



การออกแบบตัวกรองเชิงเลขแบบแบนด์แคบที่ปราศจากตัวคูณ ชนิดไอไออาร์
DESIGN OF MULTIPLIERLESS NARROWBAND IIR FILTERS



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2546

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 54961
วัน,เดือน,ปี..... - 1 เม.ย. 2548

b.....
i.....

การออกแบบตัวกรองเชิงเลขแบบแบนด์แคบที่ปราศจากตัวคูณ ชนิดไอไออาร์
DESIGN OF MULTIPLIERLESS NARROWBAND IIR FILTERS

โดย

นายชนาวุฒิ คุณวรเวทย์ 43010170
นายธีระศักดิ์ เรืองรังสรรค์ 43010195

อาจารย์ที่ปรึกษา
อ. อัครพล ตรีรัตน์

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2546

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2546

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การออกแบบตัวกรองเชิงเลขแบบแบนด์แคบที่ปราศจากตัวคูณ ชนิดไอโออาร์

DESIGN OF MULTIPLIERLESS NARROWBAND IIR FILTERS

ผู้จัดทำ

1. นายธนาวุฒิ คุณวรเวทย์ 43010170

2. นายธีระศักดิ์ เรืองรังสรรค์ 43010195

อิกทพ อริวัณห์

.....อาจารย์ที่ปรึกษา

(อาจารย์อัครพล ศรีรัตน์)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบตัวกรองเชิงเลขแบบแบนด์แคบที่ปราศจากตัวคูณ ชนิดไอโออาร์
DESIGN OF MULTIPLIERLESS NARROWBAND IIR FILTERS

โดย นายชนาวุฒิ คุณวรเวช 43010170

นายธีระศักดิ์ เรืองรังสรรค์ 43010195

อาจารย์ที่ปรึกษา อ. อัครพล ศรีรัตน์

บทคัดย่อ

โครงการนี้นำเสนอแนวทางใหม่ในการออกแบบและการสร้างตัวกรองสัญญาณเชิงเลขแบบแบนด์แคบ ชนิดไอโออาร์โดยเลือกโครงสร้างให้ปราศจากตัวคูณ (Multiplierless Narrow-Band IIR Digital Filter) โดยทำการแทนค่าคงที่ที่ใช้ในกระบวนการคูณด้วยตัวเลื่อน (Shifters) และตัวบวก (Adders) จำนวนน้อยที่สุด แนวทางที่นำเสนอขึ้นอยู่กับพื้นฐานของการวิเคราะห์ค่าความไวต่อการตอบสนอง (Sensitivity) โดยจำลองการทำงานของตัวกรองสัญญาณเชิงเลขที่สร้างขึ้นด้วยโปรแกรม MATLAB ก่อนนำไปสร้างจริงด้วยบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล TMS320C31 ผลการทดลองที่ได้จากการวัดโดยเครื่องวิเคราะห์สัญญาณแบบไดนามิก มีผลตอบสนองท่วงขนาดและความถี่เป็นไปตามทฤษฎีที่ได้ออกแบบไว้

ABSTRACT

This project presents a new technique for the design and implementation of multiplierless narrow-band IIR digital filter. The multiplierless filter has all multiplication constants implemented with a small number of shifters and adders. The proposed technique is based on sensitivity analysis. The results from proposed structure are compared with MATLAB simulation program before implementation of actual digital filters are done on TMS320C31-DSP board. The experimental results are measured from the dynamic signal analyzer and it is shown that the digital filters have the accurate frequency responses when compared with the theoretical results.

สารบัญ

บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาของหัวข้อปริญญาโท	1
1.2 วัตถุประสงค์ของปริญญาโท	1
1.3 ขอบเขตของปริญญาโท	2
1.4 เนื้อหาของปริญญาโท	2
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	3
2.1 ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัล	3
2.1.1 สัญญาณเชิงเวลาไม่ต่อเนื่อง	3
2.1.2 ชนิดของสัญญาณเชิงเวลาไม่ต่อเนื่อง	4
2.1.3 การกระทำพื้นฐานของลำดับ	5
2.1.4 ลำดับพื้นฐานในการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล	6
2.1.5 ระบบเชิงเวลาไม่ต่อเนื่อง	8
2.1.6 ผลตอบสนองอิมพัลส์และผลตอบสนองต่อสเตป	10
2.1.7 คุณลักษณะของระบบเชิงเส้นไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา	10
2.1.8 การต่อเชื่อมพื้นฐานเพื่อสร้างระบบเชิงเส้นไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา	11
2.1.9 การแบ่งชนิดของระบบเชิงเส้นไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา	12
2.1.10 คุณสมบัติของลำดับกรอสคอร์รีเลชันและลำดับอโตคอร์รีเลชัน	12
2.1.11 รูปแบบนอร์มอลไลซ์ของคอร์รีเลชัน	13
2.2 ทฤษฎีตัวกรองดิจิทัล	14
2.2.1 องค์ประกอบของตัวกรองดิจิทัล	14
2.2.2 โครงสร้างของตัวกรองดิจิทัลแบบไอไออาร์	15
2.2.2.1 โครงสร้างแบบโดยตรง F หรือ DF1	16
2.2.2.2 โครงสร้างแบบโดยตรง 2 หรือ DF2	17
2.2.2.3 โครงสร้างแบบออลพาส	18
2.2.2.4 โครงสร้างแบบต่ออนุกรมและโครงสร้างแบบต่อขนาน	21
2.2.2.5 โครงสร้างการต่อแบบขนานของสองโครงข่ายออลพาส	22
2.3 เทคนิคการปรับโครงสร้างตัวกรองให้ปราศจากตัวคูณ	24
2.3.1 ทฤษฎีสมการฟังก์ชันถ่ายโอนออลพาส	24
2.3.2 การวิเคราะห์ความไวต่อการตอบสนอง	26

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.2.1	ความไวต่อการตอบสนองแอมพลิฟูดสำหรับออลพาส	26
2.3.2.2	ฟังก์ชันความไวทางเฟสของเทอมออลพาส อันดับที่ 1 และอันดับที่ 2	28
2.3.2.3	คุณสมบัติของฟังก์ชันความไวต่อการตอบสนอง	29
2.3.3	เฟสทอเลอเรนส์ตีสม	30
2.3.4	ฟังก์ชันการถ่ายโอน	32
2.3.4.1	ฟังก์ชันถ่ายโอน EMQF	32
2.3.4.2	ค่าคงที่ในส่วนที่เป็นออลพาส	35
2.3.4.3	ส่วนประกอบระนาบ z และขอบความถี่ช่วงความถี่หยุด	36
2.3.4.4	การออกแบบตัวกรองอิลิปติกที่ปราศจากตัวคูณชนิด ไอโออาร์	36
บทที่ 3	การสร้างและการออกแบบ	39
3.1	กำหนดขอบเขตการออกแบบ (Design Space)	39
3.2	การออกแบบที่ 1	40
3.2.1	การเลือกค่า α และค่า f_{3dB}	40
3.2.1.1	หาค่า α_i และค่า f_{3dB}	41
3.2.2	การเลือกค่า β	42
3.2.2.1	หาค่า n	43
3.2.2.2	หาค่า $\beta_{max 1}$	44
3.2.2.3	หาค่า β_{max}	47
3.2.2.4	หาค่า β_{max}	50
3.2.3	ค่าคงที่กลุ่มที่สอง α_1	51
3.2.3.1	หาค่า α_q	55
3.3	การออกแบบที่ 2	60
3.3.1	การเลือกค่า α และค่า f_{3dB}	60
3.3.1.1	หาค่า α_i และค่า f_{3dB}	61
3.3.2	การเลือกค่า β	62
3.3.2.1	หาค่า n	63
3.3.2.2	หาค่า $\beta_{max 1}$	64
3.3.2.3	หาค่า β_{max}	67
3.3.2.4	หาค่า β_{max}	70
3.3.3	ค่าคงที่กลุ่มที่สอง α_1	71

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.3.1	หาค่า α_{1q}	75
3.4	การสร้างตัวกรองเชิงเลขจากบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล TMS320C31	79
บทที่ 4	การทดลองและผลการทดลอง	81
4.1	หาผลตอบสนองของการออกแบบที่ 1 ตัวกรองเชิงเลขที่ปราศจากตัวคูณ	81
4.1.1	ผลตอบสนองทางความถี่ของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านที่ ปราศจากตัวคูณจากการจำลองการทำงาน	81
4.1.2	ค่าการลดทอนของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านที่ ปราศจากตัวคูณจากการจำลองการทำงาน	82
4.1.3	ผลตอบสนองทางความถี่ของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านที่ ปราศจากตัวคูณจากการสร้างจริง	85
4.2	หาผลตอบสนองของการออกแบบที่ 2 ตัวกรองเชิงเลขแบบแบนด์แคปที่ ปราศจากตัวคูณ	86
4.2.1	ผลตอบสนองทางความถี่ของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่าน แบบแบนด์แคปที่ปราศจากตัวคูณจำลองการทำงาน	86
4.2.2	ค่าการลดทอนของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่าน แบบแบนด์แคปที่ปราศจากตัวคูณจำลองการทำงาน	87
4.2.3	ผลตอบสนองทางความถี่ของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่าน แบบแบนด์แคปที่ปราศจากตัวคูณจากการสร้างจริง	90
บทที่ 5	บทวิจารณ์และบทสรุป	91
	ภาคผนวก	
	กิตติกรรมประกาศ	
	หนังสืออ้างอิง	

สารบัญรูป

รูปที่ 2.1	แสดงระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัล	3
รูปที่ 2.2	แสดงสัญญาณ $x[n]$	4
รูปที่ 2.3	แสดงการกระทำพื้นฐานของลำดับ	6
รูปที่ 2.4ก	แสดงยูนิตอิมพัลส์ $\delta[n]$	6
รูปที่ 2.4ข	แสดงยูนิตอิมพัลส์ $\delta[n - 2]$	6
รูปที่ 2.5	แสดงสัญญาณ $y[n]$ ซึ่งเป็นผลรวมของยูนิตอิมพัลส์ที่เลื่อนเวลา	7
รูปที่ 2.6ก	แสดงยูนิตสเตป $\mu[n]$	7
รูปที่ 2.6ข	แสดงยูนิตสเตป $\mu[n - 2]$	7
รูปที่ 2.7	ระบบที่มีความเป็นเชิงเส้น	9
รูปที่ 2.8	คุณสมบัติของระบบไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา	9
รูปที่ 2.9	ระบบเชิงเส้นไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา	10
รูปที่ 2.10	โคแอสเทรียมการทำงานของตัวกรองดิจิทัลพื้นฐาน	14
รูปที่ 2.11	แสดงองค์ประกอบพื้นฐานทั้งสามที่ใช้เป็นส่วนประกอบของตัวกรองดิจิทัล	14
รูปที่ 2.12ก	เขียนแยกตัวบวกสัญญาณ	16
รูปที่ 2.12ข	เขียนรวมตัวบวกสัญญาณ	16
รูปที่ 2.13ก	เขียนแยกอุปกรณ์หน่วงสัญญาณ	17
รูปที่ 2.13ข	เขียนรวมอุปกรณ์หน่วงสัญญาณ	18
รูปที่ 2.14ก	Ansari-Lui Allpass อันดับที่ 1 Type A	19
รูปที่ 2.14ข	Ansari-Lui Allpass อันดับที่ 1 Type B	19
รูปที่ 2.14ค	Ansari-Lui Allpass อันดับที่ 1 Type C	19
รูปที่ 2.15ก	Ansari-Lui Allpass อันดับที่ 2 Type A	20
รูปที่ 2.15ข	Ansari-Lui Allpass อันดับที่ 2 Type B	20
รูปที่ 2.15ค	Ansari-Lui Allpass อันดับที่ 2 Type C	20
รูปที่ 2.16	แสดงโครงสร้างแบบต่ออนุกรม	21
รูปที่ 2.17	แสดงโครงสร้างตัวกรองดิจิทัลแบบไอโออาร์ ที่มีโครงสร้างแบบต่อขนาน	22
รูปที่ 2.18	แสดงโครงสร้างการต่อแบบขนานของสองโครงข่ายออลพาส	23
รูปที่ 2.19	ตัวอย่างโครงสร้างการต่อแบบขนานของสองโครงข่ายออลพาส	23
รูปที่ 2.20	แสดงตำแหน่งของโพลและซีโร	25
รูปที่ 2.21ก	ออลพาสอันดับที่ 1, ความไวต่อการตอบสนองทางเฟส (Phase Sensitivity) ของ α	29
รูปที่ 2.21ข	ออลพาสอันดับที่ 2, ความไวต่อการตอบสนองทางเฟส (Phase Sensitivity) ของ α	29
รูปที่ 2.21ค	ออลพาสอันดับที่ 2, ความไวต่อการตอบสนองทางเฟส (Phase Sensitivity) ของ β	29
รูปที่ 2.22	เฟสทอเลอแรนซ์สคีมา (Phase Tolerance Scheme)	31

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.23	รูปตัวอย่างแสดงการกระจายของตำแหน่งโพลาไรซ์ระหว่าง $H_a(z)$ และ $H_b(z)$ ในระนาบ Z	35
รูปที่ 3.1	Attenuation-limit Specification และ Attenuation of Elliptic Filter	39
รูปที่ 3.2	แสดงฟังก์ชันความไวต่อการตอบสนองของ α_1	52
รูปที่ 3.3	แสดงฟังก์ชันความไวต่อการตอบสนองของ α_2	52
รูปที่ 3.4	แสดงฟังก์ชันความไวต่อการตอบสนองของ β_2	52
รูปที่ 3.5	การประมาณค่าฟังก์ชันผลต่างเฟสในช่วงความถี่หยุดก่อนการควอนไทซ์ α_1	53
รูปที่ 3.6	การประมาณค่าฟังก์ชันผลต่างเฟสในช่วงความถี่หยุดหลังการควอนไทซ์ α_1	54
รูปที่ 3.7	แสดงโครงสร้างของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านที่ปราศจากตัวคูณ	59
รูปที่ 3.8	แสดงฟังก์ชันความไวต่อการตอบสนองของ α_1	72
รูปที่ 3.9	แสดงฟังก์ชันความไวต่อการตอบสนองของ α_2	72
รูปที่ 3.10	แสดงฟังก์ชันความไวต่อการตอบสนองของ β_2	72
รูปที่ 3.11	การประมาณค่าฟังก์ชันผลต่างเฟสในช่วงความถี่หยุดก่อนการควอนไทซ์ α_1	73
รูปที่ 3.12	การประมาณค่าฟังก์ชันผลต่างเฟสในช่วงความถี่หยุดหลังการควอนไทซ์ α_1	74
รูปที่ 3.13	แสดงโครงสร้างของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านแบบแบนด์แคบที่ปราศจากตัวคูณ	79
รูปที่ 3.14	แสดงโคแอดเจอร์นการต่อ DSP เข้ากับสัญญาณอินพุตและเอาต์พุต	79
รูปที่ 3.15	แสดงการต่ออุปกรณ์เข้ากับเครื่อง Dynamic Signal Analyzer Model Agilent 35670A	80
รูปที่ 3.16	แสดงการวัดจริงด้วยเครื่อง Dynamic Signal Analyzer Model Agilent 35670A	80
รูปที่ 4.1	แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านที่ปราศจากตัวคูณ อันดับที่ 3 จากการจำลองการทำงาน	81
รูปที่ 4.2	แสดงค่าการลดทอนของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านที่ปราศจากตัวคูณ อันดับที่ 3 จากการจำลองการทำงาน	82
รูปที่ 4.3	แสดงค่าการลดทอนของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านที่ปราศจากตัวคูณ อันดับที่ 3 ช่วงความถี่ระหว่าง 0 ถึง 0.15 จากการจำลองการทำงาน	82
รูปที่ 4.4	แสดงค่าการลดทอนของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านที่ปราศจากตัวคูณ อันดับที่ 3 ช่วงความถี่ระหว่าง 0.2 ถึง 0.5 จากการจำลองการทำงาน	83
รูปที่ 4.5	แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านที่ปราศจากตัวคูณ อันดับที่ 3 จากการสร้างจริง	85
รูปที่ 4.6	แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านแบบแบนด์แคบ ที่ปราศจากตัวคูณอันดับที่ 3 จากการจำลองการทำงาน	86
รูปที่ 4.7	แสดงค่าการลดทอนของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านแบบแบนด์แคบ ที่ปราศจากตัวคูณอันดับที่ 3 จากการจำลองการทำงาน	87
รูปที่ 4.8	แสดงค่าการลดทอนของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านแบบแบนด์แคบ ที่ปราศจากตัวคูณอันดับที่ 3 ช่วงความถี่ระหว่าง 0 ถึง 0.03 จากการจำลองการทำงาน	87

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.9 แสดงค่าการลดทอนของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านแบบแบนด์แคบที่ปราศจาก ตัวคูณอันดับที่ 3 ช่วงความถี่ระหว่าง 0.02 ถึง 0.5 จากการจำลองการทำงาน	88
รูปที่ 4.10 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านแบบแบนด์แคบ ที่ปราศจากตัวคูณอันดับที่ 3 จากการสร้างจริง	90



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่ 2.1	แสดงเทอมออลฟาอันดับที่ 1	28
ตารางที่ 2.2	แสดงเทอมออลฟาอันดับที่ 2	28
ตารางที่ 2.3	แสดงสมการสำหรับคำนวณหาสัมประสิทธิ์ในเทอมออลฟา ฟังก์ชันถ่ายโอนที่มาจากตัวกรอง EMQF	35
ตารางที่ 2.4	แสดงค่าของ α และ f_{3dB} ที่ได้จากสมการที่ 2.58	37
ตารางที่ 3.1	แสดงขั้นตอนการหาค่า α_i และค่า f_{3dB}	41
ตารางที่ 3.2	แสดงขั้นตอนการหาค่า n	43
ตารางที่ 3.3	แสดงขั้นตอนการหาค่า $\beta_{\max 1}$	44
ตารางที่ 3.4	แสดงขั้นตอนการหาค่า $\beta_{\max 2}$	47
ตารางที่ 3.5	แสดงขั้นตอนการหาค่า β_{\max}	50
ตารางที่ 3.6	แสดงขั้นตอนการหาค่า α_{1q}	55
ตารางที่ 3.7	แสดงขั้นตอนการหาค่า α_i และค่า f_{3dB}	61
ตารางที่ 3.8	แสดงขั้นตอนการหาค่า n	63
ตารางที่ 3.9	แสดงขั้นตอนการหาค่า $\beta_{\max 1}$	64
ตารางที่ 3.10	แสดงขั้นตอนการหาค่า $\beta_{\max 2}$	67
ตารางที่ 3.11	แสดงขั้นตอนการหาค่า β_{\max}	70
ตารางที่ 3.12	แสดงขั้นตอนการหาค่า α_{1q}	75
ตารางที่ 4.1	แสดงค่าผลตอบสนองทางความถี่จากการจำลองโครงสร้างของตัวกรอง ความถี่ต่ำผ่านที่ปราศจากตัวคูณ	84
ตารางที่ 4.2	แสดงค่าผลตอบสนองทางความถี่จากการจำลองโครงสร้างของตัวกรอง ความถี่ต่ำผ่านแบบแบนด์แคปที่ปราศจากตัวคูณ	89

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาของหัวข้อปริญญาานิพนธ์

ในปัจจุบันการสื่อสารเข้ามามีบทบาทในชีวิตประจำวันเป็นอย่างมาก การส่งสัญญาณจากต้นทางไปยังปลายทางนั้นจะต้องผ่านตัวกลางต่างๆ ของระบบสื่อสาร ซึ่งโดยทั่วไปสัญญาณที่ทำการส่งเมื่อไปถึงยังปลายทางแล้วนั้น มักจะพบว่ามีความผิดเพี้ยนมากกับสัญญาณที่รับได้จึงทำให้คุณภาพของสัญญาณที่รับได้ลดลง เมื่อจะนำสัญญาณที่รับได้ไปใช้นั้น จึงจำเป็นต้องทำการกรองเอาสัญญาณที่ต้องการออกมาเพียงอย่างเดียวโดยให้มีสัญญาณรบกวนปนอยู่น้อยที่สุดเท่าที่จะทำได้ แต่เมื่อสัญญาณที่เราต้องการกรองเป็นสัญญาณที่มีช่วงแบนด์วิดท์แคบมากๆ จึงมีความจำเป็นที่จะต้องใช้อุปกรณ์ที่มีลักษณะพิเศษเฉพาะ คือ ตัวกรองแบบแบนด์แคบ จึงจะสามารถกรองเฉพาะสัญญาณที่ต้องการออกมาได้โดยไม่มีสัญญาณรบกวนปนออกมาด้วย ซึ่งการออกแบบตัวกรองโดยทั่วไปจะเป็น โครงสร้างที่มีตัวคูณ จึงเกิดข้อจำกัดเมื่อต้องนำไปสร้างจริงทั้งด้านความล่าช้าในการประมวลผลสัญญาณของตัวกรองและสิ้นเปลืองเนื้อที่บนชิพมากกว่าตัวเลื่อน (Shifter) และตัวบวก (Adder)

ปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้จึงนำเสนอเทคนิคใหม่ในการออกแบบและสร้างตัวกรองแบบแบนด์แคบชนิดไอโออาร์ โดยมีโครงสร้างที่ปราศจากตัวคูณ โดยการออกแบบขนานของสองโครงข่ายออกพาส และการแทนตัวคูณด้วยตัวเลื่อน (Shifter) และตัวบวก (Adder) จำนวนน้อยๆ ตัว ซึ่งเทคนิคที่นำเสนออยู่บนพื้นฐานของการวิเคราะห์ความไวต่อการตอบสนอง ดังแสดงในปริญญาานิพนธ์นี้จะพบว่ามีค่าคงที่ออกเป็น 2 กลุ่ม กลุ่มที่ 1 คือ กลุ่มของค่าคงที่ซึ่งมีค่าความไวต่อการตอบสนองสูงจำนวน $(n + 1)/2$ ตัว ซึ่งจะถูกสร้างขึ้นตามค่าที่เป็นจริงของมัน และกลุ่มที่ 2 คือ กลุ่มของค่าคงที่ซึ่งมีค่าความไวต่อการตอบสนองต่ำจำนวน $(n - 1)/2$ ตัว ที่จะต้องใช้กระบวนการคำนวณที่ซับซ้อนก่อนนำไปสร้างจริง โดยการพิจารณาจากเฟสทอเลอแรนซ์สกีม (Phase-Tolerance Scheme) และฟังก์ชันความไวทางเฟส (Phase Sensitivity function) จากนั้นจึงนำตัวกรองที่ออกแบบได้ไปทำการจำลอง (Simulation) ด้วยโปรแกรมแมทแลบ

(MATLAB) ก่อนนำไปทดลองใช้จริงในระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัล โดยการโปรแกรมลงบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล TMS320C31 และวัดคุณสมบัติของตัวกรองที่สร้างขึ้นตามลำดับ

1.2 วัตถุประสงค์ของปริญญาานิพนธ์

- 1.2.1 เพื่อศึกษาถึงโครงสร้างของตัวกรองที่ปราศจากตัวคูณ
- 1.2.2 เพื่อศึกษาหลักการกรองสัญญาณ โดยใช้ตัวกรองแบบแบนด์แคบ
- 1.2.3 เพื่อศึกษาและประยุกต์ใช้งานภาษาซีในระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัล
- 1.2.4 เพื่อศึกษาและประยุกต์ใช้งานระบบประมวลผลสัญญาณ
- 1.2.5 เพื่อสร้างตัวกรองสัญญาณแบบแบนด์แคบที่ปราศจากตัวคูณได้โดยใช้ระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สวอนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.3 ขอบเขตของปริญญานิพนธ์

1. ทำการศึกษาและออกแบบตัวกรองสัญญาณเชิงเลขที่ปราศจากตัวคูณ
2. ทำการศึกษาและออกแบบตัวกรองสัญญาณเชิงเลขแบบแบนด์แคบที่ปราศจากตัวคูณ
3. ทำการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB
4. ทำการสร้างจริงบนบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล TMS320C31

1.4 เนื้อหาของปริญญานิพนธ์

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานของระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัลและหลักการในการออกแบบและสร้างตัวกรองที่ปราศจากตัวคูณ

บทที่ 3 กล่าวถึงแนวคิดและตัวอย่างในการออกแบบตัวกรองที่ปราศจากตัวคูณ

บทที่ 4 กล่าวถึงการทดลองและผลการทดลอง

บทที่ 5 กล่าวถึงการวิจารณ์และสรุปผล



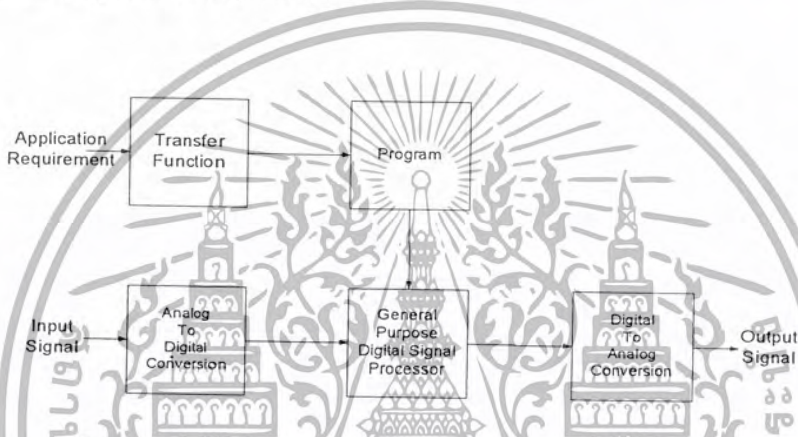
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการ

2.1 ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัล

สัญญาณในปัจจุบันจะอยู่ในรูปของสัญญาณที่ต่อเนื่อง (Analog Signal) การประมวลผลสัญญาณโดยทั่วไปจึงมักทำในแกนเวลาที่ต่อเนื่อง แต่เนื่องจากผลเสียจากความไม่แน่นอนของระบบประมวลผลสัญญาณจึงมีการนำระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัลเข้ามาใช้งาน สำหรับระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัลนั้นจะมีส่วนประกอบเพิ่มเติมจากระบบประมวลผลสัญญาณทั่วไป 2 ส่วน คือ ส่วนแปลงสัญญาณอนาล็อกไปเป็นสัญญาณดิจิทัล (Analog to Digital Conversion) และส่วนแปลงสัญญาณดิจิทัลไปเป็นสัญญาณอนาล็อก (Digital to Analog Conversion)



รูปที่ 2.1 แสดงระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัล

จากรูปที่ 2.1 สัญญาณอินพุตจะถูกแปลงไปอยู่ในรูปแบบสัญญาณไม่ต่อเนื่องหรือสัญญาณดิจิทัล และถูกส่งเข้าตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล ซึ่งจะทำงานตามโปรแกรมที่ได้ถูกตั้งไว้ และผลที่ได้จากการประมวลผลก็จะถูกแปลงเป็นสัญญาณเอาต์พุตที่ต่อเนื่องซึ่งสามารถนำไปใช้งานได้ต่อไป

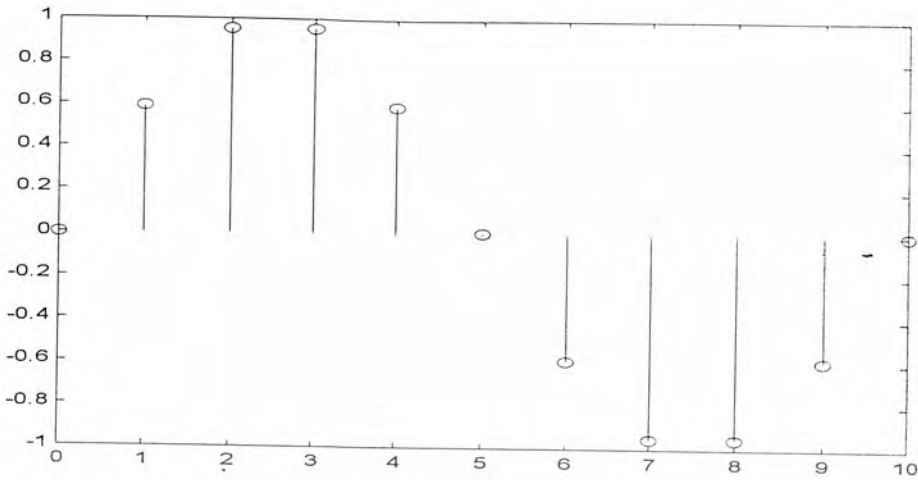
2.1.1 สัญญาณเชิงเวลาไม่ต่อเนื่อง (Discrete – Time Signal)

เนื่องจากสัญญาณเชิงเวลาไม่ต่อเนื่องมักจะถูกแสดงในรูปของลำดับ (Sequence) ดังนั้นการอธิบายคุณลักษณะของสัญญาณเชิงเวลาไม่ต่อเนื่องนับจากนี้อาจใช้คำว่าลำดับแทนสัญญาณเชิงเวลาไม่ต่อเนื่องและจากที่ได้ทราบมาแล้วว่าระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัลจะทำการประมวลผลสัญญาณในแกนเวลาที่ไม่ต่อเนื่อง ดังนั้นค่าสัญญาณที่ถูกสุ่มตัวอย่าง (Sampling Signal) แต่ละค่าจะถูกแสดงโดยลำดับ $x[n]$ เมื่อ n เป็นจำนวนเต็ม เนื่องจากการซักรตัวอย่างจะกระทำที่เต็มหน่วยเวลาและค่า n จะมีค่าอยู่ระหว่าง $-\infty$ ถึง ∞ โดยทั่วไปหากค่าตัวอย่างถูกซักรตัวอย่างที่เวลา $n = 0$ แล้วก็จะมีการใช้ลูกศร \uparrow แสดงไว้ ตัวอย่างของสัญญาณที่ได้จากการซักรตัวอย่างแสดงในรูปเวกเตอร์ได้ดังนี้

$$x[n] = \{0, 0.5878, 0.9511, 0.9511, 0.5878, 0, -0.5878, -0.9511, -0.9511, -0.5878, 0\}$$

\uparrow

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สวอนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูป 2.2 แสดงสัญญาณ $x[n]$

ในบางครั้งสัญญาณเชิงเวลาไม่ต่อเนื่องจะถูกสร้าง โดยการซัดตัวอย่างจากสัญญาณที่ต่อเนื่อง $x_a(t)$ โดยมีคาบเวลาของการซัดตัวอย่างคงที่เท่ากับ T ค่าของ $x[n]$ จึงมีค่าเท่ากับค่าของสัญญาณที่ต่อเนื่องที่เวลา t ใดๆ และ $t = nT$ ดังนั้น

$$x[n] = x_a(t)|_{t=nT} = x_a(nT), \quad n = \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots$$

จากค่าคาบเวลาในการซัดตัวอย่าง T เราสามารถหาค่าความถี่ในการซัดตัวอย่างได้เป็น $F_s = \frac{1}{T}$

2.1.2 ชนิดของสัญญาณเชิงเวลาไม่ต่อเนื่อง

สัญญาณเชิงเวลาไม่ต่อเนื่องสามารถแบ่งออกได้หลายชนิดแล้วแต่วิธีการแบ่ง

1. กรณีแบ่งโดยจำนวนค่าตัวอย่างหรือความยาวคือสัญญาณเชิงเวลาไม่ต่อเนื่องความยาวจำกัด (Finite Length) และสัญญาณเชิงเวลาไม่ต่อเนื่องความยาวไม่จำกัด (Infinite Length) นิยามโดย

- สัญญาณเชิงเวลาไม่ต่อเนื่องความยาวจำกัด เป็นสัญญาณเชิงเวลาที่มีค่า

$$N_1 \leq n \leq N_2 \quad \text{โดย } -\infty < N_1 \text{ และ } N_2 < \infty$$

และจะสามารถหาความยาวของสัญญาณนี้ได้โดย $N = N_2 - N_1 + 1$

- สัญญาณเชิงเวลาไม่ต่อเนื่องความยาวไม่จำกัด เป็นสัญญาณเชิงเวลาที่มีค่าความยาวไม่จำกัดแต่สามารถทำให้เป็นสัญญาณเชิงเวลาไม่ต่อเนื่องความยาวจำกัดได้โดยกำหนดค่าศูนย์ให้แก่ค่าตัวอย่างอื่นๆ ที่อยู่นอกกระยะซึ่งวิธีการนี้เรียกว่า “Zero Padding” สัญญาณเชิงเวลาไม่ต่อเนื่องความยาวไม่จำกัดแบ่งออกเป็น 3 ลักษณะคือ

1. ลำดับด้านขวา (Right Handed Sequence) เป็นลำดับที่มีค่าตัวอย่างเป็นศูนย์สำหรับทุกค่าที่ $n < N_1$ กล่าวคือ

$$x[n] = 0 \quad ; \quad n < N_1$$

ถ้า $N_1 \geq 0$ ลำดับด้านขวานี้จะเรียกว่าลำดับคอซอล (Causal Sequence)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ลำดับด้านซ้าย (Left Handed Sequence) เป็นลำดับที่มีค่าตัวอย่างเป็นศูนย์สำหรับทุกค่าที่ $n > N_2$ กล่าวคือ

$$x[n] = 0 \quad ; \quad n > N_2$$

ถ้า $N_2 \leq 0$ ลำดับด้านซ้ายนี้จะเรียกว่าลำดับแอนติคอสอล (Anticausal Sequence)

3. ลำดับ 2 ข้าง (Two Sided Sequence) เป็นลำดับที่มีค่า n อยู่ในช่วง $-\infty$ ถึง ∞ กล่าวคือ

$$x[n] = 0 \quad ; \quad -\infty < n < \infty$$

2. กรณีแบ่งชนิดตามการสมมาตรแบ่งได้เป็น

- ลำดับคู่ คือลำดับที่ $x[n] = x^*[-n]$
- ลำดับคี่ คือลำดับที่ $x[n] = -x^*[-n]$

3. กรณีแบ่งชนิดตามการเป็นคาบแบ่งได้เป็น

- สัญญาณที่เป็นคาบ คือสัญญาณที่ลำดับ $\tilde{x}[n] = x[n + kN]$ เมื่อ k, N เป็นจำนวนเต็มบวก
- สัญญาณที่ไม่คาบ คือสัญญาณที่ลำดับ $\tilde{x}[n] \neq x[n + kN]$ เมื่อ k, N เป็นจำนวนเต็มบวก

โดยทั่วไปแล้วสำหรับสัญญาณเชิงเวลาไม่ต่อเนื่องความยาวจำกัดที่มีค่าเวลาเริ่มต้นที่ศูนย์นั้นค่าตัวอย่างตัวแรกจะถูกสมมติให้มีค่าเท่ากับหนึ่ง

2.1.3 การกระทำพื้นฐานของลำดับ (Basic Operation on Sequence)

ให้ $x[n]$ และ $y[n]$ เป็นลำดับที่ทราบค่าการกระทำพื้นฐานระหว่าง $x[n]$ และ $y[n]$ คือ

1. การคูณ (Production) โดยการคูณกันระหว่างค่าตัวอย่างของสองลำดับนี้จะได้ลำดับ $w_1[n]$ คือ

$$w_1[n] = x[n] \cdot y[n]$$

การประยุกต์ใช้งานของการคูณคือการสร้างลำดับที่มีความยาวจำกัดจากลำดับที่มีความยาวไม่จำกัด โดย

การคูณด้วยลำดับที่มีความยาวจำกัด ซึ่งวิธีการนี้เรียกว่า “Windowing” ซึ่งมีประโยชน์มากในการประยุกต์ใช้ในตัวกรองความถี่ดิจิทัล (Digital Filter)

2. การบวก (Addition) โดยการบวกกันระหว่างค่าตัวอย่างของสองลำดับนี้จะได้ลำดับ $w_2[n]$ คือ

$$w_2[n] = x[n] + y[n]$$

3. การคูณด้วยจำนวน (Scalar Multiplication) โดยการคูณลำดับ $x[n]$ ด้วยค่า A จะได้ลำดับ $w_3[n]$ คือ

$$w_3[n] = Ax[n]$$

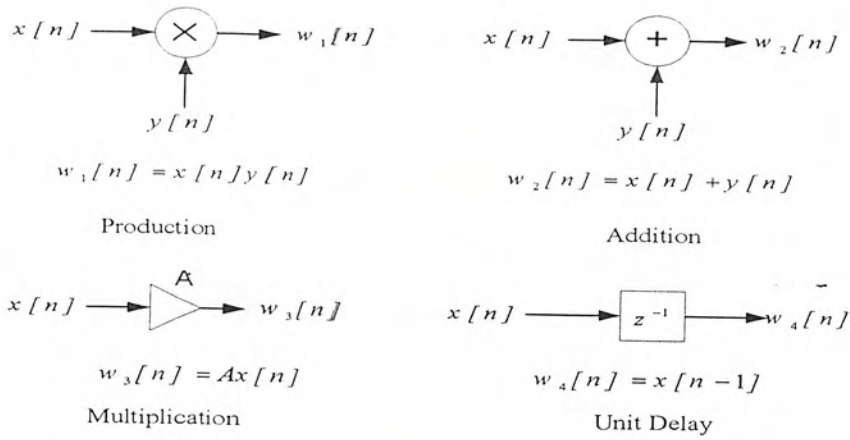
4. การเลื่อนเวลา (Time Shifting) โดยการเลื่อนเวลาไปเท่ากับ N ของลำดับ $x[n]$ จะได้ลำดับ $w_4[n]$ คือ

$$w_4[n] = x[n - N]$$

5. การกลับเวลา (Time Reversal) โดยการสร้างลำดับ $w_5[n]$ ขึ้นจากลำดับ $x[n]$ โดยการกลับเวลาจะ

$$w_5[n] = x[-n]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



2.1.4 ลำดับพื้นฐานในการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล

ในการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลมีลำดับพื้นฐานที่สำคัญคือ

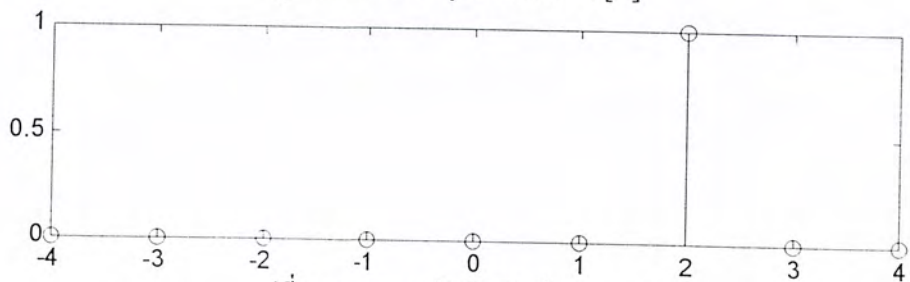
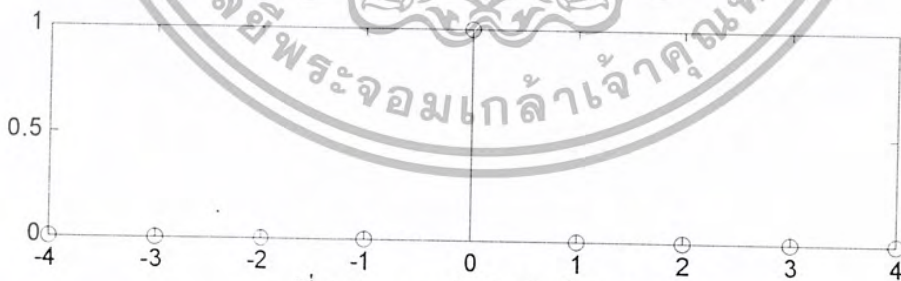
1. ลำดับยูนิตแซมเปิล (Unit Sample Sequence)

อาจเรียกลำดับยูนิตอิมพัลส์ (Unit Impulse Sequence) นิยมแทนด้วยสัญลักษณ์ $\delta[n]$ โดยมีนิยามเป็น

$$\delta[n] = \begin{cases} 1, n = 0 \\ 0, n \neq 0 \end{cases}$$

หากมีการเลื่อนเวลาไป จะมีนิยามเป็น

$$\delta[n - k] = \begin{cases} 1, n = k \\ 0, n \neq k \end{cases}$$



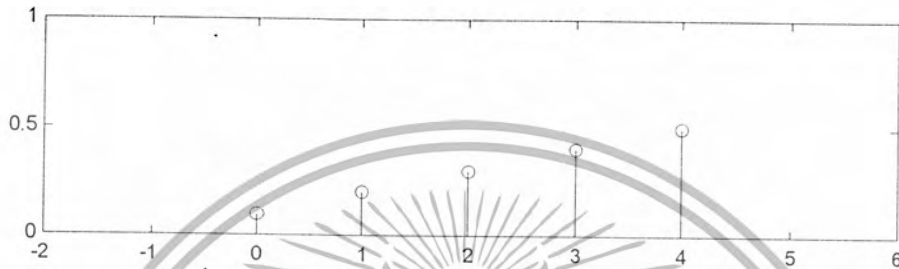
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากนิยามดังกล่าวจะพบว่าสัญญาณใดๆจะสามารถแสดงได้ในรูปของผลรวมของค่าถ่วงน้ำหนัก (Weight) ของยูนิตอิมพัลส์ที่เลื่อนเวลา สมมติให้สัญญาณ

$$y[n] = \{ 0.1, 0.2, 0.3, 0.4, 0.5 \}$$

↑

จะสามารถแสดงได้ในรูปของผลรวมของค่าถ่วงน้ำหนัก (Weight) ของยูนิตอิมพัลส์ที่เลื่อนเวลา ได้เป็น $y[n] = 0.1\delta[n] + 0.2\delta[n-1] + 0.3\delta[n-2] + 0.4\delta[n-3] + 0.5\delta[n-4]$



