= 6.25 \text{ MHz} / (2 \times 11 \times 8000) \\ &= 35.51 \approx 36 = (100100)_b \end{aligned}$$

จากสมการที่ (3) จะได้ SCF (ปฏิบัติ) เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= 284.09 \text{ kHz}$$

Cutoff Frequency หรือ Input Filter Bandwidth

$$\begin{aligned} \text{BW} &= 3600 \text{ (New SCF / Set SCF)} \\ &= 3600(284.09 \text{ KHz} / 288 \text{ KHz}) \\ &= 3551.14 \text{ Hz} \end{aligned}$$

จะได้ความถี่สุ่มเป็น

$$\begin{aligned} F_s &= 6.25 \text{ MHz} / (2 \times \text{TA} \times \text{TB}) \\ &= 6.25 \text{ MHz} / (2 \times 11 \times 36) \\ &= 7891.41 \text{ Hz} \end{aligned}$$

จากสมการที่ (3) จะได้ตำแหน่งบิตที่ใช้ ในการรีจิสเตอร์ควบคุม และตั้งค่า TA = RA ซึ่ง TA มี 5 บิต, TB มี 6 บิต และ xx จะไม่สนใจ (don't care) เช่น

$$\begin{array}{ccccccc} 00 & 0101 & 100 & 0101 & 100 & & \\ \hline xx & \text{TA} & xx & \text{RA} & & & \end{array} \quad \longrightarrow \quad 162\text{Ch}$$

แยกบิตที่จะนำไปใช้เป็น 4 กลุ่ม โดยค่า A = 162Ch TB = RB ก็เช่นเดียวกัน

$$\begin{array}{ccccccc} 0 & 100100 & 0 & 100100 & 10 & & \\ \hline x & \text{TB} & x & \text{RB} & & & \end{array} \quad \longrightarrow \quad 4892\text{h}$$

6.2 ออกแบบ $F_s = 10 \text{ kHz}$

ใช้ Cutoff frequency หรือ BW สำหรับ Input Antialiasing Filter เหมือนกับ $F_s = 8 \text{ kHz}$, TA = 11 จะได้

$$\begin{aligned} \text{TB} &= 6.25 \text{ MHz} / (2 \times 11 \times 10000) \\ &= 28.41 \approx 28 = (011100)_2 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่สุ่มเป็น

$$\begin{aligned} F_s &= 6.25 \text{ MHz} / (2 \times TA \times TB) \\ &= 6.25 \text{ MHz} / (2 \times 11 \times 28) \\ &= 10146 \text{ Hz} \end{aligned}$$

ค่า B ได้

$$\begin{array}{c|c|c|c} 0 & 011100 & 0 & 011100 & 10 \\ x & TB & x & RB & \end{array} \quad \longrightarrow \quad 3872h$$

หรือ B = 3872h

6.3 ออกแบบ $F_s = 20 \text{ kHz}$

ออกแบบ BW = 8000 Hz จาก

$$BW = 3600 \text{ (New SCF / Set SCF)}$$

ค่า Switched-Capacitor Filter Frequency ค่าใหม่เป็น

$$SCF = 8000(288 \text{ K}) / 3600 = 640 \text{ KHz}$$

ค่า TA และ TB เป็น

$$\begin{aligned} TA &= 6.25 \text{ MHz} / (2 \times 640 \text{ k}) \\ &= 4.88 \approx 5 = (00101)_b \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} TB &= 6.25 \text{ MHz} / (2 \times 5 \times 20000) \\ &= 31.25 \approx 31 = (011111)_b \end{aligned}$$

ได้ SCF (ปฏิบัติ) เป็น

$$SCF = 6.25 \text{ MHz} / (2 \times 5) = 625 \text{ kHz}$$

ได้ Bandwidth (ปฏิบัติ) เป็น

$$\begin{aligned} BW &= 3600(625 \text{ k} / 288 \text{ k}) \\ &= 7812.5 \text{ Hz} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่สุ่ม (ปฏิบัติ) เป็น

$$F_s = 6.25 \text{ MHz} / (2 \times 5 \times 31) = 20161.29 \text{ Hz}$$

ค่า A จะได้

$$\begin{array}{c|c|c|c} 00 & 00101 & 00 & 00101 \\ \hline xx & TA & xx & RA \end{array} \quad \longrightarrow \quad 0A14h$$

