

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง



การออกแบบตัวกรองเชิงเลขแบบอีลิปติกแบนด์แคบที่ปราศจากตัวคูณ ชนิดไอไออาร์

DESIGN OF MULTIPLIERLESS ELLIPTIC NARROWBAND IIR DIGITAL FILTERS



เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....62069.....
วัน,เดือน,ปี.....27 ก.ค. 2549.....

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

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2547

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบตัวกรองเชิงเลขแบบอีลิปติกแบนด์แคบที่ปราศจากตัวคูณ ชนิดไอไออาร์
DESIGN OF MULTIPLIERLESS ELLIPTIC NARROWBAND IIR DIGITAL FILTERS

โดย

นางสาวนันทวัน ศรีจันทร์ 44010254

นางสาวเบญจพร โคตรสมบัติ 44010271

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ.อัครพล ตีร์รัตน์

อ.ศรวต์น์ ชิวปรีชา

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2547

.b.....

.i.....

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2547

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง


เรื่อง การออกแบบตัวกรองเชิงเลขแบบอีลิปติกแบนด์แคบที่ปราศจากตัวคูณ ชนิดไอโออาร์

DESIGN OF MULTIPLIERLESS ELLIPTIC NARROWBAND IIR DIGITAL FILTERS

ผู้จัดทำ

1.นางสาวนันทวัน ศรีจันทร์ 44010254

2.นางสาวเบญจพร โคตรสมบัติ 44010271


.....อาจารย์ที่ปรึกษา

(ผศ.อัครพล ศรีรัตน์)


.....อาจารย์ที่ปรึกษา

(อ.ศรวัดน์ ชิวปรีชา)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบตัวกรองเชิงเลขแบบอีลิปติกแบนด์แคบที่ปราศจากตัวคูณ ชนิดไอโออาร์

DESIGN OF MULTIPLIERLESS ELLIPTIC NARROWBAND IIR DIGITAL FILTERS

โดย นางสาวนันทวัน ศรีจันทร์ 44010254

นางสาวเบญจพร โคตรสมบัติ 44010271

อาจารย์ที่ปรึกษา ผศ.อักรพล ศรีรัตน์

อ.ศรวัฒน์ ชิวปรีชา

บทคัดย่อ

โครงการนี้นำเสนอแนวทางใหม่ในการออกแบบและการสร้างตัวกรองสัญญาณเชิงเลขแบบอีลิปติกแบนด์แคบ ชนิด ไอ โอ อาร์ โดยเลือกโครงสร้างให้ปราศจากตัวคูณ (Multiplierless Elliptic Narrow-Band IIR Digital Filter) โดยทำการแทนค่าคงที่ที่ใช้ในกระบวนการคูณด้วยตัวเลื่อน(Shifters) และตัวบวก (Adders) จำนวนน้อยที่สุด แนวทางที่นำเสนอขึ้นอยู่กับพื้นฐานของการวิเคราะห์ค่าความไวต่อการตอบสนอง (Sensitivity) โดยจำลองการทำงานของตัวกรองสัญญาณเชิงเลขที่สร้างขึ้นด้วยโปรแกรม MATLAB แบบด้วยก่อนนำไปออกแบบด้วยภาษา VHDL มาทำการออกแบบลงบนอุปกรณ์ FPGA ของบริษัท Altera และใช้ โปรแกรม MAX+PlusII ในการพัฒนา และนำมาทำการเปรียบเทียบกับผลตอบสนองทางขนาดและความถี่เป็นไปตามทฤษฎีที่ได้จำลองการทำงานไว้

Abstract

This project presents a new technique for the design and implementation of multiplierless elliptic 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 use VHDL to design onto Altera FPGA by using MAX+plusII program, synthesis for IIR filter. The accurate frequency responses are compared with the theoretical results

สารบัญ

	หน้า
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 คุณสมบัติของลำดับการสกรอร์รี่และลำดับบอโตการรี่	12
2.1.11 รูปแบบนอร์มอลไลซ์ของคอรรี่	13
2.2 ทฤษฎีตัวกรองดิจิทัล	14
2.2.1 องค์ประกอบของตัวกรองดิจิทัล	14
2.2.2 โครงสร้างของตัวกรองดิจิทัลแบบไอโออาร์	15
2.2.2.1 โครงสร้างแบบโคโดยตรง 1 หรือ DF1	16
2.2.2.2 โครงสร้างแบบโคโดยตรง 2 หรือ DF2	17
2.2.2.3 โครงสร้างแบบออลพาส	18
2.2.2.4 โครงสร้างแบบค่ออนุกรมและโครงสร้างแบบค่อขนาน	21
2.2.2.5 โครงสร้างการค่อแบบขนานของสองโครงข่ายออลพาส	22
2.3 เทคนิคการปรับโครงสร้างตัวกรองให้ปราศจากตัวคูณ	24
2.3.1 ทฤษฎีสมการฟังก์ชันถ่ายโอนออลพาส	24
2.3.2 การวิเคราะห์ความไวต่อการค่อสนอง	25