รูปที่ 2.5 แสดงสัญญาณ $y[n]$ ซึ่งเป็นผลรวมของยูนิตอิมพัลส์ที่เลื่อนเวลา

2. ลำดับยูนิตสเตป (Unit Step Sequence)

ลำดับยูนิตสเตปจะแทนด้วย $\mu[n]$ และมีนิยามเป็น

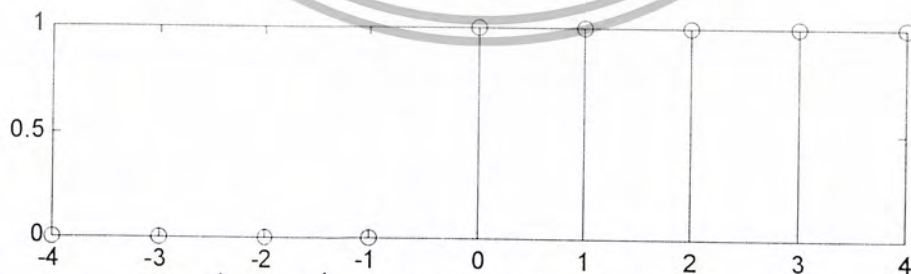
$$\mu[n] = \begin{cases} 1, & n \geq 0 \\ 0, & n < 0 \end{cases}$$

ส่วนยูนิตสเตปที่มีการเลื่อนเวลาไปเท่ากับ k จะมีนิยามเป็น

$$\mu[n-k] = \begin{cases} 1, & n \geq k \\ 0, & n < k \end{cases}$$

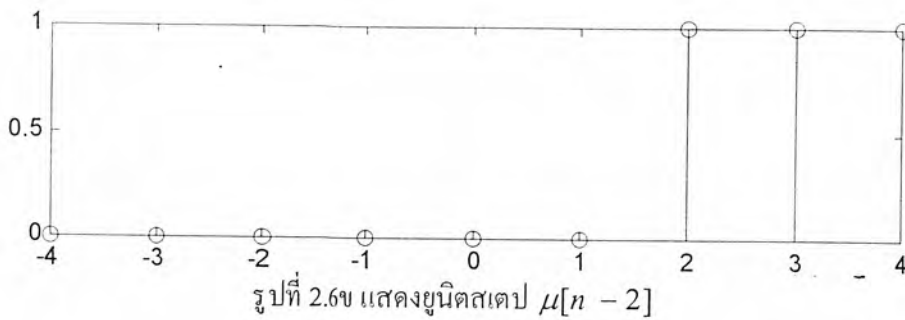
นอกจากนี้ความสัมพันธ์ระหว่างยูนิตสเตปและยูนิตอิมพัลส์สามารถแสดงได้เป็น

$$\mu[n] = \sum_{k=-\infty}^n \delta[k] \quad \text{และ} \quad \delta[n] = \mu[n] - \mu[n-1]$$



รูปที่ 2.6ก แสดงยูนิตสเตป $\mu[n]$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



3. ลำดับรูปไซน์และลำดับเอ็กซ์โพเนนเชียล

สัญญาณโดยทั่วไปมักจะอยู่ในรูปของลำดับสัญญาณจริงรูปไซน์ (Real Sinusoidal Sequence) ซึ่งมีค่าแอมพลิจูดคงที่ซึ่งเขียนในรูปสมการได้เป็น

$$x[n] = A \cos(\omega_0 n + \phi), \quad -\infty < n < \infty$$

เมื่อ A , ω_0 และ ϕ เป็นจำนวนเต็มโดย A คือแอมพลิจูด, ω_0 คือค่าความเร็วเชิงมุมและ ϕ เป็นเฟสของสัญญาณ จากสมการดังกล่าวสามารถเขียนในอีกรูปแบบได้เป็น

$$x[n] = x_r[n] + x_q[n]$$

โดย

$$x_r[n] = A \cos \phi \cdot \cos(\omega_0 n)$$

$$x_q[n] = -A \sin \phi \cdot \sin(\omega_0 n)$$

นอกจากนี้ยังมีสัญญาณเอ็กซ์โพเนนเชียลซึ่งสามารถนิยามได้โดย

$$x[n] = A\alpha^n, \quad -\infty < n < \infty$$

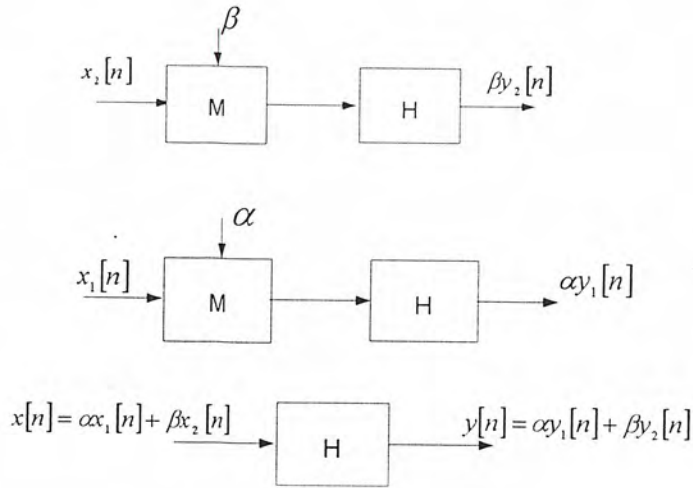
2.1.5 ระบบเชิงเวลาไม่ต่อเนื่อง (Discrete-Time System)

ระบบเชิงเวลาไม่ต่อเนื่องโดยทั่วไปจะทำการประมวลผลลำดับอินพุตและให้ลำดับเอาต์พุตออกมา โดยในการใช้งานส่วนใหญ่จะเป็นระบบที่มีอินพุตเดียวและให้เอาต์พุตเพียงหนึ่งเอาต์พุต โดยทั่วไปแล้วระบบเชิงเวลาไม่ต่อเนื่องจะแบ่งโดยใช้ความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตของระบบ กล่าวคือ

- ระบบเชิงเส้น (Linear System)

เป็นระบบที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลายเนื่องจากระบบเชิงเส้นนี้เป็นระบบที่สามารถใช้ทฤษฎีการซ้อนทับ (Superposition Theorem) ในการอธิบายคุณลักษณะกล่าวคือหาก $y_1[n]$ และ $y_2[n]$ เป็นผลตอบสนองของลำดับ $x_1[n]$ และ $x_2[n]$ ดังนั้นหากป้อนอินพุต

$$x[n] = \alpha x_1[n] + \beta x_2[n] \text{ แล้วระบบจะให้ผลตอบสนอง } y[n] = \alpha y_1[n] + \beta y_2[n]$$

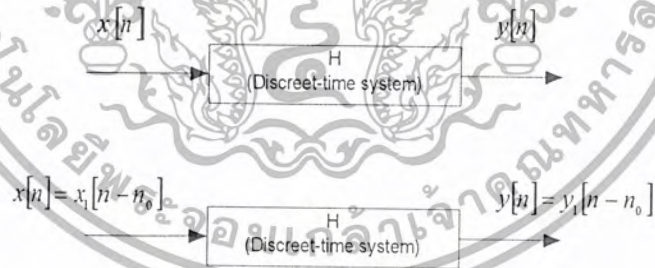


รูปที่ 2.7 ระบบที่มีความเป็นเชิงเส้น

ซึ่งระบบที่ประมวลผลกระทำต่อสัญญาณแต่ละตัว และที่เอาหุตเป็นผลรวมของผลลัพธ์ของแต่ละตัวนี้เรียกว่า “superposition property” ซึ่งถ้าหากระบบใดมีคุณสมบัตินี้อยู่ เรียกว่าระบบนี้เป็นเชิงเส้น

- ระบบไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา (Time Invariant System)

เป็นระบบที่มีการตอบสนองต่ออินพุตไม่เปลี่ยนแปลงไปตามเวลาก็คือ สำหรับอินพุต $x[n]$ ใดๆ จะมีเอาท์พุต $y[n]$ ของอินพุตตัวนั้นมีค่าเท่ากับไม่ว่าที่เวลาใดๆ กล่าวคือหาก $y_1[n]$ เป็นผลตอบสนองของลำดับ $x_1[n]$ แล้วผลตอบสนองของอินพุต $x[n] = x_1[n - n_0]$ จะมีค่าเป็น $y[n] = y_1[n - n_0]$ เมื่อ n_0 เป็นจำนวนเต็ม

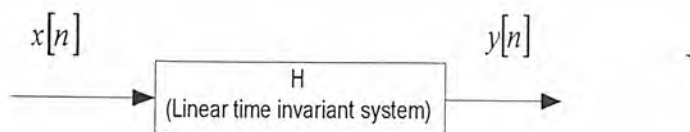


รูปที่ 2.8 คุณสมบัติของระบบไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา

เมื่อมีการเลื่อนของลำดับที่อินพุตลำดับของสัญญาณเอาหุตที่ได้ก็จะเลื่อนไปด้วยค่าที่เท่ากันเสมอ หรือระบบไม่ขึ้นอยู่กับเวลานั่นเอง

- ระบบเชิงเส้นไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา (Linear Time Invariant System)

เป็นระบบที่มีคุณสมบัติทั้งการไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลาและการเป็นเชิงเส้น ระบบนี้จะมีความง่ายต่อการวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์และง่ายต่อการออกแบบ ดังนั้นระบบส่วนใหญ่ที่ใช้ในปัจจุบันคือระบบนี้



รูปที่ 2.9 ระบบเชิงเส้นไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา

- ระบบคอซอล (Causal System)

ในระบบคอซอลนั้นผลตอบสนองตัวที่ n_0 หรือ $y[n_0]$ จะมีค่าขึ้นอยู่กับค่าตัวอย่างของอินพุต $x[n]$ เมื่อ $n \leq n_0$ และไม่ขึ้นกับค่าตัวอย่างอินพุตที่ $n > n_0$ หรือจะกล่าวได้ว่าผลการเปลี่ยนแปลงที่เอาต์พุตจะไม่เกิดขึ้นก่อนการเปลี่ยนแปลงที่อินพุต เอาต์พุตที่เกิดขึ้นใหม่จะมีค่าเท่ากับเอาต์พุตที่ปัจจุบันรวมกับเอาต์พุตที่ผ่านมาเท่านั้น

2.1.6 ผลตอบสนองอิมพัลส์และผลตอบสนองต่อสเตป

ผลตอบสนองของระบบต่ออิมพัลส์เรสปอนส์เรียกว่า “ผลตอบสนองอิมพัลส์” แทนด้วย $h[n]$ ในขณะที่ผลตอบสนองต่อสเตปฟังก์ชันเรียกว่า “ผลตอบสนองสเตป” ซึ่งหลังจากนี้จะแสดงให้เห็นว่า คุณสมบัติของระบบเชิงเส้นไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา จะสามารถหาได้จากผลตอบสนองอิมพัลส์หรือผลตอบสนองสเตปของมัน

2.1.7 คุณลักษณะของระบบเชิงเส้นไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา

จากที่ได้ทราบมาแล้วว่าระบบเชิงเส้นไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลาจะสามารถหาคุณสมบัติได้จากผลตอบสนองอิมพัลส์ของมันดังนั้นหากเราทราบผลตอบสนองอิมพัลส์ก็จะสามารถคำนวณหาผลตอบสนองของระบบที่อินพุตใดๆ ได้ต่อไปนี้จะแสดงให้เห็นว่าผลตอบสนองของระบบสามารถหาได้จากผลตอบสนองอิมพัลส์

สมมติให้ $h[n]$ เป็นผลตอบสนองอิมพัลส์ของระบบ เนื่องจากระบบไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา ทำให้ผลตอบสนองต่อ $\delta[n-1]$ มีค่าเป็น $h[n-1]$ และเช่นกันผลตอบสนองต่อ $\delta[n-2], \delta[n-3], \dots, \delta[n-k]$ มีค่าเป็น $h[n-2], h[n-3], \dots, h[n-k]$ ตามลำดับ นอกจากนี้แล้ว เนื่องจากระบบเป็นระบบเชิงเส้นดังนั้นผลตอบสนองต่ออินพุต

$x[n] = 0.5\delta[n+2] + 1.5\delta[n-1] - \delta[n-2] + \delta[n-4] + 0.75\delta[n-6]$ จะมีค่าเป็น
 $y[n] = 0.5h[n+2] + 1.5h[n-1] - h[n-2] + h[n-4] + 0.75h[n-6]$ จากตัวอย่างจะเห็นว่าเราสามารถเขียนลำดับอินพุต $x[n]$ ในลักษณะของผลรวมของค่าตัวนำหน้าของผลตอบสนองอิมพัลส์ที่เวลาต่างๆได้เป็น

$$x[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x[k]\delta[n-k]$$

โดย $x[k]$ คือค่าตัวอย่างที่ k ของลำดับ $x[n]$ และเนื่องจากผลตอบสนองต่อลำดับ $x[k]\delta[n-k]$ จะมีค่าเป็น $x[k]h[n-k]$ ดังนั้นผลตอบสนองของระบบจะหาได้เป็น

$$y[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x[k]h[n-k]$$

หรืออาจเขียนได้เป็น

$$y[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x[n-k]h[k]$$

ซึ่งสมการนี้มักเรียกว่า ผลบวกคอนโวลูชัน (Convolution Sum) ของลำดับ $x[n]$ และ $h[n]$ ซึ่งเขียนแทนด้วย

$$y[n] = x[n] * h[n]$$

คุณสมบัติของผลบวกคอนโวลูชัน

ให้ $x_1[n], x_2[n], x_3[n]$ เป็นลำดับใด ๆ คุณสมบัติของผลบวกคอนโวลูชันแสดงได้ดังนี้

1. คุณสมบัติการจับกลุ่ม (Associative) คือ

$$(x_1[n] * x_2[n]) * x_3[n] = x_1[n] * (x_2[n] * x_3[n])$$

2. คุณสมบัติการสลับที่ (Commutative) คือ

$$x_1[n] * x_2[n] = x_2[n] * x_1[n]$$

3. คุณสมบัติการกระจาย (Distributive) คือ

$$x_1[n] * (x_2[n] + x_3[n]) = x_1[n] * x_2[n] + x_1[n] * x_3[n]$$

2.1.8 การต่อเชื่อมพื้นฐานเพื่อสร้างระบบเชิงเส้นใหม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา

วิธีการที่นิยมมี 2 รูปแบบคือ

1. การต่อแบบอนุกรม (Cascade Connection)

ในการต่อแบบอนุกรม ผลตอบสนองของระบบแรกจะถูกป้อนให้เป็นอินพุตแก่ระบบที่สองและผลตอบสนองของระบบที่สองจะเป็นผลตอบสนองรวมของระบบ ดังนั้นผลตอบสนองอิมพัลส์ของระบบ $h_1[n]$ หากจากผลตอบสนองอิมพัลส์ของระบบแรก $h_1[n]$ และผลตอบสนองอิมพัลส์ของระบบที่สอง $h_2[n]$ คือ

$$h_1[n] = h_1[n] * h_2[n]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. การต่อเชื่อมแบบขนาน (Parallel Connection)

ในการต่อเชื่อมแบบขนานนั้นผลตอบสนองของระบบทั้งสองจะถูกนำมารวมกันโดยตรง จะได้ผลตอบสนองอิมพัลส์ของระบบ $h_t[n]$ หากจากผลตอบสนองอิมพัลส์ของระบบแรก $h_1[n]$ และผลตอบสนองอิมพัลส์ของระบบที่สอง $h_2[n]$ คือ

$$h_t[n] = h_1[n] + h_2[n]$$

2.1.9 การแบ่งชนิดของระบบเชิงเส้นไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา

การแบ่งชนิดของระบบเชิงเส้นไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลานิยมแบ่งโดยลักษณะความยาวของผลตอบสนองอิมพัลส์หรือโดยลักษณะวิธีการคำนวณหาเอาต์พุตของระบบกล่าวคือ

- การแบ่งโดยลักษณะของความยาวผลตอบสนองอิมพัลส์ สามารถแบ่งออกเป็น

1. ระบบที่มีผลตอบสนองอิมพัลส์ยาวจำกัด (Finite Impulse Response : FIR)

คือ ระบบที่ผลบวกคอนโวลูชันสามารถเขียนในได้รูป

$$y[n] = \sum_{k=N_1}^{N_2} h[k]x[n-k]$$

เมื่อ $h[n] = 0$, $N_2 > N_1$, $n < N_1$, $n > N_2$

โดยผลบวกคอนโวลูชันดังกล่าวจะเป็นผลบวกจำกัดและสามารถคำนวณหาค่า $y[n]$ ได้

2. ระบบที่มีผลตอบสนองอิมพัลส์ยาวไม่จำกัด (Infinite Impulse Response : IIR)

คือระบบที่ผลบวกคอนโวลูชันสามารถเขียนในได้รูป

$$y[n] = \sum_{k=0}^{\infty} x[k]h[n-k]$$

โดย $x[k]$ เป็นค่าอินพุตของระบบที่เป็นคอสอล

- การแบ่งโดยลักษณะของการคำนวณหาเอาต์พุตของระบบ สามารถแบ่งออกเป็น

1. ระบบป้อนกลับ (Recursive) เป็นระบบที่มีการคำนวณค่าเอาต์พุตจากค่าตัวอย่างในปัจจุบัน, ค่าตัวอย่างในอดีตและค่าเอาต์พุตในอดีต
2. ระบบไม่ป้อนกลับ (Non-Recursive) เป็นระบบที่มีการคำนวณค่าเอาต์พุตจากค่าตัวอย่างในปัจจุบันและในอดีตเท่านั้น

2.1.10 คุณสมบัติของลำดับครอสคอร์รีเลชันและลำดับอโตคอร์รีเลชัน

การหาคุณสมบัติพื้นฐานของลำดับครอสคอร์รีเลชันและลำดับอโตคอร์รีเลชันนั้น เราจะสมมติสัญญาณพลังงานจำกัด (Finite Energy Signal) $x[n]$ และ $y[n]$ ดังนั้นพลังงานทั้งหมดของสัญญาณรวม $ax[n] + y[n-l]$ ก็มีค่าจำกัดด้วยและไม่เป็นลบหาก

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} (ax[n] + y[n-l])^2 = a^2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} x^2[n] + 2a \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n]y[n-l] + \sum_{n=-\infty}^{\infty} y^2[n-l]$$

ซึ่งจะพบว่าเท่ากับ $a^2 r_{xx}[0] + 2ar_{xy}[l] + r_{yy}[0] \geq 0$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สวอนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดย $r_{xx}[0] = \varepsilon_x$, ε_x คือพลังงานของ $x[n]$

$r_{yy}[0] = \varepsilon_y$, ε_y คือพลังงานของ $y[n]$

จัดสมการในรูป

$$\begin{bmatrix} a & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_{xx}[0] & r_{xy}[\ell] \\ r_{xy}[\ell] & r_{yy}[0] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ 1 \end{bmatrix} \geq 0$$

สำหรับค่า a จำกัดใดๆจะได้เมทริกซ์ $\begin{bmatrix} r_{xx}[0] & r_{xy}[\ell] \\ r_{xy}[\ell] & r_{yy}[0] \end{bmatrix}$ เป็นบวกด้วยและจะได้ว่า

$$r_{xx}[0]r_{yy}[0] - r_{xy}^2[\ell] \geq 0$$

หรือจะได้ว่า

$$|r_{xy}[\ell]| \leq \sqrt{r_{xx}[0]r_{yy}[0]} = \sqrt{\varepsilon_x \varepsilon_y}$$

จากสมการดังกล่าวแสดงให้เห็นค่าสูงของลำดับคอรอสคอร์รีเลชัน

หากเราให้ $x[n] = y[n]$ จะได้ว่า

$$|r_{xx}[\ell]| \leq r_{xx}[0] = \varepsilon_x$$

จากสมการดังกล่าวแสดงให้เห็นค่าสูงของลำดับอโตคอรอสคอร์รีเลชัน

นอกจากนี้ในการหาคุณสมบัติของคอรอสคอร์รีเลชัน สมมติให้

$$y[n] = \pm bx[n - N]$$

เมื่อ N เป็นจำนวนเต็มและ $b > 0$ ในกรณีนี้จะได้ $\varepsilon_y = b^2 \varepsilon_x$ ซึ่งทำให้

$$\sqrt{\varepsilon_x \varepsilon_y} = \sqrt{b^2 \varepsilon_x^2} = b \varepsilon_x$$

จากผลข้างต้นจะได้

$$-br_{xx}[0] \leq r_{xy}[\ell] \leq br_{xx}[0]$$

2.1.11 รูปแบบนอร์มอลไลซ์ของคอรอสคอร์รีเลชัน

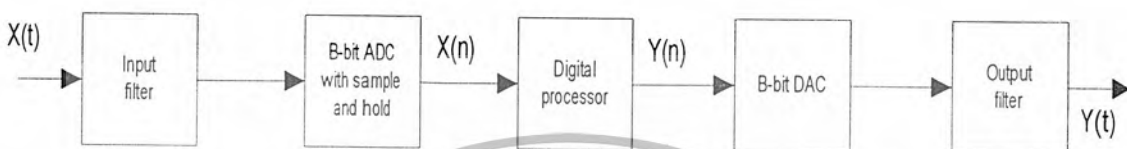
เพื่อความสะดวกในการเปรียบเทียบสามารถเขียนลำดับอโตคอรอสคอร์รีเลชันและลำดับคอรอสคอร์รีเลชันในรูปแบบนอร์มอลไลซ์ได้เป็น

$$\rho_{xx}[\ell] = \frac{r_{xx}[\ell]}{r_{xx}[0]}$$

$$\rho_{xy}[\ell] = \frac{r_{xy}[\ell]}{\sqrt{r_{xx}[0]r_{yy}[0]}}$$

2.2 ทฤษฎีตัวกรองดิจิทัล

ตัวกรองดิจิทัลเป็นตัวกรองสัญญาณแบบหนึ่ง ที่ถูกออกแบบและสร้างขึ้นโดยใช้วงจรดิจิทัล มีโคแอสแกรมการทำงานดังรูปที่ 2.7 จากรูปสัญญาณอนาล็อก $x(t)$ เป็นสัญญาณอินพุทของตัวกรอง สัญญาณนี้จะถูกส่งผ่านวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกให้เป็นสัญญาณดิจิทัล $x(n)$ และสัญญาณดิจิทัลนี้จะถูกส่งเข้าไปคำนวณในหน่วยประมวลผล ผลที่ได้จากการคำนวณยังคงเป็นสัญญาณดิจิทัล $y(n)$ จากนั้นจะถูกส่งผ่านมายังวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลให้เป็นสัญญาณอนาล็อก ได้สัญญาณเอาต์พุทของตัวกรองเป็นสัญญาณอนาล็อก $y(t)$



รูปที่ 2.10 โคแอสแกรมการทำงานของตัวกรองดิจิทัลพื้นฐาน

2.2.1 องค์ประกอบของตัวกรองดิจิทัล

ตัวกรองดิจิทัลจะประกอบด้วยองค์ประกอบพื้นฐานดังต่อไปนี้

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

สัญลักษณ์ขององค์ประกอบพื้นฐานทั้งสามสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.11 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานทั้งสามที่ใช้เป็นส่วนประกอบของตัวกรองดิจิทัล

2.2.2 โครงสร้างของตัวกรองดิจิทัลแบบไอโออาร์ (IIR Digital Filter Structure)

ตัวกรองดิจิทัลแบบไอโออาร์สามารถเขียนอธิบายการทำงานได้ด้วยสมการผลต่างสืบเนื่องดังนี้

$$y(n) = \sum_{i=0}^M a_i x(n-1) + \sum_{i=1}^N b_i y(n-1) \quad (2.1)$$

โดยที่ $x(n)$, $y(n)$ เป็นลำดับสัญญาณเข้าและออกตามลำดับ
 a_i , b_i เป็นสัมประสิทธิ์ของลำดับสัญญาณเข้าและออก
 ทำการแปลง-แซคทั้งสองข้างได้ฟังก์ชันถ่ายโอนดังนี้

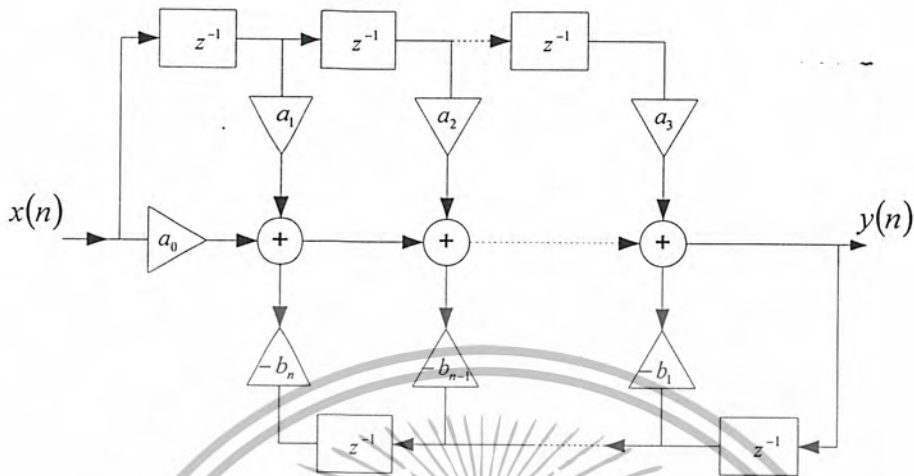
$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{\sum_{i=0}^M a_i z^{-i}}{\sum_{i=0}^N b_i z^{-i}} \quad (2.2)$$

จากสมการดังกล่าวสามารถจัดเป็น โครงสร้างต่างๆ ได้หลายรูปแบบคือ

1. โครงสร้างแบบโดยตรง 1 (Direct Form I)
2. โครงสร้างแบบโดยตรง 2 (Direct Form II)
3. โครงสร้างแบบออลพาส (Allpass Form)
4. โครงสร้างแบบต่ออนุกรม (Cascade Form)
5. โครงสร้างแบบขนาน (Parallel Form)
6. โครงสร้างการต่อแบบขนานของสองโครงข่ายออลพาส (Two Allpass Network Parallel connection Form)

2.2.2.1 โครงสร้างแบบโดยตรง 1 (Direct Form I) หรือ DF1

จากสมการ (2.1) ให้ $b_0 = 1$ จากนั้นนำมาสร้างเป็นโครงสร้างดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.12ก เขียนแยกตัวบวกสัญญาณ



รูปที่ 2.12ข เขียนรวมตัวบวกสัญญาณ

โครงสร้างแบบนี้ใช้อุปกรณ์หน่วยสัญญาณหรือซีพรีจิสเตอร์ถึงสองชุดชุดหนึ่งสำหรับบรรจุลำดับสัญญาณเข้า $x(n-i)$ อีกชุดหนึ่งจะไว้ใช้สำหรับบรรจุลำดับสัญญาณออก $y(n-i)$ โดยที่ $i = 0, 1, 2, \dots, n$ โครงสร้างของตัวกรองแบบนี้ไม่เหมาะสำหรับตัวกรองที่มีโพลวางตัวอยู่ใกล้เส้นรอบวงกลมรัศมี 1 หน่วย ทั้งนี้เนื่องจากปรากฏการณ์ซึ่งไม่เป็นเชิงเส้น เช่น สิ่งรบกวนที่เกิดจากผลการคูณ (Product Quantization Noise) และสภาพไวของสัมประสิทธิ์ (Coefficient Sensitivity) ของวงจรสูง นิยมสร้างเฉพาะกับวงจรที่มีอันดับต่ำ เช่น อันดับหนึ่งหรืออันดับสอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.2.2 โครงสร้างแบบโดยตรง 2 (Direct Form II) หรือ DF2

โครงสร้างแบบนี้เริ่มด้วยการแยกฟังก์ชันถ่ายโอนหรือ $H(z)$ ออกเป็น 2 วงจรคูณแล้วต่ออนุกรมกันดังนี้

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \left[\frac{1}{\sum_{i=0}^N b_i z^i} \right] \left[\sum_{i=0}^M a_i z^{-i} \right]$$

$$= H_1(z) \cdot H_2(z) \tag{2.3}$$

โดยที่ $H_1(z)$ เป็นวงจรรองเชิงเลขที่มีโพลเดียว

$H_2(z)$ เป็นวงจรรองเชิงเลขที่มีซีโรเพียงอย่างเดียว

ให้
$$H_1(z) = \frac{W(z)}{X(z)} = \frac{1}{\sum_{i=0}^N b_i z^{-i}} \tag{2.4}$$

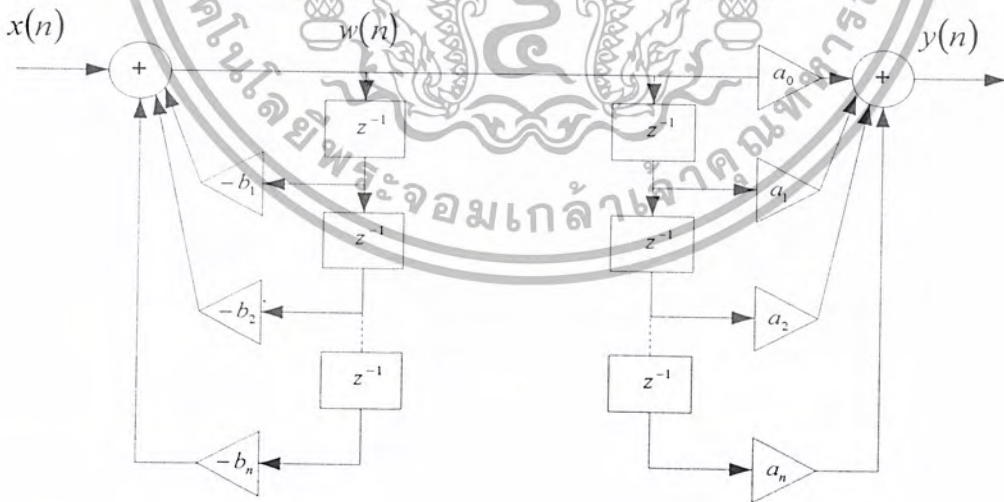
และ
$$H_2(z) = \frac{Y(z)}{W(z)} = \sum_{i=0}^M a_i z^{-i} \tag{2.5}$$

นำสมการ (2.4) และสมการ (2.5) มาเขียนในรูปสมการผลต่างสลับเนื่องได้ดังนี้

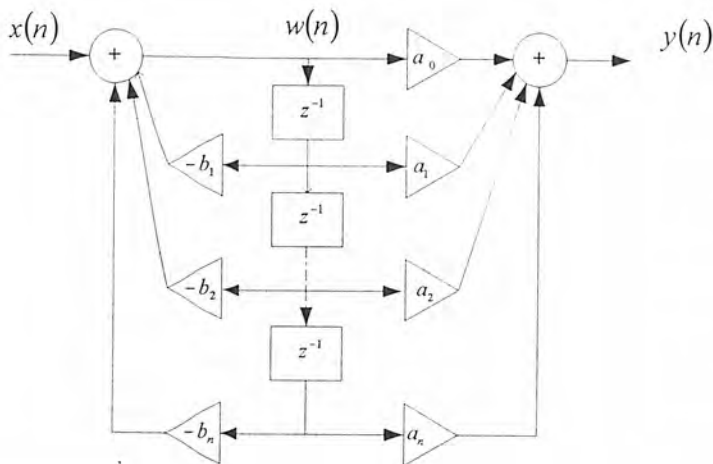
$$w(n) = x(n) - \sum_{i=1}^N b_i w(n-i) \tag{2.6}$$

และ
$$y(n) = \sum_{i=0}^M a_i w(n-i) \tag{2.7}$$

นำสมการ (2.6) และ (2.7) นำไปเขียนเป็นภาพได้ดังรูปที่ 2.10 โดยให้ $b_0 = 1$



รูปที่ 2.13ก เขียนแยกอุปกรณ์หน่วยสัญญาณ



รูปที่ 2.13ฯ เขียนรวมอุปกรณ์หน่วยสัญญาณ

จากรูป 2.10 การคำนวณสัญญาณออก $y(n)$ ในครั้งแรกต้องคำนวณหาลำดับสัญญาณ $w(n)$ ก่อน ซึ่งเป็นสัญญาณกลาง (Intermediate Signal) ตามสมการ(2.6)แล้วจึงใช้ผลลัพธ์นี้ไปแทนในสมการ (2.7) เพื่อคำนวณหา $y(n)$ ซึ่งเป็นลำดับสัญญาณออกตามต้องการ โครงสร้างแบบโดยตรง 2 มีข้อเสียคือให้คุณสมบัติความไม่เป็นเชิงเส้นขึ้น สิ่งรบกวนจากผลการคูณหรือสภาพไวของสัมประสิทธิ์ เหมือนกับโครงสร้างแบบโดยตรง 1 และมีโอกาสเกิดการล้น (Overflow) ได้มากกว่าแบบโดยตรง 1 ส่วนข้อดีของโครงสร้างแบบโดยตรง 1 และโดยตรง 2 นิยมนำไปสร้างตัวกรองกันมาก สิ่งเกิดจากลำดับสัญญาณเข้าของตัวคูณทุกตัวดังแสดงดังภาพที่ 2.9 และ 2.10 ลำดับสัญญาณเข้าไม่ได้ขึ้นกับสัญญาณที่เพิ่งคำนวณไปเลยด้วยเหตุนี้ทำให้เราสามารถสร้างวงจรที่สามารถทำการคูณพร้อมๆกันได้เลย อันเป็นผลให้การประมวลผลหรือการคำนวณของวงจรมีความเร็วสูง ทำให้แถบความถี่ปฏิบัติงาน (Bandwidth) ของวงจรสูงขึ้น

2.2.2.3 โครงสร้างแบบออลพาส (Allpass Form)

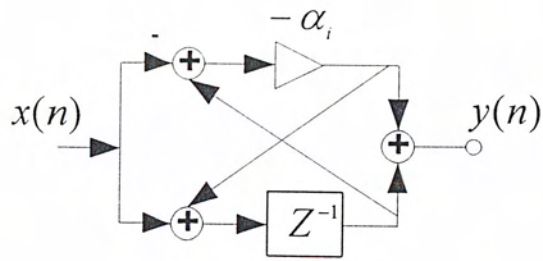
ในปัจจุบันมีการนำเอาโครงสร้างแบบออลพาส ไปประยุกต์ในเรื่อง Digital signal processing ซึ่งคุณสมบัติอย่างหนึ่งของโครงสร้างแบบออลพาสคือ มี unity magnitude สำหรับทุกความถี่

$$|A(e^{j\omega})|^2 = 1 \quad \text{สำหรับทุก ความถี่}$$

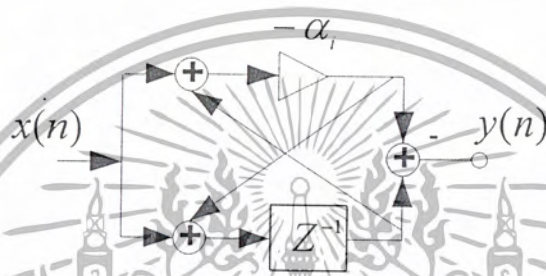
สำหรับฟังก์ชันถ่ายโอนออลพาสถ้า $z = e^{j\phi}$ คือโพล ของสัมประสิทธิ์ของฟังก์ชันถ่ายโอนของออลพาสที่ $z = (1/e)^{j\phi}$ ก็จะเป็นซีโรว์ และฟังก์ชันถ่ายโอนของออลพาสเศษจะเป็น มัลเรอร์อิมเมจโพลิโนเมียล (Mirror-Image(MI) Polynomial) ของส่วนคั้งที่แสดงในสมการดังนี้

$$H(z) = z \prod_1^{[(n+3)/4]} \frac{\beta_i + \alpha_i(1 + \beta_i)z^{-1} + z^{-2}}{1 + \alpha_i(1 + \beta_i)z^{-1} + \beta_i z^{-2}} \quad (2.8)$$

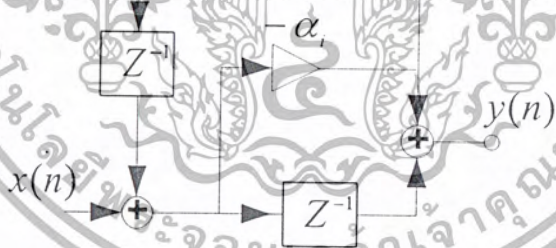
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.14ก Ansari-Lui Allpass อันดับที่ 1 Type A

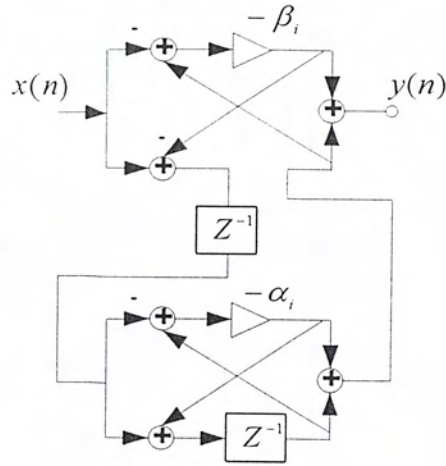


รูปที่ 2.14ข Ansari-Lui Allpass อันดับที่ 1 Type B



รูปที่ 2.14ค Ansari-Lui Allpass อันดับที่ 1 Type C

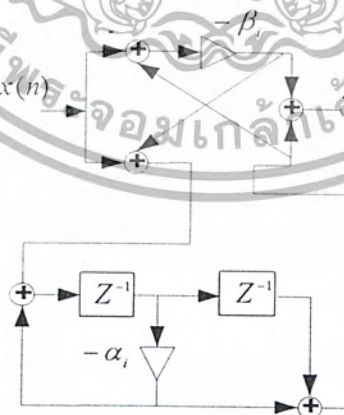
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.15ก Ansari-Lui Allpass อันดับที่ 2 Type A



รูปที่ 2.15ข Ansari-Lui Allpass อันดับที่ 2 Type B



รูปที่ 2.15ค Ansari-Lui Allpass อันดับที่ 2 Type C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.14 และรูปที่ 2.15 จะสังเกตเห็นว่า ส่วนของอันดับที่ 1 ประกอบด้วย ตัวคูณ 1 ตัวและตัวหน่วงเวลา 1 ตัว เทอมของอันดับที่ 2 ประกอบด้วยตัวคูณ 2 ตัวและตัวหน่วงเวลา 2 ตัว

2.2.2.4 โครงสร้างแบบต่ออนุกรมและโครงสร้างแบบต่อขนาน

โครงสร้างตัวกรองเชิงเลขที่กล่าวมาข้างต้นคือแบบโดยตรง 1 และแบบโดยตรง 2 นั้นจะมีปัญหาในการควบคุมปรากฏการณ์ความไม่เป็นเชิงเส้นได้ยาก เมื่อค่าของ M และ N มีค่ามาก ๆ (นั่นคืออันดับสูงๆ) ดังนั้นจึงนิยมแบ่งย่อยตัวกรองเชิงเลขออกเป็นส่วนย่อยๆ อันดับต่ำมาต่ออนุกรมกัน (Cascade Form) หรือต่อขนานกัน วิธีการก็คือ นำฟังก์ชันถ่ายโอนมาเขียนในรูปผลคูณย่อยๆ ดังแสดงในสมการที่(2.8)

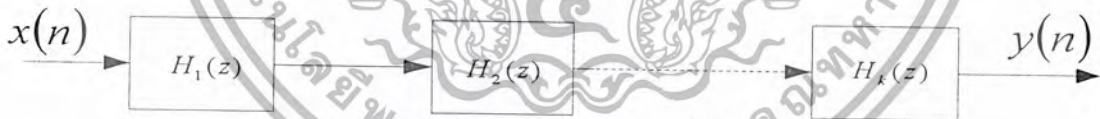
$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = a_0 \sum_{i=0}^K H_i(z) \quad (2.9)$$

โดยที่ $H_i(z)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวกรองเชิงเลข อันดับหนึ่งหรืออันดับสอง ตามลำดับ ดังนั้น

$$H_i(z) = \frac{1 + a_{1i}z^{-1}}{1 + b_{1i}z^{-1}} \quad (2.10)$$

$$H_i(z) = \frac{1 + a_{1i}z^{-1} + a_{2i}z^{-2}}{1 + b_{1i}z^{-1} + b_{2i}z^{-2}}$$

ภาพของวงจรกรองเชิงเลขแบบต่ออนุกรมเขียนได้ดังรูปที่ 2.16 โดยที่ $H_i(z)$ อาจสร้างได้โดยใช้โครงสร้างแบบโดยตรง 1 หรือแบบโดยตรง 2 โครงสร้างแบบนี้ทำให้สภาพไวต่อสัมประสิทธิ์ต่ำกว่าแบบโดยตรง 1 และโดยตรง 2 มาก สำหรับสิ่งรบกวนนั้น ถ้าหากทำการสเกล (Scaling) สัมประสิทธิ์แต่ละภาคให้ดีแล้วก็สามารถกำจัดสิ่งรบกวนออกไปได้



รูปที่ 2.16 แสดงโครงสร้างแบบต่ออนุกรม

สำหรับโครงสร้างแบบต่อขนาน (Parallel Form) หาได้จากการนำฟังก์ชันถ่ายโอน $H(z)$ มาแยกเป็นเศษส่วนย่อย ดังแสดงในสมการ (2-10)