หรือ $A = 0A14h$

$$\begin{array}{c|c|c|c} 0 & 011111 & 0 & 011111 \\ \hline x & TB & x & RB \end{array} \quad \longrightarrow \quad 3E7Eh$$

หรือ $B = 3E7Eh$

ดังนั้นสามารถสรุปค่าของรีจิสเตอร์ที่ความถี่สุ่มแตกต่างกัน 4 ค่าดังตารางภาคผนวกที่ 1

ตารางภาคผนวกที่ ก.1 ค่ารีจิสเตอร์ที่ความถี่สุ่มแตกต่างกัน 4 ค่า

F_s (ออกแบบ), Hz	F_s (ปฏิบัติ)	A	B
8000	7891.41	0x162C	0x4892
10000	10146	0x162C	0x3872
16000	15943	0x0E1C	0x3872
20000	20161.29	0x0A14	0x3E4E

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข.

การเผยแพร่งานวิจัย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. วัชรพงศ์ หินจิตร, พิเชษฐ์ ศรีสังข์งาม, กอบชัย เดชหาญ, สุรพันธ์ ยิ้มมั่น, มนูญ พ่วงพูล “การสร้างระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัลแบบหน่วยความจำร่วม” วิศวกรรมลาดกระบัง คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีที่ 18 ฉบับที่ 2 มิถุนายน 2542
2. ชูสิทธิ์ ประดับเพชร, วัชรพงศ์ หินจิตร, สุรพันธ์ ยิ้มมั่น และ กอบชัย เดชหาญ, “การสร้างตัวกรองเชิงเลขแบบไบควอด,” วิศวกรรมลาดกระบัง, ปีที่ 19, ฉบับที่ 2, หน้า 93 – 98, มิถุนายน 2545.
3. วัชรพงศ์ หินจิตร, ชูสิทธิ์ ประดับเพชร, สุรพันธ์ ยิ้มมั่น และ กอบชัย เดชหาญ, “การสร้างตัวกรองเชิงเลขชนิดแบนด์แคบแบบหลายแถบความถี่,” วิศวกรรมลาดกระบัง, ปีที่ 19, ฉบับที่ 4, หน้า 7 – 12, ธันวาคม 2545
4. สุรพันธ์ ยิ้มมั่น, วัชรพงศ์ หินจิตร, สมพงษ์ จงสถาพร, พุศศักดิ์ ชิวสุวิทย์, ชูสิทธิ์ ประดับเพชร “การออกแบบและสร้างตัวกรองเชิงเลขแบบ Notch โดยปรับปรุงอัลกอริทึมการวาง Pole-zero,” วิศวกรรมลาดกระบัง, ปีที่ 20, ฉบับที่ 2, มิถุนายน 2546 หน้า 17-22
5. K. Dejhan, S.Chivapreecha, S. Yimmun, W.Hinjit, C. Pradabpet “Design and Implementation of Multi-Narrow Band Digital Filter,” International Technical Conference On Circuit/Systems, Computers and Communications., 7-9 July 2003, Phoenix Park, Kang-Won Do, Korea.
6. K. Dejhan, P. Thooplung, S. Yimmun, W. Hinjit, W. Ussawongaraya “Design and Implementation of IIR Multiple Notch Filter with Modified Pole Zero Placement Algorithm” International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS 2003) 22-25 October 2003 Gyeongju TEMF Hotel, Gyeongju, Korea.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

นายวัชรพงศ์ หินจิตร เกิดเมื่อวันที่ 11 กันยายน พ.ศ. 2518 ที่จังหวัดชลบุรี สำเร็จการศึกษา
วิทยาศาสตร์บัณฑิต สาขาฟิสิกส์อุตสาหกรรมและอุปกรณ์การแพทย์ คณะวิทยาศาสตร์ประยุกต์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ปีการศึกษา 2539

ปี พ.ศ. 2540 เข้ารับราชการตำแหน่งนักวิทยาศาสตร์ ระดับ 3 สังกัดภาควิชาฟิสิกส์อุตสาหกรรม
และอุปกรณ์การแพทย์ คณะวิทยาศาสตร์ประยุกต์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า
พระนครเหนือ และปัจจุบันรับราชการในตำแหน่งนักวิทยาศาสตร์ ระดับ 5



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้