2.3.2.1	ความไวต่อการตอบสนองแอมพลิจูดสำหรับออลพาส	25
2.3.2.2	ฟังก์ชันความไวทางเฟสของเทอมออลพาส	
	อันดับที่ 1 และอันดับที่ 2	27
2.3.2.3	คุณสมบัติของฟังก์ชันความไวต่อการตอบสนอง	27
2.3.3	เฟสทอเลอเรนส์สคีม	29
2.3.4	ฟังก์ชันการถ่ายโอน	30
2.3.4.1	ฟังก์ชันถ่ายโอน EMQF	30
2.3.4.2	ค่าคงที่ในส่วนที่เป็นออลพาส	32
2.3.4.3	ส่วนประกอบระนาบ z และขอบความถี่ช่วงความถี่หยุด	33
2.3.4.4	การออกแบบตัวกรองอิลิปติกที่ปราศจากตัวคูณชนิดไอโออาร์	34
บทที่ 3	การสร้างและการออกแบบ	36
3.1	กำหนดขอบเขตการออกแบบ (Design Space)	36
3.2	การออกแบบที่ 1	37
3.2.1	การเลือกค่า α และค่า f_{3dB}	37
3.2.1.1	หาค่า α_i และค่า f_{3dB}	38
3.2.2	การเลือกค่า β	39
3.2.2.1	หาค่า n	40
3.2.2.2	หาค่า $\beta_{max 1}$	41
3.2.2.3	หาค่า $\beta_{max 2}$	44
3.2.2.4	หาค่า β_{max}	47
3.2.2.5	หาค่า β_3	48
3.2.3	ค่าคงที่กลุ่มที่สอง α_1 และ β_3	52
3.2.3.1	หาค่า β_{3q}	56
3.2.3.2	หาค่า α_{1q}	59
3.3	การออกแบบที่ 2	62
3.3.1	การเลือกค่า α	62
3.3.1.1	หาค่า α_i และค่า f_{3dB}	63
3.3.2	การเลือกค่า β	64
3.3.2.1	หาค่า n	65
3.3.2.2	หาค่า $\beta_{max 1}$	66
3.3.2.3	หาค่า $\beta_{max 2}$	69

3.3.2.4	หาค่า β_{\max}	72
3.3.2.5	หาค่า β_3 และ α_1	73
3.3.3	ค่าคงที่กลุ่มที่สอง α_1 และ β_3	77
3.3.3.1	หาค่า β_{3q}	81
3.3.3.2	หาค่า α_{1q}	84
บทที่ 4	การทดลองและผลการทดลอง	87
4.1	หาผลตอบสนองของการออกแบบที่ 1 ตัวกรองเชิงเลขที่ปราศจากตัวคูณ	87
4.1.1	ผลตอบสนองทางความถี่ของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านที่ปราศจากตัวคูณจากการจำลองการทำงาน	87
4.1.2	ค่าการลดทอนของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านที่ปราศจากตัวคูณจากการจำลองการทำงาน	88
4.2	หาผลตอบสนองของการออกแบบที่ 2 ตัวกรองเชิงเลขแบบแบนด์แคบที่ปราศจากตัวคูณ	89
4.2.1	ผลตอบสนองทางความถี่ของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านแบบแบนด์แคบที่ปราศจากตัวคูณจำลองการทำงาน	89
4.2.2	ค่าการลดทอนของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านแบบแบนด์แคบที่ปราศจากตัวคูณจำลองการทำงาน	90
4.3	ผลการทำงานการออกแบบที่ 1 ตัวกรองเชิงเลขที่ปราศจากตัวคูณ	91
4.3.1	ผลการจำลองการทำงานการออกแบบที่ 1 ตัวกรองเชิงเลขที่ปราศจากตัวคูณ โดยใช้เมท แล็บ	91
4.3.2	ผลการทำงานการออกแบบที่ 1 ตัวกรองเชิงเลขที่ปราศจากตัวคูณ โดยสร้างใช้งานจริง	93
4.4	ผลการการทำงานการออกแบบที่ 2 ตัวกรองเชิงเลขที่ปราศจากตัวคูณ	
4.4.1	ผลการจำลองการทำงานการออกแบบที่ 2 ตัวกรองเชิงเลขที่ปราศจากตัวคูณ โดยใช้เมทแล็บ	95
4.4.2	ผลการทำงานการออกแบบที่ 2 ตัวกรองเชิงเลขที่ปราศจากตัวคูณ โดยสร้างใช้งานจริง	97
4.5	ผลการออกแบบวงจร โดยใช้ภาษาวีเอชดีแอล	
4.5.1	การสร้างจริงจากการออกแบบ โดยใช้ภาษาวีเอชดีแอล	99
4.5.1.1	การออกแบบ โครงข่ายออลพาสอันดับ 1	102
4.5.1.2	การออกแบบ โครงข่ายออลพาสอันดับ 2	105

4.5.2 วงจรบวก (Add)	110
4.5.3 วงจรหารความถี่ (Frequency Divider)	111
4.5.4 วงจรสร้างสัญญาณควบคุม (Control Unit)	112
4.5.5 วงจรกลับบิตเครื่องหมาย (Converse Sign Bit)	113
4.5.6 วงจรทวอคอมพลีเมนต์ (Twos complement)	114
4.5.7 วงจรเลื่อน (Shift)	115