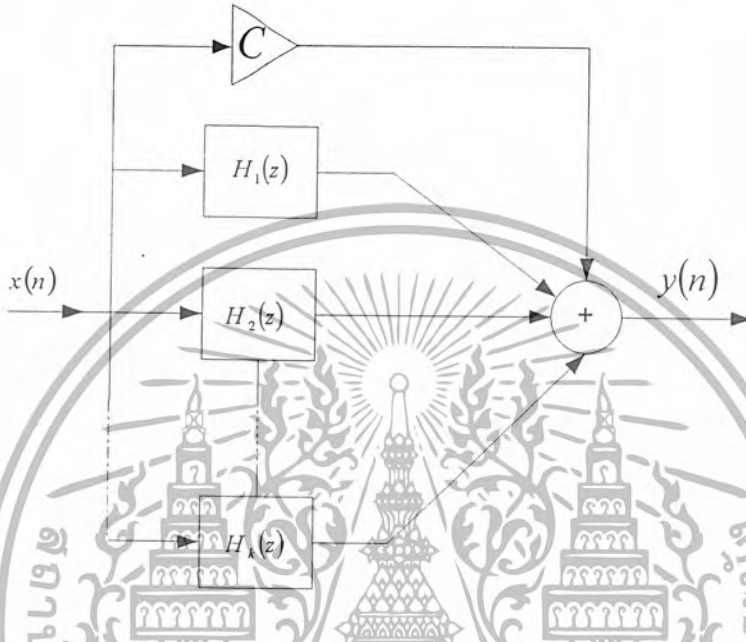
$$H(z) = C + \sum_{i=0}^K H_i(z) \quad (2.11)$$

โดยที่ $H_i(z)$ อาจอยู่ในรูปตัวกรองเชิงเลข อันดับหนึ่งหรืออันดับสอง ดังนั้น

$$H_i(z) = \frac{a_{0i}}{1 + b_{1i}z^{-1}} \quad (2.12)$$

$$H_i(z) = \frac{a_{0i} + a_{1i}z^{-1}}{1 + b_{1i}z^{-1} + b_{2i}z^{-2}}$$

โครงสร้างแบบต่อขนาน โดยทั่วไปแล้วให้ระดับของสิ่งรบกวนน้อยกว่าแบบต่ออนุกรม $H_i(z)$ สามารถนำโครงสร้างแบบโดยตรง 1 หรือแบบโดยตรง 2 มาสร้างแบบขนานแสดงดังรูปที่ 2.17



รูปที่ 2.17 แสดงโครงสร้างตัวกรองดิจิทัลแบบโอไออาร์ ที่มีโครงสร้างแบบต่อขนาน ในการจัดโครงสร้างของตัวกรองดิจิทัลแบบโอไออาร์ ให้มีโครงสร้างเป็นแบบขนานนี้จะให้ผลดีคือ เป็นวิธีการที่เหมาะสมที่จะใช้กับระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัลแบบขนานซึ่งจะสามารถทำงานได้เร็ว

2.2.2.5 โครงสร้างการต่อแบบขนานของสองโครงข่ายออลพาส (Two Allpass Network Parallel connection Form)

การต่อแบบนี้ใช้ได้กับฟังก์ชันถ่ายโอนที่อันดับคี่เท่านั้นซึ่งแต่ละสาขาของโครงข่ายจะเป็นการต่อแบบอนุกรมของตัวกรองอันดับที่ 1 และ 2 ที่เป็นออลพาส แต่รูปแบบนี้จะให้ความไวต่อการตอบสนองทางแมกนิจูด (Magnitude Response Sensitivity) ในช่วงความถี่หยุด สูงกว่าแบบอนุกรมหรือแบบขนาน สำหรับตัวกรองดิจิทัลชนิดโอไออาร์ สามารถนำฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวกรองเขียนอยู่ในรูปของผลบวกและผลต่างของ 2 ฟังก์ชันถ่ายโอน โดยแต่ละเทอมเป็นออลพาสให้ $H_a(z)$ และ $H_b(z)$ เป็นฟังก์ชันถ่ายโอนของแต่ละสาขาที่นำมาต่อขนานกัน

$$H(z) = \frac{1}{2}(H_a(z) \pm H_b(z)) \quad (2.13)$$

+ หมายถึง Lowpass Filter

- หมายถึง Highpass Filter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

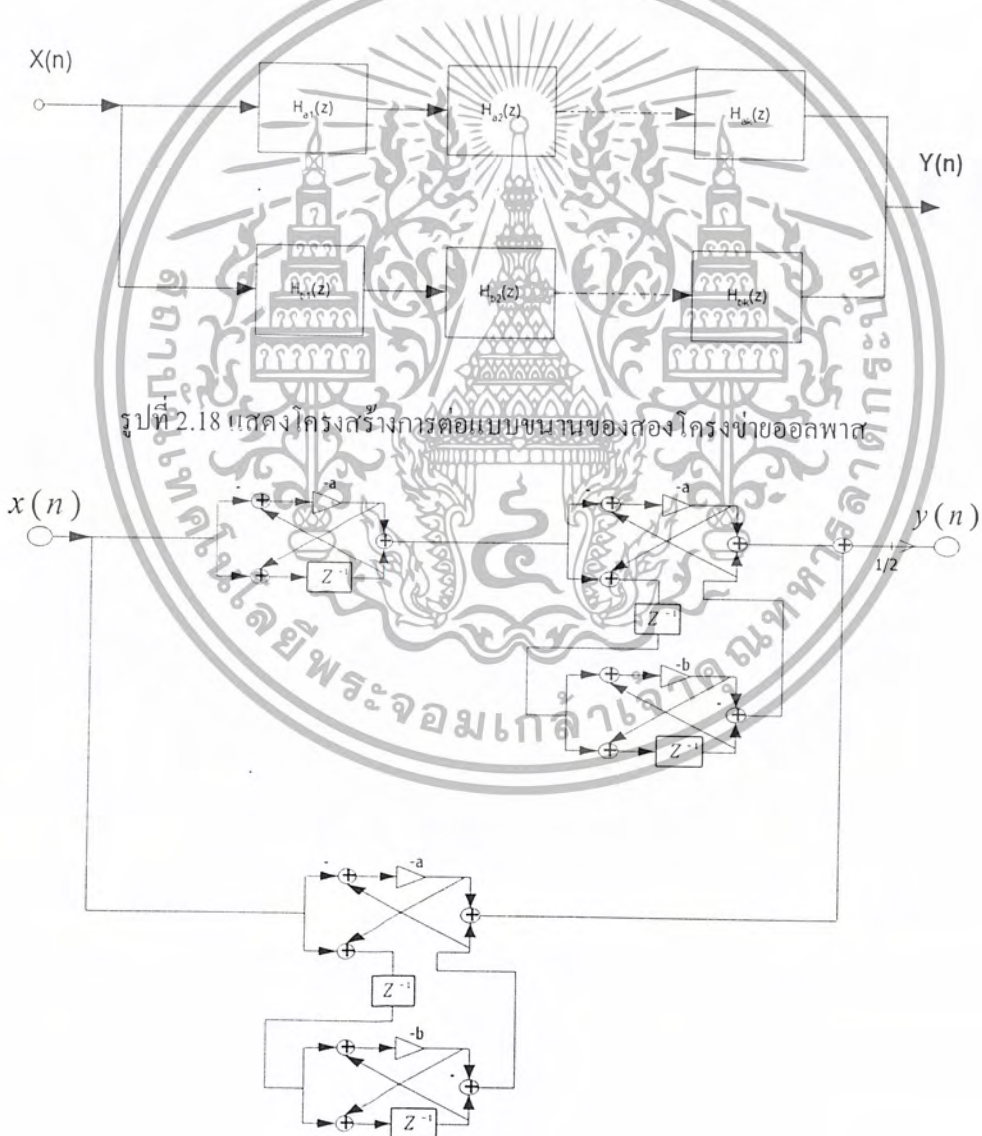
$$H_a(z) = z \prod_1^{\lfloor (n+3)/4 \rfloor} \frac{\beta_i + \alpha_i(1 + \beta_i)z^{-1} + z^{-2}}{1 + \alpha_i(1 + \beta_i)z^{-1} + \beta_i z^{-2}} \quad (2.14)$$

$$H_b(z) = \prod_{\lfloor (n+7)/3 \rfloor}^{\lfloor (n+3)/4 \rfloor} \frac{\beta_i + \alpha_i(1 + \beta_i)z^{-1} + z^{-2}}{1 + \alpha_i(1 + \beta_i)z^{-1} + \beta_i z^{-2}} \quad (2.15)$$

เป็นสมการที่ใช้แทนการต่อคาสเคดของฟังก์ชันออกพาสในสาขา $H_a(z)$ และสาขา $H_b(z)$ ซึ่งประกอบด้วยอันดับที่ 1 และอันดับที่ 2

$$H_a(z) = \frac{\alpha_i + z^{-1}}{1 + \alpha_i z^{-1}} \quad (2.16)$$

$$H_a(z) = \frac{\beta_i + \alpha_i(1 + \beta_i)z^{-1} + z^{-2}}{1 + \alpha_i(1 + \beta_i)z^{-1} + \beta_i z^{-2}} \quad (2.17)$$



รูปที่ 2.18 แสดงโครงสร้างการต่อแบบขนานของสองโครงข่ายออกพาส

รูปที่ 2.19 ตัวอย่างโครงสร้างการต่อแบบขนานของสองโครงข่ายออกพาส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 เทคนิคการปรับโครงสร้างตัวกรองให้ปราศจากตัวคูณ

2.3.1 ทฤษฎีสมการฟังก์ชันถ่ายโอนออลพาส (Allpass Transfer Functions)

ถ้าเรากล่าวถึงคุณสมบัติพิเศษของสมการฟังก์ชันถ่ายโอนแบบไอโออาร์ ที่มีลักษณะค่าของผลตอบสนองของขนาดมีค่าเดียวกันตลอดทั้งความถี่ สมการฟังก์ชันถ่ายโอนนั้นคือสมการฟังก์ชันถ่ายโอนออลพาส ซึ่งสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานด้านการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลได้มากมาย ซึ่งเราสามารถให้นิยามของสมการฟังก์ชันถ่ายโอนออลพาส ได้ดังนี้

ผลตอบสนองทางขนาดมีค่าเดียวกันตลอดทุกค่าความถี่

$$|H(e^{j\omega})|^2 = 1 \quad ; \omega \in R \quad (2.18)$$

สามารถเขียนแสดงสมการฟังก์ชันถ่ายโอนออลพาสในระบบคอกซอลได้คือ

$$H_M(z) = \pm \frac{d_M + d_{M+1}z^{-1} + \dots + d_1z^{-M+1} + z^{-M}}{1 + d_1z^{-1} + \dots + d_{M-1}z^{-M-1} + d_Mz^{-M}} \quad (2.19)$$

โดย M แสดงถึงอันดับของสมการฟังก์ชันถ่ายโอนออลพาสของ $A_M(z)$ มาเขียนให้อยู่ในรูป $D_M(z)$ ซึ่งจะได้สมการดังนี้

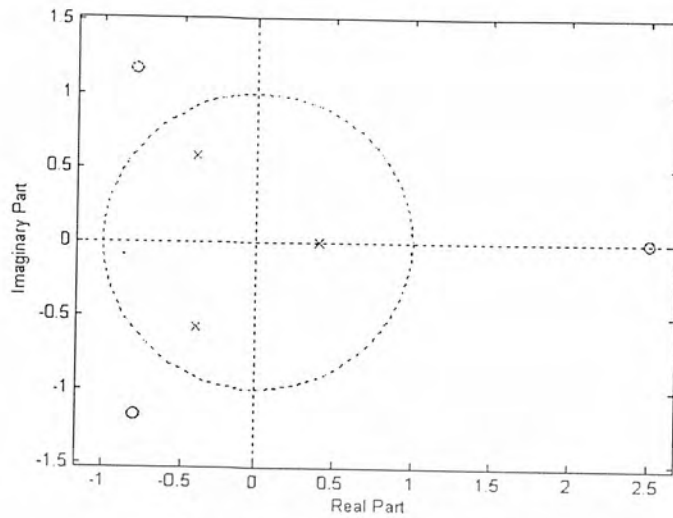
$$D_M(z) = 1 + d_1z^{-1} + \dots + d_{M-1}z^{-M-1} + d_Mz^{-M} \quad (2.20)$$

ทำให้เราสามารถเขียนสมการ $A_M(z)$ ใหม่ได้เป็น

$$H_M(z) = \pm \frac{z^{-M} D_M(z^{-1})}{D_M(z)} \quad (2.21)$$

จากสมการข้างบนถ้า $z = re^{j\phi}$ เป็นค่าโพลในสมการฟังก์ชันถ่ายโอนออลพาสแล้วค่าซีโรก็จะมีค่าเท่ากับ $z = (1/r)e^{-j\phi}$ โดยสมการตัวเศษในสมการฟังก์ชันถ่ายโอนออลพาส จะมีลักษณะเป็นมิลเลอร์อิมเมจโพลีโนเมียล(Mirror-Image(MI)Polynomial)ของสมการตัวส่วน ซึ่งเราสามารถแสดงให้เห็นได้ว่าตำแหน่งของโพลและซีโรมีความสมมาตรแบบมิลเลอร์อิมเมจโพลีโนเมียล(Mirror-Image(MI)Polynomial)ในระนาบ z โดยได้ทำการยกตัวอย่างสมการฟังก์ชันถ่ายโอนออลพาสอันดับที่ 3

$$H_3(z) = \frac{-0.2 + 0.18z^{-1} + 0.4z^{-2} + z^{-3}}{1 + 0.4z^{-1} + 0.18z^{-2} - 0.2z^{-3}} \quad (2.22)$$



รูปที่ 2.20 แสดงตำแหน่งของโพลและซีโร

เราสามารถแสดงให้เห็นว่า ขนาดของ $H_M(e^{j\omega})$ มีค่าเท่ากับ 1 ตลอดทุกความถี่ ω ได้จากสมการที่

(2.21) คือ

$$H_M(z) = \pm \frac{z^{-M} D_M(z^{-1})}{D_M(z)} \quad (2.23)$$

เพราะฉะนั้นจะได้ว่า

$$H_M(z)H_M(z^{-1}) = \frac{z^{-M} D_M(z^{-1})}{D_M(z)} \frac{z^M D_M(z)}{D_M(z^{-1})} = 1$$

ดังนั้น

$$|H_M(e^{j\omega})|^2 = H_M(z)H_M(z^{-1})|_{z=e^{j\omega}} = 1 \quad (2.24)$$

ลักษณะบางประการที่สำคัญของฟังก์ชันออลพาส

เราสามารถแบ่งลักษณะที่สำคัญของฟังก์ชันออลพาสได้ 3 ประการดังนี้

1. สมการฟังก์ชันถ่ายโอนออลพาสในระบบลอซอละมีความสูญเสียต่ำ ดังนั้นเมื่อนำไปสร้างตัวกรองความถี่จะทำให้โครงสร้างของมันมีความสูญเสียต่ำ
2. เพื่อเป็นการยืนยันว่า $A(z)$ นั้นมีขนาดที่เสถียร ในฟังก์ชันออลพาส เพราะฉะนั้น $A(z)$ จึงแสดงได้ดังนี้

$$|H(z)| \begin{cases} < 1 & \text{เมื่อ } |z| < 1 \\ = 1 & \text{เมื่อ } |z| = 1 \\ > 1 & \text{เมื่อ } |z| > 1 \end{cases} \quad (2.25)$$

3. เป็นความสัมพันธ์ที่เกี่ยวกับการเปลี่ยนแปลงเฟสของฟังก์ชันออลพาสที่อยู่เหนือช่วงความถี่ $\omega = 0$ ถึง $\omega = \pi$ โดยกำหนดให้ $\tau(\omega)$ เป็นฟังก์ชันกรุปดีเลย์ของตัวกรองออลพาส $A(z)$

$$\tau(\omega) = -\frac{d[\psi_c(\omega)]}{d\omega}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $\psi_c(\omega)$ เป็นอันแนว (unwrap) ที่ได้มาจากฟังก์ชันเฟส $\psi(\omega) = \arg\{A(e^{j\omega})\}$ ซึ่งมาจากการแทน $\psi_c(\omega)$ เข้าไปในสมการข้างบนมีผลทำให้ค่ารูปีดิเลย์ $\tau(\omega)$ มีค่าดีขึ้น ถ้า $\psi_c(\omega)$ เป็นฟังก์ชันเฟสของฟังก์ชันออลพาสที่เสถียร $H(z)$ และเนื่องจากค่า ω เป็นฟังก์ชันลด จึงมีผลทำให้ค่ารูปีดิเลย์ $\tau(\omega)$ มีค่าเป็นบวกทุกจุดในช่วง $0 < \omega < \pi$ ดังนั้นสมการฟังก์ชันถ่ายโอนออลพาสที่เสถียรอันดับที่ M จะทำให้มีคุณสมบัติที่พอดีดังสมการ

$$\int_0^\pi \tau(\omega) d\omega = M\pi \quad (2.26)$$

การเปลี่ยนเฟสของฟังก์ชันออลพาสอันดับที่ M ก็เหมือนกับการเปลี่ยนค่า ω จาก 0 ถึง ω ซึ่งมีค่าเท่ากับ $M\pi$ เรเดียน

2.3.2 การวิเคราะห์ความไวต่อการตอบสนอง (Sensitivity Analysis)

ในส่วนนี้จะทำการพิสูจน์สมการเพื่อให้ได้ความไวต่อการตอบสนองทางแอมพลิจูด (Amplitude Response Sensitivity) ของตัวกรองที่เกิดจากการนำโครงข่ายออลพาส 2 โครงข่ายมาต่อกันแบบขนาน

2.3.2.1 ความไวต่อการตอบสนองแอมพลิจูดสำหรับออลพาส (Amplitude Response Sensitivity)

สำหรับตัวกรองดิจิทัลไอโออาร์สามารถนำฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวกรองเขียนอยู่ในรูปของผลบวกและผลต่างของ 2 ฟังก์ชันถ่ายโอน โดยแต่ละเทอมเป็นออลพาสให้ $H_a(z)$ และ $H_b(z)$ เป็นฟังก์ชันถ่ายโอนของออลพาสแต่ละสาขาที่นำมาต่อขนานกัน

$$H(z) = \frac{1}{2}(H_a(z) \pm H_b(z)) \quad (2.27)$$

+ หมายถึง Lowpass Filter

- หมายถึง Highpass Filter

การต่อโครงสร้างนี้ใช้ตัวคูณน้อยกว่าการต่อโครงสร้างอื่นๆ เพราะว่าการต่อแบบนี้จะใช้ตัวคูณจำนวน n ตัว ซึ่ง n คืออันดับของตัวกรองซึ่งต้องเป็นเลขคี่

ความไวต่อการตอบสนองแอมพลิจูด ของตัวกรองอันดับที่ 1 ถูกนิยามอยู่ในรูปของค่าคงที่ตัวคูณ ซึ่งเราให้เป็น x ด้วยเหตุที่ว่าผลการตอบสนองทางแอมพลิจูดไม่สามารถทำการดิฟเฟอเรนเชียลได้ เพื่อให้ง่ายขึ้นเราจึงหันมาพิจารณาส่วนจริงของฟังก์ชันแอมพลิจูด $A(\omega) = \pm |H(e^{j\omega})|$ ซึ่งอาจจะเป็นค่าบวกหรือค่าลบก็ได้จากสมการที่ 2.27 ให้ $z = e^{j\omega}$ เราจะสามารถเขียนผลตอบสนองทางความถี่ของตัวกรองความถี่ต่ำผ่านได้ดังนี้

$$H(e^{j\omega}) = \frac{1}{2}(e^{j\varphi_c(\omega)} + e^{j\varphi_c(\omega)}) \quad (2.28)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ $e^{j\varphi_a(\omega)}$ และ $e^{j\varphi_b(\omega)}$ คือ ผลตอบสนองทางความถี่ของตัวกรองที่เป็นออลพาสแต่ละสาขาที่นำมาต่อขนานกันจากสมการที่ (2.28) สามารถเขียน $A(\omega)$ ได้ว่า

$$A(\omega) = \cos(\psi(\omega)) \quad (2.29)$$

และ $\psi(\omega)$ คือ ฟังก์ชันของผลต่างเฟส สามารถนิยามได้ว่า

$$\psi(\omega) = \frac{\varphi_a(\omega) - \varphi_b(\omega)}{2} \quad (2.30)$$

ตามที่ปรากฏนั้น ช่วงความถี่ผ่านจะมีค่า $\psi(\omega)$ เกือบเท่ากับ 0 ในทางตรงกันข้าม ช่วงความถี่หยุด $\psi(\omega)$ ก็จะมีค่าประมาณ $\frac{\pi}{2}$ ในแต่ละสาขาของโครงข่ายออลพาส $H_a(z)$ และ $H_b(z)$ นั้นจะเกิดจากการนำเอาแต่ละเทอมของฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับที่ 1 และ อันดับที่ 2 (ซึ่งมีจำนวน $(n-1)/2$ มาต่ออนุกรมกัน โดยที่แต่ละเทอมจะเป็น ออลพาสแรกก็จะได้ว่า

$$\psi(\omega) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{(n-1)/2} (\pm \varphi_i(\omega)) \quad (2.31)$$

$\varphi_i(\omega)$ คือ เฟสของออลพาสเทอมที่ i ซึ่ง + หมายถึงสาขา a, - หมายถึงสาขา b ฟังก์ชันความไวทางแอมพลิจูด (Amplitude Sensitivity Function) ถูกนิยามด้วยอนุพันธ์ย่อยโดยค่าคงที่ตัวคูณ ซึ่งเราจะให้เป็น x

$$S_x^A(\omega) = \frac{\partial A(\omega)}{\partial x} \quad (2.32)$$

นำสมการที่ (2.29), (2.30), (2.31) และ (2.32) มาแก้สมการเพื่อหาค่า $S_x^A(\omega)$ ใหม่ได้ดังนี้

$$S_x^A(\omega) = -\sin(\psi(\omega)) \times \frac{\partial \psi}{\partial x} = \pm \frac{1}{2} \sin(\psi(\omega)) \times \frac{\partial \varphi_i}{\partial x} \quad (2.33)$$

$\varphi_i(\omega)$ คือ เฟสของออลพาสเทอมที่ i ที่มีค่าคงที่ตัวคูณ x

- + หมายถึง สาขา b
- หมายถึง สาขา a

2.3.2.2 ฟังก์ชันความไวทางเฟสของเทอมออลฟาอันดับที่ 1 และอันดับที่ 2

ตารางที่ 2.1 แสดงเทอมออลฟาอันดับที่ 1

$H(z) = \frac{\alpha_1 + z^{-1}}{1 + \alpha_1 z^{-1}}$
$\frac{\partial \phi}{\partial \alpha_1} = \frac{2 \sin \omega}{1 + \alpha_1^2 + 2\alpha_1 \cos \omega}$
$\phi = \tan^{-1} \frac{-(1 - \alpha_1^2) \sin \omega}{2\alpha_1 + (1 - \alpha_1^2) \cos \omega}$

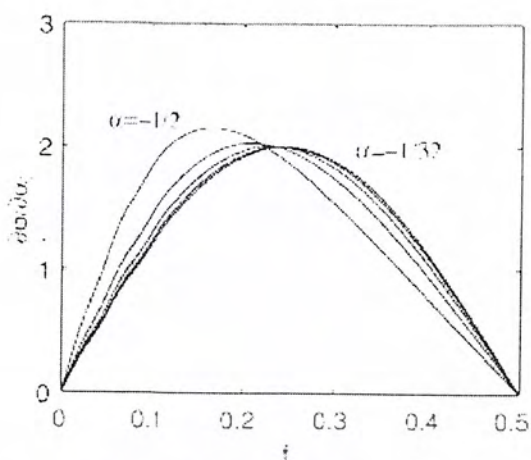
ตารางที่ 2.2 แสดงเทอมออลฟาอันดับที่ 2

$H(z) = \frac{\beta_i + \alpha_i(1 + \beta_i)z^{-1} + z^{-2}}{1 + \alpha_i(1 + \beta_i)z^{-1} + \beta_i z^{-2}}$
$\phi = \tan^{-1} \frac{-2(\alpha_i - \alpha_i \beta_i^2 + (1 - \beta_i^2) \cos \omega) \sin \omega}{\alpha_i^2(1 + \beta_i)^2 + 2\alpha_i(1 + \beta_i)^2 \cos \omega + (1 + \beta_i)^2 \cos^2 \omega - (1 + \beta_i)^2 \cos^2 \omega}$
$\frac{\partial \phi}{\partial \alpha_i} = \frac{2(1 + \beta_i^2) \sin \omega}{(1 + \beta_i)^2 + \alpha_i^2(1 + \beta_i) + 2\alpha_i(1 + \beta_i)^2 \cos \omega + 4\beta_i \cos^2 \omega}$
$\frac{\partial \phi}{\partial \beta_i} = \frac{4(\alpha_i + \cos \omega) \sin \omega}{(1 + \beta_i)^2 + 4\beta_i \cos^2 \omega + \alpha_i(1 + \beta_i)^2(\alpha_i + 2 \cos \omega)}$

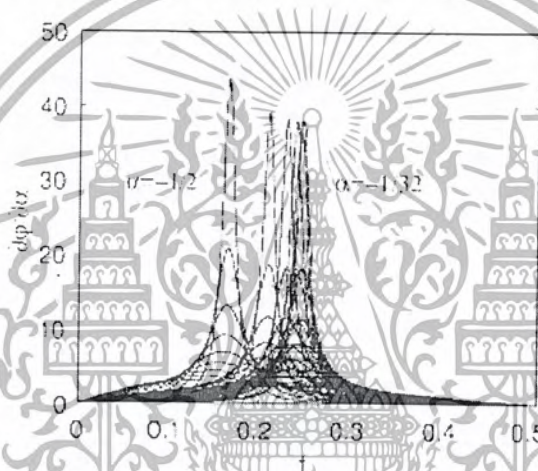
ในตารางที่ 2.1, 2.2 แสดงสมการฟังก์ชันถ่ายโอน, ผลตอบสนองทางเฟส (Phase Response) และความไวต่อการตอบสนองทางเฟส (Phase Response Sensitivity) โดยที่ $\alpha_1, \alpha_i, \beta_i$ เป็นค่าคงที่การคูณ ซึ่งถูกพิจารณาโดยโพลหรือคูโพลของฟังก์ชันถ่ายโอน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

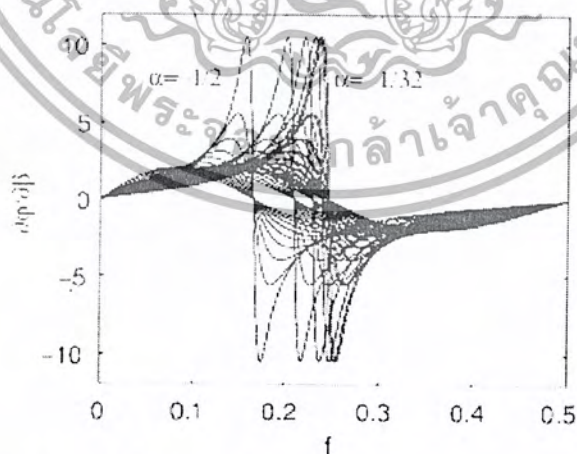
2.3.2.3 คุณสมบัติของฟังก์ชันความไวต่อการตอบสนอง



รูปที่ 2.21ก ออลพาสอันดับที่ 1, ความไวต่อการตอบสนองทางเฟส (Phase Sensitivity) ของ α



รูปที่ 2.21ข ออลพาสอันดับที่ 2, ความไวต่อการตอบสนองทางเฟส (Phase Sensitivity) ของ α



รูปที่ 2.21ค ออลพาสอันดับที่ 2, ความไวต่อการตอบสนองทางเฟส (Phase Sensitivity) ของ β

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.21ก-2.21ค เมื่อนำมาวิเคราะห์ค่าความไวต่อผลตอบสนองจะพบว่ามีความสัมพันธ์ดังนี้

- ความไวต่อการตอบสนองทางแอมพลิจูด (Amplitude Response Sensitivity) เป็นผลของฟังก์ชันการสะท้อนของแอมพลิจูดในตัวกรอง (Filter Reflectance Amplitude Function) $\sin(\psi(\omega))$ และความไวทางเฟส (Phase Sensitivity) $\left(\frac{\partial \psi_i}{\partial x}\right)$ ของเทอมอันดับที่ 1 หรือ 2
- จากสมการที่ (2.20), (2.24) จะได้ค่าความไวต่อการตอบสนองทางแอมพลิจูดในช่วงความถี่ผ่านมีค่า $\sin \psi(\omega)$ เกือบเท่ากับ 0 หรือ $\psi(\omega) \approx 0$ ส่วนในช่วงความถี่หยุดมีค่า $\psi(\omega)$ ประมาณ $\frac{\pi}{2}$ ดังนั้น $\sin \psi(\omega) \approx 1$ ในช่วงความถี่ผ่านค่าของ $\sin \psi(\omega) \approx 0$ ดังนั้นความไวต่อการตอบสนองทางแอมพลิจูดในช่วงนี้จึงมีค่าต่ำมาก
- จากรูปที่ 2.21ข, 2.21ค จะเห็นว่าค่า α มีผลต่อค่าความไวต่อผลตอบสนองมากกว่าเมื่อเทียบกับ β
- เมื่อค่า β มีค่ามากขึ้น ก็จะส่งผลกระทบต่อค่าความไวต่อผลตอบสนองเช่นกัน จากรูปที่ 2.21ข, 2.21ค

2.3.3 เฟสทอลอเรนซ์ (Phase Tolerance Scheme)

โดยปกติเงื่อนไขของตัวกรองที่กำหนดค่านั้นจะอยู่ในรูปของขอบเขตทางความถี่ (Boundary Frequencies) อย่างเช่น ขอบความถี่ของช่วงความถี่ผ่าน (F_p), ขอบความถี่ของช่วงความถี่หยุด (F_a) และที่แสดงเป็นหน่วยเดซิเบล คือ ค่าการลดทอนสูงสุดในช่วงความถี่ผ่าน (Passband Ripple (A_p)) และค่าการลดทอนขั้นต่ำในช่วงความถี่หยุด (Minimal Stopband Attenuation (A_a)) แต่อันดับของฟังก์ชันถ่ายโอนไม่ได้บอกมาในข้อกำหนดแต่เราจะนำข้อกำหนดที่ให้มานั้นมาหาอันดับของฟังก์ชันถ่ายโอนที่เหมาะสม ซึ่งอันดับฟังก์ชันถ่ายโอนควรเป็นจำนวนเต็ม

The Attenuation Tolerance Scheme (T_a) อยู่ในรูปของชุดดังนี้

$$T_a = \{a_a - A_a, A_p - a_p, F_a - f_a, f_p - F_p\} \quad (2.34)$$

เมื่อ

a_a = ค่าการลดทอนขั้นต่ำที่เกิดขึ้นจริงในช่วงความถี่หยุด (Actual Minimal Stopband Attenuation)

a_p = ค่าการลดทอนสูงสุดที่เกิดขึ้นจริงในช่วงความถี่ผ่าน (Actual Maximal Passband Attenuation)

f_a = ขอบความถี่ช่วงความถี่หยุดที่เกิดขึ้นจริง (Actual Stopband Edge Frequency)

f_p = ขอบความถี่ช่วงความถี่ผ่านที่เกิดขึ้นจริง (Actual Passband Edge Frequency)

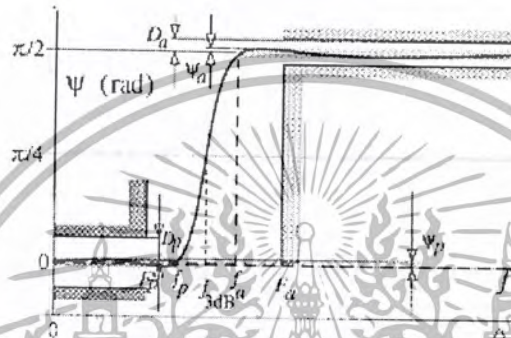
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สวอนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพราะว่าความไวต่อการตอบสนองทางแอมพลิจูด แสดงอยู่ในรูปของความไวทางเฟส (สมการที่ 2.33) และ มันสามารถนำไปใช้ในการแปลง Attenuation Tolerance Scheme ให้อยู่ในรูปเฟสทอเลอแรนซ์สคีม (Phase Tolerance Scheme) ที่เหมาะสมได้

วิธีนี้ทำให้เราเปลี่ยนจากการประมาณผลตอบสนองทางการลดทอน (Attenuate Response) มาเป็นผลตอบสนองทางเฟส (Phase Response) แทน เราสามารถเริ่มต้นรูปแบบการแปลงจากสมการที่ (2.29) ได้โดยตรง

$$\psi(\omega) = \cos^{-1}(A(\omega)) \quad (2.35)$$

ซึ่งจะได้ $\psi(\omega)$ ของตัวกรองอันดับที่ 5 ซึ่งมี Tolerance Scheme ที่เหมาะสมดังแสดงตามรูปที่ 2.22



รูปที่ 2.22 เฟสทอเลอแรนซ์สคีม (Phase Tolerance Scheme)

ฟังก์ชันของผลต่างเฟส ($\psi(\omega)$) จะแกว่งอยู่ระหว่าง ψ_p ถึง $-\psi_p$ ในช่วงที่เป็นความถี่ผ่าน ส่วนในช่วงความถี่หยุดจะแกว่งอยู่ระหว่าง $\frac{\pi}{2} - \psi_p$ และ $\frac{\pi}{2} + \psi_p$ ที่ความถี่ (f_{3dB}) คือ ค่าการลดทอนของตัวกรองมีค่าเท่ากับ 3dB ซึ่งค่าของฟังก์ชันผลต่างเฟสจะเท่ากับ $\frac{\pi}{4}$ ส่วนค่า D_p และ D_a คือ ช่วงที่มีการแกว่งของเฟสที่ยอมรับได้ในช่วงความถี่ผ่านและช่วงความถี่หยุดตามลำดับ นำสมการที่ (2.35) มาหาความสัมพันธ์ระหว่างค่า A_p, A_a, D_p, D_a จะได้ดังสมการ

$$D_p = \cos^{-1}(1 - 10^{-A_p/20}) \quad (2.36)$$

$$D_a = \frac{\pi}{2} - \cos^{-1}(10^{-A_a/20}) \quad (2.37)$$

แทนค่า ลงใน Attenuation Tolerance (สมการที่ 2.34) จะได้เป็น Phase Tolerance ดังนี้

$$T\psi = \{D_a - \psi_a, D_p - \psi_p, F_a - f_a, f_p - F_p\} \quad (2.38)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.4 ฟังก์ชันถ่ายโอน

ในส่วนนี้จะแสดงโดยใช้ฟังก์ชันถ่ายโอนที่เป็นแบบเฉพาะซึ่งค่าคงที่ที่มีความไวต่อการตอบสนองสูงจะมีอิทธิพลต่อฟังก์ชันถ่ายโอนแบบนี้

2.3.4.1 ฟังก์ชันถ่ายโอน EMQF

การออกแบบตัวกรองที่ปราศจากตัวคูณอยู่บนพื้นฐานของฟังก์ชันถ่ายโอนที่ถูกทรานฟอร์มมา โดยวิธีการแปลงเชิงเส้นคู่ (Bilinear Transform) ที่เป็นแบบ EMQF อนุโลกตันแบบ ซึ่งคุณสมบัติที่สำคัญของตัวกรองชนิดนี้คือการมีผลตอบสนองแมกนิจูดเป็นแบบสี่เหลี่ยม (Square Magnitude Response) มีริบเปิล (Ripple) ในช่วงความถี่ผ่านพอๆ กับในช่วงความถี่หยุด ($\delta_p = \delta_a$) และให้ค่าการลดทอนในช่วงความถี่ผ่านมีค่าต่ำ ในระนาบ S โพลของ EMQF อนุโลกตันแบบจะวางอยู่บนเส้นรอบวง มีรัศมีวงกลมเป็น $\sqrt{\Omega_a}$ และ Ω_a คือ ความถี่ขอบของความถี่หยุด สมมติให้ความถี่คัทออฟเท่ากับ 1 ทำให้ที่ความถี่ $\sqrt{\Omega_a}$ มีค่าการลดทอนเท่ากับ 3 dB

EMQF คุณสมบัติที่สำคัญอยู่ 3 ประการดังนี้

- มีผลตอบสนองแมกนิจูดเป็นแบบสี่เหลี่ยม (Square Magnitude Response)
- มีริบเปิล (Ripple) ในช่วงความถี่ผ่านและช่วงความถี่หยุดเท่ากัน
- ในช่วงความถี่ผ่านจะมีค่าลดทอนที่ต่ำมาก

$$\Delta_p = \Delta_s$$

$$\Delta_p = 1 - |H(e^{j2\pi f_p})|^2$$

$$\Delta_s = |H(e^{j2\pi f_s})|^2$$

(2.39)

จากการแปลงเชิงเส้นคู่ (Bilinear Transform) จะได้

$$s = k \frac{z-1}{z+1}$$

(2.40)

k คือ ค่าคงที่เพื่อให้ได้ฟังก์ชันถ่ายโอนที่เป็นตัวกรองชนิดโอไออาร์ เลือกค่า k เป็น

$$k = \frac{\sqrt{\Omega_a}}{\tan(\pi/f_{3dB})}$$

(2.41)

ในการแปลงเชิงเส้นคู่ (Bilinear Transform) ทำการ โยงเขตความถี่ของอนุโลกไปเป็นแบบคิโดลที่ เหมาะสมได้

$$\{\Omega_p, \sqrt{\Omega_a}, \Omega_a\} \rightarrow \{f_p, f_{3dB}, f_a\}$$

(2.42)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Ω_a สามารถคำนวณได้จากสมการที่อยู่ในรูปของ f_p และ f_a ดังนี้

$$\Omega_a = \frac{\tan \pi f_a}{\tan \pi f_p} \quad (2.43)$$

ซึ่ง f_p และ f_a มีความสัมพันธ์กันดังสมการ

$$\tan^2 \pi f_{3dB} = \tan \pi f_a \tan \pi f_p \quad (2.44)$$

เมื่อ

$$\left| H(e^{j2\pi f_{3dB}}) \right|^2 = \frac{1}{2} \quad (2.45)$$

ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวกรอง EMQF ถูกนิยามโดยแฟกเตอร์การเลือก (Ω_a), อันดับของตัวกรองและขอบความถี่ผ่านที่เกิดขึ้นจริง (f_p) เราสามารถนิยามค่า L ได้ดังนี้

$$L = \frac{\sqrt{\left| H(e^{j2\pi f_a}) \right|^2 - 1}}{\sqrt{\left| H(e^{j2\pi f_p}) \right|^2 - 1}} \quad (2.46)$$

และริปลแฟกเตอร์ (Ripple Factor) ของฟังก์ชันถ่ายโอนของ EMQF เป็นดังสมการ

$$\epsilon = \frac{1}{\sqrt{L}} \quad (2.47)$$

จากคุณสมบัติของฟังก์ชันถ่ายโอนแบบ EMQF ริปลแฟกเตอร์ในช่วงความถี่ผ่านและความถี่หยุดจะเท่ากัน

$$\Delta_p = \Delta_s = \frac{1}{1+L} \quad (2.48)$$

ค่าการลดทอนในช่วงความถี่ผ่านและช่วงความถี่หยุดที่เกิดขึ้นจริง พิจารณาได้จากสมการ

$$a_p = 10 \log_{10} \left(1 + \frac{1}{L} \right) \quad (2.49)$$

$$a_a = 10 \log_{10} (1 + L) \quad (2.50)$$

ค่า L เราจะพิจารณาได้จากแฟกเตอร์ในการเลือก (Ω_a) และอันดับของตัวกรอง (n) เท่านั้น

$$\Omega_a \geq \sqrt{2} \begin{cases} t = \frac{1}{2} \frac{1 - \sqrt{1 - \frac{1}{\Omega_a^2}}}{1 + \sqrt{1 - \frac{1}{\Omega_a^2}}} \\ q = t + 2t^5 + 15t^9 + 150t^{13} \end{cases} \quad (2.51)$$

$$\Omega_a < \sqrt{2} \begin{cases} t = \frac{1}{2} \frac{1 - \frac{1}{\Omega_a}}{1 + \frac{1}{\Omega_a}} \\ q_p = t + 2t^5 + 15t^9 + 150t^{13} \\ q = e^{\pi^2 / \log(q_p)} \end{cases} \quad (2.52)$$

$$L = \frac{1}{4} \sqrt{\frac{1}{q_p} - 1} \quad (2.53)$$

ค่า L มีความสัมพันธ์ตามสมการที่ (2.53) เราจึงเขียน ได้อีกแบบดังนี้

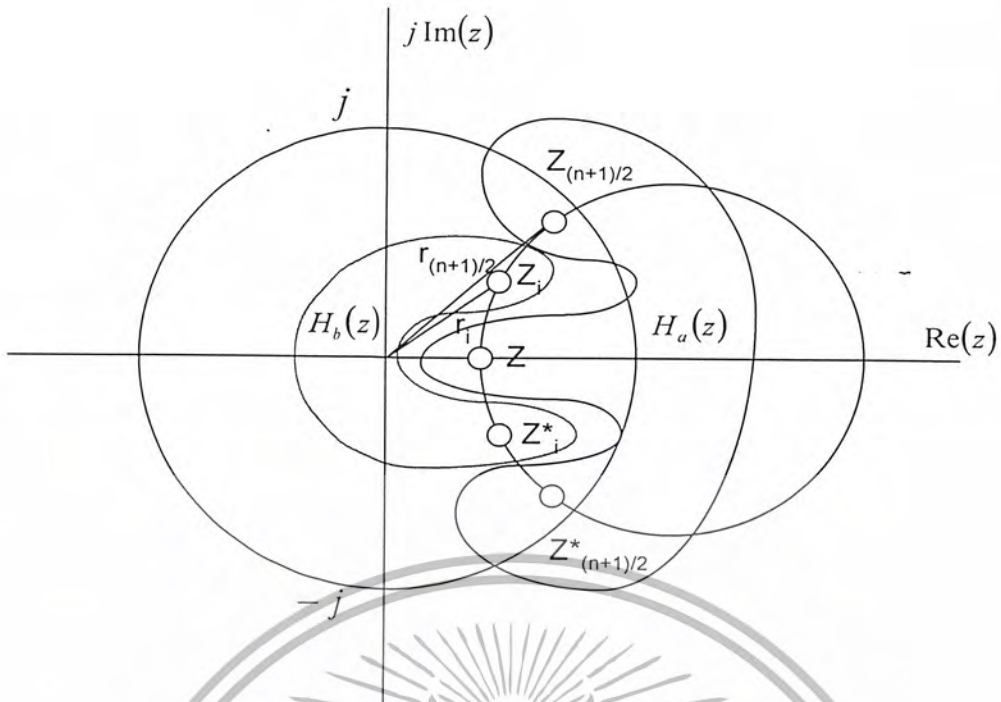
$$\begin{aligned} t &= \frac{1}{2} \frac{1 - \sqrt{1 - \frac{1}{L^2}}}{1 + \sqrt{1 - \frac{1}{L^2}}} \\ q &= t + 2t^5 + 15t^9 + 150t^{13} \\ g &= e^{\log_e(q)/n} \\ q_0 &= \frac{g + g^9 + g^{25} + g^{49} + g^{81} + g^{121} + g^{169}}{1 + 2(g^4 + g^{16} + g^{36} + g^{64} + g^{100} + g^{144})} \\ \Omega_a &= \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{1 - 2q_0}{1 + 2q_0}\right)^4}} \end{aligned} \quad (2.54)$$

เมื่อกำหนดให้ t, q, g, q_0 เป็นตัวแปรช่วย (Auxillary Variables)

ลักษณะของการกระจายของตำแหน่งโพลของ EMQF ทรานเฟอร์ฟังก์ชันระหว่าง $H_a(z)$ และ $H_b(z)$ ซึ่งโพลของ $H_a(z)$ และ $H_b(z)$ ถูกกระจายให้สลับกันในระนาบ Z มีวิธีการกระจายโพลดังนี้

- $H_a(z)$ ประกอบด้วยโพลค่าจริงและทุก ๆ คู่ที่สองของ Conjugate Complex Pole Pair
- $H_b(z)$ ประกอบด้วยโพลที่เหลือทั้งหมด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.23 รูปตัวอย่างแสดงการกระจายของตำแหน่งโพลระหว่าง $H_a(z)$ และ $H_b(z)$ ในระนาบ Z

2.3.4.2 ค่าคงที่ในส่วนที่เป็นออกพาส

สำหรับตัวกรองชนิดไอโออาร์ที่เกิดจากการต่อขนานกันของ 2 โคร่งปายออลพาสตามที่ปรากฏในสมการที่ (2.29) ถ้าฟังก์ชันการถ่ายโอนถูกที่สูงนับจาก EMQF ออกนอกคั่นแบบค่าคงที่ตัวคูณจำนวน $(n-1)/2$ ตัวจะถูกควบคุมโดยผลตอบสนองความถี่และในเทอมที่เป็นอันดับสองจะมีค่าคงที่ตัวคูณอยู่หนึ่งค่าที่ขึ้นอยู่กับความถี่ที่มีการลดทอนเท่ากับ 3 dB

ตารางที่ 2.3 แสดงสมการ สำหรับคำนวณหาสัมประสิทธิ์ในเทอมออกพาส ฟังก์ชันถ่ายโอนที่มาจากตัวกรอง EMQF

i	coefficient
$i = 1$ real pole	$\alpha_1 = -\frac{1 - \tan(\pi f_{3dB})}{1 + \tan(\pi f_{3dB})}$
$2 \leq i \leq \frac{n+1}{2}$ conjugate complex pole pair	$\alpha_i = \alpha = -\cos(2\pi f_{3dB})$ $\beta_i = r_i^2$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ในตารางที่ 2.3 จะแสดงสมการที่ใช้ในการคำนวณค่าคงที่ตัวคูณสำหรับฟังก์ชันการถ่ายโอนที่มีการใช้ EMQF มาใช้ในการวิเคราะห์ จากตารางจะเห็นได้ชัดว่าจะมีค่าคงที่บางตัวที่มีความสัมพันธ์กับความถี่ที่การลดทอนลง 3 dB (f_{3dB}) โดยปกติแล้วความถี่นี้จะอยู่บนทรานซิสชันแบนด์เมื่อมีการแปลงตัวเลขโดยใช้กระบวนการการเลื่อนและการบวก (Shift and Add Operation) จะทำให้มีการเลื่อนของความถี่ที่มีการลดทอนลง 3 dB เพื่อให้มีการคงค่าที่เป็น อิลิปติกเอาไว้ จึงต้องให้ค่าให้ใกล้เคียงกับค่าที่คำนวณจริงที่สุด

2.3.4.3 ส่วนประกอบระนาบ z และขอบความถี่ช่วงความถี่หยุด

การเบี่ยงเบนผลตอบสนองทางแอมพลิจูดจะมีผลมาจากตัวกรองส่วนที่มีคูโพลที่อยู่ใกล้วงกลม I หน่วยมากที่สุด ข้อผิดพลาดของการควอนไทซ์จะลดลงได้ถ้าหาความสัมพันธ์ระหว่างผลตอบสนองทางแอมพลิจูดกับค่าคงที่ B_{max} ต้องพิจารณาจากคูโพลที่ใกล้กับวงกลม I หน่วยมากที่สุด $r_{max} = |z_i|_{max}$

$$B_{max} = r_{max}^2 \quad (2.55)$$

การปรับทรานซิสชันแบนด์จะทำให้ได้ B_{max} ที่เหมาะสม EMQF อนุภาคต้นแบบ ถูกนิยามโดยพารามิเตอร์ 2 ตัว คือ อันดับของตัวกรอง (n) และแฟกเตอร์การเลือก Ω_a ดังนั้นค่าคงที่ B_{max} ถูกควบคุมแก่ความสัมพันธ์ระหว่าง B_{max} , Ω_a แต่ยังคงค่าของ f_{3dB} ไว้

กระบวนการเริ่มต้นของการออกแบบตัวกรอง EMQF ต้องมีการกำหนดค่าคงที่ที่เหมาะสมของ α เราจะเริ่มจากค่าเริ่มต้น คือ B_{max} , Ω_a เพื่อหา Ω_a ค่าใหม่และนำมาหา B_{max} ตามลำดับ f_{3dB} ที่ได้ จากค่าเริ่มต้นของ EMQF ไม่ควรเปลี่ยนแปลงระหว่างกระบวนการทำซ้ำ เพื่อให้แน่ใจจึงทำการปรับค่าคงที่ k ในสมการที่ (2.40), (2.41) โดยใช้สมการที่ (2.40), (2.41), (2.43), (2.44) มาใช้หาความสัมพันธ์ของ α จากตารางที่ 2.3 จะได้สมการหาค่า k ดังนี้

$$k = \sqrt{\Omega_a \frac{1-\alpha}{1+\alpha}} \quad (2.56)$$

ขบวนการที่นำเสนอให้นำไปสู่ฟังก์ชันถ่ายโอนแบบอิลิปติก (Elliptic) ที่มีค่าคงที่การคูณ $\alpha_2, \dots, \alpha_{(n-1)/2}$ และ B_{max} ซึ่งสามารถสร้างโดยค่าที่เป็นจริงโดยกระบวนการเลื่อนและการบวก (shift and Add operation)

2.3.4.4 การออกแบบตัวกรองอิลิปติก (Elliptic) ที่ปราศจากตัวคูณชนิดโอโออาร์

การออกแบบตัวกรองโดยปราศจากตัวคูณคือการนำเอาตัวคูณจากเซตนี้

$$\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{(n+1)/2}, \beta_2, \dots, \beta_{(n+1)/2} \quad (2.57)$$

มาทำการปรับค่าโดยกระบวนการการเลื่อนและการบวก (Shift and Add Operation) ด้วยค่าที่เหมาะสม โดยการใช้สมการรูปแบบใดแบบหนึ่งดังที่แสดง

$$x \in \{\pm 1/2^m, \pm(1-1/2^m)\} \text{ or} \quad (2.58)$$

$$x \in \{\pm 1/2^m \pm 1/2^p, \pm(1-1/2^m \pm 1/2^p)\} \text{ or} \quad (2.59)$$

$$x \in \{\pm 1/2^m \pm 1/2^p \pm 1/2^q, \pm(1-1/2^m \pm 1/2^p \pm 1/2^q)\} \quad (2.60)$$

ให้ค่า m, p, q เป็นจำนวนเต็มโดยที่ $m < p < q$ เมื่อนำค่าต่าง ๆ มาใส่ในสมการก็จะได้ค่าตามตาราง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.4 แสดงค่าของ α และ f_{3dB} ที่ได้จากสมการที่ 2.58

α	f_{3dB}	α	f_{3dB}
		0	0.25=05/2
$-1+1/2^8$	$0.014072 \approx 0.5/35$	$1/2^8$	0.250622
$-1+1/2^7$	$0.019907 \approx 0.5/25$	$1/2^7$	0.251243
$-1+1/2^6$	0.028172	$1/2^6$	0.252487
$-1+1/2^5$	0.039893	$1/2^5$	0.254974
$-1+1/2^4$	0.056567	$1/2^4$	0.2599954
$-1+1/2^3$	0.080431	$1/2^3$	0.269947
$-1+1/2^2$	0.115027	$1/2^2$	0.290215
$-1/2$	$0.166667=0.5/3$	$1/2$	$1/3=(1-1/3)$
$-1/2^2$	0.209785	$1-1/2^2$	0.384973
$-1/2^3$	0.230053	$1-1/2^3$	0.419569
$-1/2^4$	0.240046	$1-1/2^4$	0.443433
$-1/2^5$	0.245026	$1-1/2^5$	0.460107
$-1/2^6$	0.247513	$1-1/2^6$	0.471828
$-1/2^7$	0.248758	$1-1/2^7$	$0.48 \approx 0.5(1-1/25)$
$-1/2^8$	0.249378	$1-1/2^8$	$0.486 \approx 0.5(1-1/35)$

เมื่อเราทำการเพิ่มเทอมของ $1/2$ ยกกำลังเข้าไปจะให้ความละเอียดเพิ่มขึ้นและการเพิ่มค่าของเลขชี้กำลังก็จะให้ขอบเขตตัวเลือกเพิ่มขึ้นด้วย

อัลกอริทึมได้นำเสนออยู่บนพื้นฐานของการคำนวณค่าคงที่ของตัวกรองให้เป็นค่าที่อยู่ในช่วงที่ยอมรับได้ซึ่งขอบเขตนั้นอยู่ในสมการที่ (2.34) และ (2.38) จากนั้นทำการคำนวณค่าจากสมการ(2.58), (2.59) และ (2.60) เพื่อนำค่าที่ได้มาเลือกใช้ในกระบวนการการเลื่อนและการบวก (Shift – and – Add Operation)

ข้อสังเกตที่สำคัญ

1. ถ้าแทนค่า α ให้อยู่ในรูป $1/2^m$ ได้ ตัวอย่างเช่น $1/2^6$ ในทางปฏิบัติเราไม่จำเป็นต้องใช้การคูณและการบวก ใช้เพียงการเลื่อนอย่างเดียวก็นพอ
2. ถ้าแทนค่า α ให้อยู่ในรูป $1/2^m + 1/2^p$ ได้ ตัวอย่างเช่น $1/2^2 + 1/2^3$ ในทางปฏิบัติเราจะแทนที่การคูณด้วยการเลื่อน 2 ครั้งและการบวก 1 ครั้ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. สำหรับค่า $|1/k| < 1$ ในทางปฏิบัติเราสามารถแทนโพลที่เป็นค่าจริงได้ด้วยการเลื่อนเพียงอย่างเดียว ดูในตารางที่ 2.4 ซึ่งเป็นการลดตัวคูณลงได้ 1 ตัว



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การสร้างและการออกแบบ

3.1 กำหนดขอบเขตการออกแบบ (Design Space)

สำหรับการออกแบบมีข้อกำหนดที่เป็นมาตรฐานอยู่หลายรูปแบบและแต่ละแบบจะมีข้อกำหนดที่มีพารามิเตอร์แตกต่างกันออกไป ดังนี้

$$S_D = \{F_p, F_a, \delta_p, \delta_a\}$$

$$S_M = \{F_p, F_a, M_p, M_a\}$$

$$S_r = \{F_p, F_a, \delta_1, \delta_2\}$$

$$S_K = \{F_p, F_a, K_p, K_a\}$$

$$S_A = \{F_p, F_a, A_p, A_a\}$$

$$S_G = \{F_p, F_a, G_p, G_a\}$$

ในที่นี้เราจะเลือกใช้แบบ $S_A = \{F_p, F_a, A_p, A_a\}$ เป็นข้อกำหนดที่มีค่าการลดทอน (Attenuation) รวมอยู่ด้วย

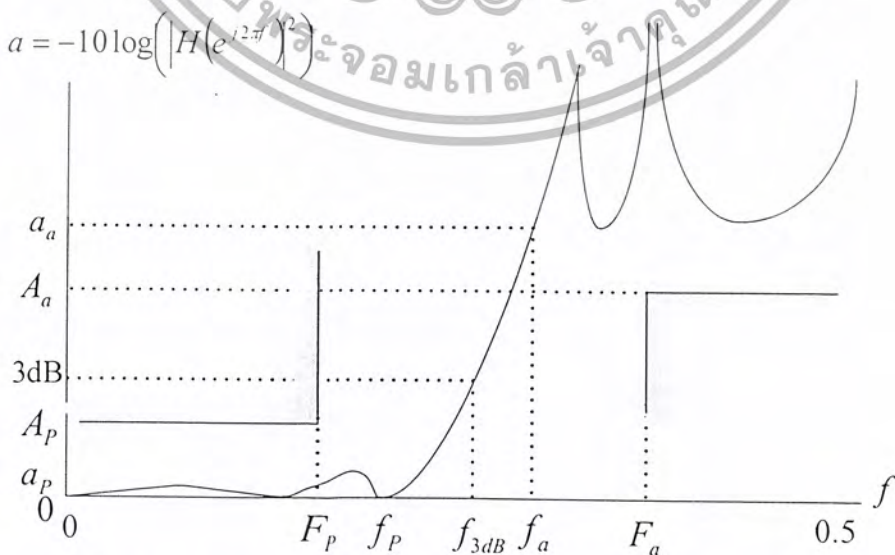
F_p = ความถี่สุดท้ายของช่วงความถี่ผ่าน

F_a = ความถี่เริ่มต้นของช่วงความถี่หยุด

A_p = ค่าการลดทอนมากที่สุดที่เกิดขึ้นในช่วงความถี่ผ่าน

A_a = ค่าการลดทอนต่ำที่สุดที่เกิดขึ้นในช่วงความถี่หยุด

เราจะใช้ข้อกำหนดแบบนี้ในการออกแบบตัวกรองแบบอิลิปติก (Elliptic)



รูปที่ 3.1 Attenuation-limit Specification และ Attenuation of Elliptic Filter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 การออกแบบที่ 1

แสดงออกแบบตัวกรองเชิงเลขที่ปราศจากตัวคูณ ที่มีข้อกำหนดดังนี้

$$F_p = 0.135, F_a = 0.2, A_p = 0.2\text{dB}, A_a = 20\text{dB}$$

ขั้นตอนการออกแบบตัวกรองเชิงเลขที่ปราศจากตัวคูณมี 3 ขั้นตอนหลักๆ ดังนี้

1. ขั้นตอน A การเลือกค่า α
2. ขั้นตอน B การเลือกค่า β
3. ขั้นตอน C ค่าคงที่กลุ่มที่สอง α_1

3.2.1 การเลือกค่า α , และค่า f_{3dB}

ค่า α ต้องสัมพันธ์กันกับพารามิเตอร์ของฟังก์ชันการถ่ายโอน EMQF เช่น สัมพันธ์กัน f_{3dB} พิจารณาในตารางที่ 2.3 สำหรับข้อกำหนดที่ให้มา ช่วงของค่า α ที่ยอมรับได้จะพิจารณาจากค่า F_p และ F_a

$$\frac{1 - \tan^2 \pi F_p}{1 + \tan^2 \pi F_p} < \alpha < \frac{1 - \tan^2 \pi F_a}{1 - \tan^2 \pi F_a} \quad (3.1)$$

ตารางที่ 2.3 แสดงค่า α , f_{3dB} ที่หาจากสมการที่ (2.58) ซึ่งเป็นวิธีที่สร้างได้ง่ายที่สุด จะพบว่ามีหลายค่าจากตารางที่ 2.3 ซึ่งสามารถเป็นไปได้เราจะเลือกค่า α ที่เหมาะสมกับค่า $F_p, f_{3dB} < F_a$

$$\alpha \approx \frac{1 - \tan \pi F_p \tan \pi F_a}{1 + \tan \pi F_p \tan \pi F_a} \quad (3.2)$$

ถ้าหาค่าที่เหมาะสมจากสมการที่ (2.58) ไม่ได้ให้หาค่าที่เหมาะสมที่ได้จากสมการที่ (2.59) และสมการที่ (2.60) ตามลำดับ

3.2.1.1 ค่า α_i และค่า f_{3dB} ตารางที่ 3.1 แสดงขั้นตอนการหาค่า α_i และค่า f_{3dB}

ขั้นตอน	คำนวณหา α_i และ f_{3dB}	สมการอ้างอิง
A1	$-0.6613 < \alpha < -0.309$	(3.1)
A2	$\alpha \approx -0.5060$	(3.2)
A3	$\alpha \in [\dots, -0.75, -0.5, -0.25, \dots]$	(2.58)
A4	$\alpha = -0.5$	ทำการเลือกค่า α
A5	$f_{3dB} = \frac{0.5}{3} = 1.667$	$f_{3dB} = \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \sqrt{\frac{1+\alpha}{1-\alpha}}$

A. การกำหนดขอบเขตของความถี่ F_a, F_p, A_a, A_p เราสามารถนำมาหาค่า f_a, f_p, a_a, a_p เพื่อใช้ในการคำนวณหาค่าคงที่ต่างๆ ตามข้อกำหนดที่กำหนดแบบนี้จะทำให้สามารถหาค่าอันดับของตัวกรองที่เป็นแบบอิลิปติก (Elliptic) ได้ซึ่งค่าอันดับของตัวกรองที่ได้มาจะทำให้รู้ว่าตัวกรองที่สร้างขึ้นมีค่าคงที่การคูณกี่ตัว

กำหนดให้ $F_p = 0.135, F_a = 0.2, A_p = 0.2 \text{ dB}, A_a = 20 \text{ dB}$

A1. เป็นขั้นตอนการหาขอบเขตของค่า α ที่เป็นไปได้จากช่วงขอบความถี่ช่วงความถี่ผ่าน (F_p) (Passband Boundary Frequency) และช่วงขอบความถี่ช่วงความถี่หยุด (F_a) (Stopband Boundary Frequency) ตามข้อกำหนด

$$-\frac{1 - \tan^2 \pi F_p}{1 + \tan^2 \pi F_p} < \alpha < -\frac{1 - \tan^2 \pi F_a}{1 + \tan^2 \pi F_a}$$

$$-0.6613 < \alpha < -0.309$$

A2. เราสามารถหาค่า α ได้จากสูตร

$$\alpha \approx -\frac{1 - \tan \pi F_p \tan \pi F_a}{1 + \tan \pi F_p \tan \pi F_a} \approx -\frac{1 - \tan(\pi \times 0.135) \tan(\pi \times 0.2)}{1 + \tan(\pi \times 0.135) \tan(\pi \times 0.2)}$$

$$\alpha \approx -0.5060$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A3. คำนวณค่า α ที่เป็นไปได้ทั้งหมดจากสมการที่ (2.58) และตารางที่ 2.3

$$\alpha \in [\dots, -0.75, -0.5, -0.25, \dots]$$

A4. นำค่า α ที่คำนวณได้จาก A2 มาเทียบกับค่า α ที่เป็นไปได้ทั้งหมดจากสมการที่ (2.58) และตารางที่ 2.3 ถ้าไม่สามารถหาค่า α ที่เหมาะสมหรือตามความละเอียดที่ต้องการได้ให้หาค่า α ที่เป็นไปได้ทั้งหมดอีกครั้ง จากสมการที่ (2.59) สมการที่ (2.60) ต่อไปตามลำดับ

$$\alpha = -0.5$$

A5. ทำหาค่า f_{3dB} เพื่อนำมาตรวจสอบว่าค่า α ที่หาได้จาก (A4) ทำให้ค่า f_{3dB} อยู่ในช่วง $F_p < f_{3dB} < F_a$ หรือไม่

$$\begin{aligned} f_{3dB} &= \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \sqrt{\frac{1+\alpha}{1-\alpha}} \\ &= \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \sqrt{\frac{1+(-0.5)}{1-(-0.5)}} \\ &= \frac{0.5}{3} = 1.667 \end{aligned}$$

3.2.2 การเลือกค่า β

ในขั้นตอนนี้เป็นทางเลือกฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวกรอง EMQF $H(z)$ และคงค่า f_{3dB} จากขั้นตอน A ไม่ให้เปลี่ยนแปลงค่าแบนด์วิดท์ช่วงทรานซิชัน (Transition Band) จะถูกปรับเพื่อให้เหมาะสมกับค่า β_{max} อันดับแรกพิจารณาที่กรณีขอบเขตของฟังก์ชันถ่ายโอนทั้งสอง $H_1(z)$ โดยมีพารามิเตอร์ของผลตอบสนองเชิงความถี่ $f_{p1}, f_{3dB}, f_{a1}, a_{p1}$ และ a_{a1} และ $H_2(z)$ มี $f_{p2}, f_{3dB}, f_{a2}, a_{p2}$ และ a_{a2} $H_1(z)$ ถูกออกแบบมาจากตัวกรอง EMQF ซึ่งค่า $f_{a1} = F_a$ และจะหาค่า f_{p1} ได้จากสมการที่ (2.44) การเลือกตัวกรองอันดับที่ n เพื่อให้แน่ใจว่า $a_{a1} > A_a$ และสำหรับตัวกรอง EMQF ในทางปฏิบัติแล้ว $a_{p1} \ll A_p$ เสมอ

ฟังก์ชันถ่ายโอน $H_2(z)$ เป็นตัวกรอง EMQF อันดับที่ n ด้วยเช่นกัน ซึ่งถูกออกแบบด้วยข้อกำหนด $a_{a2} = A_a$ คำนวณความถี่ขอบความถี่หยุด $f_{a2}(f_{a1}, f_{a1})$ แล้วนำมาหาค่า f_{p2} ที่เหมาะสมได้จากสมการที่ (2.44)

โดยที่โพลในระนาบ Z ของ $H_1(z)$ และ $H_2(z)$ ถูกกำหนดด้วยค่าคงที่ β_{max1} และ β_{max2}

$$\beta_{max1} = r_{max1}^2 \text{ and } \beta_{max2} = r_{max2}^2 \quad (3.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่ง $r_{\max 1}$ และ $r_{\max 2}$ คือ ขนาดของโพลที่ใกล้กับวงกลมหนึ่งหน่วยมากที่สุดของ $H_1(z)$ และ $H_2(z)$ ตามลำดับ ค่าของ β_{\max} ที่นำมาจะสร้างด้วยกระบวนการเลื่อน (Shift) และกระบวนการบวก (Add) จะถูกเลือกค่าที่อยู่ในช่วงดังต่อไปนี้

$$\beta_{\max 1} < \beta_{\max} < \beta_{\max 2} \quad (3.4)$$

สำหรับการเลือกค่า β_{\max} ที่เหมาะสมกับค่า Ω_a ของอนาลอกต้นแบบ EMQF ค่าคงที่ k ที่พิจารณาจากสมการที่ (2.41) จะรับประกันว่าจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของแอนาลอกต้นแบบ EMQF ที่เหมาะสมตามฟังก์ชันถ่ายโอนที่ต้องการ $H(z)$ ผลลัพธ์ $H(z)$ ที่เป็นฟังก์ชันถ่ายโอนอิลิปติก (Elliptic Transfer Function) อันดับที่ n ในการสร้างจริงตัวคูณจำนวน $(n+1)/2$ ตัว จะถูกเปลี่ยนให้อยู่ในรูปตัวเลื่อน (Shifters) และตัวบวก (Adders)

3.2.2.1 หาค่า n

ตารางที่ 3.2 แสดงขั้นตอนการหาค่า n

ขั้นตอน	คำนวณหาอันดับของตัวกรอง (n)	สมการอ้างอิง
B1	$n \geq \text{ellipord}(2 * F_p, 2 * F_a, A_p, A_a)$	MATLAB
B2	$n = 3$	n : ต้องเป็นอันดับเลขคู่

B1. เป็นการใช้คำสั่ง `ellipord` จากโปรแกรม MATLAB เพื่อทำการหาค่าอันดับที่น้อยที่สุด n ของตัวกรองอิลิปติก (Elliptic) ตามเงื่อนไขของข้อกำหนด ซึ่งหาอันดับที่น้อยที่สุดของตัวอิลิปติก (Elliptic) ได้ค่า $n = 3$

$$n \geq \text{ellipord}(2 * F_p, 2 * F_a, A_p, A_a)$$

$$n \geq \text{ellipord}(2 * 0.135, 2 * 0.2, 0.2, 20)$$

$$n = 3$$

B2. เนื่องจากเงื่อนไขของการต่อแบบขนานของสองโครงข่ายฮออลพาสกำหนดให้ตัวกรองต้องเป็นอันดับที่เรจึงเลือกอันดับของตัวกรองเป็น

$$n = 3$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.2.2 หาค่า $\beta_{\max 1}$ ตารางที่ 3.3 แสดงขั้นตอนการหาค่า $\beta_{\max 1}$

ขั้นตอน	คำนวณหา $\beta_{\max 1}$	สมการอ้างอิง
B3	$f_{p1} = 0.1369$	$f_{a1} = F_a$, (2.44)
B4	$\Omega_a = 1.5836$	(2.43)
B5	$L = 44.1788$	$L(n, \Omega_a)$
B6	$a_{p1} = 0.0972 \text{ dB}$	$a_{p1} = 10 \log(1 + 1/L)$
B7	$a_{a1} = 16.5494 \text{ dB}$	$a_{a1} = 10 \log(1 + L)$
B8	$[z, p, c] = \text{ellip}(n, a_{p1}, a_{a1}, 2 * f_{p1})$	MATLAB
B9	$\beta_{\max 1} = \max(p)^2$	(2.56)

B3. จากหลักการของตัวกรอง EMQF จะได้ว่า $f_{a1} = F_a$ และเรารู้ว่าค่า $f_{3dB} = \frac{0.5}{3}$ จากในขั้นตอน A จึงสามารถนำไปหาค่า f_{p1} ได้จากสมการที่ (2.43)

$$\begin{aligned} \tan^2 \pi f_{3dB} &= \tan \pi f_{a1} \frac{\tan \pi f_{p1}}{\tan \pi f_{a1}} \\ f_{p1} &= \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \left[\frac{\tan^2 \pi f_{3dB}}{\tan \pi f_{a1}} \right] \\ &= \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \left[\frac{\tan^2 \left(\pi \times \frac{0.5}{3} \right)}{\tan \left(\pi \times 0.2 \right)} \right] \\ &= 0.1369 \end{aligned}$$

B4. หลังจากที่เราหาค่าขอบความถี่ช่วงความถี่ผ่านที่เกิดขึ้นจริง (Actual Passband Edge Frequency), f_{p1} และค่าขอบความถี่ช่วงความถี่หยุดที่เกิดขึ้นจริง (Actual Stopband Edge Frequency), f_{a1} สามารถคำนวณค่าแฟกเตอร์การเลือก, Ω_a ได้จากสมการที่ (2.44)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}\Omega_a &= \frac{\tan \pi f_{a1}}{\tan \pi f_{p1}} \\ &= \frac{\tan(\pi \times 0.2)}{\tan(\pi \times 0.1369)} \\ &= 1.5836\end{aligned}$$

B5. หาค่า L ได้จากค่า Ω_a และจากอันดับที่ n ของตัวกรองได้จากสมการที่ (2.51), (2.52)

$$\Omega_a \geq \sqrt{2} \left\{ \begin{aligned} t &= \frac{1}{2} \frac{1 - \sqrt{1 - \frac{1}{\Omega_a^2}}}{1 + \sqrt{1 - \frac{1}{\Omega_a^2}}} \\ q &= t + 2t^5 + 15t^9 + 150t^{13} \end{aligned} \right.$$

$$\left. \begin{aligned} t &= \frac{1}{2} \frac{1 - \frac{1}{\Omega_a}}{1 + \frac{1}{\Omega_a}} \\ q_p &= t + 2t^5 + 15t^9 + 150t^{13} \\ q &= e^{\frac{\pi^2}{\log(q_p)}} \end{aligned} \right\}$$

$$L = \frac{1}{4} \sqrt{\frac{1}{q^n} - 1}$$

เลือกใช้สมการ แล้วแทนค่าที่ได้ลงใน $L = \frac{1}{4} \sqrt{\frac{1}{q^n} - 1}$
จะได้ $L = 44.1788$

B6. หาค่าการลดทอนสูงสุดที่เกิดขึ้นจริงในช่วงความถี่ผ่าน (Actual Maximal Passband Attenuation), α_p สำหรับค่า $\beta_{\max 1}$ ได้จากสมการที่ (2.49)

$$\begin{aligned}\alpha_{p1} &= 10 \log \left(1 + \frac{1}{L} \right) \\ &= 10 \log \left(1 + \frac{1}{44.1788} \right) \\ &= 0.0972 \text{ dB}\end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

B7. หาค่าการลดทอนต่ำสุดที่เกิดขึ้นจริงในช่วงความถี่หยุด (Actual Minimal Stopband Attenuation), a_a สำหรับค่า $\beta_{\max 1}$ ได้จากสมการที่(2.50)

$$\begin{aligned} a_{a1} &= 10 \log(1 + L) \\ &= 10 \log(1 + 1391) \\ &= 16.5494 \text{ dB} \end{aligned}$$

B8. ใช้คำสั่ง $[z, p, c] = \text{ellip}(n, a_{p1}, a_{a1}, 2 * f_{p1})$ จากโปรแกรม MATLAB เพื่อหาค่าตำแหน่งของโพลและตำแหน่งซีโรของตัวกรอง

$$[z, p, c] = \text{ellip}(n, a_{p1}, a_{a1}, 2 * f_{p1})$$

$$z = -1.000$$

$$= 0.2022 + 0.9793i$$

$$= 0.2002 - 0.9793i$$

$$p = 0.4114 + 0.6900i$$

$$= 0.4114 - 0.6900i$$

$$= 0.2679$$

$$c = 0.1887$$

B9. จากสมการที่ (2.55) $\beta_{\max} = r_{\max}^2$ ดังนั้นจะได้

$$\beta_{\max 1} = \max(|p|^2)$$

$$= 0.6454$$

3.2.2.3 หาค่า $\beta_{\max 2}$. ตารางที่ 3.4 แสดงขั้นตอนการหาค่า $\beta_{\max 2}$

ขั้นตอน	คำนวณหา $\beta_{\max 2}$	สมการอ้างอิง
B10	$L = 99$	$L = 10(A_a/10) - 1, (2.50)$
B11	$\Omega_a = 1.9732$	$\Omega_a(n, L) (2.54)$
B12	$f_{p2} = 0.1241$	(2.43), (2.44)
B13	$a_{p2} = 0.0436 \text{ dB}$	$a_{p1} = 10 \log(1 + 1/L)$
B14	$a_{a2} = 20 \text{ dB}$	$a_{a2} = A_a$
B15	$[z, p, c] = \text{ellip}(n, a_{p2}, a_{a2}, 2 * f_{p2})$	MATLAB
B16	$\beta_{\max 2} = \max(p ^2)$	(2.55)

B10. จากหลักการของตัวกรอง EMQF จะได้ว่า $A_a = a_{a2}$ ดังนั้นสามารถหาค่า L ได้จากสมการที่ (2.50)

$$\begin{aligned}
 A_a &= a_{a2} \\
 L &= 10^{a_{a2}/10} - 1 \\
 L &= 10^{20/10} - 1 \\
 &= 10^{20/10} - 1 \\
 &= 99
 \end{aligned}$$

B11. สามารถคำนวณค่าแพลกเตอร์การเลือก, $\Omega_a(n, L)$ ได้จากสมการที่ (2.54)

$$\begin{aligned}
 t &= \frac{1}{2} \frac{1 - 4\sqrt{1 - \frac{1}{L^2}}}{1 - 4\sqrt{1 - \frac{1}{L^2}}} \\
 q &= t + 2t^5 + 15t^9 + 150t^{13}
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$g = e^{\log_e(q)/n}$$

$$q_0 = \frac{g + g^9 + g^{25} + g^{49} + g^{81} + g^{121} + g^{169}}{1 + 2(g^4 + g^{16} + g^{36} + g^{64} + g^{100} + g^{144})}$$

$$\Omega_a = \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{1-2q_0}{1+2q_0}\right)^4}}$$

$$\Omega_a = 1.9732$$

B12. จากสมการที่ (2.43) และสมการที่ (2.44) จะได้ค่า f_{p2}

$$\tan^2 \pi f_{3dB} = \tan \pi f_{a2} \tan \pi f_{p2}$$

$$\tan^2 \pi f_{3dB} = \frac{(\tan \pi f_a)^2}{\Omega_a}$$

$$\tan \pi f_{3dB} = \frac{(\tan \pi f_a)}{\sqrt{\Omega_a}}$$

$$f_{a2} = \frac{\tan^{-1} \left[\sqrt{\Omega_a} \times \tan(\pi f_{3dB}) \right]}{\pi}$$

$$f_{a2} = 0.2169$$

$$\Omega_a = \frac{\tan \pi f_{a2}}{\tan \pi f_{p2}}$$

$$\tan \left(\frac{\tan \pi f_{a2}}{\Omega_a} \right)$$

$$f_{p2} = \frac{\pi}{\pi}$$

$$f_{p2} = 0.1241$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

B13. จากสมการที่ (2.49) $a_p = 10 \log_{10} \left(1 + \frac{1}{L} \right)$ ได้ค่า a_{p2}

$$a_{p2} = 10 \log_{10} \left(1 + \frac{1}{L} \right)$$

$$a_{p2} = 10 \log_{10} \left(1 + \frac{1}{99} \right)$$

$$a_{p2} = 0.0436 \text{ dB}$$

B14. จากหลักการของตัวกรอง EMQF จะได้ว่า $a_{a2} = A_a$

$$a_{a2} = 20 \text{ dB}$$

B15. ใช้คำสั่ง $[z, p, c] = \text{ellip}(n, a_{p2}, a_{a2}, 2 * f_{p2})$ จากโปรแกรม MATLAB เพื่อหาค่าตำแหน่งของโพลและตำแหน่งซีโรของตัวกรอง

$$[z, p, c] = \text{ellip}(n, a_{p2}, a_{a2}, 2 * f_{p2})$$

$$[z, p, c] = \text{ellip}(3, 0.0436, 20, 2 * 0.1241)$$

$$z = -1.0000$$

$$= 0.0831 + 0.9965i$$

$$= 0.0831 - 0.9965i$$

$$p = 0.3960 + 0.6537i$$

$$= 0.3960 - 0.6537i$$

$$= 0.2679$$

$$c = 0.1581$$

B16. จากสมการที่ (2.55) $\beta_{\max} = r_{\max}^2$ ดังนั้นจะได้

$$\beta_{\max 2} = \max(|p|^2)$$

$$\beta_{\max 2} = 0.5842$$

3.2.2.4 ค่า β_{\max} ตารางที่ 3.5 แสดงขั้นตอนการหาค่า β_{\max}

ขั้นตอน	คำนวณหา β_{\max}	สมการอ้างอิง
B17	$0.5842 < \beta_{\max} < 0.6454$	$\beta_{\max 1} < \beta_{\max} < \beta_{\max 2}$
B18	$\beta_{\max} \in [\dots, 0.609375, 0.625, \dots]$	(2.58), (2.59), (2.60)
B19	$\beta_{\max} = 1/2 + 1/2^3 - 1/2^7 = 0.6171875$ $\alpha_1 = -0.267949192$	ทำการเลือกค่า β_{\max} ตารางที่ 2.3

B17. ค่าของ β_{\max} ควรจะอยู่ในช่วงระหว่าง $\beta_{\max 1}$ และ $\beta_{\max 2}$

$$\beta_{\max 2} < \beta_{\max} < \beta_{\max 1}$$

$$0.5842 < \beta_{\max} < 0.6454$$

B18. นำค่า β_{\max} ที่คำนวณได้จาก B17 มาเทียบกับค่า β_{\max} ที่เป็นไปได้ทั้งหมด จากสมการที่ (2.58) และตารางที่ 2.3 ถ้าไม่สามารถหาค่า β_{\max} ที่เหมาะสมหรือตามความละเอียดที่ต้องการได้ ให้คำนวณหาค่า β_{\max} ที่เป็นไปได้ทั้งหมดอีกครั้ง จากสมการที่ (2.59) สมการที่ (2.60) ต่อไปตามลำดับ

$$\beta_{\max} \in [\dots, 0.609375, 0.625, \dots]$$

B19. ได้ค่าที่เหมาะสมจากสมการที่ (2.60)

$$\beta_{\max} = 1/2 + 1/2^3 - 1/2^7 = 0.6171875$$

$$\alpha_1 = -0.267949192$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.3 ค่าคงที่กลุ่มที่สอง α_1

กระบวนการในการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของค่าคงที่กลุ่มที่สองซึ่งอยู่บนพื้นฐานของการวิเคราะห์ค่าความไวต่อการตอบสนอง (Sensitivity) ช่วงที่มีค่าซึ่งยอมรับได้ของค่า α_1 สามารถคำนวณโดยใช้ฟังก์ชันความไวทางเฟสและการกำหนดขอบเขต Margin

ภายในช่วงซึ่งสามารถยอมรับได้ค่า α_{1q} ที่เลือกยังคงให้ตัวกรองที่มีข้อกำหนดตามที่ต้องการ วิธีที่ง่ายที่สุดโดยการใช้เฟสทอเลอเรนซ์สคีม (Phase Tolerance Scheme) จากสมการที่ (2.38) และรูปที่ 2.22 เพราะว่าค่าความไวต่อการตอบสนองในช่วงความถี่ผ่านมีค่าต่ำมากและผลลัพธ์ที่ได้จากตัวกรอง EMQF มีค่า α_p ต่ำมากจึงสนับสนุนแนวคิดที่ว่าเราสามารถพิจารณาขอบเขตในช่วงความถี่หยุดเพียงอย่างเดียวได้ ตัวเลือกของ α_{1q} ถูกกำหนดขอบเขตโดย

$$\left| \psi(\omega) - \frac{\pi}{2} \right| < D_a, \quad 2\pi F_a \leq \omega \leq \pi \tag{3.5}$$

โดยที่

$\psi(\omega)$ คือ ฟังก์ชันผลต่างเฟส นิยามในสมการที่ (2.30)

D_a คือ Permitted Stopband Tolerance ของ $\psi(\omega)$ คำนวณได้จากสมการที่ (2.37)

F_a คือ ขอบความถี่ช่วงความถี่หยุด

ค่าความผิดพลาดของ $\psi(\omega)$ เกิดขึ้นจากการแทนค่า α_1 โดยค่าที่ถูกควอนไทซ์ α_{1q} อาจจะสามารถคำนวณได้จากทอมอันคัมที่ 1 และทอมอันคัมที่ 2

$$\Delta\psi(\omega) = \pm \frac{1}{2} \frac{\partial \psi(\omega)}{\partial \alpha_1} \Delta\alpha_1$$

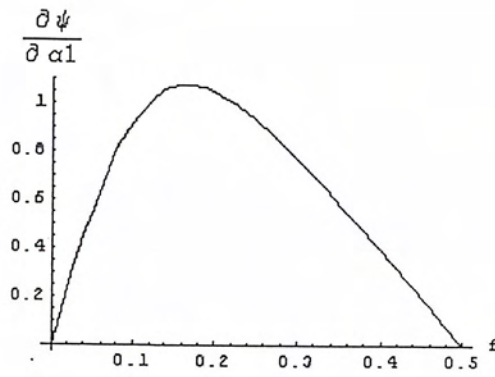
และ

$$\Delta\psi(\omega) = \pm \frac{1}{2} \frac{\partial \psi(\omega)}{\partial \beta_i}, \quad i) \tag{3.6}$$

ซึ่ง + ใช้สำหรับสาขา a และ - ใช้สำหรับสาขา b

ค่า α_1 ซึ่งอยู่ในช่วงซึ่งสามารถยอมรับได้สามารถคำนวณได้โดยการประยุกต์สมการที่ (3.5), สมการที่ (3.6) และเซตของความถี่วิกฤตในช่วงความถี่หยุด ซึ่งความถี่วิกฤตก็คือขอบความถี่ขอบช่วงความถี่หยุด (F_a) และความถี่อื่นๆ ที่ให้ค่า $\psi(\omega)$ มีค่าสูงสุด ส่วนกระบวนการควอนไทซ์ควรจะเริ่มต้นจากค่าคงที่ตัวที่ค่าความไวต่อการตอบสนองสูงที่สุดก่อนและค่อยตามด้วยค่าคงที่ตัวที่ค่าความไวต่อการตอบสนองต่ำ