บทที่ 5 บทวิจารณ์และบทสรุป

116

ภาคผนวก

กิตติกรรมประกาศ

หนังสืออ้างอิง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

	หน้า
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 $\mu[n - 2]$	8
รูปที่ 2.7 ระบบที่มีความเป็นเชิงเส้น	9
รูปที่ 2.8 คุณสมบัติของระบบไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา	9
รูปที่ 2.9 ระบบเชิงเส้นไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา	10
รูปที่ 2.10 ไคอะแกรมการทำงานของตัวกรองดิจิทัลพื้นฐาน	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 แสดงโครงสร้างแบบค้อนุกรม	21
รูปที่ 2.17 แสดงโครงสร้างตัวกรองดิจิทัลแบบไอโออาร์ ที่มีโครงสร้างแบบค้อนุกรม	22
รูปที่ 2.18 แสดงโครงสร้างการต่อแบบขนานของสองโครงข่ายออลพาส	23
รูปที่ 2.19 ตัวอย่างโครงสร้างการต่อแบบขนานของสองโครงข่ายออลพาส	23
รูปที่ 2.20ก ออลพาสอันดับที่ 1, ความไวต่อการตอบสนองทางเฟส (Phase Sensitivity) ของ α	27
รูปที่ 2.20ข ออลพาสอันดับที่ 2, ความไวต่อการตอบสนองทางเฟส (Phase Sensitivity) ของ α	28
รูปที่ 2.20ค ออลพาสอันดับที่ 2, ความไวต่อการตอบสนองทางเฟส (Phase Sensitivity) ของ β	28
รูปที่ 2.21 เฟสทอเลอแรนซ์สคีม (Phase Tolerance Scheme)	29
รูปที่ 3.1 Attenuation-limit Specification และ Attenuation of Elliptic Filter	36

รูปที่ 3.2	แสดงฟังก์ชันความไวต่อการตอบสนองของ α_1	53
รูปที่ 3.3	แสดงฟังก์ชันความไวต่อการตอบสนองของ α_2	53
รูปที่ 3.4	แสดงฟังก์ชันความไวต่อการตอบสนองของ β_2	53
รูปที่ 3.5	แสดงฟังก์ชันความไวต่อการตอบสนองของ β_3	53
รูปที่ 3.6	การประมาณค่าฟังก์ชันผลต่างเฟสในช่วงความถี่หยุดก่อนการควอนไทซ์ β_3	54
รูปที่ 3.7	การประมาณค่าฟังก์ชันผลต่างเฟสในช่วงความถี่หยุดหลังการควอนไทซ์ β_3	55
รูปที่ 3.8	แสดงฟังก์ชันความไวต่อการตอบสนองของ α_1	78
รูปที่ 3.9	แสดงฟังก์ชันความไวต่อการตอบสนองของ α_2	78
รูปที่ 3.10	แสดงฟังก์ชันความไวต่อการตอบสนองของ β_2	78
รูปที่ 3.11	แสดงฟังก์ชันความไวต่อการตอบสนองของ β_3	78
รูปที่ 3.12	การประมาณค่าฟังก์ชันผลต่างเฟสในช่วงความถี่หยุดก่อนการควอนไทซ์ β_3	79
รูปที่ 3.13	การประมาณค่าฟังก์ชันผลต่างเฟสในช่วงความถี่หยุดหลังการควอนไทซ์ β_3	80
รูปที่ 4.1	ผลตอบสนองทางความถี่ของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่าน ที่ปราศจากตัวคูณอันดับที่ 5 จากการจำลองการทำงาน	87
รูปที่ 4.2	ค่าการลดทอนของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านที่ปราศจากตัวคูณ อันดับที่ 5 ช่วงความถี่ระหว่าง 0 ถึง 0.18 จากการจำลองการทำงาน	88
รูปที่ 4.3	ค่าการลดทอนของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านที่ปราศจากตัวคูณ อันดับที่ 5 ช่วงความถี่ระหว่าง 0.15 ถึง 0.5 จากการจำลองการทำงาน	88
รูปที่ 4.4	ผลตอบสนองทางความถี่ของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านที่ปราศจากตัวคูณ อันดับที่ 5 จากการจำลองการทำงาน	89
รูปที่ 4.5	ค่าการลดทอนของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านที่ปราศจากตัวคูณ อันดับที่ 5 ช่วงความถี่ระหว่าง 0 ถึง 0.14 จากการจำลองการทำงาน	90
รูปที่ 4.6	ค่าการลดทอนของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านที่ปราศจากตัวคูณ อันดับที่ 5 ช่วงความถี่ระหว่าง 0.15 ถึง 0.5 จากการจำลองการทำงาน	90
รูปที่ 4.7	ผลของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านที่ปราศจากตัวคูณอันดับที่ 5 โดยใช้เมทแลบ	92
รูปที่ 4.8	ผลของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านที่ปราศจากตัวคูณอันดับที่ 5 โดยการสร้างจริง	94
รูปที่ 4.9	ผลของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านที่ปราศจากตัวคูณอันดับที่ 5 โดยใช้เมทแลบ	96
รูปที่ 4.10	ผลของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านที่ปราศจากตัวคูณอันดับที่ 5 โดยการสร้างจริง	98
รูปที่ 4.11	โครงสร้างตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านที่ปราศจากตัวคูณอันดับที่ 5	99
รูปที่ 4.12	โครงสร้างตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านที่ปราศจากตัวคูณอันดับที่ 5	99
รูปที่ 4.13	สัญลักษณ์ ของออลพาซของการออกแบบที่ 1	100
รูปที่ 4.14	สัญลักษณ์ ของออลพาซของการออกแบบที่ 2	101
รูปที่ 4.15	โครงข่ายออลพาซอันดับที่ 1	102
รูปที่ 4.16	สัญลักษณ์ของออลพาซอันดับที่ 1 ของการออกแบบที่ 1	103

รูปที่ 4.17 สัญลักษณ์ของอาลพาสันดับที่ 1 ของการออกแบบที่ 2	104
รูปที่ 4.18 โครงข่ายออลพาสันดับที่ 2	105
รูปที่ 4.19 สัญลักษณ์ของอาลพาสันดับที่ 2 สาขา a ของการออกแบบที่ 1	106
รูปที่ 4.20 สัญลักษณ์ของอาลพาสันดับที่ 2 สาขา b ของการออกแบบที่ 1	107
รูปที่ 4.21 สัญลักษณ์ของอาลพาสันดับที่ 2 สาขา a ของการออกแบบที่ 2	108
รูปที่ 4.22 สัญลักษณ์ของอาลพาสันดับที่ 2 สาขา b ของการออกแบบที่ 2	109
รูปที่ 4.23 สัญลักษณ์ของวงจรววก(Add)	110
รูปที่ 4.24 ผลการจำลองการทำงานของวงจรววก(Add)	110
รูปที่ 4.25 สัญลักษณ์ของวงจรรหารความถี่ (Frequency Divider)	111
รูปที่ 4.26 ผลการจำลองการทำงานของวงจรรหารความถี่ (Frequency Divider)	111
รูปที่ 4.27 สัญลักษณ์ของวงจรสร้างสัญญาณควบคุม (Control Unit)	112
รูปที่ 4.28 ผลการจำลองการทำงานของวงจรสร้างสัญญาณควบคุม (Control Unit)	112
รูปที่ 4.29 สัญลักษณ์ของวงจรถกลับบิตเครื่องหมาย (Converse Sign Bit)	113
รูปที่ 4.30 ผลการจำลองการทำงานของวงจรถกลับบิตเครื่องหมาย (Converse Sign Bit)	113
รูปที่ 4.31 สัญลักษณ์ของวงจรถคอมพลิเมนต์ (Twos complement)	114
รูปที่ 4.32 ผลการจำลองการทำงานของวงจรถคอมพลิเมนต์ (Twos complement)	114
รูปที่ 4.33 สัญลักษณ์ของวงจรเลื่อน (Shift)	115
รูปที่ 4.34 ผลการจำลองการทำงานของวงจรเลื่อน (Shift)	115

สารบัญตาราง

ตารางที่ 2.1 แสดงเทอมออลพาสอันดับที่ 1	27
ตารางที่ 2.2 แสดงเทอมออลพาสอันดับที่ 2	27
ตารางที่ 2.3 แสดงสมการสำหรับคำนวณหาสัมประสิทธิ์ในเทอมออลพาส ฟังก์ชันถ่ายโอนที่มาจากตัวกรอง EMQF	33
ตารางที่ 2.4 แสดงค่าของ α และ f_{3dB} ที่ได้จากสมการที่ 2.63	34
ตารางที่ 3.1 แสดงขั้นตอนการหาค่า α_1 และค่า f_{3dB}	38
ตารางที่ 3.2 แสดงขั้นตอนการหาค่า n	40
ตารางที่ 3.3 แสดงขั้นตอนการหาค่า $\beta_{max 1}$	41
ตารางที่ 3.4 แสดงขั้นตอนการหาค่า $\beta_{max 2}$	44
ตารางที่ 3.5 แสดงขั้นตอนการหาค่า β_{max}	47
ตารางที่ 3.6 แสดงขั้นตอนการหาค่า β_3 และ α_1	48
ตารางที่ 3.7 แสดงขั้นตอนการหาค่า β_q	56
ตารางที่ 3.8 แสดงขั้นตอนการหาค่า α_q	59
ตารางที่ 3.9 แสดงขั้นตอนการหาค่า α_1 และค่า f_{3dB}	63
ตารางที่ 3.10 แสดงขั้นตอนการหาค่า n	65
ตารางที่ 3.11 แสดงขั้นตอนการหาค่า $\beta_{max 1}$	66
ตารางที่ 3.12 แสดงขั้นตอนการหาค่า $\beta_{max 2}$	69
ตารางที่ 3.13 แสดงขั้นตอนการหาค่า β_{max}	72
ตารางที่ 3.14 แสดงขั้นตอนการหาค่า β_3 และ α_1	73
ตารางที่ 3.15 แสดงขั้นตอนการหาค่า β_{3q}	81
ตารางที่ 3.16 แสดงขั้นตอนการหาค่า α_q	84
ตารางที่ 4.1 ผลการจำลองการทำงานการออกแบบที่ 1 ตัวกรองเชิงเลข ที่ปราศจากตัวคูณ โดยใช้เมทแลบ	91
ตารางที่ 4.2 ผลการจำลองการทำงานการออกแบบที่ 1 ตัวกรองเชิงเลข ที่ปราศจากตัวคูณ โดยการสร้างจริง ใช้ภาษาวีเอชดีแอล	93
ตารางที่ 4.3 ผลการจำลองการทำงานการออกแบบที่ 1 ตัวกรองเชิงเลข ที่ปราศจากตัวคูณ โดยใช้เมทแลบ	95
ตารางที่ 4.4 ผลการจำลองการทำงานการออกแบบที่ 2 ตัวกรองเชิงเลข ที่ปราศจากตัวคูณ โดยใช้ภาษาวีเอชดีแอล	97