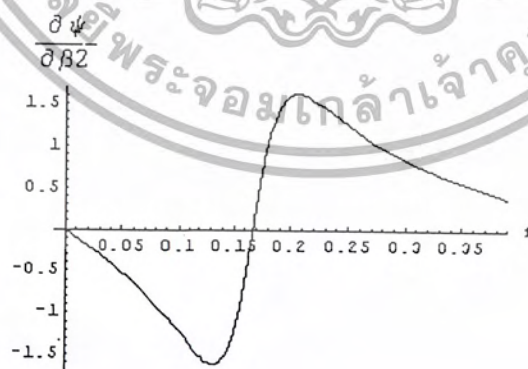
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 แสดงฟังก์ชันความไวต่อการตอบสนองของ α_1



รูปที่ 3.3 แสดงฟังก์ชันความไวต่อการตอบสนองของ α_2



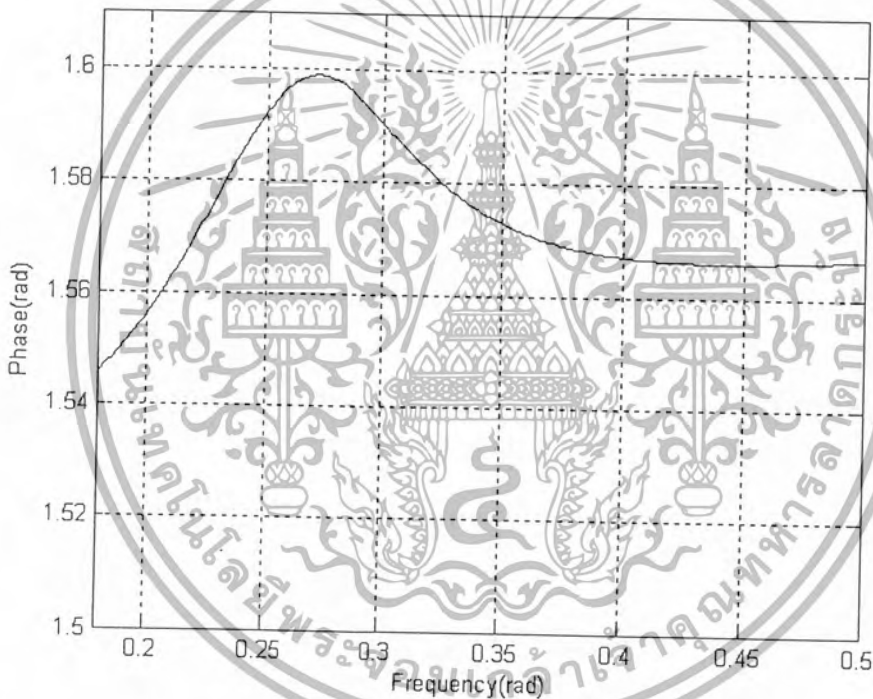
รูปที่ 3.4 แสดงฟังก์ชันความไวต่อการตอบสนองของ β_2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.2, 3.3, 3.4 แสดงฟังก์ชันความไวต่อการตอบสนองที่พิจารณาจากค่าคงที่การคูณในชั้นตอน A และชั้นตอน B ($\alpha_2 = \alpha, \beta_2 = \beta_{\max}$) เห็นได้อย่างชัดเจนว่าการใช้ค่าคงที่เหล่านี้โดยไม่ผ่านกระบวนการควอนไทซ์ เพื่อหลีกเลี่ยงอิทธิพลที่เกิดจากการมีค่าความไวต่อการตอบสนองสูงของค่าคงที่เหล่านี้ที่มีต่อผลตอบสนองของตัวกรอง ส่วนความไวต่อการตอบสนองของค่าคงที่ตัวที่เหลือ α_1 ซึ่งมีค่าต่ำกว่า ดังรูปที่ 3.2

กระบวนการควอนไทซ์เริ่มจากนิยามของเฟสทอเลอเรนซ์สคีม (Phase Tolerance Scheme) เนื่องจากมีการพิจารณาในช่วงความถี่หยุดเท่านั้นเฟสทอเลอเรนซ์สคีม (Phase Tolerance Scheme) ในสมการที่ (2.38) จึงสามารถสรุปได้

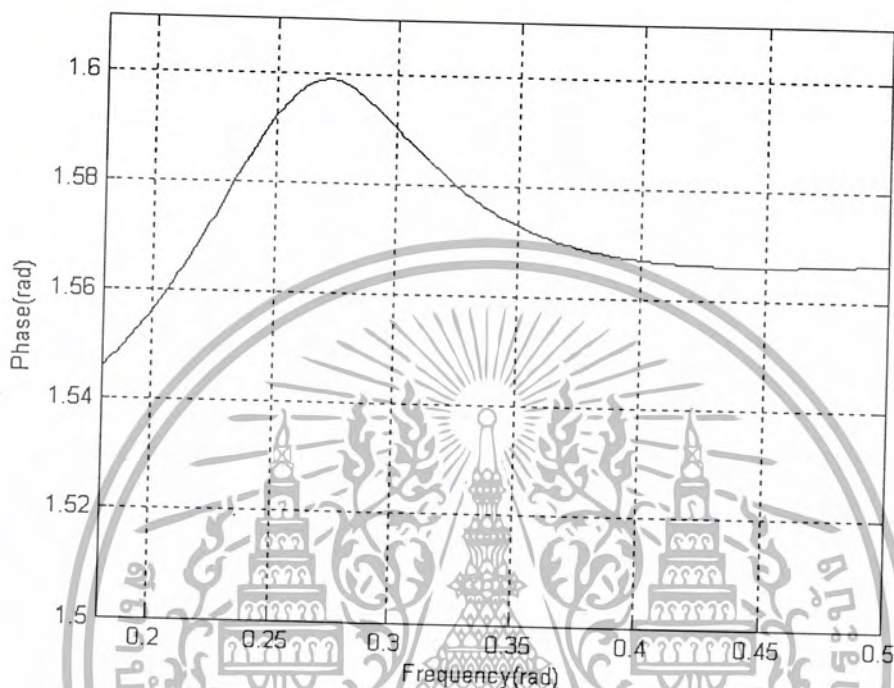
$$T_\psi = \{D_a - \psi_a, F_a - f_a\} \quad (3.7)$$



รูปที่ 3.5 การประมาณค่าฟังก์ชันผลต่างเฟสในช่วงความถี่หยุดก่อนการควอนไทซ์ α_1

จากรูปที่ 3.5 แสดงถึงการกำหนดส่วนต่างและคุณสมบัติของตัวกรองอันดับที่ 3 เส้นกราฟแทนฟังก์ชันผลต่างเฟส $\psi_0(\omega) = \psi(\omega, \alpha_1, \alpha, \beta_{\max})$ ที่คำนวณจากตัวกรอง EMQF ในชั้นตอน 3.2.2 กระบวนการควอนไทซ์จะทำการตัดโดยเริ่มต้นจาก $\psi_0(\omega)$ และเซตของค่าคงที่ที่เหมาะสมซึ่งคำนวณได้จากชั้นตอน A และชั้นตอน B และกระบวนการจะสิ้นสุดลงเมื่อค่าคงที่การคูณ α_1 ถูกควอนไทซ์

เมื่อได้ค่า α_{1q} แล้วให้นำมาคำนวณหาค่าฟังก์ชันผลต่างเฟสใหม่อีกครั้งจะได้ฟังก์ชันผลต่างเฟส $\psi_1(\omega) = \psi(\omega, \alpha_{1q}, \alpha, \beta_{\max})$ ตามรูปที่ 3.6 จะเห็นว่าขอบเขต Margin ยังอยู่ในเงื่อนไขที่ยอมรับได้ของสมการที่ (3.5) สรุปได้ว่ากระบวนการควอนไทซ์สิ้นสุดลงแล้ว



รูปที่ 3.6 การประมาณค่าฟังก์ชันผลต่างเฟสในช่วงความถี่หยุดหลังการควอนไทซ์ α_1

3.2.3.1 ค่า α_{1q} ตารางที่ 3.6 แสดงขั้นตอนการหาค่า α_{1q}

ขั้นตอน	คำนวณ α_{1q}			สมการอ้างอิง
C1	$F_a = 0.2$	$f_x = 0.2752$	$f_y = 0.4584$	จากรูปที่ 3.5
C2	$\psi_0(F_a) = 1.552$	$\psi_0(f_x) = 1.598$	$\psi_0(f_y) = 1.543$	
C3	$\Delta_1 = -0.02829$	$\Delta_2 = 0.028$	$\Delta_3 = -0.0047$	$\Delta = \psi_0(f) - \pi/2$
C4	$D_a = 0.1002$			(2.37)
C5	$\Delta_1 + D_a = 0.072$	$\Delta_2 - D_a = 0.1281$	$\Delta_3 + D_a = 0.095$	$\Delta_i \pm D_a$
C6	$\frac{\partial \psi(2\pi F_a)}{\partial \alpha_1} = 1.05$	$\frac{\partial \psi(2\pi f_x)}{\partial \alpha_1} = 0.83$	$\frac{\partial \psi(2\pi f_y)}{\partial \alpha_1} = 0.15$	$\frac{\partial \psi(2\pi f)}{\partial \alpha_1}$
C7	$\Delta_{\alpha 1} = 0.06684$	$\Delta_{\alpha 1} = -0.0869$	$\Delta_{\alpha 1} = 0.615$	$\Delta_{\alpha 1} = \frac{\Delta_i \pm D_a}{\frac{\partial \psi(2\pi F_a)}{\partial \alpha_1}}$
C8	-0.3548	$\langle \alpha_{1q} \rangle$	-0.1995	$\alpha_1 + \Delta_{\alpha 1}$
C9	$\alpha_{1q} = -1/2^2 - 1/2^6 - 1/2^9 = -0.26757$			

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

C1. จากรูปที่ 3.5 พิจารณาขอบความถี่ช่วงความถี่หยุด (F_a), ความถี่ที่ทำให้เฟรมมีค่าต่ำสุดและความถี่ที่ทำให้เฟรมมีค่าสูงสุดได้ค่าความถี่ต่างๆ ดังนี้

$$\begin{aligned}F_a &= 0.2 \\f_x &= 0.282 \\f_y &= 0.461\end{aligned}$$

C2 จาก C1 ได้เฟสที่ความถี่ขอบของช่วงความถี่หยุด (F_a), f_x และ f_y ดังนี้

$$\begin{aligned}\psi_0(F_a) &= 1.5525 \\ \psi_0(f_x) &= 1.5988 \\ \psi_0(f_y) &= 1.566\end{aligned}$$

C3. เป็นการหาผลต่างเฟสเมื่อเทียบกับค่ากึ่งกลาง ($\pi/2$) ของขอบเขตที่ยอมให้เฟสเปลี่ยนแปลงได้ เพื่อที่ได้ทราบว่าเฟส ณ จุดต่างๆ ที่นำมาถือคอยู่สูงหรือต่ำกว่าจุดกึ่งกลาง ($\pi/2$) เท่าไร

$$\begin{aligned}\Delta &= \psi_0(f) - \frac{\pi}{2} \\ \Delta_1 &= 1.552 - \frac{\pi}{2} = -0.02829 \\ \Delta_2 &= 1.5988 - \frac{\pi}{2} = 0.028 \\ \Delta_3 &= 1.543 - \frac{\pi}{2} = -0.0047\end{aligned}$$

C4. หาค่าขอบเขตที่ยอมให้เฟรมมีการเปลี่ยนแปลง (D_a) ได้จากสมการที่ (2.37)

$$\begin{aligned}D_a &= \frac{\pi}{2} - \cos^{-1}(10^{-4\alpha/20}) \\ D_a &= 0.1002\end{aligned}$$

C5. หาค่าของขอบเขตที่เฟสยังสามารถเปลี่ยนแปลงได้อีก (ขอบเขต Margin) โดยที่ไม่เกินช่วงที่ยอมให้เฟสมีการเปลี่ยนแปลง (D_a) หาได้จาก

$$\begin{aligned}\Delta_i \pm D_a \\ \Delta_1 + D_a &= -0.02829 + 0.1002 \\ &= 0.0718\end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}\Delta_2 - D_a &= 0.028 + 0.1002 \\ &= 0.12817 \\ \Delta_3 + D_a &= -0.0047 + 0.1002 \\ &= 0.09537\end{aligned}$$

C6. จากรูปที่ 3.2 พิจารณาค่าความไวต่อการตอบสนองของค่า α_1 ที่ความถี่ F_a , f_x และ f_y

$$\frac{\partial \psi(2\pi f)}{\partial \alpha_1} = 1.05$$

$$\frac{\partial \psi(2\pi f_x)}{\partial \alpha_1} = 0.83$$

$$\frac{\partial \psi(2\pi f_y)}{\partial \alpha_1} = 0.155$$

C7. หาค่า Δ_{α_1}

$$\Delta_{\alpha_1} = \frac{\Delta_1 \pm D_a}{\frac{\partial \psi(2\pi f)}{\partial \alpha_1}}$$

$$\Delta_{\alpha_1} = \frac{\Delta_1 \pm D_a}{\frac{\partial \psi(2\pi F_a)}{\partial \alpha_1}}$$

$$= \frac{0.0076}{0.80}$$

$$= 0.0095$$

$$\Delta_{\alpha_1} = \frac{\Delta_2 \pm D_a}{\frac{\partial \psi(2\pi f_x)}{\partial \alpha_1}}$$

$$= \frac{-0.0041}{1.08}$$

$$= -0.0038$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}\Delta_{\alpha_1} &= \frac{\Delta_3 \pm D_a}{\frac{\partial \psi(2\pi f_y)}{\partial \alpha_1}} \\ &= \frac{0.0041}{0.68} \\ &= 0.615\end{aligned}$$

C8. ช่วงของค่า α_{1q} ที่เป็นไปได้

$$\begin{aligned}\alpha_1 + \Delta_{\alpha_1} \\ -0.354 < \alpha_{1q} < -0.1995\end{aligned}$$

C9. เลือกค่า α_{1q} ที่เหมาะสมกับช่วงของค่า α_{1q} ที่เป็นไปได้ใน C8 จากสมการที่ (2.58) สมการที่ (2.59) และสมการที่ (2.60) ตามลำดับ

$$\alpha_{1q} = -1/2^2 - 1/2^6 - 1/2^9 = -0.26757$$

นำค่าสัมประสิทธิ์ที่ได้ทุกตัวมาทำการแปลงให้อยู่ในรูปของตัวเลื่อน (Shifters) และตัวบวก (Adders) แล้วแทนค่าลงในตารางที่ 2.1, ตารางที่ 2.2 และสมการที่ 2.27 จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนของการต่อแบบขนานของสองโครงข่ายออกพาสคิงนี้

$$H(Z) = 1/2 \times \left[\frac{(-1/2^2 - 1/2^6 - 1/2^9) + Z^{-1}}{Z^{-1} + (-1/2^2 - 1/2^6 - 1/2^9)} + \frac{(1/2 + 1/2^3 - 1/2^7) + (-1/2)(1/2 + 1/2^3 - 1/2^7)Z^{-1} + Z^{-2}}{1 + (-1/2)(1/2 + 1/2^3 - 1/2^7)Z^{-1} + (1/2 + 1/2^3 - 1/2^7)Z^{-2}} \right]$$

สุดท้ายนำสมการฟังก์ชันถ่ายโอนที่ได้มาเขียนให้อยู่ในรูปโครงสร้างของการต่อแบบขนานของสองโครงข่ายออกพาสคิงรูปที่ 3.7

3.3 การออกแบบที่ 2

แสดงการออกแบบตัวกรองเชิงเลขแบบแบนด์แคบที่ปราศจากตัวคูณ ที่มีข้อกำหนดดังนี้

$$F_p = 0.022, F_a = 0.037, A_p = 0.2 \text{ dB}, A_a = 20 \text{ dB}$$

ขั้นตอนการออกแบบตัวกรองเชิงเลขแบบแบนด์แคบที่ปราศจากตัวคูณมี 3 ขั้นตอนหลักๆ ดังนี้

1. ขั้นตอน A การเลือกค่า α
2. ขั้นตอน B การเลือกค่า β
3. ขั้นตอน C ค่าคงที่กลุ่มที่สอง α_1

3.3.1 การเลือกค่า α

ค่า α ต้องสัมพันธ์กันกับพารามิเตอร์ของฟังก์ชันการถ่ายโอน EMQF เช่น สัมพันธ์กัน f_{3dB} พิจารณาในตารางที่ 2.3 สำหรับข้อกำหนดที่ให้มา ช่วงของค่า α ที่ยอมรับได้จะพิจารณาจากค่า F_p และ F_a

$$\frac{1 - \tan^2 \pi F_p}{1 + \tan^2 \pi F_p} < \alpha < \frac{1 - \tan^2 \pi F_a}{1 - \tan^2 \pi F_p} \quad (3.8)$$

ตารางที่ 2.3 แสดงค่า α, f_{3dB} ที่หาจากสมการที่ (2.58) ซึ่งเป็นวิธีที่สร้างได้ง่ายที่สุด จะพบว่ามีหลายค่าจากตารางที่ 2.3 ซึ่งสามารถป้อนได้เราจะเลือกค่า α ที่เหมาะสมกับค่า $F_p < f_{3dB} < F_a$

$$\alpha \approx \frac{1 - \tan \pi F_p \tan \pi F_a}{1 + \tan \pi F_p \tan \pi F_a} \quad (3.9)$$

ถ้าหาค่าที่เหมาะสมจากสมการที่ (2.58) ไม่ได้ให้หาค่าที่เหมาะสมที่ได้จากสมการที่ (2.59) และสมการที่ (2.60) ตามลำดับ

3.3.1.1 หาค่า α_i และค่า f_{3dB} ตารางที่ 3.7 แสดงขั้นตอนการหาค่า α_i และค่า f_{3dB}

ขั้นตอน	คำนวณหา α_i และ f_{3dB}	สมการอ้างอิง
A1	$-0.9905 < \alpha < -0.9731$	(3.1)
A2	$\alpha \approx -0.9960$	(3.2)
A3	$\alpha \in [\dots, -0.99609, -0.9804, \dots]$	(2.58)
A4	$\alpha = -0.984375$	ทำการเลือกค่า α
A5	$f_{3dB} = 0.0282$	$f_{3dB} = \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \sqrt{\frac{1+\alpha}{1-\alpha}}$

A. การกำหนดขอบเขตของความถี่ F_a, F_p, A_a, A_p เราสามารถนำหาค่า $f_a, f_p, \alpha_a, \alpha_p$ เพื่อใช้ในการคำนวณหาค่าคงที่ต่างๆ ตามข้อกำหนดที่กำหนดแบบนี้จะทำให้สามารถหาค่าอันดับของตัวกรองที่เป็นแบบอิลิปติก (Elliptic) ได้ซึ่งค่าอันดับของตัวกรองที่ได้มาจะทำให้รู้ว่าตัวกรองที่สร้างขึ้นมีค่าคงที่การคูณกี่ตัว

กำหนดให้ $F_p = 0.022, F_a = 0.037, A_p = 0.2\text{dB}, A_a = 20\text{dB}$

A1. เป็นขั้นตอนการหาขอบเขตของค่า α ที่เป็นไปได้จากช่วงขอบความถี่ช่วงความถี่ผ่าน (F_p) (Passband Boundary Frequency) และช่วงขอบความถี่ช่วงความถี่หยุด (F_a) (Stopband Boundary Frequency) ตามข้อกำหนด

$$-\frac{1 - \tan^2 \pi F_p}{1 + \tan^2 \pi F_p} < \alpha < -\frac{1 - \tan^2 \pi F_a}{1 + \tan^2 \pi F_a}$$

$$-0.9905 < \alpha < -0.9731$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A2. เราสามารถหาค่า α ได้จากสูตร

$$\alpha \approx -\frac{1 - \tan \pi F_p \tan \pi F_a}{1 + \tan \pi F_p \tan \pi F_a} \approx -\frac{1 - \tan(\pi \times 0.022) \tan(\pi \times 0.037)}{1 + \tan(\pi \times 0.022) \tan(\pi \times 0.037)}$$

$$\alpha \approx -0.9960$$

A3. คำนวณหาค่า α ที่เป็นไปได้ทั้งหมดจากสมการที่ (2.58) และตารางที่ 2.3

$$\alpha \in [\dots, -0.99609, -0.9804, \dots]$$

A4. นำค่า α ที่คำนวณได้จาก A2 มาเทียบกับค่า α ที่เป็นไปได้ทั้งหมดจากสมการที่ (2.58) และตารางที่ 2.3 ถ้าไม่สามารถหาค่า α ที่เหมาะสมหรือตามความละเอียดที่ต้องการได้ให้คำนวณหาค่า α ที่เป็นไปได้ทั้งหมดอีกครั้ง จากสมการที่ (2.59) สมการที่ (2.60) ต่อไปตามลำดับ

$$\alpha = -0.984375$$

A5. ทำหาค่า f_{3dB} เพื่อนำมาตรวจสอบว่าค่า α ที่หาได้จาก A4 ทำให้ค่า f_{3dB} อยู่ในช่วง $F_p \ll f_{3dB} \ll F_a$ หรือไม่

$$f_{3dB} = \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \frac{\sqrt{1+\alpha}}{\sqrt{1-\alpha}}$$

$$= \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \frac{\sqrt{1+(-0.984375)}}{\sqrt{1-(-0.984375)}}$$

$$= 0.0282$$

3.3.2 การเลือกค่า β

ในขั้นตอนนี้ เป็นการเลือกฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวกรอง EMQF $H(z)$, และคงค่า f_{3dB} จากขั้นตอน A ไม่ให้เปลี่ยนแปลง ค่าแบนด์วิดท์ช่วงทรานซิชัน (Transition Band) จะถูกปรับเพื่อให้เหมาะสมกับค่า β_{max} อันดับแรกพิจารณาที่กรณีขอบเขตของฟังก์ชันถ่ายโอนทั้งสอง $H_1(z)$ โดยมีพารามิเตอร์ของผลตอบสนองเชิงความถี่ $f_{p1}, f_{3dB}, f_{a1}, a_{p1}$ และ a_{a1} และ $H_2(z)$ มี $f_{p2}, f_{3dB}, f_{a2}, a_{p2}$ และ a_{a2} $H_1(z)$ ถูกออกแบบมาจากตัวกรอง EMQF ซึ่งค่า $f_{a1} = F_a$ และจะหาค่า f_{p1} ได้จากสมการที่ (2.44) การเลือกตัวกรองอันดับที่ n เพื่อให้แน่ใจว่า $a_{a1} > A_a$ และสำหรับตัวกรอง EMQF ในทางปฏิบัติแล้ว $a_{p1} \ll A_p$ เสมอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฟังก์ชันถ่ายโอน $H_2(z)$ เป็นตัวกรอง EMQF อันดับที่ n ด้วยเช่นกัน ซึ่งถูกออกแบบด้วยข้อกำหนด $a_{a2} = A_a$ ค่าความถี่ขอบความถี่หยุด $f_{a2}(f_{a1}, f_{p2})$ แล้วนำมาหาค่า f_{p2} ที่เหมาะสมได้จากสมการที่ (2.44)

โดยที่โพลในระนาบ Z ของ $H_1(z)$ และ $H_2(z)$ ถูกกำหนดด้วยค่าคงที่ $\beta_{\max 1}$ และ $\beta_{\max 2}$

$$\beta_{\max 1} = r_{\max 1}^2 \text{ and } \beta_{\max 2} = r_{\max 2}^2 \quad (3.10)$$

ซึ่ง $r_{\max 1}$ และ $r_{\max 2}$ คือ ขนาดของโพลที่ใกล้กับวงกลมหนึ่งหน่วยมากที่สุดของ $H_1(z)$ และ $H_2(z)$ ตามลำดับ ค่าของ β_{\max} ที่นำมาจะสร้างด้วยกระบวนการเลื่อน (Shift) และกระบวนการบวก (Add) จะถูกเลือกค่าที่อยู่ในช่วงดังต่อไปนี้

$$\beta_{\max 1} < \beta_{\max} < \beta_{\max 2} \quad (3.11)$$

สำหรับการเลือกค่า β_{\max} ที่เหมาะสมกับค่า Ω_a ของอนุภาคต้นแบบ EMQF ค่าคงที่ k ที่พิจารณาจากสมการที่ (2.41) จะรับประกันว่าจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของอนุภาคต้นแบบ EMQF ที่เหมาะสมตามฟังก์ชันถ่ายโอนที่ต้องการ $H(z)$ ผลลัพธ์ $H(z)$ ที่เป็นฟังก์ชันถ่ายโอนอิลิปติก (Elliptic Transfer Function) อันดับที่ n ในการสร้างจริงตัวคูณจำนวน $(n+1)/2$ ตัว จะถูกเปลี่ยนให้อยู่ในรูปตัวเลื่อน (Shifters) และตัวบวก (Adders)

3.3.2.1 หาค่า n

ตารางที่ 3.8 แสดงขั้นตอนการหาค่า n

ขั้นตอน	กำหนดหาอันดับของตัวกรอง (n)	สมการอ้างอิง
B1	$n \geq \text{eillipord}(2 * F_p, 2 * F_a, A_p, A_a)$	MATLAB
B2	$n = 3$	n : ต้องเป็นอันดับเลขคู่

B1. เป็นการใช้คำสั่ง eillipord จากโปรแกรม MATLAB เพื่อทำการหาอันดับที่น้อยที่สุด n ของตัวกรองอิลิปติก (Elliptic) ตามเงื่อนไขของข้อกำหนด ซึ่งหาอันดับที่น้อยที่สุดของตัวอิลิปติก (Elliptic) ได้ค่า $n = 3$

$$n \geq \text{eillipord}(2 * F_p, 2 * F_a, A_p, A_a)$$

$$n \geq \text{eillipord}(2 * 0.037, 2 * 0.022, 0.2, 20)$$

$$n = 3$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

B2. เนื่องจากเงื่อนไขของการต่อแบบขนานของสองโครงข่ายออลพาสกำหนดให้ตัวกรองต้องเป็นอันดับคี่ เราจึงเลือกอันดับของตัวกรองเป็น

$$n = 3$$

3.3.2.2 หาค่า $\beta_{\max 1}$

ตารางที่ 3.9 แสดงขั้นตอนการหาค่า $\beta_{\max 1}$

ขั้นตอน	คำนวณหา $\beta_{\max 1}$	สมการอ้างอิง
B3	$f_{p1} = 0.0214$	$f_{a1} = F_a, (2.44)$
B4	$\Omega_a = 1.7315$	(2.43)
B5	$L = 61.982$	$L(n, \Omega_a)$
B6	$a_{p1} = 0.0695 \text{ dB}$	$a_{p1} = 10 \log(1 + 1/L)$
B7	$a_{n1} = 17.9922 \text{ dB}$	$a_{n1} = 10 \log(1 + L)$
B8	$[z, p, c] = \text{ellip}(n, a_{p1}, a_{n1}, 2 * f_{p1})$	MATLAB
B9	$\beta_{\max 1} = \max(p ^2)$	(2.55)

B3. จากหลักการของตัวกรอง EMQF จะได้ว่า $f_{a1} = F_a$ และเรารู้ว่าค่า $f_{3dB} = \frac{0.5}{3}$ จากในขั้นตอน A จึงสามารถนำไปหาค่า f_{p1} ได้จากสมการที่ (2.43)

$$\begin{aligned} \tan^2 \pi f_{3dB} &= \tan \pi f_{a1} \tan \pi f_{p1} \\ f_{p1} &= \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \left[\frac{\tan^2 \pi f_{3dB}}{\tan \pi f_{a1}} \right] \\ &= \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \left[\frac{\tan^2 (\pi \times 0.0282)}{\tan (\pi \times 0.037)} \right] \\ &= 0.0214 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

B4. หลังจากที่เราหาค่าขอบความถี่ช่วงความถี่ผ่านที่เกิดขึ้นจริง (Actual Passband Edge Frequency), f_{p1} และค่าขอบความถี่ช่วงความถี่หยุดที่เกิดขึ้นจริง (Actual Stopband Edge Frequency), f_{s1} สามารถคำนวณหาค่าแฟกเตอร์การเลือก, Ω_a ได้จากสมการที่ (2.44)

$$\begin{aligned}\Omega_a &= \frac{\tan \pi f_{s1}}{\tan \pi f_{p1}} \\ &= \frac{\tan(\pi \times 0.037)}{\tan(\pi \times 0.0214)} \\ \Omega_a &= 1.7315\end{aligned}$$

B5. หาค่า L ได้จากค่า Ω_a และจากอันดับที่ n ของตัวกรองได้จากสมการที่ (2.51), (2.52)



$$\begin{aligned}\Omega_a \geq \sqrt{2} & \left\{ \begin{aligned} t &= \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1 - \sqrt{1 - \frac{1}{\Omega_a^2}}}{1 + \sqrt{1 - \frac{1}{\Omega_a^2}}}} \\ q &= t + 2t^5 + 15t^9 + 150t^{13} \end{aligned} \right. \\ \Omega_a < \sqrt{2} & \left\{ \begin{aligned} t &= \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1 - \frac{1}{\Omega_a}}{1 + \frac{1}{\Omega_a}}} \\ q_p &= t + 2t^5 + 15t^9 + 150t^{13} \\ q &= e^{\frac{\pi^2}{\log(q_p)}} \end{aligned} \right. \\ L &= \frac{1}{4} \sqrt{\frac{1}{q^n} + 1}\end{aligned}$$

เลือกใช้สมการ แล้วแทนค่าที่ได้ลงใน $L = \frac{1}{4} \sqrt{\frac{1}{q^n} + 1}$

จะได้

$$L = 61.982$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

B6. หาค่าการลดทอนสูงสุดที่เกิดขึ้นจริงในช่วงความถี่ผ่าน (Actual Maximal Passband Attenuation), a_p สำหรับค่า $\beta_{\max 1}$ ได้จากสมการที่ (2.49)

$$\begin{aligned} a_{p1} &= 10 \log\left(1 + \frac{1}{L}\right) \\ &= 10 \log\left(1 + \frac{1}{61.982}\right) \\ &= 0.0695 \text{ dB} \end{aligned}$$

B7. หาค่าการลดทอนต่ำสุดที่เกิดขึ้นจริงในช่วงความถี่หยุด (Actual Minimal Stopband Attenuation), a_s สำหรับค่า $\beta_{\max 1}$ ได้จากสมการที่ (2.50)

$$\begin{aligned} a_{s1} &= 10 \log(1 + L) \\ &= 10 \log(1 + 61.982) \\ &= 17.9922 \text{ dB} \end{aligned}$$

B8. ใช้คำสั่ง $[z, p, c] = \text{ellip}(n, a_{p1}, a_{s1}, 2 * f_{p1})$ จากโปรแกรม MATLAB เพื่อหาดำแหน่งของโพลและตำแหน่งซีโรของตัวกรอง

$$\begin{aligned} [z, p, c] &= \text{ellip}(n, a_{p1}, a_{s1}, 2 * f_{p1}) \\ z &= -1.000 \\ &= 0.9659 + 0.2588i \\ &= 0.9659 - 0.2588i \\ p &= 0.9392 + 0.1616i \\ &= 0.9392 - 0.1616i \\ &= 0.2679 \\ c &= 0.0357 \end{aligned}$$

B9. จากสมการที่ (2.55) $\beta_{\max} = r_{\max}^2$ ดังนั้นจะได้

$$\begin{aligned} \beta_{\max 1} &= \max(|p|^2) \\ &= 0.9083 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.2.3 หาค่า $\beta_{\max 2}$ ตารางที่ 3.10 แสดงขั้นตอนการหาค่า $\beta_{\max 2}$

ขั้นตอน	คำนวณหา $\beta_{\max 2}$	สมการอ้างอิง
B10	$L = 99$	$L = 10(A_a/10) - 1, (2.50)$
B11	$\Omega_a = 1.9732$	$\Omega_a(n, L) (2.54)$
B12	$f_{p2} = 0.02$	(2.43), (2.44)
B13	$a_{p2} = 0.0436 \text{ dB}$	$a_{p2} = 10 \log(1 + 1/L)$
B14	$a_{a2} = 20 \text{ dB}$	$a_{a2} = A_a$
B15	$[z, p, c] = \text{ellip}(n, a_{p2}, a_{a2}, 2 * f_{p2})$	MATLAB
B16	$\beta_{\max 2} = \max(p ^2)$	(2.55)

B10. จากหลักการของตัวกรอง EMQF จะได้ว่า $A_a = a_{a2}$ ดังนั้นสามารถหาค่า L ได้จากสมการที่ (2.50)

$$\begin{aligned}
 A_a &= a_{a2} \\
 L &= 10^{a_{a2}/10} - 1 \\
 L &= 10^{20/10} - 1 \\
 &= 10^{20/10} - 1 \\
 &= 99
 \end{aligned}$$

B11. สามารถคำนวณหาค่าแฟกเตอร์การเลือก, $\Omega_a(n, L)$ ได้จากสมการที่ (2.54)

$$\begin{aligned}
 t &= \frac{1}{2} \frac{1 - \sqrt{1 - \frac{1}{L^2}}}{1 - \sqrt{1 - \frac{1}{L^2}}} \\
 q &= t + 2t^5 + 15t^9 + 150t^{13}
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$g = e^{\log_e(q)/n}$$

$$q_0 = \frac{g + g^9 + g^{25} + g^{49} + g^{81} + g^{121} + g^{169}}{1 + 2(g^4 + g^{16} + g^{36} + g^{64} + g^{100} + g^{144})}$$

$$\Omega_a = \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{1-2q_0}{1+2q_0}\right)^4}}$$

$$\Omega_a = 1.9732$$

B12. จากสมการที่ (2.43) และสมการที่ (2.44) จะได้ค่า f_{p2}

$$\tan^2 \pi f_{3dB} = \tan \pi f_{a2} \tan \pi f_{p2}$$

$$\tan^2 \pi f_{3dB} = \frac{(\tan \pi f_a)^2}{\Omega_a}$$

$$\tan \pi f_{3dB} = \frac{(\tan \pi f_a)}{\sqrt{\Omega_a}}$$

$$f_{a2} = \frac{\tan^{-1} \left[\sqrt{\Omega_a} \times \tan(\pi f_{3dB}) \right]}{\pi}$$

$$f_{a2} = 0.0395$$

$$\Omega_a = \frac{\tan \pi f_{a2}}{\tan \pi f_{p2}}$$

$$f_{p2} = \frac{\tan^{-1} \left(\frac{\tan \pi f_{a2}}{\Omega_a} \right)}{\pi}$$

$$f_{p2} = 0.02$$

B13. จากสมการที่ (2.49) $a_p = 10 \log_{10} \left(1 + \frac{1}{L} \right)$ ใ้ค่า a_{p2}

$$a_{p2} = 10 \log_{10} \left(1 + \frac{1}{L} \right)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$a_{p2} = 10 \log_{10} \left(1 + \frac{1}{99} \right)$$

$$a_{p2} = 0.0436 \text{ dB}$$

B14. จากหลักการของตัวกรอง EMQF จะได้ว่า $a_{a2} = A_a$

$$a_{a2} = 20 \text{ dB}$$

B15. ใช้คำสั่ง $[z, p, c] = \text{ellip}(n, a_{p2}, a_{a2}, 2 * f_{p2})$ จากโปรแกรม MATLAB เพื่อหาดำแหน่งของโพลและตำแหน่งซีโรของตัวกรอง

$$\begin{aligned} [z, p, c] &= \text{ellip}(n, a_{p2}, a_{a2}, 2 * f_{p2}) \\ [z, p, c] &= \text{ellip}(3, 0.0436, 20, 2 * 0.02) \\ z &= -1.0000 \\ &= 0.9608 + 0.2773i \\ &= 0.9608 - 0.2773i \\ p &= 0.9345 + 0.1593i \\ &= 0.9345 - 0.1593i \\ &= 0.837 \\ c &= 0.0308 \end{aligned}$$

B16. จากสมการที่ (2.55) $\beta_{\max} = r_{\max}^2$ ดังนั้นจะได้

$$\beta_{\max 2} = \max(|p|^2)$$

$$\beta_{\max 2} = 0.8987$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.2.4 ค่า β_{\max}

ตารางที่ 3.11 แสดงขั้นตอนการหาค่า β_{\max}

ขั้นตอน	คำนวณหา β_{\max}	สมการอ้างอิง
B17	$0.8987 < \beta_{\max} < 0.9083$	$\beta_{\max 1} < \beta_{\max} < \beta_{\max 2}$
B18	$\beta_{\max} \in [\dots, 0.8984375, 0.9140625, \dots]$	(2.58), (2.59), (2.60)
B19	$\beta_{\max} = 1 - 1/2^4 - 1/2^6 - 1/2^6 = 0.9062$ $\alpha_1 = -0.83699321159389$	ทำการเลือกค่า β_{\max} , ตารางที่ 2.3

B17. ค่าของ β_{\max} ควรจะอยู่ในช่วงระหว่าง $\beta_{\max 1}$ และ $\beta_{\max 2}$

$$\beta_{\max 2} < \beta_{\max} < \beta_{\max 1}$$

$$0.8987 < \beta_{\max} < 0.9083$$

B18. นำค่า β_{\max} ที่คำนวณได้จาก B17 มาเทียบกับค่า β_{\max} ที่เป็นไปได้ทั้งหมด จากสมการที่ (2.49) และตารางที่ 2.3 ถ้าไม่สามารถหาค่า β_{\max} ที่เหมาะสมหรือความละเอียดที่ต้องการ ได้ ให้คำนวณหาค่า β_{\max} ที่เป็นไปได้ทั้งหมดอีกครั้ง จากสมการที่ (2.59) สมการที่ (2.60) ต่อไปตามลำดับ

$$\beta_{\max} \in [\dots, 0.8984375, 0.9140625, \dots]$$

B19. ได้ค่าที่เหมาะสมจากสมการที่ (2.60)

$$\beta_{\max} = 1 - 1/2^4 - 1/2^6 - 1/2^6 = 0.90625$$

$$\alpha_1 = -0.83699321159389$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.3 ค่าคงที่กลุ่มที่สอง α_1

กระบวนการในการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของค่าคงที่กลุ่มที่สองซึ่งอยู่บนพื้นฐานของการวิเคราะห์ค่าความไวต่อการตอบสนอง (Sensitivity) ช่วงที่มีค่าซึ่งยอมรับได้ของค่า α_1 สามารถคำนวณโดยใช้ฟังก์ชันความไวทางเฟสและการกำหนดขอบเขต Margin

ภายในช่วงซึ่งสามารถยอมรับได้ค่า α_{1q} ที่เลือกยังคงให้ตัวกรองที่มีข้อกำหนดตามที่ต้องการ วิธีที่ง่ายที่สุดโดยการใช้เฟสทอเลอเรนซ์ติ่ม (Phase Tolerance Scheme) จากสมการที่ (2.38) และรูปที่ 2.22 เพราะว่าค่าความไวต่อการตอบสนองในช่วงความถี่ผ่านมีค่าต่ำมากและผลลัพธ์ที่ได้จากตัวกรอง EMQF มีค่า a_p ต่ำมากจึงสนับสนุนแนวคิดที่ว่าเราสามารถพิจารณาขอบเขตในช่วงความถี่หยุดเพียงอย่างเดียวได้ ตัวเลือกของ α_{1q} ถูกกำหนดขอบเขตโดย

$$\left| \psi(\omega) - \frac{\pi}{2} \right| \leq D_a, \quad 2\pi F_a \leq \omega \leq \pi \quad (3.12)$$

โดยที่

$\psi(\omega)$ คือ ฟังก์ชันผลต่างเฟส นิยามในสมการที่ (2.30)

D_a คือ Permitted Stopband Tolerance ของ $\psi(\omega)$ คำนวณได้จากสมการที่ (2.37)

F_a คือ ขอบความถี่ช่วงความถี่หยุด

ค่าความผิดพลาดของ $\psi(\omega)$ เกิดขึ้นจากการแทนค่า α_1 โดยค่าที่ถูกควอนไทซ์ α_{1q} อาจจะสามารถคำนวณได้จากเทอมอันดับที่ 1 และเทอมอันดับที่ 2

$$\Delta\psi(\omega) = \pm \frac{1}{2} \frac{\partial \psi_1(\omega)}{\partial \alpha_1} \Delta\alpha_1$$

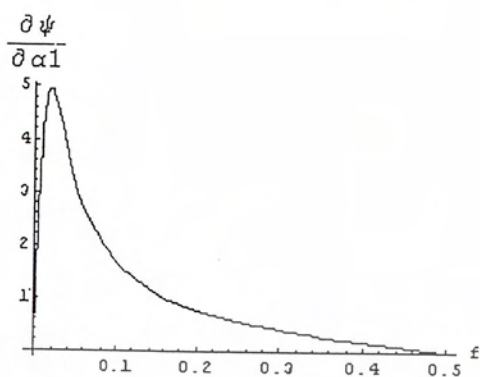
และ

$$\Delta\psi(\omega) = \pm \frac{1}{2} \frac{\partial \psi_1(\omega)}{\partial \beta_i}, \quad i=1 \quad (3.13)$$

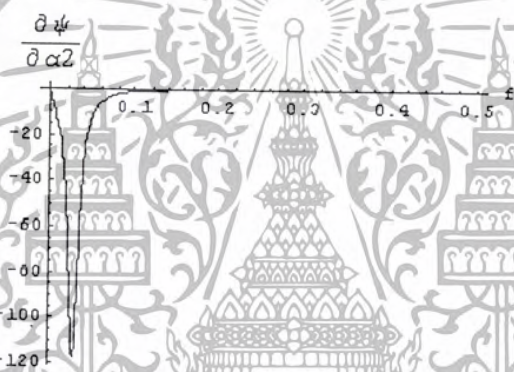
ซึ่ง + ใช้สำหรับสาขา a และ - ใช้สำหรับสาขา b