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาของหัวข้อปริญญานิพนธ์

ในปัจจุบันการสื่อสารเข้ามามีบทบาทในชีวิตประจำวันเป็นอย่างมาก การส่งสัญญาณจากต้นทางไปยังปลายทางนั้นจะต้องผ่านตัวกลางต่างๆ ของระบบสื่อสาร ซึ่งโดยทั่วไปสัญญาณที่ทำการส่งเมื่อไปถึงยังปลายทางแล้วนั้น มักจะพบว่าสัญญาณรบกวนปนมากับสัญญาณที่รับได้จึงทำให้คุณภาพของสัญญาณที่รับได้ลดลง เมื่อจะนำสัญญาณที่รับได้ไปใช้นั้น จึงจำเป็นจะต้องทำการกรองเอาสัญญาณที่ต้องการออกมาเพียงอย่างเดียว โดยให้มีสัญญาณรบกวนปนอยู่น้อยที่สุดเท่าที่จะทำได้ แต่เมื่อสัญญาณที่ต้องการกรองเป็นสัญญาณที่มีช่วงแบนด์วิดท์แคบมากๆ จึงมีความจำเป็นที่จะต้องใช้ตัวกรองที่มีลักษณะพิเศษเฉพาะ คือ ตัวกรองแบบแบนด์แคบ จึงจะสามารถกรองเฉพาะสัญญาณที่ต้องการออกมาได้โดยไม่มีสัญญาณรบกวนปนออกมาด้วย ซึ่งการออกแบบตัวกรองโดยทั่วไปจะเป็นโครงสร้างที่มีตัวคูณ จึงเกิดข้อจำกัดเมื่อต้องนำไปสร้างจริงทั้งด้านความล่าช้าในการประมวลผลสัญญาณของตัวกรองและสิ้นเปลืองเนื้อที่บนชิปมากกว่าตัวเลื่อน (Shifter) และตัวบวก (Adder)

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้จึงนำเสนอเทคนิคใหม่ในการออกแบบและสร้างตัวกรองแบบแบนด์แคบชนิดไอโออาร์ โดยมีโครงสร้างที่ปราศจากตัวคูณ โดยการต่อแบบขนานของสอง โครงข่ายออลทาส และการแทนตัวคูณด้วยตัวเลื่อน (Shifter) และตัวบวก (Adder) จำนวนน้อยๆ ตัว ซึ่งเทคนิคที่นำเสนออยู่นี้อยู่บนพื้นฐานของการวิเคราะห์ความไวต่อการตอบสนอง ดังแสดงในปริญญานิพนธ์นี้จะพบว่ามีการแบ่งค่าคงที่ออกเป็น 2 กลุ่ม กลุ่มที่ 1 คือ กลุ่มของค่าคงที่ซึ่งมีค่าความไวต่อการตอบสนองสูงจำนวน $(n+1)/2$ ตัว ซึ่งจะถูกสร้างขึ้นตามค่าที่เป็นจริงของมัน และกลุ่มที่ 2 คือ กลุ่มของค่าคงที่ซึ่งมีค่าความไวต่อการตอบสนองต่ำจำนวน $(n-1)/2$ ตัว ที่จะต้องทำกระบวนการควอนไทซ์ก่อนนำไปสร้างจริง โดยการพิจารณาจากเฟสทอเลอแรนซ์สคีม (Phase-Tolerance Scheme) และฟังก์ชันความไวทางเฟส (Phase Sensitivity function) จากนั้นจึงนำตัวกรองที่ออกแบบได้ไปทำการจำลอง (Simulation) ด้วยโปรแกรมแมทแลบ (MATLAB) ก่อนนำไปเขียนโปรแกรมภาษาวีเอชดีแอล (VHDL : Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language) ซึ่งวงจรที่ออกแบบจะถูกสังเคราะห์และ โปรแกรมลงในอุปกรณ์เอฟทีจีเอ (FPGA : Field Programmable Gate Array)

1.2 วัตถุประสงค์ของปริญญานิพนธ์

- 1.2.1 เพื่อศึกษาและประยุกต์ใช้งาน โครงสร้างของตัวกรองที่ปราศจากตัวคูณ
- 1.2.2 เพื่อศึกษาหลักการกรองสัญญาณ โดยใช้ตัวกรองแบบแบนด์แคบ
- 1.2.3 เพื่อศึกษาและประยุกต์ใช้งานวีเอชดีแอลในระบบประมวลผลสัญญาณเชิงเลข
- 1.2.4 เพื่อศึกษาและประยุกต์ใช้งานระบบประมวลผลสัญญาณเชิงเลข
- 1.2.5 เพื่อศึกษาและประยุกต์ใช้งานตัวกรองสัญญาณแบบแบนด์แคบที่ปราศจากตัวคูณได้โดยใช้ระบบประมวลผลสัญญาณเชิงเลข

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.3 ขอบเขตของปริญญาโท

1. ทำการศึกษาและออกแบบตัวกรองสัญญาณเชิงเลขที่ปราศจากตัวคูณ
2. ทำการศึกษาและออกแบบตัวกรองสัญญาณเชิงเลขแบบแบนด์แคบที่ปราศจากตัวคูณ
3. ทำการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB
4. ทำการสังเคราะห์และโปรแกรมลงในอุปกรณ์เอฟพีจีเอ (FPGA : Field Programmable Gate Array)

1.4 เนื้อหาของปริญญาโท

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานของระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัลและหลักการในการออกแบบและสร้างตัวกรองที่ปราศจากตัวคูณ