ค่า α_1 ซึ่งอยู่ในช่วงซึ่งสามารถยอมรับได้สามารถคำนวณได้โดยการประยุกต์สมการที่ (3.12), สมการที่ (3.13) และเซตของความถี่วิกฤตในช่วงความถี่หยุด ซึ่งความถี่วิกฤตก็คือขอบความถี่ขอบช่วงความถี่หยุด (F_a) และความถี่อื่นๆ ที่ให้ค่า $\psi(\omega)$ มีค่าสูงสุด ส่วนกระบวนการควอนไทซ์การจะเริ่มต้นจากค่าคงที่ตัวที่ค่าความไวต่อการตอบสนองสูงที่สุดก่อนและค่อยตามด้วยค่าคงที่ตัวที่ค่าความไวต่อการตอบสนองต่ำ

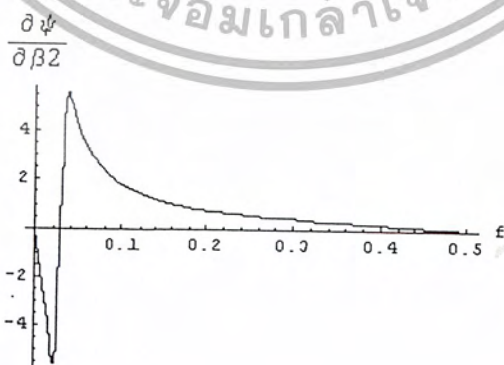
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.8 แสดงฟังก์ชันความไวต่อการตอบสนองของ α_1



รูปที่ 3.9 แสดงฟังก์ชันความไวต่อการตอบสนองของ α_2



รูปที่ 3.10 แสดงฟังก์ชันความไวต่อการตอบสนองของ β_2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.8, 3.9, 3.10 แสดงฟังก์ชันความไวต่อการตอบสนองที่พิจารณาจากค่าคงที่การคูณใน ขั้นตอน A และขั้นตอน B ($\alpha_2 = \alpha, \beta_2 = \beta_{\max}$) เห็นได้อย่างชัดเจนว่าการใช้ค่าคงที่เหล่านี้โดยไม่ผ่านกระบวนการควอนไทซ์ เพื่อหลีกเลี่ยงอิทธิพลที่เกิดจากการมีค่าความไวต่อการตอบสนองสูงของค่าคงที่เหล่านี้ที่มีต่อผลตอบสนองของตัวกรอง ส่วนความไวต่อการตอบสนองของค่าคงที่ α_1 ซึ่งมีค่าต่ำสุด ดังรูปที่ 3.8

กระบวนการควอนไทซ์เริ่มจากนิยามของเฟสทอเลอเรนซ์สคีม (Phase Tolerance Scheme) เนื่องจากมีการพิจารณาในช่วงความถี่หยุดเท่านั้นเฟสทอเลอเรนซ์สคีม (Phase Tolerance Scheme) ในสมการที่ (2.29) จึงสามารถลดรูปลงได้

$$T_\psi = \{D_a - \psi_a, F_a - f_a\} \quad (3.14)$$

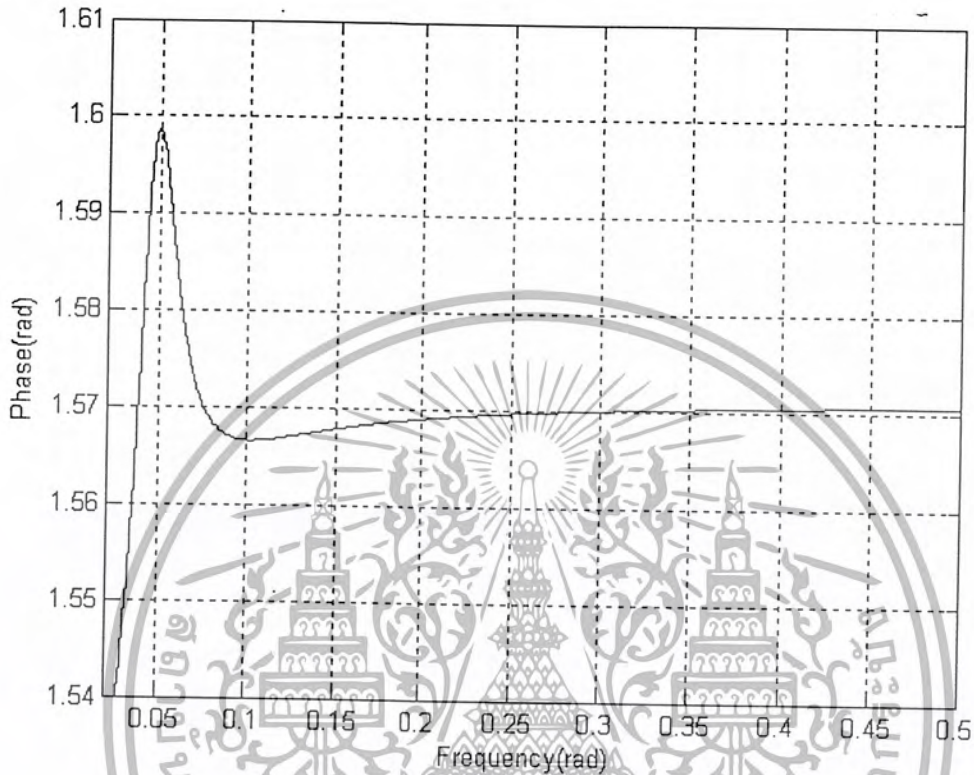


รูปที่ 3.11 การประมาณค่าฟังก์ชันผลต่างเฟสในช่วงความถี่หยุดก่อนการควอนไทซ์ α_1

จากรูปที่ 3.11 แสดงถึงการกำหนดส่วนต่างและคุณสมบัติของตัวกรองอันดับที่ 3 เส้นกราฟแทนฟังก์ชันผลต่างเฟส $\psi_0(\omega) = \psi(\omega, \alpha_1, \alpha, \beta_{\max})$ ที่คำนวณจากตัวกรอง EMQF ในขั้นตอน 3.2.2 กระบวนการควอนไทซ์จะทำการเป็นลำดับโดยเริ่มต้นจาก $\psi_0(\omega)$ และเซตของค่าคงที่ที่เหมาะสมซึ่งคำนวณได้จากขั้นตอน A และขั้นตอน B และกระบวนการจะสิ้นสุดลงเมื่อค่าคงที่การคูณ α_1 ถูกควอนไทซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อได้ค่า α_1 แล้วให้นำมาคำนวณหาค่าฟังก์ชันผลต่างเฟสใหม่อีกครั้งจะได้ฟังก์ชันผลต่างเฟส $\psi_1(\omega) = \psi(\omega, \alpha_{1q}, \alpha, \beta_{\max})$ ตามรูปที่ 3.12 จะเห็นว่าขอบเขต Margin ยังอยู่ในเงื่อนไขที่ยอมรับได้ของสมการที่ (3.12) สรุปได้ว่ากระบวนการควอนไทซ์สิ้นสุดลงแล้ว



รูปที่ 3.12 การประมาณค่าฟังก์ชันผลต่างเฟสในช่วงความถี่หยุดหลังการควอนไทซ์ α_1

3.3.3.1 หาค่า α_{1q} ตารางที่ 3.12 แสดงขั้นตอนการหาค่า α_{1q}

ขั้นตอน	คำนวณ α_{1q}			สมการอ้างอิง
C1	$F_a = 0.022$	$f_x = 0.0293$	$f_y = 0.0596$	จากรูปที่ 3.11
C2	$\psi_0(F_a) = 1.5425$	$\psi_0(f_x) = 1.5892$	$\psi_0(f_y) = 1.5642$	
C3	$\Delta_1 = -0.0283$	$\Delta_2 = 0.0184$	$\Delta_3 = -0.0066$	$\Delta = \psi_0(f) - \pi/2$
C4	$D_a = 0.1002$			(2.37)
C5	$\Delta_1 + D_a = 0.0719$	$\Delta_2 - D_a = 0.1186$	$\Delta_3 + D_a = 0.093$	$\Delta_i \pm D_a$
C6	$\frac{\partial \psi(2\pi F_a)}{\partial \alpha_1} = 3.24$	$\frac{\partial \psi(2\pi f_x)}{\partial \alpha_1} = 3.337$	$\frac{\partial \psi(2\pi f_y)}{\partial \alpha_1} = 2.56$	$\frac{\partial \psi(2\pi f)}{\partial \alpha_1}$
C7	$\Delta_{\alpha_1} = 0.0222$	$\Delta_{\alpha_1} = 0.0245$	$\Delta_{\alpha_1} = 0.0365$	$\Delta_{\alpha_1} = \frac{\Delta_i \pm D_a}{\frac{\partial \psi(2\pi F_a)}{\partial \alpha_1}}$
C8	-0.86195	$\langle \alpha_{1q} \rangle$	-0.80052	$\alpha_1 + \Delta_{\alpha_1}$
C9	$\alpha_{1q} = -1 + 1/2^3 + 1/2^5 = -0.84375$			

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

C1. จากรูปที่ 3.11 พิจารณาขอบความถี่ช่วงความถี่หยุด (F_a), ความถี่ที่ทำให้เฟสมีค่าต่ำสุดและความถี่ที่ทำให้เฟสมีค่าสูงสุดได้ค่าความถี่ต่างๆ ดังนี้

$$F_a = 0.022$$

$$f_x = 0.0293$$

$$f_y = 0.0596$$

C2. จาก C1 ได้เฟสที่ความถี่ขอบของช่วงความถี่หยุด (F_a), f_x และ f_y ดังนี้

$$\psi_0(F_a) = 1.5425$$

$$\psi_0(f_x) = 1.5892$$

$$\psi_0(f_y) = 1.5642$$

C3. เป็นการหาผลต่างเฟสเมื่อเทียบกับค่ากึ่งกลาง ($\pi/2$) ของขอบเขตที่ยอมให้เฟสเปลี่ยนแปลงได้ เพื่อให้ได้ทราบว่าเฟส ณ จุดต่างๆ ที่นำมาคิดอยู่สูงหรือต่ำกว่ากึ่งกลาง ($\pi/2$) เท่าไร

$$\Delta = \psi_0(f) - \frac{\pi}{2}$$

$$\Delta_1 = 1.547 - \frac{\pi}{2} = -0.0283$$

$$\Delta_2 = 1.598 - \frac{\pi}{2} = 0.0184$$

$$\Delta_3 = 1.543 - \frac{\pi}{2} = -0.0066$$

C4. หาค่าขอบเขตที่ยอมให้เฟสมีการเปลี่ยนแปลง (D_a) ได้จากสมการที่ (2.37)

$$D_a = \frac{\pi}{2} - \cos^{-1}(10^{-A_a/20})$$

$$D_a = 0.1002$$

C5. หาค่าของขอบเขตที่เฟสยังสามารถเปลี่ยนแปลงได้อีก (ขอบเขต Margin) โดยที่ไม่เกินช่วงที่ยอมให้เฟสมีการเปลี่ยนแปลง (D_a) หาได้จาก

$$\begin{aligned}\Delta_i \pm D_a \\ \Delta_1 + D_a &= -0.0283 + 0.1002 \\ &= 0.0719 \\ \Delta_2 - D_a &= 0.0184 + 0.1002 \\ &= 0.1186 \\ \Delta_3 + D_a &= -0.0066 + 0.1002 \\ &= 0.0936\end{aligned}$$

C6. จากรูปที่ 3.8 พิจารณาค่าความไวต่อการตอบสนองของค่า α_1 ที่ความถี่ F_a , f_x และ f_y



$$\begin{aligned}\frac{\partial \psi(2\pi f)}{\partial \alpha_1} \\ \frac{\partial \psi(2\pi F_a)}{\partial \alpha_1} &= 3.24 \\ \frac{\partial \psi(2\pi f_x)}{\partial \alpha_1} &= 3.337 \\ \frac{\partial \psi(2\pi f_y)}{\partial \alpha_1} &= 2.565\end{aligned}$$

C7. หาค่า Δ_{α_1}

$$\begin{aligned}\Delta_{\alpha_1} &= \frac{\Delta_i \pm D_a}{\frac{\partial \psi(2\pi f)}{\partial \alpha_1}} \\ \Delta_{\alpha_1} &= \frac{\Delta_1 \pm D_a}{\frac{\partial \psi(2\pi F_a)}{\partial \alpha_1}} \\ &= \frac{0.0719}{3.24} \\ &= 0.0222\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\Delta_{\alpha_1} &= \frac{\Delta_2 \pm D_a}{\frac{\partial \psi(2\pi f_x)}{\partial \alpha_1}} \\ &= \frac{0.1186}{3.337} \\ &= 0.0245\end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}\Delta_{\alpha_1} &= \frac{\Delta_3 \pm D_a}{\frac{\partial \psi(2\pi f_y)}{\partial \alpha_1}} \\ &= \frac{0.0936}{2.565} \\ &= 0.0365\end{aligned}$$

C8. หาช่วงของค่า α_{1q} ที่เป็นไปได้

$$\begin{aligned}\alpha_1 + \Delta_{\alpha_1} \\ -0.86195 < \alpha_{1q} < -0.80052\end{aligned}$$

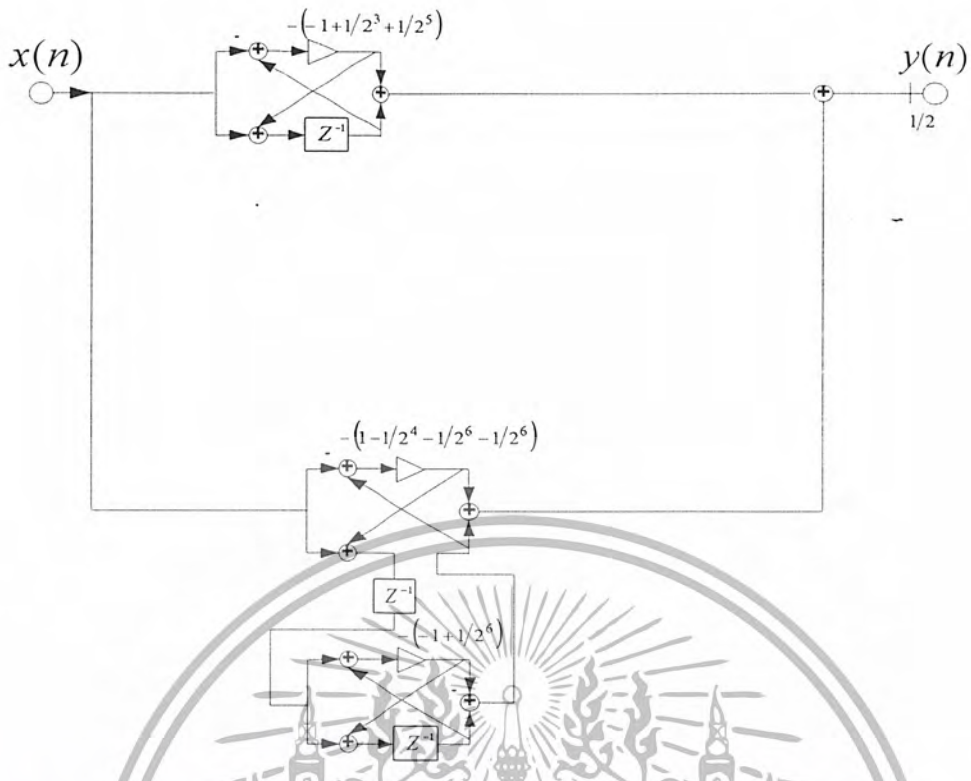
C9. เลือกค่า α_{1q} ที่เหมาะสมกับช่วงของค่า α_{1q} ที่เป็นไปได้ใน C8 จากสมการที่ (2.58) สมการที่ (2.59) และสมการที่ (2.60) ตามลำดับ

$$\alpha_{1q} = -1 + 1/2^3 + 1/2^5 = -0.84375$$

นำค่าสัมประสิทธิ์ที่ได้ทุกตัวมาทำการเปลี่ยนให้อยู่ในรูปของตัวเลื่อน (Shifters) และตัวบวก (Adders) แล้วแทนค่าลงในตารางที่ 2.1, ตารางที่ 2.2 และสมการที่ 2.27 จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนของการต่อแบบขนานของสองโครงข่ายออพพาสดังนี้

$$H(Z) = 1/2 \times \left[\frac{(-1 + 1/2^3 + 1/2^5) + Z^{-1}}{Z^{-1} + (-1 + 1/2^3 + 1/2^5)} + \frac{(1 - 1/2^4 - 1/2^6 - 1/2^6) + (-1 + 1/2^6)(2 - 1/2^4 + 1/2^6 - 1/2^6)Z^{-1} + Z^{-2}}{1 + (-1 + 1/2^6)(2 - 1/2^4 - 1/2^6 - 1/2^6)Z^{-1} + (1 - 1/2^4 - 1/2^6 - 1/2^6)Z^{-2}} \right]$$

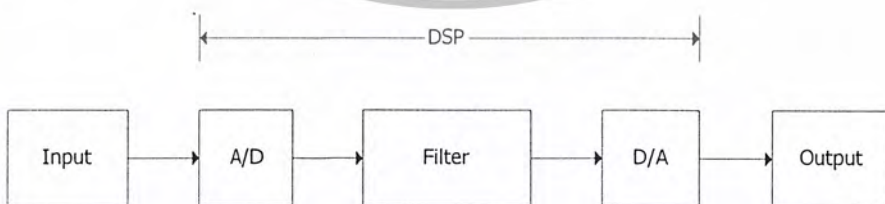
สุดท้ายนำสมการฟังก์ชันถ่ายโอนที่ได้มาเขียนให้อยู่ในรูปโครงสร้างของการต่อแบบขนานของสองโครงข่ายออพพาสดังรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.13 แสดง โครงสร้างของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านแบบแบนด์แคปที่ปรับจากตัวคูณ

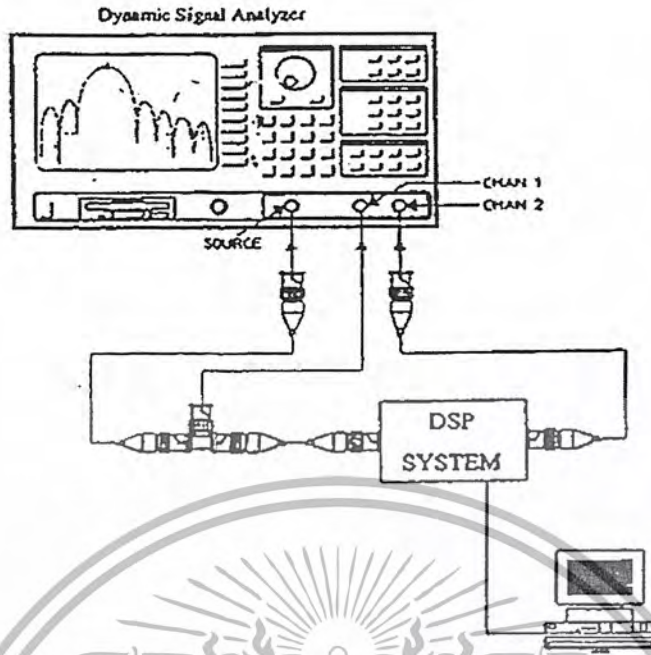
3.4 การสร้างตัวกรองเชิงเลขจากบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล TMS320C31

จากรูปที่ 3.14 เป็น ไคอะแกรมของการต่อบอร์ด DSP TMS320C31 เข้ากับเข้ากับสัญญาณอินพุตและเอาต์พุต ซึ่งสัญญาณอินพุตต่อเข้ากับอินพุตของส่วนการแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล และต่อเอาต์พุตจากส่วนนี้เข้ากับอินพุตของส่วนประมวลผลตัวกรองเชิงเลขแล้วต่อออกไปยังส่วนที่จะแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณแอนะล็อกโดยต่อส่วนเอาต์พุตไปยังเครื่องมือวัดดังแสดงในรูปที่ 3.15

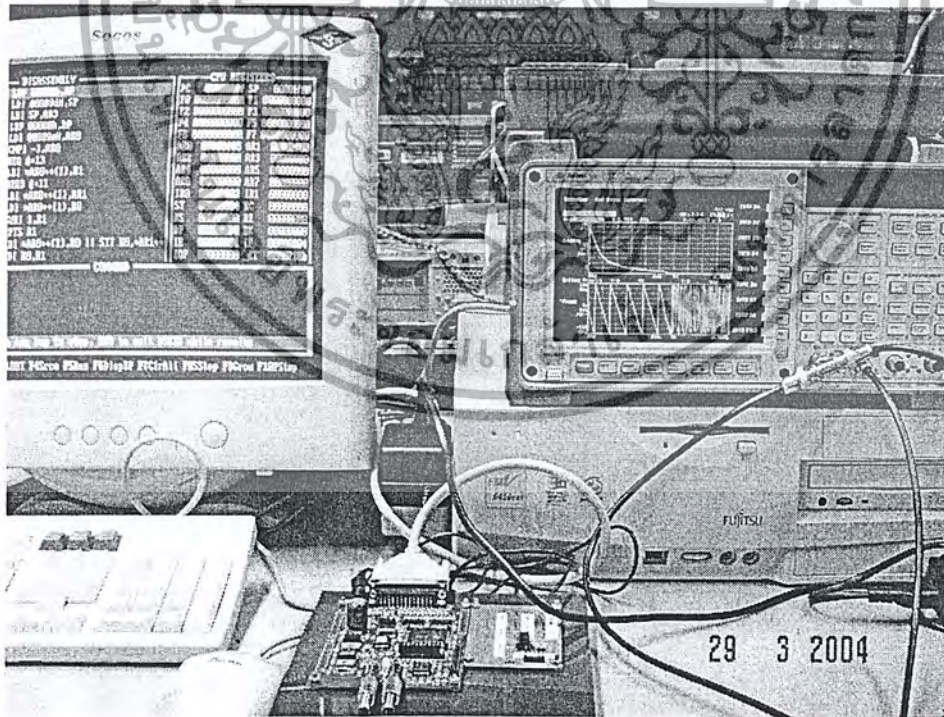


รูปที่ 3.14 แสดง ไคอะแกรมการต่อ DSP เข้ากับสัญญาณอินพุตและเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.15 แสดงการต่ออุปกรณ์เข้ากับเครื่อง Dynamic Signal Analyzer Model Agilent 35670A



รูปที่ 3.16 แสดงการวัดจริงด้วยเครื่อง Dynamic Signal Analyzer Model Agilent 35670A

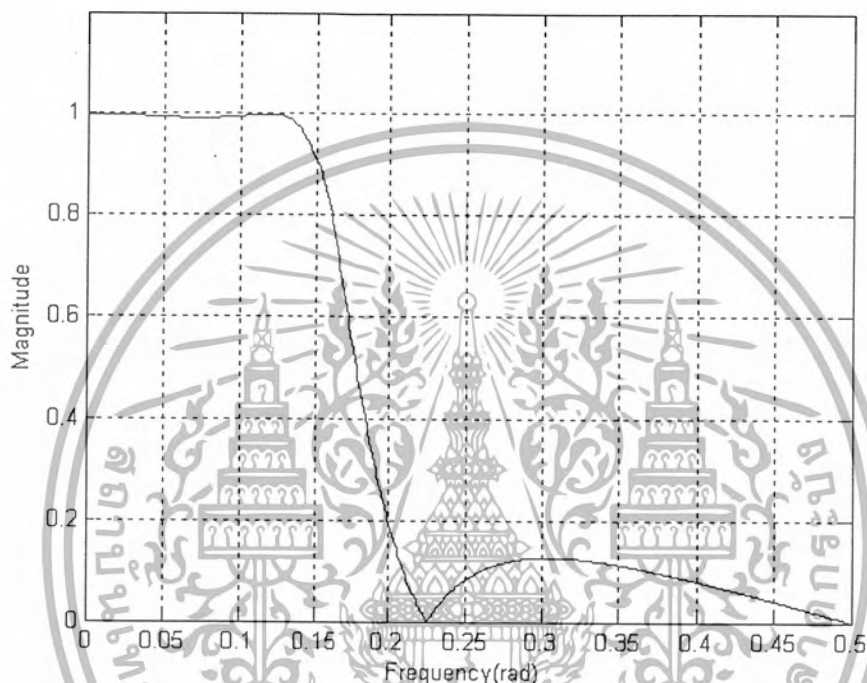
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

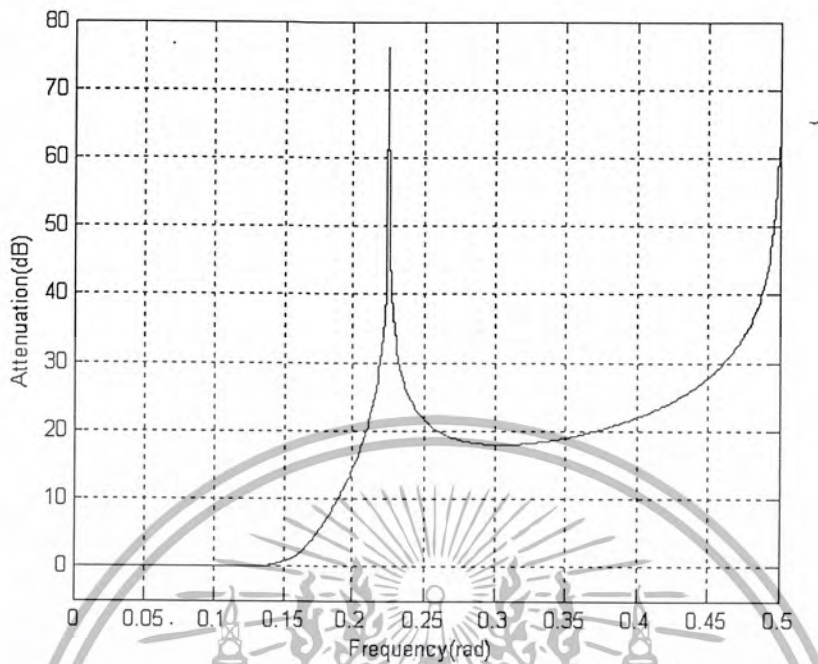
4.1 หาผลตอบสนองของการออกแบบที่ 1 ตัวกรองเชิงเลขที่ปราศจากตัวคูณ

4.1.1 ผลตอบสนองทางความถี่ของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านที่ปราศจากตัวคูณจากการจำลองการทำงาน

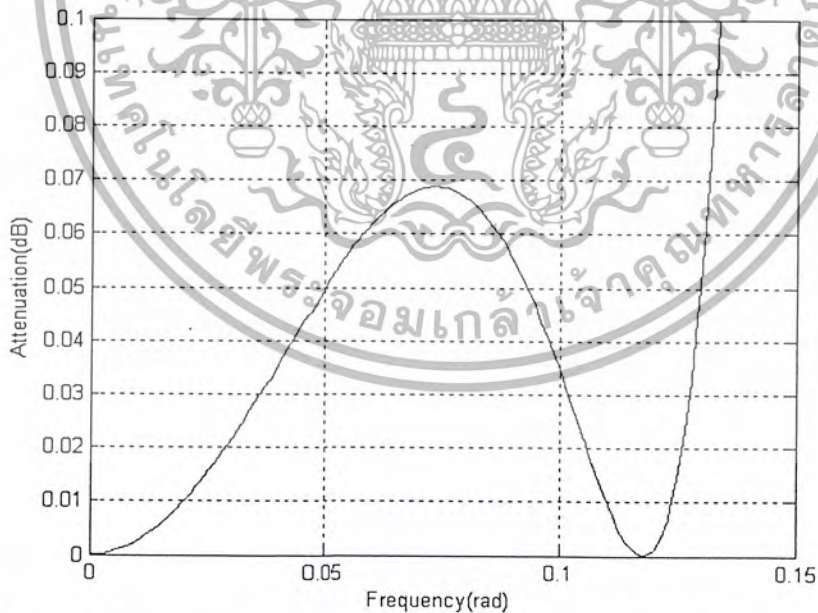


รูปที่ 4.1 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านที่ปราศจากตัวคูณอันดับที่ 3 จากการจำลองการทำงาน

4.1.2 ค่าการลดทอนของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านที่ปราศจากตัวคูณ จากการจำลองการทำงาน

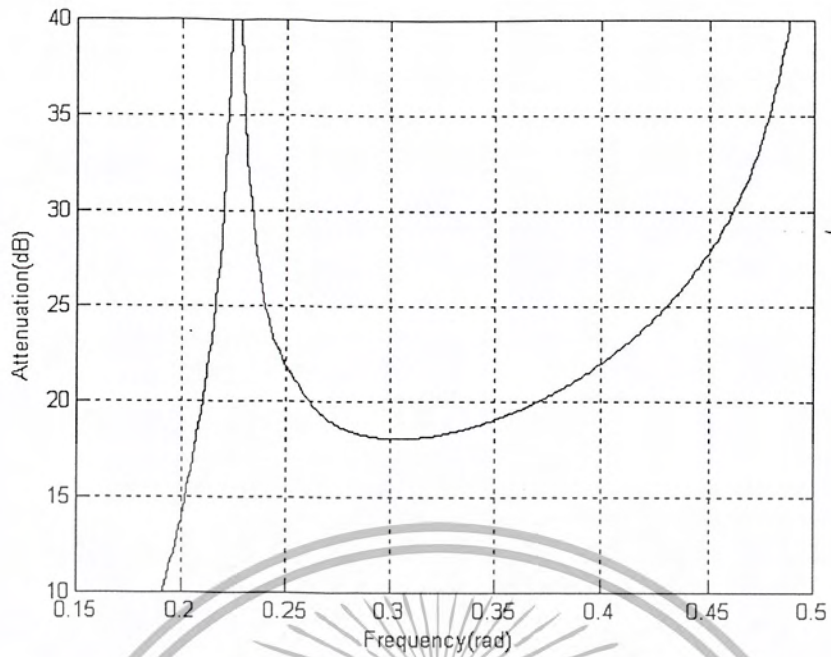


รูปที่ 4.2 แสดงค่าการลดทอนของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านที่ปราศจากตัวคูณอันดับที่ 3
จากการจำลองการทำงาน



รูปที่ 4.3 แสดงค่าการลดทอนของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านที่ปราศจากตัวคูณอันดับที่ 3
ช่วงความถี่ระหว่าง 0 ถึง 0.15 จากการจำลองการทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 แสดงค่าการลดทอนของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านที่ปราศจากตัวคูณอันดับที่ 3 ช่วงความถี่ระหว่าง 0.2 ถึง 0.5 จากการจำลองการทำงาน

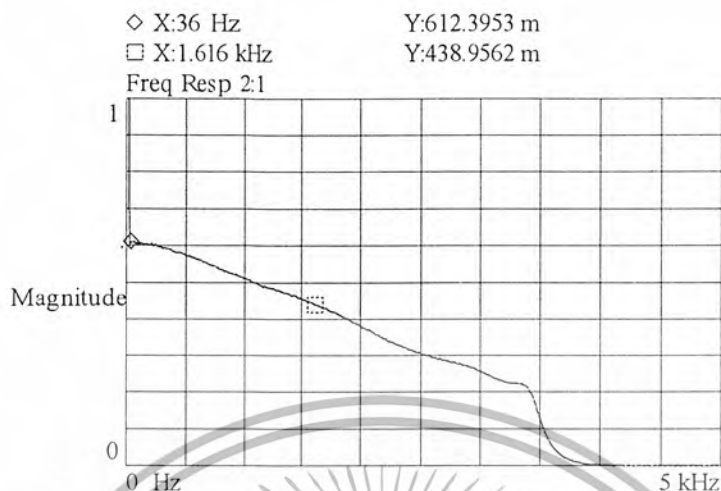


ตารางที่ 4.1 แสดงค่าผลตอบสนองทางความถี่จากการจำลองโครงสร้างของตัวกรองความถี่ต่ำผ่านที่
ปราศจากตัวคูณ

Frequency (Hz)	Magnitude (V)	Frequency (Hz)	Magnitude (V)
50	0.9998	1300	0.9928
100	0.9995	1350	0.9855
150	0.9998	1400	0.9748
200	0.9986	1450	0.9366
250	0.997	1500	0.9136
300	0.9954	1550	0.8469
350	0.9966	1600	0.7892
400	0.9909	1650	0.693
450	0.9913	1700	0.6513
500	0.9878	1750	0.5625
550	0.9893	1800	0.4721
600	0.9918	1850	0.396
650	0.9905	1900	0.3205
700	0.9824	1950	0.2325
750	0.9916	2000	0.1865
800	0.9921	2050	0.143
850	0.9919	2100	0.0999
900	0.9915	2150	0.0616
950	0.9943	2200	0.0295
1000	0.996	2250	0.0027
1050	0.9924	2300	0.0203
1100	0.9505	2350	0.0389
1150	0.999	2400	0.053
1200	0.9996	2450	0.0624
1250	0.9624	2500	0.0672

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.3 ผลตอบสนองทางความถี่ของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านที่ปราศจากตัวคูณจากการสร้างจริง



รูปที่ 4.5 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านที่ปราศจากตัวคูณอันดับที่ 3 จากการสร้างจริง

จากข้อกำหนดในการออกแบบในแบบที่ 1 คือ $F_p = 0.135$, $F_a = 0.2$, $A_p = 0.2 \text{ dB}$, $A_a = 20 \text{ dB}$ ผลจากการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม MATLAB ทำให้ได้ผลตอบสนองทางความถี่ของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านดังแสดงในรูปที่ 4.1 ซึ่งมีค่าความถี่คutoff 0.1667 (rad)

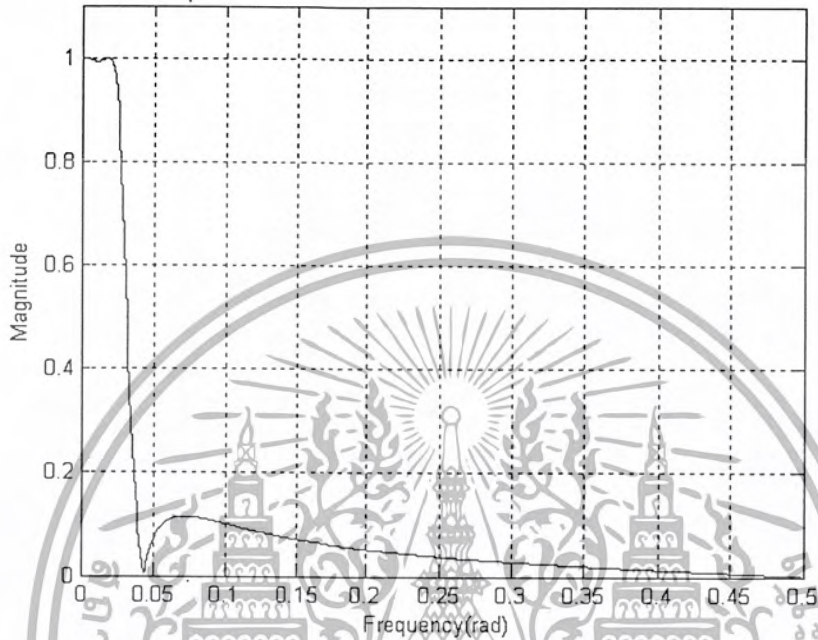
จากรูปที่ 4.2, 4.3 และ 4.4 เป็นกราฟแสดงค่าการลดทอนในช่วงความถี่ต่างๆ ทั้งช่วงความถี่ผ่านและช่วงความถี่หยุด โดยในช่วงความถี่ผ่านจะมีค่าการลดทอนไม่เกินตามข้อกำหนดที่ออกแบบไว้ แต่ในช่วงความถี่หยุดจะมีค่าการลดทอนต่ำกว่าข้อกำหนดที่ออกแบบไว้

จากตารางที่ 4.1 แสดงค่าผลตอบสนองทางความถี่จากการจำลองโครงสร้างของตัวกรองความถี่ต่ำผ่านที่ปราศจากตัวคูณ จากตารางจะเห็นว่าค่าความถี่คutoff ของตัวกรองจะอยู่ระหว่างช่วง 1,600 Hz ถึง 1,650 Hz ซึ่งจะคลาดเคลื่อนจากความถี่คutoff ของตัวกรองที่ออกแบบ 1,667 Hz เพียงเล็กน้อยเท่านั้น

จากรูปที่ 4.5 เป็นรูปที่ได้จากการสร้างจริงและทำการวัดโดยเครื่อง Dynamic Signal Analyzer Model Agilent 35670A

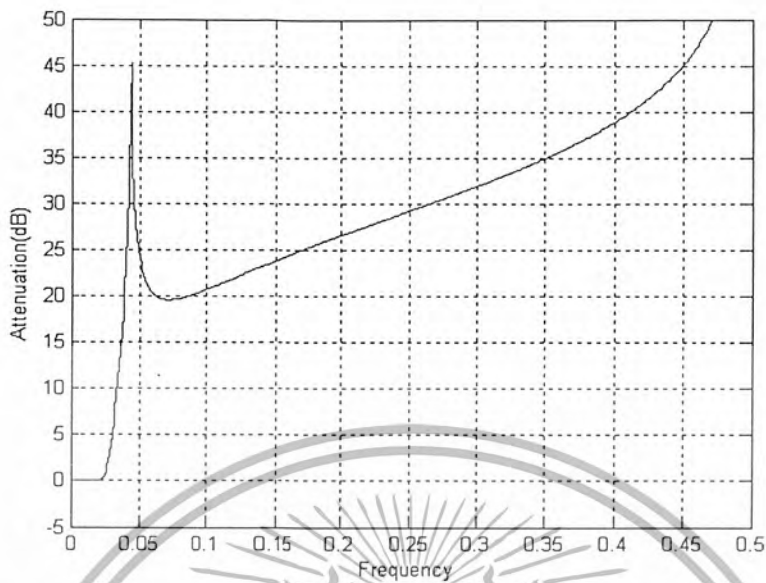
4.2 หาผลตอบสนองของการออกแบบที่ 2 ตัวกรองเชิงเลขแบบแบนด์แคบที่ปราศจากตัวคูณ

4.2.1 ผลตอบสนองทางความถี่ของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านแบบแบนด์แคบที่ปราศจากตัวคูณจากการจำลองการทำงาน

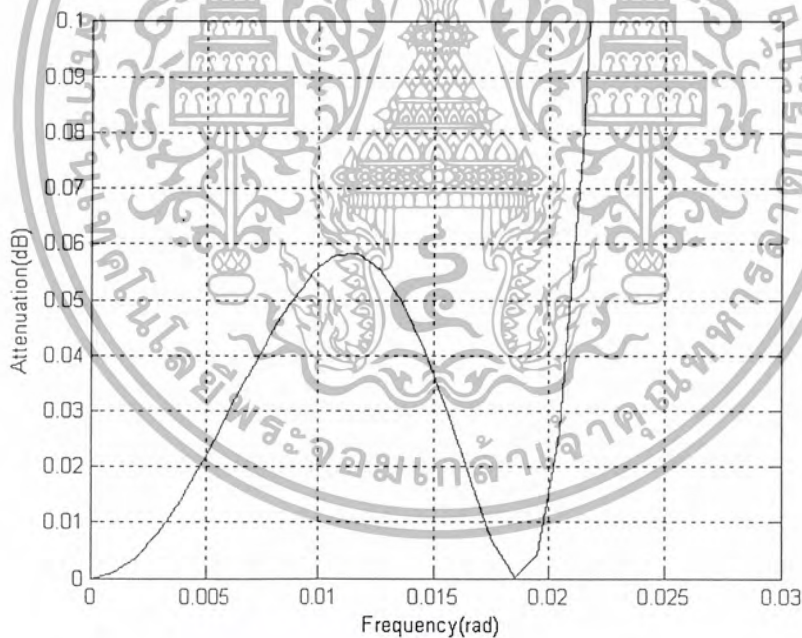


รูปที่ 4.6 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านแบบแบนด์แคบที่ปราศจากตัวคูณอันดับที่ 3 จากการจำลองการทำงาน

4.2.2 ค่าการลดทอนของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านแบบแบนด์แคบที่ปราศจากตัวคูณจากการจำลองการทำงาน

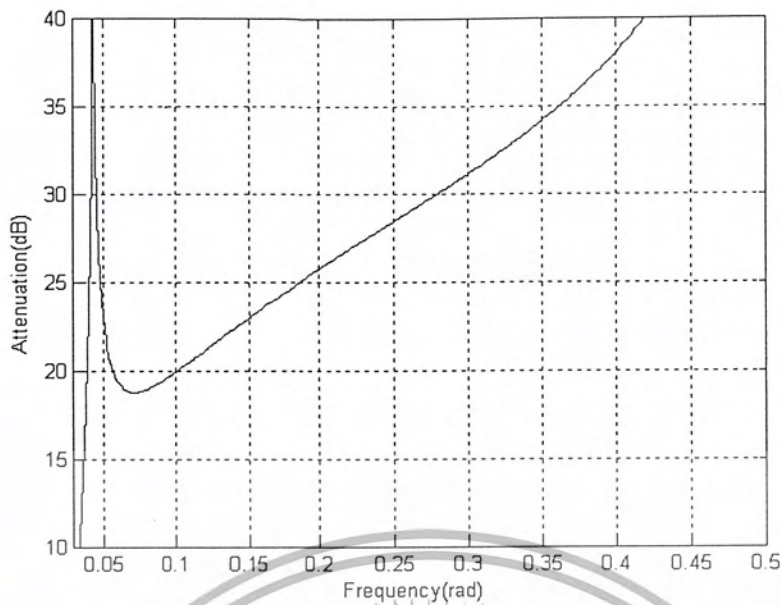


รูปที่ 4.7 แสดงค่าการลดทอนของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านแบบแบนด์แคบที่ปราศจากตัวคูณอันดับที่ 3 จากการจำลองการทำงาน