บทที่ 3 กล่าวถึงแนวคิดและตัวอย่างในการออกแบบตัวกรองที่ปราศจากตัวคูณ

บทที่ 4 กล่าวถึงการทดลองและผลการทดลอง

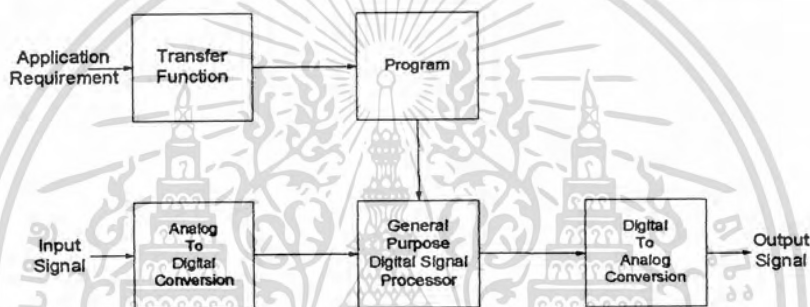
บทที่ 5 กล่าวถึงการวิจารณ์และสรุปผล



บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ

2.1 ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัล

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



รูปที่ 2.1 ระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัล

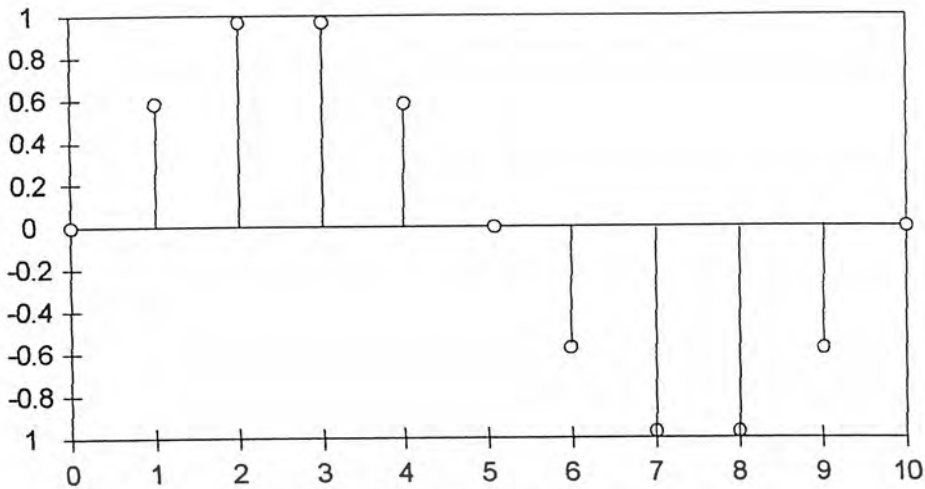
จากรูปที่ 2.1 สัญญาณอินพุตจะถูกแปลงไปอยู่ในรูปแบบสัญญาณไม่ต่อเนื่องหรือสัญญาณดิจิทัล และถูกส่งเข้าตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล ซึ่งจะทำงานตาม โปรแกรมที่ได้ถูกตั้งไว้และผลที่ได้จากการประมวลผลก็จะถูกแปลงเป็นสัญญาณเอาต์พุตที่ต่อเนื่องซึ่งสามารถนำไปใช้งานได้ต่อไป

2.1.1 สัญญาณเชิงเวลาไม่ต่อเนื่อง (Discrete – Time Signal)

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

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

↑
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูป 2.2 สัญญาณ $x[n]$

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 ที่อยู่นอกระยะซึ่งวิธีการนี้เรียกว่า “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 ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

ถ้า $N_2 \leq 0$ ลำดับด้านซ้ายนี้จะเรียกว่าลำดับแอนติคาซอล (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
- สัญญาณที่ไม่เป็นคาบ 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

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

การประยุกต์ใช้งานของการคูณคือการสร้างลำดับที่มีความยาวจำกัดจากลำดับที่มีความยาวไม่จำกัดโดยการคูณด้วยลำดับที่มีความยาวจำกัด 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

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

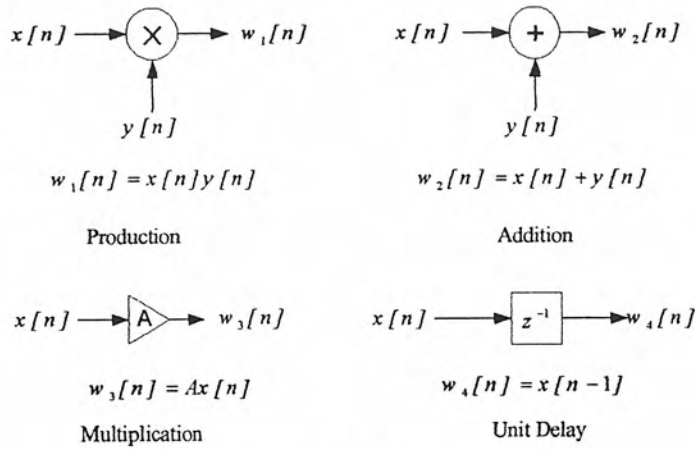
4. การเลื่อนเวลา (Time Shifting) โดยการเลื่อนเวลาไปเท่ากับ N ของลำดับ $x[n]$ จะได้ลำดับ $w_4[n]$ คือ

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

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3 การกระทำพื้นฐานของลำดับ

2.1.4 ลำดับพื้นฐานในการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล

ในการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลมีลำดับพื้นฐานที่สำคัญคือ

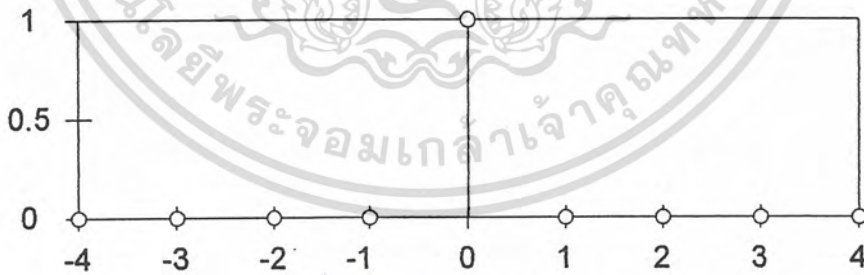
1. ลำดับยูนิตแซมเปิล (Unit Sample Sequence)

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

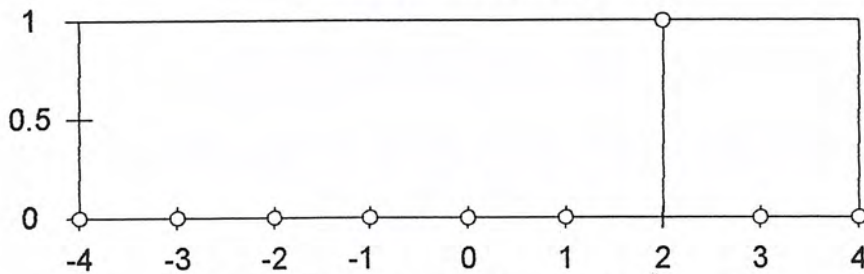
$$\delta[n] = \begin{cases} 1, n = 0 \\ 0, n \neq 0 \end{cases}$$

หากมีการเลื่อนเวลาไป จะมีนิยามเป็น

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



รูปที่ 2.4ก ยูนิตอิมพัลส์ $\delta[n]$



รูปที่ 2.4ข ยูนิตอิมพัลส์ $\delta[n-2]$

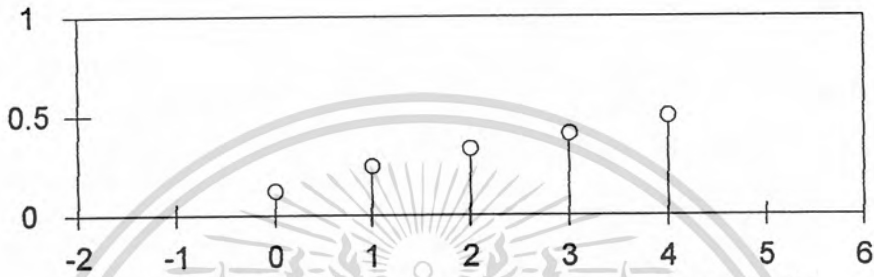
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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 สัญญาณ $y[n]$ ซึ่งเป็นผลรวมของยูนิตอิมพัลส์ที่เลื่อนเวลา

2. ลำดับยูนิตสเตป (Unit Step Sequence)

ลำดับยูนิตสเตปจะแทนด้วย $\mu[n]$ และมีนิยามเป็น

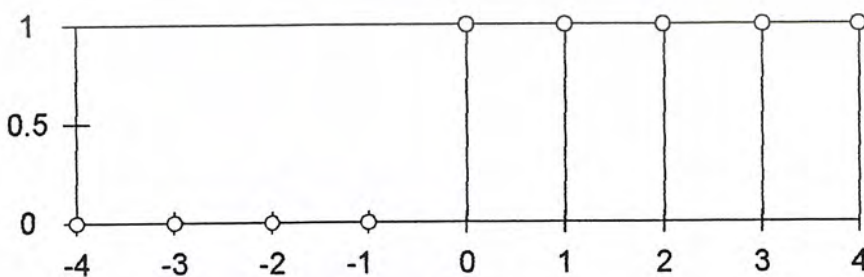
$$\mu[n] = \begin{cases} 1, & n \geq 0 \\ 0, & n < 0 \end{cases}$$

ส่วนยูนิตสเตปที่มีการเลื่อนเวลาไปเท่ากับ k จะมีนิยามเป็น

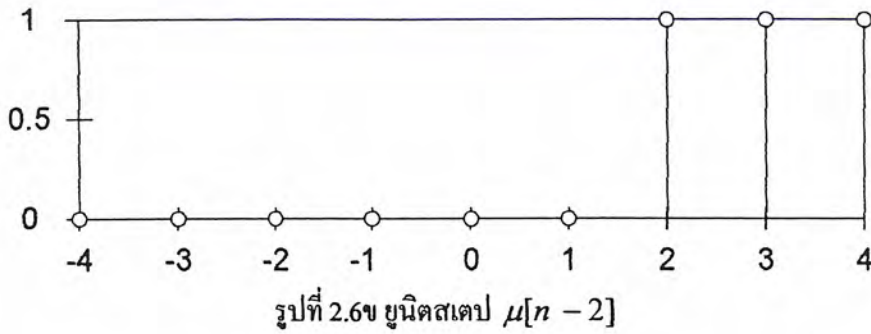
$$\mu[n-k] = \begin{cases} 1, & n \geq k \\ 0, & n < k \end{cases}$$

นอกจากนี้ความสัมพันธ์ระหว่างยูนิตสเตปและยูนิตอิมพัลส์สามารถแสดงได้เป็น

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



รูปที่ 2.6 ยูนิตสเตป $\mu[n]$



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 เป็นจำนวนเต็ม โดย A คือแอมพลิจูด, ω_0 คือค่าความเร็วเชิงมุมและ ϕ เป็นเฟสของสัญญาณ จากสมการดังกล่าวสามารถเขียนในอีกรูปแบบได้เป็น

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

โดย

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

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

นอกจากนี้ยังมีสัญญาณเอ็กซ์โพเนนเชียลซึ่งสามารถนิยามได้โดย

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

2.1.5 ระบบเชิงเวลาไม่ต่อเนื่อง (Discrete-Time System)