รูปที่ 4.8 แสดงค่าการลดทอนของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านแบบแบนด์แคบที่ปราศจากตัวคูณอันดับที่ 3 ช่วงความถี่ระหว่าง 0 ถึง 0.03 จากการจำลองการทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 แสดงค่าการลดทอนของตัวกรองเชิงเลขความถี่ค่าผ่านแบบแบนด์แคบที่ปราศจากตัวคูณอันดับที่ 3 ช่วงความถี่ระหว่าง 0.02 ถึง 0.5 จากการจำลองการทำงาน

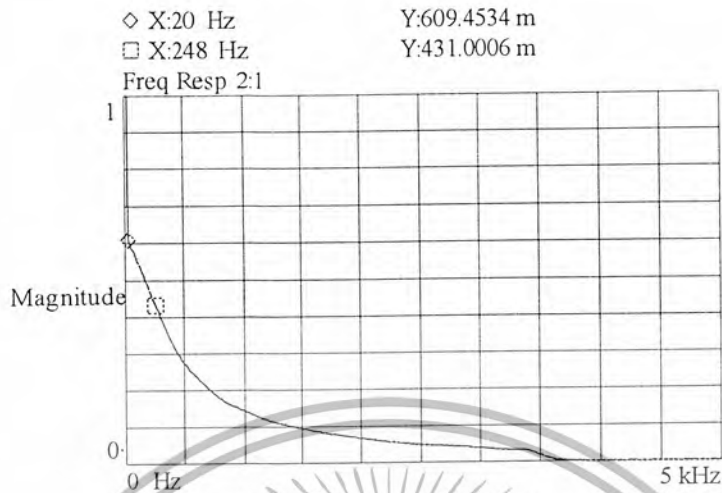


ตารางที่ 4.2 แสดงค่าผลตอบสนองทางความถี่จากการจำลองโครงสร้างของตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน
แบบแบนด์แคบที่ปราศจากตัวคูณ

Frequency (Hz)	Magnitude (V)	Frequency (Hz)	Magnitude (V)
10	0.9999	260	0.9139
20	0.9999	270	0.8667
30	0.9997	280	0.8573
40	0.9997	290	0.6583
50	0.9966	300	0.5936
60	0.9955	310	0.5005
70	0.9942	320	0.4266
80	0.9929	330	0.358
90	0.9919	340	0.2986
100	0.9911	350	0.2246
110	0.9907	360	0.1988
120	0.9905	370	0.1596
130	0.9908	380	0.1243
140	0.9919	390	0.0944
150	0.9924	400	0.0683
160	0.9919	410	0.0456
170	0.9965	420	0.0258
180	0.9981	430	0.0088
190	0.9993	440	0.0059
200	0.9994	450	0.0189
210	0.9961	460	0.0301
220	0.9895	470	0.0417
230	0.9881	480	0.0485
240	0.9797	490	0.0562
250	0.9143	500	0.0631

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.3 ผลตอบสนองทางความถี่ของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านแบบแบนด์แคบที่ปราศจากตัวคูณจากการสร้างจริง



รูปที่ 4.10 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านแบบแบนด์แคบที่ปราศจากตัวคูณอันดับที่ 3 จากการสร้างจริง

จากข้อกำหนดในการออกแบบในแบบที่ 2 คือ $F_p = 0.022$, $F_a = 0.037$, $A_p = 0.2dB$, $A_a = 20dB$ ผลจากการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม MATLAB ทำให้ได้ผลตอบสนองทางความถี่ของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านดังแสดงในรูปที่ 4.6 ซึ่งมีค่าความถี่คัทออฟ 0.028 (rad)

จากรูปที่ 4.7, 4.8 และ 4.9 เป็นกราฟแสดงค่าการลัดทอนในช่วงความถี่ต่างๆ ทั้งช่วงความถี่ผ่านและช่วงความถี่หยุด โดยในช่วงความถี่ผ่านจะมีค่าการลัดทอนไม่เกินตามข้อกำหนดที่ออกแบบไว้ แต่ในช่วงความถี่หยุดจะมีค่าการลัดทอนต่ำกว่าข้อกำหนดที่ออกแบบไว้

จากตารางที่ 4.2 แสดงค่าผลตอบสนองทางความถี่จากการจำลองโครงสร้างของตัวกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแบนด์แคบที่ปราศจากตัวคูณ จากตารางจะเห็นว่าค่าความถี่คัทออฟของตัวกรองจะอยู่ระหว่างช่วง 280 Hz ถึง 290 Hz ซึ่งใกล้เคียงกับค่าความถี่คัทออฟของตัวกรองที่ออกแบบ 288 Hz

จากรูปที่ 4.10 เป็นรูปที่ได้จากการสร้างจริงและทำการวัดโดยเครื่อง Dynamic Signal Analyzer Model Agilent 35670A

บทที่ 5

บทวิจารณ์และบทสรุป

การออกแบบตัวกรองเชิงเลขที่ปราศจากตัวคูณ ชนิด ไอโออาร์ ซึ่งอยู่บนพื้นฐานของการต่อแบบขนานของสอง โครงข่ายออสลาสและการวิเคราะห์ค่าความไวต่อการตอบสนอง (Sensitivity) เป็นการออกแบบที่ดี ด้วยการใช้ค่าคงที่ตัวคูณน้อยการ โครงสร้างแบบอื่นๆ ทั้งยังสามารถทำการเปลี่ยนค่าคงที่การตัวคูณ โดยใช้กระบวนการเลื่อนและกระบวนการบวกแทนได้ และยังให้ตัวกรองเชิงเลขที่มีค่าการลดทอนในช่วงความถี่ผ่านมีค่าต่ำกว่าการใช้โครงสร้างแบบอื่นๆ

จากผลจำลองการทำงานจะพบว่าผลตอบสนองทางความถี่ของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านที่ปราศจากตัวคูณ มีขอบความถี่ของความถี่ผ่าน (F_p) เป็นไปตามข้อกำหนดที่ได้ออกแบบไว้ ส่วนขอบความถี่ของความถี่หยุด (F_a) นั้นมีค่าคลาดเคลื่อนจากที่ได้ทำการออกแบบไว้เพียงเล็กน้อย ส่วนค่าการลดทอนของตัวกรองที่ออกแบบนั้น ค่าการลดทอนสูงสุดในบริเวณความถี่ผ่าน (Maximum Passband Attenuation (A_p)) เป็นไปตามที่ออกแบบไว้ ส่วนค่าการลดทอนขั้นต่ำในบริเวณความถี่หยุด (Minimal Stopband Attenuation (A_s)) มีค่าการลดทอนน้อยกว่าที่ได้ออกแบบไว้เพียงเล็กน้อย

จากผลทดลองโดยการสร้างตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านที่ปราศจากตัวคูณขึ้นจริงด้วยบอร์ด TMS320C31 นั้น พบว่าความถี่คัทออฟมีค่าคลาดเคลื่อนจากผลที่คำนวณและผลจำลองการทำงานเพียงเล็กน้อยเท่านั้น

จากผลจำลองการทำงานจะพบว่าผลตอบสนองทางความถี่ของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านแบบแบนด์ที่ปราศจากตัวคูณ มีขอบความถี่ของความถี่ผ่าน (F_p) เป็นไปตามข้อกำหนดที่ได้ออกแบบไว้ ส่วนขอบความถี่ของความถี่หยุด (F_a) นั้นมีค่าคลาดเคลื่อนจากที่ได้ทำการออกแบบไว้เพียงเล็กน้อย ส่วนค่าการลดทอนของตัวกรองที่ออกแบบนั้น ค่าการลดทอนสูงสุดในบริเวณความถี่ผ่าน (Maximum Passband Attenuation (A_p)) เป็นไปตามที่ออกแบบไว้ ส่วนค่าการลดทอนขั้นต่ำในบริเวณความถี่หยุด (Minimal Stopband Attenuation (A_s)) มีค่าการลดทอนน้อยกว่าที่ได้ออกแบบไว้เพียงเล็กน้อย

จากผลทดลองโดยการสร้างตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านแบบแบนด์ที่ปราศจากตัวคูณขึ้นจริงด้วยบอร์ด TMS320C31 นั้น พบว่าความถี่คัทออฟมีค่าคลาดเคลื่อนจากผลที่คำนวณและผลจำลองการทำงานเพียงเล็กน้อยเท่านั้น

สำหรับปัญหาที่เกิดขึ้นในการออกแบบและทดลองคือ เกิดปัญหาในขั้นตอนการประมาณค่าของสัมประสิทธิ์ โดยการเปลี่ยนสัมประสิทธิ์ที่เป็นทศนิยมให้อยู่ในรูปของเลข $(1/2)^n$ ค่าที่ได้ออกมาอาจมีความไม่ละเอียดเพียงพอและเมื่อเกิดขึ้นกับค่าสัมประสิทธิ์หลายๆ ตัว อาจส่งผลให้ผลตอบสนองของตัวกรองที่ออกแบบไม่เป็นไปตามข้อกำหนดเริ่มต้นได้

สำหรับแนวทางในการพัฒนาจะพบว่าสามารถนำตัวกรองที่ได้ออกแบบและสร้างขึ้นจริงไปใช้งานในระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัลได้จริง ทั้งยังสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานอื่นๆ ดังที่กล่าวมาแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- โปรแกรม MATHEMATICA ที่ใช้ในการพล็อต Phase Sensitivity ของตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน
อันดับที่ 3 (ความถี่คutoff 1.6 kHz)

```
Clear[Sensitivity $\alpha$ 1, Sensitivity $\alpha$ 2, Sensitivity $\beta$ 2]
```

```
 $\alpha$ 1 = -0.267949192
```

```
 $\alpha$ 2 = -0.5
```

```
 $\beta$ 2 = 0.6171875
```

```
Sensitivity $\alpha$ 1 = {2 * Sin [2 * Pi * f]} / {2 * {1 + ( $\alpha$ 1 ^ 2) + (2 *  $\alpha$ 1 * Cos [2 * Pi * f])}};
```

```
Sensitivity $\alpha$ 2 = -{2 * (1 -  $\beta$ 2 ^ 2) * Sin [2 * Pi * f]} /  
{2 * {((1 -  $\beta$ 2) ^ 2) + ( $\alpha$ 2 ^ 2) * (1 +  $\beta$ 2) ^ 2) + 2 *  $\alpha$ 2 * ((1 +  $\beta$ 2) ^ 2) * Cos [2 * Pi * f]  
+ 4 *  $\beta$ 2 * (Cos [2 * Pi * f]) ^ 2}};
```

```
Sensitivity $\beta$ 2 = -{4 * ( $\alpha$ 2 + Cos [2 * Pi * f]) * Sin [2 * Pi * f]} /  
{2 * {((1 -  $\beta$ 2) ^ 2) + 4 *  $\beta$ 2 * ((Cos [2 * Pi * f]) ^ 2)  
+  $\alpha$ 2 * ((1 +  $\beta$ 2) ^ 2) * ( $\alpha$ 2 + 2 * Cos [2 * Pi * f])}};
```

```
Plot [Sensitivity $\alpha$ 1, {f, 0, 0.5}, AxesLabel -> {"f", " $\frac{\partial \psi}{\partial \alpha 1}$ "}]
```

```
Plot [Sensitivity $\alpha$ 2, {f, 0, 0.5}, AxesLabel -> {"f", " $\frac{\partial \psi}{\partial \alpha 2}$ "}]
```

```
Plot [Sensitivity $\beta$ 2, {f, 0, 0.5}, AxesLabel -> {"f", " $\frac{\partial \psi}{\partial \beta 2}$ "}]
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- โปรแกรม MATHEMATICA ที่ใช้ในการพล็อต Phase Sensitivity ของตัวกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ
 แบบคัตแอกอันดับที่ 3 (ความถี่คัตออฟ 288 Hz)

```
Clear[Sensitivity $\alpha$ 1, Sensitivity $\alpha$ 2, Sensitivity $\beta$ 2]
```

```
 $\alpha$ 1 = -0.267949192
```

```
 $\alpha$ 2 = -0.5
```

```
 $\beta$ 2 = 0.6171875
```

```
Sensitivity $\alpha$ 1 = {2 * Sin [2 * Pi * f]} / {2 * {1 + ( $\alpha$ 1 ^ 2) + (2 *  $\alpha$ 1 * Cos [2 * Pi * f])}};
```

```
Sensitivity $\alpha$ 2 = -{2 * (1 -  $\beta$ 2 ^ 2) * Sin [2 * Pi * f]} /  

    {2 * {((1 -  $\beta$ 2) ^ 2) + (( $\alpha$ 2 ^ 2) * (1 +  $\beta$ 2) ^ 2) + 2 *  $\alpha$ 2 * ((1 +  $\beta$ 2) ^ 2) * Cos [2 * Pi * f]  

    + 4 *  $\beta$ 2 * (Cos [2 * Pi * f]) ^ 2}};
```

```
Sensitivity $\beta$ 2 = -{4 * ( $\alpha$ 2 + Cos [2 * Pi * f]) * Sin [2 * Pi * f]} /  

    {2 * {((1 -  $\beta$ 2) ^ 2) + 4 *  $\beta$ 2 * (Cos [2 * Pi * f]) ^ 2)  

    +  $\alpha$ 2 * ((1 +  $\beta$ 2) ^ 2) * ( $\alpha$ 2 + 2 * Cos [2 * Pi * f])}};
```

```
Plot [Sensitivity $\alpha$ 1, {f, 0, 0.5}, AxesLabel -> {"f", " $\frac{\partial \psi}{\partial \alpha 1}$ "}]
```

```
Plot [Sensitivity $\alpha$ 2, {f, 0, 0.5}, AxesLabel -> {"f", " $\frac{\partial \psi}{\partial \alpha 2}$ "}]
```

```
Plot [Sensitivity $\beta$ 2, {f, 0, 0.5}, AxesLabel -> {"f", " $\frac{\partial \psi}{\partial \beta 2}$ "}]
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- โปรแกรม MATLAB ของตัวกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับที่ 3 (ความถี่คัทออฟ 1.66 kHz)

```

clear
format long g
                                %Attenuation Specification
Fp = 0.135
Fa = 0.2
Ap = 0.2
Aa = 20

                                %Step A find f3dB
ALFA = -(1-tan(pi*Fp)*tan(pi*Fa))/(1+tan(pi*Fp)*tan(pi*Fa))    %A1-A2
ALFA_L = -(1-(tan(pi*Fp))^2)/(1+(tan(pi*Fp))^2)

ALFA_R = -(1-(tan(pi*Fa))^2)/(1+(tan(pi*Fa))^2)
f3dB = (atan(sqrt((1+ALFA)/(1-ALFA))))/pi    %A5

                                %Step B2 find Bmax1
n = ellipord(2*Fp,2*Fa,Ap,Aa)    %B1
n= 3    %B2

                                %Step B2 find Bmax2
fa1 = Fa
fp1 = (atan(tan(pi*f3dB)^2/tan(pi*fa1)))/pi    %B3
OHMa = tan(pi*fa1)/tan(pi*fp1)    %B4
t = ((1-(1-1/(OHMa)^2)^(1/4)))/(1+(1-1/(OHMa)^2)^(1/4)))/2
q = t+2*(t^5)+15*(t^9)+150*(t^13)
L = (sqrt(1/q^n-1))/4    %B5
ap1 = 10*log10(1+1/L)    %B6
aa1 = 10*log10(1+L)    %B7
[z,p,c] = ellip(n,ap1,aa1,2*fp1)    %B8
Bmax1 = max((abs(p)).^2)    %B9

                                %Step B3 find Bmax2
L = 10^(Aa/10)-1    %B10
t = ((1-(1-1/(L^2))^(1/4)))/(1+(1-1/(L^2))^(1/4)))/2
q = t+2*(t^5)+15*(t^9)+150*(t^13)
g = exp(log(q)/n)
q0 = (g+g^9+g^25+g^49+g^81+g^121+g^169)/(1+2*(g^4+g^16+g^36
+g^64+g^100+g^144))
OHMa = 1/sqrt(1-((1-2*q0)/(1+2*q0))^4)    %B11
fa2=(atan(sqrt(OHMa)*tan(pi*f3dB)))/pi
fp2=(atan((tan(pi*fa2))/OHMa))/pi    %B12
ap2 = 10*log10(1+1/L)    %B13
aa2 = Aa    %B14
[z,p,c] = ellip(n,ap2,aa2,2*fp2)    %B15
Bmax2 = max((abs(p)).^2)

ALFA2 = -(1-tan(pi*f3dB))/(1+tan(pi*f3dB))

Bmax=(Bmax1+Bmax2)/2    %B16
ALFA2 = -(1-tan(pi*f3dB))/(1+tan(pi*f3dB))

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
disp('Result of process')
```

```
disp('f3dB')  
disp(f3dB)
```

```
disp('ALFA_L')  
disp(ALFA_L)  
disp('ALFA_R')  
disp(ALFA_R)
```

```
disp('Bmax1')  
disp(Bmax1)
```

```
disp('Bmax2')  
disp(Bmax2)
```

```
disp('ALFA1')  
disp(ALFA2)
```

```
disp('ALFA2')  
disp(ALFA)
```

```
disp('Bmax')  
disp(Bmax)
```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- โปรแกรม MATLAB ของตัวกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแบนด์แคบอันดับที่ 3 (ความถี่คutoff 288 Hz)

```

clear
format long g
                                %Attenuation Specification
Fp = 0.02
Fa = 0.037
Ap = 0.2
Aa = 20

                                %Step A find f3dB
ALFA = -(1-tan(pi*Fp)*tan(pi*Fa))/(1+tan(pi*Fp)*tan(pi*Fa)) %A1-A2
ALFA_L = -(1-(tan(pi*Fp))^2)/(1+(tan(pi*Fp))^2)

ALFA_R = -(1-(tan(pi*Fa))^2)/(1+(tan(pi*Fa))^2)
f3dB = (atan(sqrt((1+ALFA)/(1-ALFA))))/pi %A5

                                %Step B2 find Bmax1
n = ellipord(2*Fp,2*Fa,Ap,Aa) %B1
n= 3 %B2

                                %Step B2 find Bmax2
fal = Fa
fp1 = (atan(tan(pi*f3dB)^2/tan(pi*fal)))/pi %B3
OHMa = tan(pi*fal)/tan(pi*fp1) %B4
t = ((1-(1-1/(OHMa)^2)^(1/4)))/(1+(1-1/(OHMa)^2)^(1/4)))/2
q = t+2*(t^5)+15*(t^9)+150*(t^13)
L = (sqrt(1/q^n-1))/4 %B5
ap1 = 10*log10(1+1/L) %B6
aa1 = 10*log10(1+L) %B7
[z,p,c] = ellip(n,ap1,aa1,2*fp1) %B8
Bmax1 = max((abs(p)).^2) %B9

                                %Step B3 find Bmax2
L = 10^(Aa/10)-1 %B10
t = ((1-(1-1/(L^2))^(1/4)))/(1+(1-1/(L^2))^(1/4)))/2
q = t+2*(t^5)+15*(t^9)+150*(t^13)
g = exp(log(q)/n)
q0 = (g+g^9+g^25+g^49+g^81+g^121+g^169)/(1+2*(g^4+g^16+g^36
+g^64+g^100+g^144))
OHMa = 1/sqrt(1-((1-2*q0)/(1+2*q0))^4) %B11
fa2=(atan(sqrt(OHMa)*tan(pi*f3dB)))/pi
fp2=(atan((tan(pi*fa2))/OHMa))/pi %B12
ap2 = 10*log10(1+1/L) %B13
aa2 = Aa %B14
[z,p,c] = ellip(n,ap2,aa2,2*fp2) %B15
Bmax2 = max((abs(p)).^2)

ALFA2 = -(1-tan(pi*f3dB))/(1+tan(pi*f3dB))

Bmax=(Bmax1+Bmax2)/2 %B16
ALFA2 = -(1-tan(pi*f3dB))/(1+tan(pi*f3dB))

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
disp('Result of process')
```

```
disp('f3dB')  
disp(f3dB)
```

```
disp('ALFA_L')  
disp(ALFA_L)  
disp('ALFA_R')  
disp(ALFA_R)
```

```
disp('Bmax1')  
disp(Bmax1)
```

```
disp('Bmax2')  
disp(Bmax2)
```

```
disp('ALFA1')  
disp(ALFA2)
```

```
disp('ALFA2')  
disp(ALFA)
```

```
disp('Bmax')  
disp(Bmax)
```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- โปรแกรม MATLAB แสดงค่าผลตอบสนองทางความถี่จากการจำลองโครงสร้างของตัวกรองความถี่ต่ำ
ผ่านที่ปราศจากตัวคูณ (ความถี่คัทออฟ 1.66 kHz)

```
clc; clear
format long g
% Generate Sine wave Amplitude = 1

f=???;
fs=10000;
Ts=1/fs;
n=1:1000;
xi=sin(2*pi*f*n/fs);

%Initial Start
y6old = 0
r6old = 0
r11old = 0

% Enter filter coefficients
ALFA1 = -0.26757
ALFA2 = -0.5
Bmax = 0.6171875

for i = 1:1000
    y1 = xi(i)
    y5 = y6old
    y2 = y1 + y5
    y3 = -ALFA1*y2
    y4 = -y3 + y5
    y6new = y1 + y3
    yo1(i) = y4

    r1 = xi(i)
    r7 = r6old
    r10 = r11old
    r8 = -r7 + r10
    r9 = -ALFA2*r8
    r5 = r9 + r10
    r2 = -r1 + r5
    r3 = -Bmax*r2
    r4 = r3 + r5
    r6new = r1 + r3
    r11new = r7 + r9
    yo2(i) = r4

    Out(i) = 0.5*(yo1(i) + yo2(i))
    y6old = y6new
    r6old = r6new
    r11old = r11new

end
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
mag= max(Out)
disp(mag)

subplot(2,1,1)
plot(xi)
ylabel('Magnitude(V)')
xlabel('Frequency(Hz)')
title('Input Frequency 16kHz')

subplot(2,1,2)
plot(Out)
ylabel('Magnitude(V)')
xlabel('Frequency(Hz)')
title('Output Frequency 16kHz')
```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- โปรแกรม MATLAB แสดงค่าผลตอบสนองทางความถี่จากการจำลองโครงสร้างของตัวกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแบนด์แคบที่ปราศจากตัวถ่วง (ความถี่คutoff 288 Hz)

```
clc; clear
format long g

f = ???;
fs=10000;
Ts=1/fs;
n=0:999;
xi=sin(2*pi*f*n/fs);

%Initial Start
y6old = 0
r6old = 0
r11old = 0

% Enter filter coefficients
ALFA1 = -0.84375
ALFA2 = -0.984375
Bmax = 0.9062

for n = 1:1000

    y1 = xi(n)
    y5 = y6old
    y2 = y1 + y5
    y3 = -ALFA1*y2
    y4 = -y3 + y5
    y6new = y1 + y3
    yo1(n) = y4

    r1 = xi(n)
    r7 = r6old
    r10 = r11old
    r8 = -r7 + r10
    r9 = -ALFA2*r8
    r5 = r9 + r10
    r2 = -r1 + r5
    r3 = -Bmax*r2
    r4 = r3 + r5
    r6new = r1 + r3
    r11new = r7 + r9
    yo2(n) = r4

    Out(n) = 0.5*(yo1(n) + yo2(n))
    y6old = y6new
    r6old = r6new
    r11old = r11new

end
mag= max(Out)
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
disp(mag)
```

```
subplot(3,1,1)  
plot(xi)  
ylabel('Magnitude(V)')  
xlabel('Frequency(Hz)')  
title('Input Frequency 288Hz')
```

```
subplot(2,1,2)  
plot(Out)  
ylabel('Magnitude(V)')  
xlabel('Frequency(Hz)')  
title('Output Frequency 288Hz')
```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- โปรแกรมภาษาซีของตัวกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับที่ 3 (ความถี่คัทออฟ 1.66 kHz)

```
#include "h:\dsp\c3x_lab\ch3\aiccomm.c"          /*AIC comm
routines */
#include "h:\dsp\c3xtools\math.h"                /*math library
function */
int AICSEC[4] = {0x162C,0x1,0x3872,0x63}; /*AIC config data*/

void passband()
{
int result;          /*declare variables */
float k=0.5;
float x10=0.01,x11=0.01,x12=0.01,
      y1,y10,y11=0.01,y12=0.01,y20,y21=0.01;

while(1)
{
x10=UPDATE_SAMPLE(result);

y10=(1/2+1/23-1/27)*x10+(1-1/23-1/24-1/28)*x11 +x12-(1-1/23-1/24-
1/28)*y11-(1/2+1/23-1/27)*y12;
y20=(-1/22-1/26-1/29)*x10+x11-(-1/22-1/26-1/29)*y21;

y1=(y10+y20);

x11=x10;x12=x11;

y11=y10;y12=y11;
y21=y20;

result = (int)(y1);
}
}

main()
{
AICSET();          /*initialize AIC */
passband();        /*call sinewave function */
}
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- โปรแกรมภาษาซีของตัวกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแบนด์แคบอันดับที่ 3 (ความถี่คัทออฟ 288 Hz)

```
#include "h:\dsp\c3x_lab\ch3\aiccomm.c" /*AIC comm
routines */
#include "h:\dsp\c3xtools\math.h" /*math library
function */
int AICSEC[4] = {0x162C,0x1,0x3872,0x63}; /*AIC config data*/

void passband()
{
int result; /*declare variables */
float k=0.5;
float x10=0.01,x11=0.01,x12=0.01,
y1,y10,y11=0.01,y12=0.01,y20,y21=0.01;

while(1)
{
x10=UPDATE_SAMPLE(result);

y10=(-1+1/23+1/25)*x10+(-1-1/2-1/22-1/23)*x11+x12-(-1-1/2-1/22-
1/23)*y11-(-1+1/23+1/25)*y12;
y20=(1-1/24-1/26-1/26)*x10 + x11 -(1-1/24-1/26-1/26)*y21;

y1=(y10+y20);
x11=x10;x12=x11;
y11=y10;y12=y11;
y21=y20;

result = (int)(y1);
}
}

main()
{
AICSET(); /*initialize AIC */
passband(); /*call sinewave function */
}
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

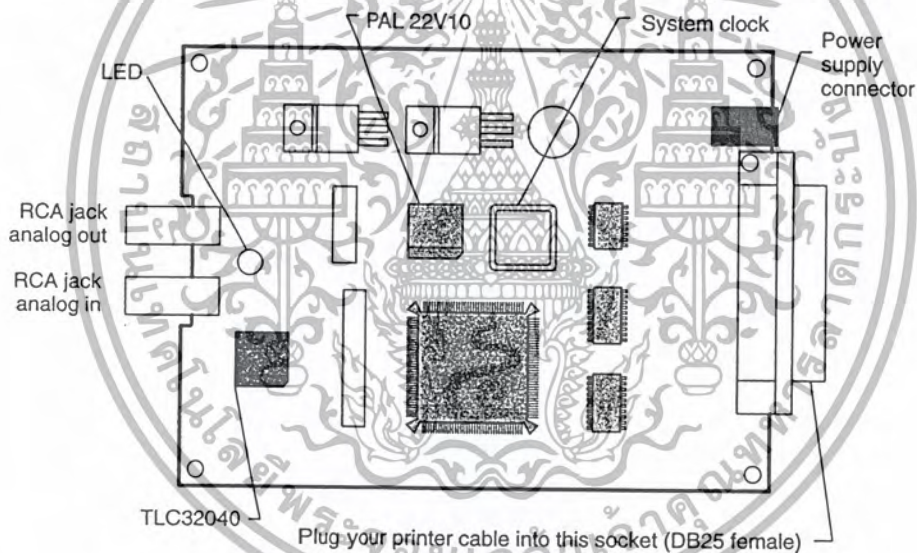
บอร์ด TMS320C31 DSP STARTER KIT

บอร์ด TMS320C31 DSP Starter Kit เป็นบอร์ดพัฒนาโปรแกรม สามารถประมวลผลแบบเวลาจริง(Real-time) ได้โดยเราสามารถที่จะสั่งรันโปรแกรมหรือเคลียร์โปรแกรมได้โดยผ่านพอร์ตของ PC และสามารถต่อบอร์ดอินเตอร์เฟซแบบต่างๆเข้ากับ บอร์ด DSK ได้

1. ลักษณะของบอร์ด TMS320C31 DSP STARTER KIT

ฮาร์ดแวร์ของบอร์ด TMS320C31 DSK มีส่วนประกอบพื้นฐานที่ประกอบด้วย

- ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล TMS320C31
- ส่วนเชื่อมต่อสัญญาณอนาล็อก - ดิจิตอล TLC32040
- พอร์ตขนาน
- LED แบบ 3 สี



รูปที่ 1 แสดงฮาร์ดแวร์ของบอร์ด TMS320C31 DSP Starter Kit

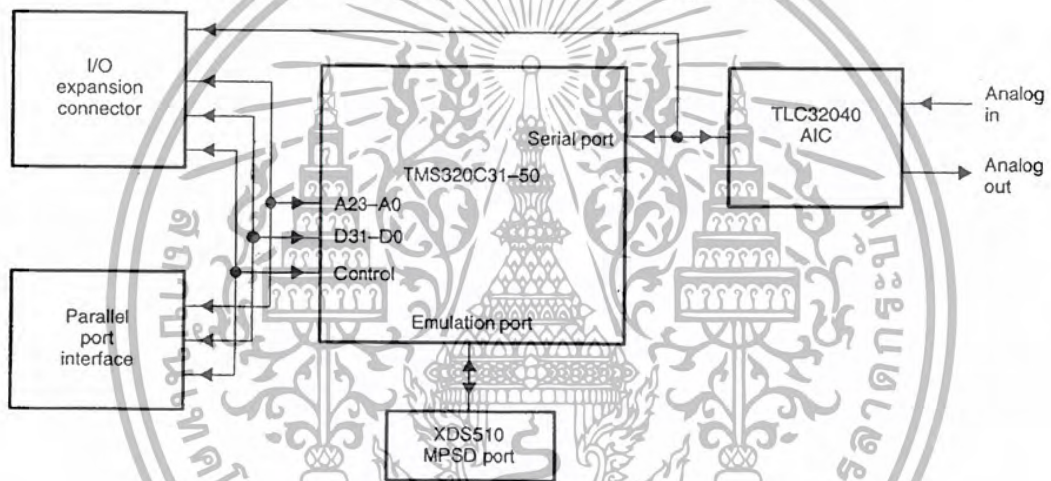
จากรูปที่ 1 จะเห็นว่าอุปกรณ์บนบอร์ด DSK จะประกอบด้วย

- คอนเนคเตอร์ ขนาด 32 pin จำนวน 4 แถว สัญญาณทุกเส้นของ C31 ที่จะส่งออกไปภายนอกบอร์ดจะต้องผ่าน Header ชุดนี้ซึ่งประกอบด้วย JP2, JP3, JP5, JP6
- คอนเนคเตอร์ ขนาด 11 pin (JP4) จะทำหน้าที่เชื่อมต่อพอร์ตอนุกรมของ TLC32040 เข้ากับตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ส่วนควบคุมการสื่อสารจะใช้ PLA 22V10Z และ 74ACT245 ควบคุมการสื่อสารระหว่างบอร์ด DSK กับ PC
- คริสตัล ออสซิลเลเตอร์บนบอร์ด DSK จะใช้สัญญาณนาฬิกาขนาด 50 MHz เพื่อป้อนให้กับตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล
- คอนเนคเตอร์แบบอาร์ซีเอ จะทำหน้าที่รับสัญญาณ และส่งสัญญาณอนาล็อก
- ส่วนเชื่อมต่อสัญญาณอนาล็อก TLC32040 AIC จะทำหน้าที่แปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล และ สัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อก
- ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล TMS320C31 เป็นตัวประมวลผลขนาด 32 บิต แบบ Floating-point
- ตัวควบคุมระดับแรงดัน LM7805 และ LM7905 สามารถระดับแรงดัน 7-12 Vdc หรือ 6-9 Vac ไปเป็น +5V และ -5V ตามลำดับ และจะใช้เลี้ยงอุปกรณ์ต่างๆบนบอร์ด

จากที่กล่าวมาข้างต้นสามารถแสดงเป็นรูปบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 13



รูปที่ 2 แสดงบล็อกไดอะแกรมของบอร์ด TMS320C31 DSP Starter Kit

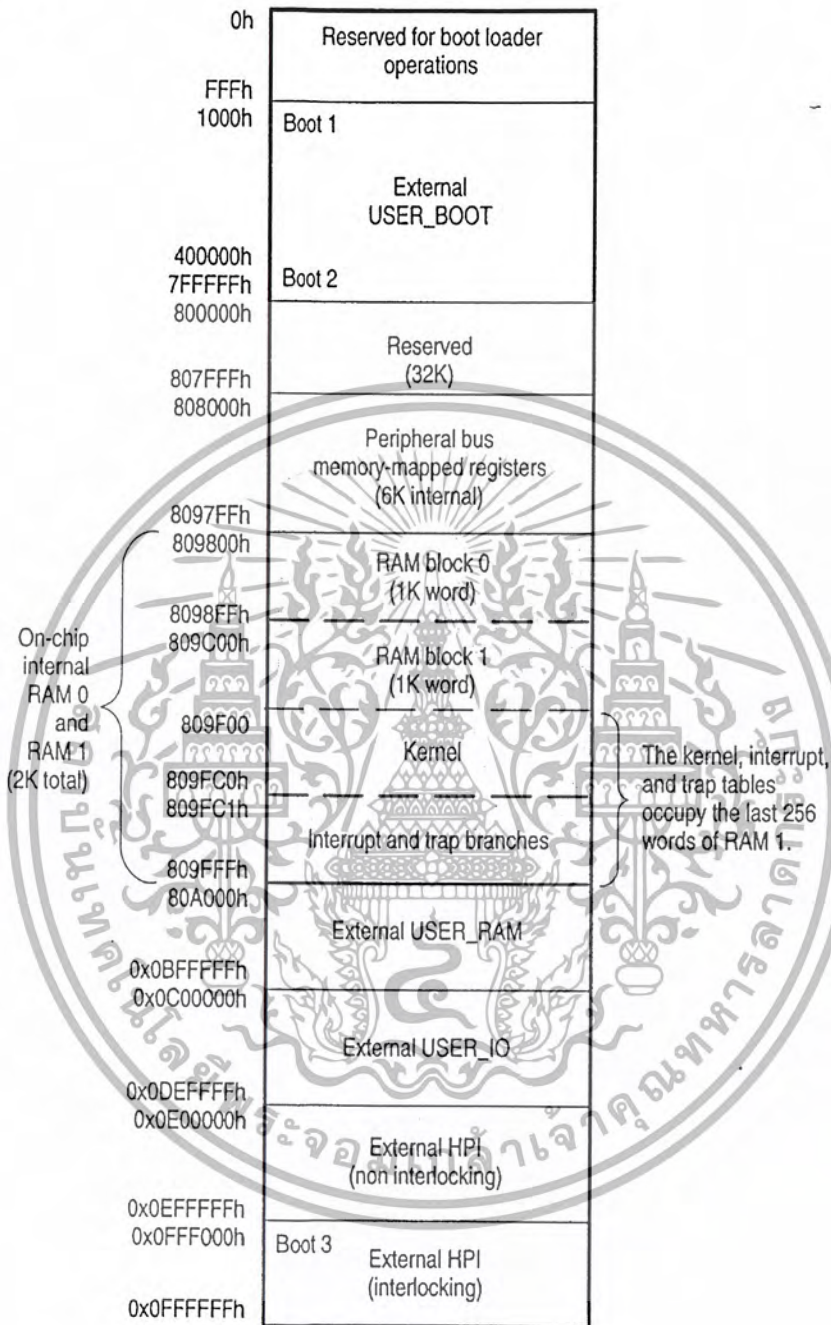
2. คุณสมบัติของบอร์ด TMS320C31 DSP STARTER KIT

- ใช้ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล TMS320C31 เป็นตัวประมวลผลสัญญาณ
- ใช้เวลาในการประมวลผลคำสั่ง 40ns ต่อ 1 คำสั่งหรือ 50 MFLOP และ 25 MIPS
- MFLOP: Million Floating-point Intention Per Second
- MIPS : Million Intention Per Second
- บอร์ด DSK สามารถสื่อสารกับคอมพิวเตอร์ทั่วไปได้โดยใช้พอร์ตขนาน
- ส่วนเชื่อมต่อสัญญาณอนาล็อก TLC32040 AIC ขนาด 14 บิต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. การจัดหน่วยความจำบนบอร์ด TMS320C31 DSP STARTER KIT

บอร์ด TMS320C31 DSK ได้จัดแบ่งหน่วยความจำให้อยู่ในโหมด Microcomputer/Boot Loader ดังแสดงดังรูปที่ 3



รูปที่ 3 แสดงการจัดแบ่งหน่วยความจำในโหมด Microcomputer/Boot Loader ของบอร์ด TMS320C31 DSP Starter Kit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

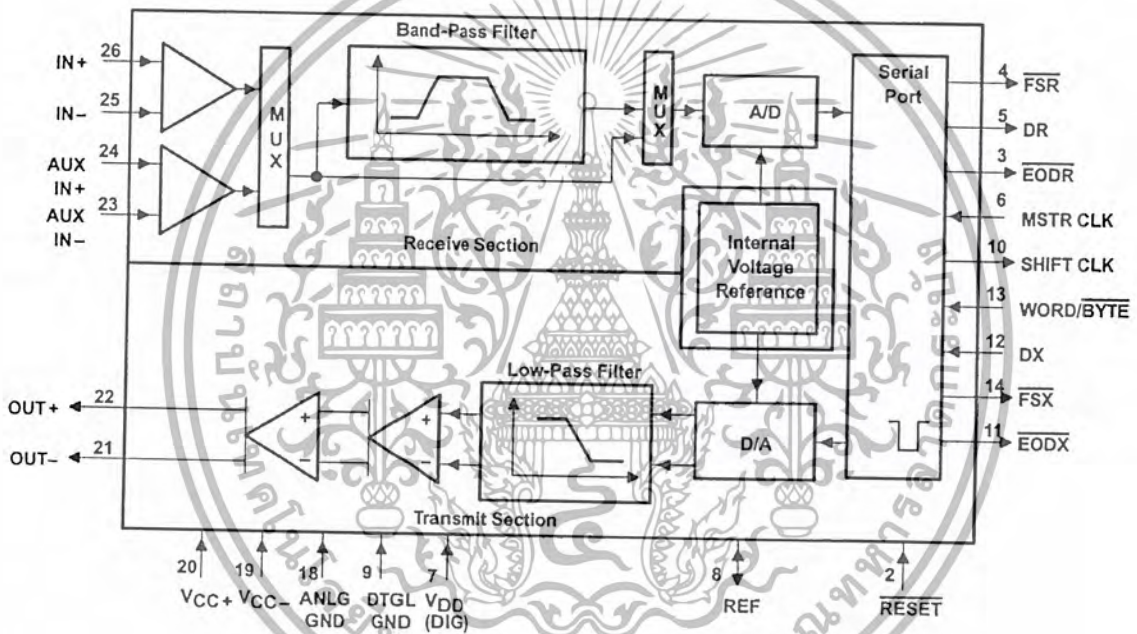
4. ส่วนอินเทอร์เฟซสัญญาณอนาล็อก TLC32040

TLC32040 เป็นชิปแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณ ดิจิตอลและแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นสัญญาณอนาล็อก ซึ่งใช้เชื่อมต่อกับตัวประมวลผลสัญญาณดิจิตอล TMS320C31 ในการทำงานประมวลผลสัญญาณ

คุณลักษณะของส่วนอินเทอร์เฟซสัญญาณอนาล็อก TLC32040

- ความละเอียดของ ADC และ DAC เป็น 14 บิต
- สามารถเปลี่ยนความถี่การสุ่มตัวอย่างของ ADC และ DAC ได้ถึง 20,000 ครั้ง/วินาที
- มีสวิตช์คาปาซิเตอร์ฟิลเตอร์ใช้ป้องกันการเกิดเอเลียสซิ่งและเอาท์พุทรีคอนสตรัคชันฟิลเตอร์
- มีพอร์ตอนุกรมสำหรับติดต่อ โดยตรงกับตัวประมวลผลสัญญาณดิจิตอล
- สามารถเปลี่ยนความถี่การสุ่มตัวอย่างของ ADC และ DAC ได้โดยใช้โปรแกรมควบคุม

ฟังก์ชัน ไออะแกรมแสดงดังรูปที่ 4



รูปที่ 4 แสดงฟังก์ชันไออะแกรมของชิป TLC32040

5. การควบคุมส่วนเชื่อมต่อสัญญาณอนาล็อก

การส่งผ่านข้อมูลในส่วนเชื่อมต่อสัญญาณอนาล็อกจะกระทำกันในรีจิสเตอร์สำหรับการรับข้อมูล (Data Receive: DR) และรีจิสเตอร์สำหรับการส่งข้อมูล (Data Transmit: DX) รีจิสเตอร์ทั้ง 2 จะทำการส่งข้อมูลในแบบอนุกรม ในการควบคุมรีจิสเตอร์การส่งผ่านข้อมูลของส่วนเชื่อมต่อสัญญาณอนาล็อก จะใช้บิตล่าง 2 บิต (LSB) เป็นตัวกำหนดการติดต่อเมื่อบิตทั้ง 2 มีค่าเป็น 0 จะเป็นการส่งผ่านแบบปกติเมื่อบิตทั้ง 2 มีค่าเป็น 1 จะเป็นการติดต่อระดับ 2 การควบคุมการติดต่อระดับ 2 นี้ส่วนเชื่อมต่อสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อนาลอกจะยอมให้ส่งผ่านข้อมูลครั้งแรกก่อนจะเปลี่ยนกลับไปในรูปแบบที่ 5 แสดงข้อกำหนดของการติดต่อระดับ 2

secondary DX serial communication protocol			
x x ← to TA register → x x ← to RA register → 0 0	d13 and d6 are MSBs (unsigned binary)		
x ← to TA' register → x ← to RA' register → 0 1	d14 and d7 are 2s complement sign bits		
x ← to TB register → x ← to RB register → 1 0	d14 and d7 are MSBs (unsigned binary)		
x x x x x x x x d7 d6 d5 d4 d3 d2 1 1			
← Control Register →			
	d2 = 0/1 deletes/inserts the band-pass filter d3 = 0/1 disables/enables the loopback function d4 = 0/1 disables/enables the AUX IN+ and AUX IN- terminals d5 = 0/1 asynchronous/synchronous transmit and receive sections d6 = 0/1 gain control bits (see gain control section) d7 = 0/1 gain control bits (see gain control section)		

รูปที่ 5 แสดงข้อกำหนดของการติดต่อระดับ 2

การควบคุมฟังก์ชันการทำงานของรีจิสเตอร์ในส่วนเชื่อมต่อสัญญาณอนาลอกสามารถกระทำได้โดยตรงที่รีจิสเตอร์เหล่านั้น เช่นเดียวกับ พอร์ตอินพุตและอินพุตฟิลเตอร์เป็นการใช้รีจิสเตอร์เฉพาะของส่วนเชื่อมต่อสัญญาณอนาลอกดังตัวอย่างในรูปที่ 22 เป็นการเซตบิต d2 และ d4 ในรีจิสเตอร์ควบคุมเป็น 1 จะเป็นการเพิ่มอินพุตแบนด์พาสฟิลเตอร์และใช้อินพุตรอง

รีจิสเตอร์ A และ B บนส่วนเชื่อมต่อสัญญาณอนาลอกจะเป็นตัวควบคุมการทำงานของ ส่วนเชื่อมต่อสัญญาณอนาลอกโดยรีจิสเตอร์ A ประกอบด้วย TA, RA ซึ่งใช้ควบคุม ฟิลเตอร์ ส่วนรีจิสเตอร์ B จะประกอบด้วย TB, RB ซึ่งใช้ควบคุมตัวแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิทัลและตัวแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาลอก รีจิสเตอร์เหล่านี้เป็นส่วนหนึ่งของการเซตค่าภายใน

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)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนเชื่อมต่อสัญญาณอนาล็อกสามารถกำหนดค่าอัตราการซีกตัวอย่างและแบนด์วิธของแอนติเอเลียสซิ่ง
 เเลียสซิ่งฟิลเตอร์โดยใช้การติดต่อดระดับ 2 โดยให้เซตค่าเป็น 1 ใน 2 บิตแรก ทำให้มีการติดต่อดระดับ 2
 และข้อมูลจะถูกโหลดจากรีจิสเตอร์ส่งข้อมูลพอร์ตอนุกรมไปยังรีจิสเตอร์ควบคุมของส่วนเชื่อมต่อ
 สัญญาณอนาล็อก โดยในแต่ละครั้งทำได้ดังนี้

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

เราสามารถหาค่า A และ B เพื่อกำหนดค่าอัตราการซีกตัวอย่างและแบนด์วิธของแอนติเอเลียสซิ่ง
 ฟิลเตอร์ได้ดังนี้

6. การกำหนดค่า A และ B เพื่อกำหนดค่าอัตราการซีกตัวอย่าง(Fs)และแบนด์วิธของแอนติเอเลียสซิ่ง ฟิลเตอร์(BW)

ส่วนเชื่อมต่อสัญญาณอนาล็อกได้รับสัญญาณคล็อก (CLKIN) เท่ากับ 50 MHz ทำให้สามารถ
 กำหนดสัญญาณความถี่สูงสุด เป็น $MCLK = (CLKIN/4) = 12.5 \text{ MHz}$ ซึ่งสูงเกินกว่าส่วนเชื่อมต่อสัญญาณ
 อนาล็อกจะใช้ได้ (ใช้ได้สูงสุด 10 MHz) โดยสามารถวัดสัญญาณได้จากขา 8 ใน JP1 ดังนั้นสัญญาณสูงสุด
 ที่ใช้ได้จากคือสัญญาณเคล็อกหารด้วย 8 หรือ

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

ความถี่ของสวิทช์คาปาซิเตอร์ฟิลเตอร์สัมพันธ์กับค่า TA คือ

$$SCF = MCLK / (2 \times TA) \quad \text{-----} \quad (1)$$

ความถี่การสุ่มตัวอย่างสัมพันธ์กับค่า TA และ TB

$$Fs = MCLK / (2 \times TA \times TB) \quad \text{-----} \quad (2)$$

โดยทั่วไปแบนด์วิธของแอนติเอเลียสซิ่งฟิลเตอร์เท่ากับ 3600 Hz สำหรับความถี่ของสวิทช์คาปา
 ซิเตอร์ฟิลเตอร์ 288 kHz หากความถี่ของสวิทช์คาปาซิเตอร์ฟิลเตอร์เปลี่ยนแปลงค่าแบนด์วิธของแอนติเอ
 ลีสซิ่งฟิลเตอร์ก็จะเปลี่ยนไปในลักษณะอัตราส่วน

6.1 ออกแบบ $Fs = 8 \text{ kHz}$

กำหนดแบนด์วิธของแอนติเอเลียสซิ่งฟิลเตอร์เป็น 3600 Hz ที่ความถี่ของสวิทช์คาปาซิเตอร์
 ฟิลเตอร์เท่ากับ 288 kHz จาก (1)

$$\begin{aligned} TA &= MCLK / (2 \times SCF) = 6.25 \text{ MHz} / (2 \times 288 \text{ kHz}) \\ &= 10.85 \approx 11 = (01011)_2 \quad \text{-----} \quad (3) \end{aligned}$$

จาก (2)

$$\begin{aligned} TB &= MCLK / (2 \times TA \times Fs) \\ &= 6.25 \text{ MHz} / (2 \times 11 \times 8000) \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สวอนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= 35.51 \approx 36 = (100100)_6$$

จาก (3) จะได้ความถี่ของสวิทช์คาปาซิเตอร์ฟิลเตอร์ (ปฏิบัติ) เท่ากับ

$$SCF = 6.25 \text{ MHz} / (2 \times TA)$$

$$= 284.09 \text{ kHz}$$

และแบนด์วิธของแอนติเอเลียสซิ่งฟิลเตอร์เท่ากับ

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

$$= 3600(284.09 \text{ kHz} / 288 \text{ kHz})$$

$$= 3551.14 \text{ Hz}$$

จะได้ความถี่การสุ่มตัวอย่าง (Sampling frequency) เป็น

$$Fs = 6.25 \text{ MHz} / (2 \times TA \times TB)$$

$$= 6.25 \text{ MHz} / (2 \times 11 \times 36)$$

$$= 7891.41 \text{ Hz}$$

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



แยกบิตที่จะนำไปใช้เป็น 4 กลุ่ม โดยค่า $TB = RB$ ก็เช่นเดียวกัน



6.2 ออกแบบ $Fs = 10 \text{ kHz}$

ใช้แบนด์วิธของแอนติเอเลียสซิ่งฟิลเตอร์เป็น 3600 Hz ที่ความถี่ของสวิทช์คาปาซิเตอร์ฟิลเตอร์เท่ากับ 288 kHz เช่นเดียวเหมือนกับ $Fs = 8 \text{ kHz}$, $TA = 11$ จะได้

$$TB = 6.25 \text{ MHz} / (2 \times 11 \times 10000)$$

$$= 28.41 \approx 28 = (011100)_6$$

ความถี่สุ่ม (Sampling frequency) เป็น

$$Fs = 6.25 \text{ MHz} / (2 \times TA \times TB)$$

$$= 6.25 \text{ MHz} / (2 \times 11 \times 28)$$

$$= 10146 \text{ Hz}$$

ค่า B ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

หรือ B = 3872h

6.3 ออกแบบ Fs = 20 kHz

ออกแบบ BW = 8000 Hz

จาก BW = 3600 (New SCF / Set SCF)

ค่าความถี่ของสวิทช์คาปาซิเตอร์ฟิลเตอร์ค่าใหม่ เป็น

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

ค่า TA และ TB เป็น

$$TA = 6.25 \text{ MHz} / (2 \times 640 \text{ k})$$

$$= 4.88 \approx 5 = (00101)_b$$

$$TB = 6.25 \text{ MHz} / (2 \times 5 \times 20000)$$

$$= 31.25 \approx 31 = (011111)_b$$

ได้ความถี่ของสวิทช์คาปาซิเตอร์ฟิลเตอร์(ปฏิบัติ) เป็น

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

ได้แบนด์วิธของแอนติเอเลียสซิงฟิลเตอร์(ปฏิบัติ) เป็น

$$BW = 3600(625 \text{ kHz} / 288 \text{ kHz})$$

$$= 7812.5 \text{ Hz}$$

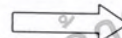
ความถี่การสุ่มตัวอย่าง (ปฏิบัติ) เป็น

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

ค่า A จะได้

$$00|00101|00|00101|00$$

$$xx|TA|xx|RA|$$

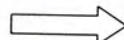


0A14h

ค่า B จะได้

$$0|011111|0|011111|10$$

$$x|TB|x|RB|$$



3E7Eh

ค่ารีจิสเตอร์ที่มีความถี่การสุ่มตัวอย่างแตกต่างกัน 4 ค่า คือ

ตารางที่ 3 ค่า TA และ TB สำหรับความถี่การซักร้อยต่าง ๆ

Fs (ออกแบบ), Hz	Fs (ปฏิบัติ)	TA	TB
8000	7891.41	0x162C	0x4892
10000	10146	0x162C	0x3872
16000	15943	0x0E1C	0x3872
20000	20161.29	0x0A14	0x3E4E

สำหรับ $F_s = 16 \text{ kHz}$ มี BW (ปฏิบัติ) 5580 Hz การเพิ่มค่าที่เซตในรีจิสเตอร์ TA' และ TB' จะทำให้ค่าความถี่การสุ่มตัวอย่างมีความละเอียดมากขึ้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

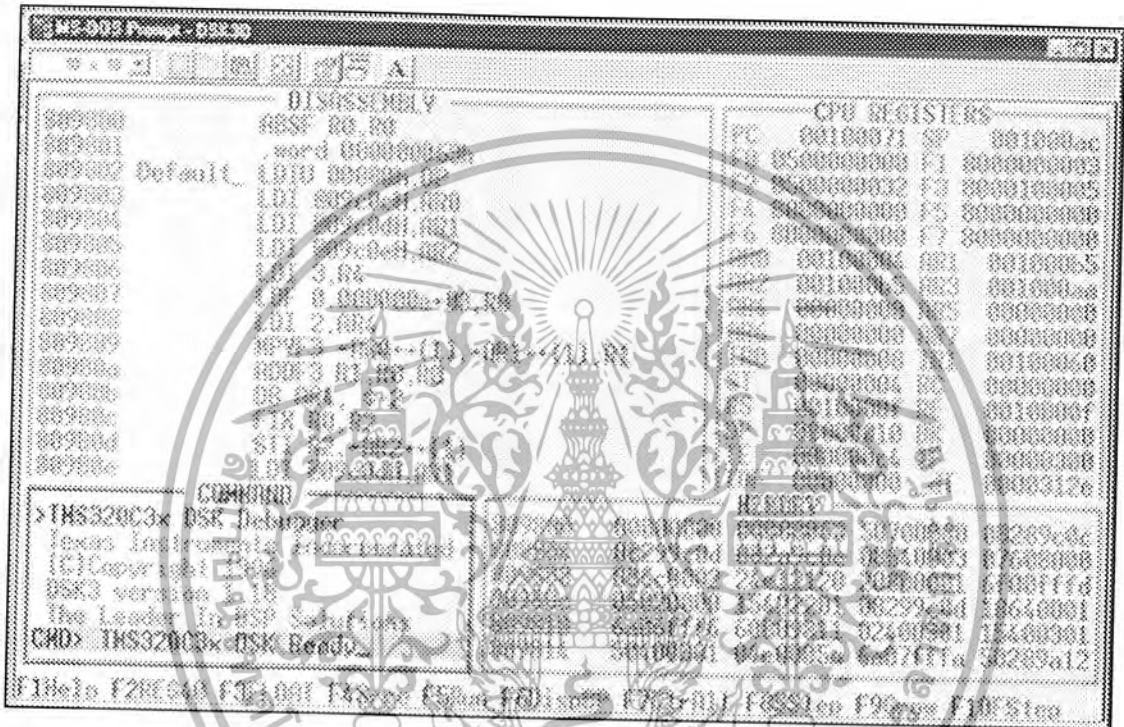


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การใช้งานบอร์ด TMS320C31 DSP STARTER KIT

การใช้งานบอร์ด TMS320C31 DSP STARTER KIT มีขั้นตอนการใช้งานดังนี้

1. ต่อบอร์ด TMS320C31 DSK เข้ากับพอร์ตนานของเครื่องไมโครคอมพิวเตอร์
2. จ่ายไฟ 10-12 Vdc ให้กับบอร์ด TMS320C31 DSK
3. ใช้คำสั่ง dsk3d ในการเรียกโปรแกรมดีบักเกอร์ หากไม่มีข้อผิดพลาดจะเข้าสู่โปรแกรมดังรูปที่ 1 ถ้ามีข้อผิดพลาดเครื่องจะแสดงข้อความดังรูปที่ 2



The screenshot displays the TMS320C31 DSK debugger interface. The main window is titled "TMS320C31 DSK" and shows the following sections:

- DISASSEMBLY:** A list of assembly instructions with their addresses and hex values. The first instruction is "RST 00,00" at address 00000000.
- CPU REGISTERS:** A table showing the current values of various CPU registers. The PC register is 00100071, and the SP register is 00100000.
- COMMANDS:** A list of available commands for the debugger, including "TMS320C31 DSK Delimiter", "TMS320C31 DSK Instrumentation", "TMS320C31 DSK CPU", "TMS320C31 DSK Version", "TMS320C31 DSK The Leader", and "TMS320C31 DSK Ready".

รูปที่ 1 แสดงการ Run โปรแกรม DSK3D เป็นไปอย่างถูกต้อง

```

- TESTING TMS320C3x DSK RESET AT PORT 0x378 (LPT1)
>>> HPACK did not respond (go low) to HPSIB falling (check LPT and power)
SELECT: 1) LPT1 0x378 (alternate LPT2)
        2) LPT2 0x278 (alternate LPT3)
        3) LPT3 0x3BC (alternate LPT1)
        4) More help

CHECK: TARGET POWER (LED IS RED OR GREEN)
LPTx PORT SELECTION
I/O CONNECTIONS AND CABLES
POWER CONSERVATION SOFTWARE (LAPTOPS)
AUTOEXEC.BAT, CONFIG.SYS AND BIOS
DAUGHTER CARDS
IF THE LED IS CYCLING R-Y-G THE KERNEL HAS LOADED
-----
The LPTx name or handle that is assigned to a port address depends on
the operating system. The DSK uses standard port conventions so you may
need to use a different port name to get the correct port address.
The systems LPT cross reference table is given below

SYSTEM TABLE LOCATED AT LPT1 00x378
RAM ADDRESS 0000:0400 LPT2 00x278
                  LPT3 00x3BC

```

รูปที่ 2 แสดงการ Run โปรแกรม DSK3D เมื่อมีข้อผิดพลาดเกิดขึ้น

4. ใช้คำสั่ง RESET ที่หน้าต่างควบคุมบนจอภาพเพื่อทำการรีเซ็ตฮาร์ดแวร์ทั้งหมด จะปรากฏดังรูปที่ 3 แสดงว่าโปรแกรมดีบักเกอร์พร้อมที่จะทำงานแล้ว
5. เมื่อต้องการโหลดโปรแกรมลงสู่บอร์ด DSK ให้ใช้คำสั่ง load ตามด้วยชื่อไฟล์นามสกุล .dsk หรือ .out เช่น โหลด matrix.dsk หรือ load matrix.out จากนั้นใช้คำสั่ง run หรือกด F5 บนจอภาพจะปรากฏดังรูปที่ 4
6. เมื่อต้องการดูค่าที่ได้จากการรันโปรแกรมว่าเก็บอยู่ในแอดเดรสที่กำหนดให้หรือไม่ให้ใช้คำสั่ง memd แล้วตามด้วย แอดเดรสที่เก็บค่านั้นเช่น memd 0x809C0C บนจอภาพจะปรากฏดังรูปที่ 5
7. เมื่อต้องการจะออกจากหน้าต่างดีบักเกอร์ให้ใช้คำสั่ง Exit หรือ Quit

หมายเหตุ การใช้งานอย่างละเอียดหาอ่านได้จาก TMS320C3x DSP Starter Kit User's Guide


```

MS-DOS Prompt - DSK3D
DISASSEMBLY
100063      LDIB SP,RR3
100064      PUSH R4
100065      PUSH RR4
100066      LDI @001b0H,R4
100067      BEQ @-7
100068      LDIB @001d0H,RR4
100069      RORI R4,RR4
10006a      LDIB @---RR4(1),R0
10006b      COLLU R0
10006c      SUBI 1,R4
10006d      BNE @-3
10006e      LDI @_cleanup_pl,R0
10006f      CALLNE R0
100070      CSXENIT NOP
100071      B @+0

COMMAND
reset
load matrix.out
seed 0x100000
(CMD>

CPU REGISTERS
PC 00100071 SP 001000ac
R0 0500000000 R1 2000000003
R2 0500000032 R3 0000100005
R4 0000000000 R5 0000000000
R6 0000000000 R7 0000000000
RR0 00100004 RR1 001000b5
RR2 00100015 RR3 001000aa
RR4 00000000 RR5 00000000
RR6 00000000 RR7 00000000
I00 00000000 I01 00100060
S1 00000004 R0 00000000
RS 0010000f RE 0010000f
OP 00000010 OR 00000000
IE 000000c4 IF 00000004
IOF 00000000 LdT 000068cb

MEMORY
100000 254476288 1342898196
100002 14 32
100004 50
100006 1342852651 1342701579
100008 25451824 40370178
10000a 000016609 1345061381
10000c 000016609 1346300033
F1Help F2REGs F3FLOP F4Srcs F5I00 F6I01 F7I02 F8SS1op F9C0w F10F%1op

```

รูปที่ 5 แสดงค่าที่ได้จากการ Run โปรแกรมในแอดแควตที่กำหนด

หน้าต่างดีบักเกอร์ (Debugger Window)

การเรียกใช้หน้าต่างดีบักเกอร์

คำสั่งที่เรียกใช้หน้าต่าง Debugger

dsk3d [option]

dsk3d เป็นคำสั่งที่เรียกใช้ หน้าต่าง Debugger

option เป็นการเพิ่มรายละเอียดของ Debugger

ตารางที่ 4 แสดงรายการ option ของ Debugger โดยในตารางจะอธิบาย option บาง option ที่ถูกเรียกใช้บ่อย

ตารางที่ 4 แสดง option ของ Debugger

Option	อธิบายสรุป
? หรือ HELP	การแสดงรายการของ option
AUTO	ค้นหาอัตโนมัติถ้า พอร์ตขนานสนับสนุนโหมด 8 บิต หรือ 4 บิต
BW = 4 , Nibble	การสื่อสารใช้พอร์ตขนานแบบมาตรฐาน 4 บิต mode unidirectional
BW = 5 , Byte	การสื่อสารใช้พอร์ตขนานแบบมาตรฐาน 8 บิต mode bidirectional
LPTx , LPT = x	เลือกพอร์ตพริ้นเตอร์ขนาน (LPT1 เป็น default)
PORT = 0x378	เลือก address ของ พอร์ตต่าง ๆ
RESET	รีเซต DSK (Cold Boot)
TEST	ค้นหาอัตโนมัติทั้ง LPT1 , LPT2 และ LPT3 เพื่อติดต่อกับ DSK
T = xx	เพิ่มบิต xx I/O ไชเคลสิพิเศษในการส่งแต่ละครั้งสำหรับสายที่ยาวหรือมี noise
WIN = 1	การจัดการหน้าต่าง Time Slice ให้ทำงาน
WIN = 0	การจัดการหน้าต่าง Time Slice ให้นหยุดการทำงาน และ เคลียร์อินเตอร์รัพท์

การแสดงผลของ option (? หรือ HELP option)

สามารถที่จะดูข้อมูลที่แสดงในตารางที่ 4 โดยใช้ ? หรือ HELP ดังตัวอย่าง

DSK3D ?



การเลือกพอร์ตขนาน (LPT = 3 หรือ LPT# option)

LPT option จะเลือกพอร์ตขนานจากการติดต่อของ DSK กับ host

พอร์ตพริ้นเตอร์ขนาน	หน้าที่
LPT1 หรือ LPT = 1	เลือกพอร์ตขนานที่ I/O address 0x378
LPT2 หรือ LPT = 2	เลือกพอร์ตขนานที่ I/O address 0x278
LPT3 หรือ LPT = 3	เลือกพอร์ตขนานที่ I/O address 0x3BC

หมายเหตุ สำหรับเครื่อง ESSA และ IBM PS/2s ใช้ LPTx ที่แตกต่างกัน

AT Conversion	EISA และ PS/2	I/O Address
LPT1	LPT2	0x378
LPT2	LPT3	0X278
LPT3	LPT1	0X3BC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเลือกพอร์ตขานานที่จะใช้ (พอร์ต option)

พอร์ต option เลือกพอร์ตขานานใน Address ที่มีให้ดังตัวอย่าง

port = 0x378

หมายความว่า เลือกพอร์ตขานานของ host ใน Address 0x378

การค้นหาพอร์ตขานานอัตโนมัติ (TEST option)

ใช้ test option ไปค้นหาในระบบเพื่อหาพอร์ตขานานที่จะติดต่อกับ DSK

หมายเหตุ ถ้ามีพอร์ตพรินเตอร์หรือการติดต่ออื่น ๆ ไปยังเครื่องคอมพิวเตอร์ จะต้องหยุดการทำงาน

ก่อนใช้ test option

การใช้โปรแกรมดีบั๊กเกอร์

I. หน้าต่างไดแอสเซมบลี (Disassembly Window)

หน้าต่างไดแอสเซมบลีแสดงการจองพื้นที่หน่วยความจำของโปรแกรมภาษาแอสเซมบลี ดังแสดงในรูป 6 ในหน้าต่างนี้จะแสดงโค้ด ซึ่งแต่ละบรรทัดจะแสดงให้เห็นถึงโครงสร้างของตำแหน่ง , โครงสร้างของออปโค้ด (Opcode) ชื่อและโครงสร้างของเนมโมนิค (Mnemonic) บรรทัดที่แสดงแถบสว่างจะเป็นคำสั่งต่อไปที่ถูกดำเนินการ

Instruction address	Instruction opcode	Label	Instruction mnemonic
DISASSEMBLY			
809c03	50700080	start	LDIU 00080h, DP
809c04	08349c2c		LDI @09c2cH, SP
809c05	07608000		LDF 0.000000e+00, R0
809c06	c610c1c0		LDI *AR0, R0 LDI *AR
809c07	c610c1c0		LDI *AR0, R0 LDI *AR
809c08	08600100		LDI 256, R0
809c09	09a09c00		LSH @09c00H, R0
809c0a	61809c0e		BRD jump
809c0b	07618000		LDF 0.000000e+00, R1
809c0c	07628000		LDF 0.000000e+00, R2
809c0d	07630000		LDF 1.000000e+00, R3
809c0e	07640000	jump	LDF 1.000000e+00, R4
809c0f	087b0003	loop	LDI 3, RC
809c10	64809c1a		RPTB block
809c11	02640001		ADDI 1, R4

รูปที่ 6 แสดงหน้าต่าง DISASSEMBLY

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการเลือกหน้าต่าง ไคเอสเอ็มบีทำได้โดย โคลกค ALT+D ขณะที่ในหน้าต่าง ไคเอสเอ็มบีสามารถใช้เคอร์เซอร์เลือกบรรทัดและใช้ฟังก์ชันคีย์ต่างๆ เพื่อตั้งหรือเคลียร์ตัวหยุด (Break point) ตารางที่ 15 แสดงรายละเอียดของ function key

2. หน้าต่างซีพียูรีจิสเตอร์ (CPU Register Window)

หน้าต่างนี้แสดงให้เห็นค่าต่างๆของรีจิสเตอร์ที่มีอยู่ในซีพียู ดังที่เห็นในรูปที่ 7 ตามปกติแล้วค่าที่บรรจุในรีจิสเตอร์จะเป็นเลขฐาน 16 สามารถกด F3 เพื่อแสดงค่ารีจิสเตอร์เป็นแบบ เลขจุดทศนิยม ถ้ากด F2 ค่าภายในรีจิสเตอร์จะเป็นแบบ 40 บิต (hexadecimal)

Register names			
C31 DSP STARTERS KIT			
PC	00809c03	SP	008098de
R0	00000000	R1	00000000
R2	00000000	R3	00000000
R4	00000000	R5	00000000
R6	00000000	R7	00000000
AR0	00000000	AR1	00000000
AR2	00000000	AR3	00000000
AR4	00000000	AR5	00000000
AR6	00000000	AR7	00000000
TR0	00000000	IR1	00000000
ST	00000000	RC	00000000
RS	00000000	RE	00000000
DP	00000000	BK	00000000
IE	00000000	IF	00000000

Register contents

รูปที่ 7 แสดงหน้าต่าง CPU รีจิสเตอร์

การเปลี่ยนแปลงค่ารีจิสเตอร์ทำได้โดยกด ALT+C สามารถเขียนค่าที่แถบข้อมูลที่เป็นแถบสีและกด ENTER เพื่อขอมรับการเปลี่ยนแปลง เมื่อแน่ใจและใช้ปุ่มเหล่านี้เพื่อเลือกข้อมูลที่ต้องการแก้ไข



3. หน้าต่างหน่วยความจำ (Memory Window)

หน้าต่างหน่วยความจำแสดงให้เห็นหน่วยความจำดังในรูปที่ 8 ในหน้าต่างจะมี 2 ส่วนคือ

- Address ในคอลัมน์แรกจะเป็นตำแหน่งของข้อมูล
- Data ค่าที่มีอยู่ในคอลัมน์ถัดมาจะแสดงค่าให้เห็นในตำแหน่งนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวอย่างหน้าต่างหน่วยความจำมีข้อมูล 5 คอลัมน์ คอลัมน์แรกแสดงตำแหน่ง ดังนั้นในแต่ละตำแหน่งถัดมาจะเป็นข้อมูล เนื่องจากแต่ละแถวแสดงข้อมูล 4 ค่า ดังนั้น ในคอลัมน์แสดงตำแหน่ง ค่าจะเพิ่มขึ้นทีละ 4 ตัวอย่างเช่นจากภาพ ที่ตำแหน่ง 0x00809800 มีค่าเท่ากับ 0x00000007 , ที่ตำแหน่ง 0x00809801 มีค่าเท่ากับ 0xFFFFFffc ที่ตำแหน่ง 0x00809804 (ค่าแรกในแถวที่ 2) มีค่าเท่ากับ 0x0080982C , ที่ตำแหน่ง 0x00809805 มีค่าเท่ากับ 0x00809839 เป็นต้น

Address column	Data columns			
	MEMORY			
809800	00000007	fffffffcc	00809802	00809827
809804	0080982c	00809839	0080983c	0080983f
809808	00809843	00809842	00809868	0080989a
80980c	008098a9	10800000	0f350000	0f300000
809810	0f200000	0f320000	0f280000	0f290000
809814	1a770004	6a050006	628098a9	50700080

รูปที่ 8 แสดงหน้าต่างหน่วยความจำ

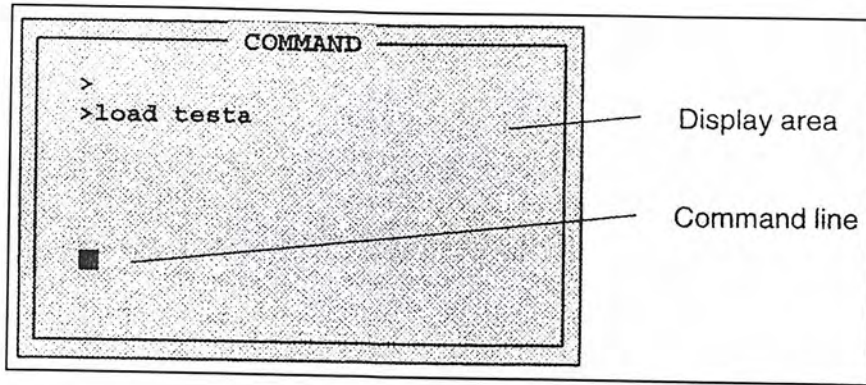
การเปลี่ยนแปลงค่าของหน้าต่างหน่วยความจำสามารถทำได้โดยกด ALT+M จึงจะสามารถเขียนข้อมูลทับได้ การเลือกซึ่งสามารถใช้ปุ่มดังนี้



4. หน้าต่างควบคุม (Command Window)

หน้าต่างควบคุมจะมีพื้นที่สำหรับส่งผ่านคำสั่ง คอรับคำสั่งและแสดงคำสั่งที่ผิดพลาด และข้อความผิดพลาด หน้าต่างควบคุมมี 2 ส่วนคือ





- ส่วนป้อนคำสั่ง (Command line) ส่วนนี้มีไว้ป้อนคำสั่ง เมื่อต้องการส่งผ่านคำสั่ง
- ส่วนแสดงผล (Display area) เป็นส่วนตอบรับคำสั่งที่ป้อนเข้ามาหรือแสดงเอาท์พุท อื่น ๆ จากคำสั่งและแสดงข้อความผิดพลาด



รูป 9 แสดงหน้าต่าง Command line และ Display area

เราสามารถใช่   เลือกคำสั่งที่ป้อนเข้ามาก่อนจากโปรแกรมดีบั๊กเกอร์ การแก้ไขคำสั่งแสดงในตารางที่ 5

ตารางที่ 5 การแก้ไขคำสั่ง

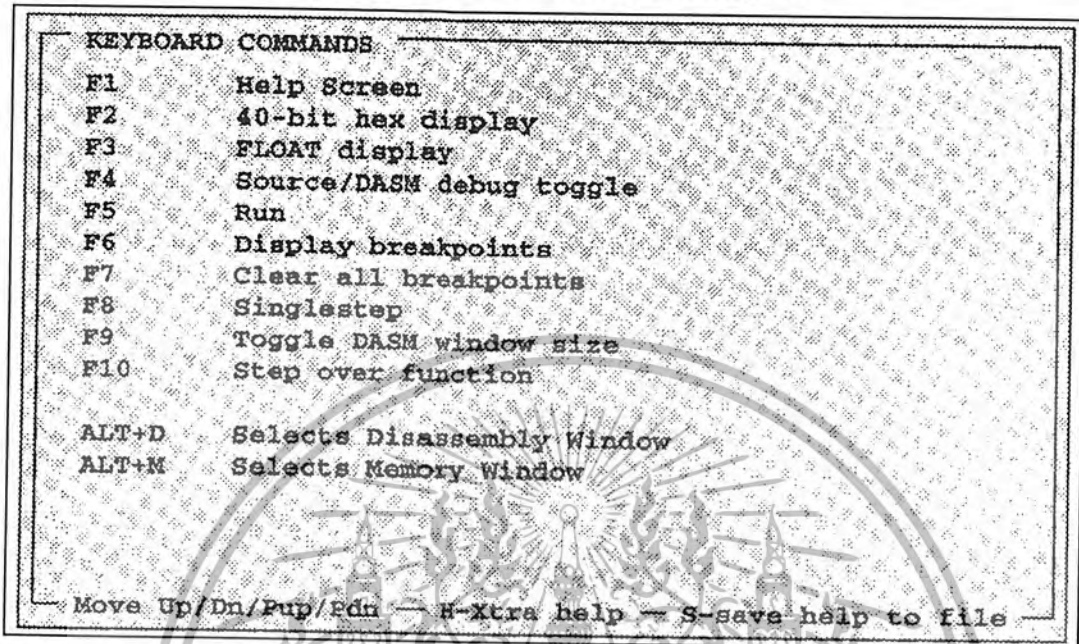
สิ่งที่ได้	ใช้ Command ต่อไปนี้
เลื่อนไปตลอดคำสั่ง	 
แทรก และเขียนทับ	INS
ลบตัวอักษรที่ตำแหน่งเคอร์เซอร์	DEL
เลื่อนไปยังบรรทัดเริ่มต้น	HOME
เลื่อนไปยังบรรทัดสุดท้าย	END
เคลียร์คำสั่ง	ESC
เลือกคำสั่งจากโปรแกรม	 

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. การใช้เมนูช่วยเหลือ

สามารถกดปุ่ม F1 หรือปุ่ม H เพื่อให้หน้าต่างช่วยเหลือเปิดขึ้นมาแสดงให้เห็นดังรูปที่ 57

รูปที่ 10 แสดงรายละเอียดของหน้าต่าง Help Menu



การเลื่อนไปยังหน้าต่าง Help สามารถใช้

- PGUP เลื่อนไปยังรายการด้านบน
- PGDN เลื่อนกลับไปยังรายการเดิม
- HOME กลับไปยังรายการแรกของ Help Menu
- END ไปยังรายการสุดท้ายของ Help Menu
- S เซฟ Help Text เป็น ไฟล์
- ESC ออกจาก Help Menu และกลับไปยัง Debugger
- H เพื่อผ่านไปยัง Help อันดับที่ 2 ส่วนใหญ่จะเกี่ยวกับฮาร์ดแวร์และการใช้คำสั่งเฉพาะของ Debugger

คำสั่ง Debugger

ในตารางจะเป็นการสรุปปุ่มฟังก์ชันและคำสั่งของดีบั๊กเกอร์

ตารางที่ 6 คำสั่งแก้ไขในบรรทัด

สิ่งที่ได้	ใช้คำสั่งต่อไปนี้
เลื่อนเคอร์เซอร์ไปยังจุดเริ่มต้นของส่วนรับคำสั่ง	HOME
เลื่อนเคอร์เซอร์ไปยังจุดสุดท้ายของส่วนรับคำสั่ง	END
ลบตัวอักษรด้านซ้ายของเคอร์เซอร์	DEL
ลบตัวอักษรด้านขวาของเคอร์เซอร์	SHIFT+END
เลื่อนเคอร์เซอร์ไปด้านซ้าย	←
เลื่อนเคอร์เซอร์ไปด้านขวา	→

ตารางที่ 7 Command-Line Buffer Manipulation

สิ่งที่ได้	ใช้คำสั่งต่อไปนี้
เรียกคำสั่งสุดท้าย	PAGE UP หรือ ↑
เรียกคำสั่งแรกใน ส่วนรับคำสั่งอีกครั้ง	PAGE DOWN หรือ ↓
ปฏิบัติในคำสั่งสุดท้ายอีกครั้ง	TAB

ตารางที่ 8 การสั่งงาน โปรแกรม

สิ่งที่ได้	ใช้คำสั่งต่อไปนี้
ปฏิบัติทีละคำสั่ง	SS
ปฏิบัติทีละ n คำสั่ง	XN n
ปฏิบัติจนถึง โครงสร้างที่ถูกกำหนดใน addr	XG addr
ปฏิบัติ โปรแกรมจนถึงจุดหยุด	RUN
ปฏิบัติ โปรแกรมและละเลยจุดหยุด	RUNF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 9 การแสดงผลและการเปลี่ยนแปลงข้อมูล

สิ่งที่ได้	ใช้คำสั่งต่อไปนี้
การแสดงผลค่าที่อยู่ในหน่วยความจำที่ addr ในหน้าต่างหน่วยความจำ	MEM addr
การเปลี่ยนแปลงค่าในหน่วยความจำที่ addr	MM addr
ใส่ค่า leng ไปในหน่วยความจำโดยเริ่มต้นที่ addr ด้วย val ถ้า val เป็นค่า floating-point เฉพาะจะถูกเปลี่ยนแปลงไปเป็น ค่า floating-point ของ TMS320	MM addr leng val
แสดงภาษาแอสเซมบลี ที่ addr ในหน้าต่าง ไคแอสเซมบลี	DASM addr
แสดงรีจิสเตอร์แบบ 40 บิตในหน้าต่างรีจิสเตอร์	REG40
แสดงรีจิสเตอร์แบบ 40 บิตเป็นแบบจุดทศนิยมในหน้าต่างรีจิสเตอร์	FLOAT
การเปลี่ยนแปลง reg ในหน้าต่างซีพียูรีจิสเตอร์ กับค่าจาก expression ดังตัวอย่าง PC = 0x809800 R0 = 1.34	reg = expression

ตารางที่ 10 การจัดการ Breakpoint

สิ่งที่ได้	ใช้คำสั่งต่อไปนี้
เซตจุดหยุดที่ addr	SB addr
เคลียร์จุดหยุดที่ addr	CB addr
เคลียร์ทุกจุดหยุด	CB
แสดงรายการจุดหยุดทั้งหมดที่ถูกเซต	DB

ตารางที่ 11 การโหลดโปรแกรม

สิ่งที่ได้	ใช้คำสั่งต่อไปนี้
โหลดไฟล์	LOAD filename
โหลดสัญลักษณ์	SLOAD filename
โหลดไบนารี	BLOAD filename
เคลียร์สัญลักษณ์	SCLEAR

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 12 Performing System Tasks

สิ่งที่ได้	ใช้คำสั่งต่อไปนี้
รีเซต DSK	RESET
ออกจากดิสก์เก็ต	QUIT , EXIT
ออกไปยัง DOS และปฏิบัติตามคำสั่ง , และพิมพ์ EXIT เพื่อกลับมาที่ดิสก์เก็ต	DOS (Expression to Run)
ออกไปยัง DOS และทำการแก้ไขไฟล์ (ถ้าไม่มีไฟล์ให้แก้ไขจะโหลดไฟล์ปัจจุบันมาใช้)	EDIT filename
ออกไปยัง DOS และแปลง DSK แอสเซมบลอร์ไปเป็นไฟล์แอสเซมบลอร์	dsk3a filename.asm



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาบัตรฉบับนี้จะสำเร็จลุล่วงไม่ได้ หากขาดความช่วยเหลือและชี้แนะจากหลายท่าน ซึ่งผู้จัดทำต้องขอขอบคุณไว้อย่างจริงใจคือ อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์อัครพล ตริรัตน์ ที่ให้คำปรึกษาตลอดจนชี้แนะแนวทางการแก้ไขปัญหาต่างๆ ที่มีคุณค่าในการปรับปรุงและแก้ไขปริญญาบัตรฉบับนี้เป็นอย่างมาก อาจารย์ศรวัฒน์ ชิวปรีชา ซึ่งให้คำปรึกษาและให้ความช่วยเหลือมาโดยตลอด

ขอขอบคุณ Prof. Dr.M.D.LUTOVAC, The University of Belgrade; SERBIA สำหรับคำตอบที่มีคุณค่ารวมทั้ง ผศ.สุรพันธ์ ยี่ม่นและอาจารย์พยุง เดชอยู่ ภาควิชาฟิสิกส์อุตสาหกรรมและอุปกรณ์การแพทย์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือที่เอื้อเฟื้อสถานที่ วัสดุอุปกรณ์และเครื่องมือที่ใช้ในการทดลอง คุณสาวตรี กลั่นเอี่ยม และคุณสุกัญญา แพรสมบูรณ์ สำหรับความช่วยเหลือในการใช้เครื่องมือทดลอง คุณภัทรพงศ์ จันทรัตน์ สำหรับคำแนะนำผู้จัดทำขอบคุณทุกๆ ท่านไว้ ณ ที่นี้

สุดท้ายผู้จัดทำขอขอบพระคุณ คุณพ่อและคุณแม่ที่ให้การศึกษานำให้กำลังใจและสนับสนุนการตัดสินใจไม่ว่าเรื่องใดๆ ก็ตาม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

- [1] มนัส สังวรศิลป์, วรรัตน์ ภัทรอมรกุล, “คู่มือการใช้ MATLAB ฉบับสมบูรณ์” อินโฟเพรส, 2543.
- [2] Alan N. Willson, Jr and H. J. Orchard, “ Insights into Digital Filters Made as the Sum of Allpass Fuctions ”, IEEE Trans. Circuit and Systems, Vol.42, No.3, pp. 129-137, March, 1995.
- [3] Ljiljana D. Milić and Miroslav D. Lutovac, “ Design of Multiplierless Elliptic IIR Filters with a Small Quantization Error ”, IEEE Trans. Signal Processing, Vol.47, No.2, pp. 469-479, Feb. 1999.
- [4] Miroslav D. Lutovac and Ljiljana D. Milić , “ Design of Computationally Efficient Elliptic IIR Filters with a Reduces Number of Shift-and-Add Operations in Multipliers ”, IEEE Trans. Signal Processing, Vol.45, No.10, pp. 2422-2430, Oct. 1997.
- [5] Miroslav D. Lutovac, Dejan V. Tošić and Brian L. Evans, “ Filter Design for Signal Processing Using MATLAB[®] and Mathematica[®] ”, Prentice-Hall, 2001.
- [6] P. P. Vaidyanathan, Sanjit K. Mitra and Yrjö Neuvo, “ A New Approach to the Realization of Low-Sensitivity IIR Digital Filters ”, IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Processing, Vol. ASSP-34, No.2, pp. 350-361, April, 1986.
- [7] Sanjit K. Mitra, “Digital Signal Processing a Computer-Base Approach”, McGraw-Hill, Singapore, 2002.