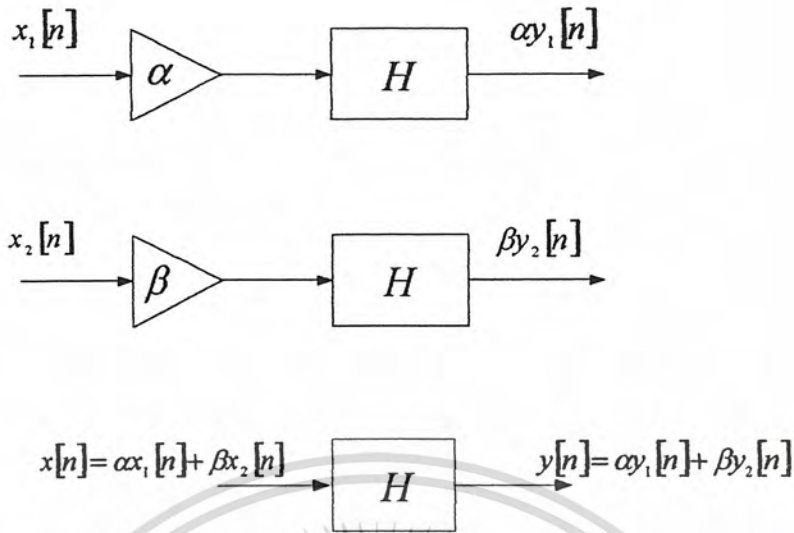
ระบบเชิงเวลาไม่ต่อเนื่องโดยทั่วไปจะทำการประมวลผลลำดับอินพุตและให้ลำดับเอาต์พุต

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

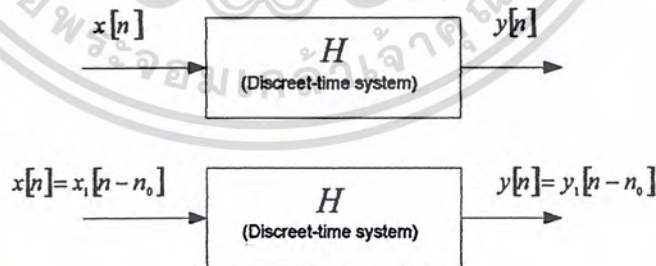


รูปที่ 2.7 ระบบที่มีความเป็นเชิงเส้น

ซึ่งระบบที่ประมวลผลกระทำต่อสัญญาณแต่ละตัว และที่เอาชุดเป็นผลรวมของผลลัพธ์ของแต่ละตัวนี้เรียกว่า “Superposition property” ซึ่งถ้าหากระบบ ใดมีคุณสมบัตินี้อยู่ เรียกว่าระบบนี้เป็นเชิงเส้น

- ระบบไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา (Time Invariant System)

เป็นระบบที่มีการตอบสนองต่ออินพุตไม่เปลี่ยนแปลงไปตามเวลากว่าคือ 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

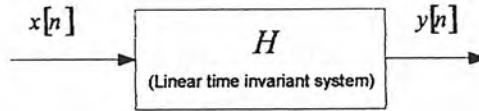


รูปที่ 2.8 คุณสมบัติของระบบไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา

เมื่อมีการเลื่อนของลำดับที่อินพุตลำดับของสัญญาณเอาพุตที่ได้ก็จะเลื่อนไปด้วยค่าที่เท่ากันเสมอ หรือระบบไม่ขึ้นอยู่กับเวลานั้นเอง

- 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 $n > n_0$ หรือจะกล่าวได้ว่าผลการเปลี่ยนแปลงที่เอาท์พุทจะไม่เกิดขึ้นก่อนการเปลี่ยนแปลงที่อินพุต เอาท์พุทที่เกิดขึ้นใหม่จะมีค่าเท่ากับเอาท์พุทที่ปัจจุบันรวมกับเอาท์พุทที่ผ่านมาเท่านั้น

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 $x[n]$ ในลักษณะของผลรวมของค่าถ่วงน้ำหนักของผลตอบสนองอิมพัลส์ที่เวลาต่างๆ ได้เป็น

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

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 $x_1[n], x_2[n], x_3[n]$ เป็นลำดับใดๆ คุณสมบัติของผลบวกคอนโวลูชันแสดงได้ดังนี้

1. คุณสมบัติการจัดกลุ่ม (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 การต่อเชื่อมพื้นฐานเพื่อสร้างระบบเชิงเส้นไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา

วิธีการที่นิยมมี 2 รูปแบบคือ

1. การต่อแบบอนุกรม (Cascade Connection)

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

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

2. การต่อเชื่อมแบบขนาน (Parallel Connection)

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

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

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

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

โดย $x[n]$ เป็นค่าอินพุตของระบบที่เป็นคอซอล

- 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 $ax[n] + y[n - \ell]$ ก็มีค่าจำกัดด้วยและไม่เป็นลบหาก

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

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

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

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

จัดสมการในรูป

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

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

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

จากสมการดังกล่าวแสดงให้เห็นค่าสูงของลำดับครอสคอรีเลชัน

หากเราให้ $x[n] = y[n]$ จะได้ว่า

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

จากสมการดังกล่าวแสดงให้เห็นค่าสูงของลำดับออโตคอรีเลชัน

นอกจากนี้ในการหาคุณสมบัติของของครอสคอรีเลชัน 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 รูปแบบนอร์มอลไลซ์ของคอรีเลชัน

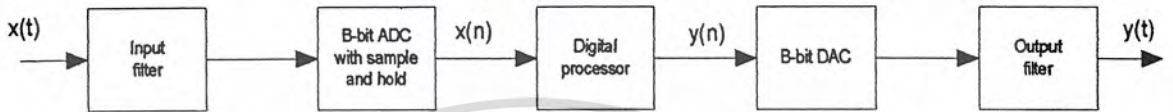
เพื่อความสะดวกในการเปรียบเทียบสามารถเขียนลำดับออโตคอรีเลชันและลำดับครอสคอรีเลชันในรูปแบบนอร์มอลไลซ์ได้เป็น

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

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

2.2 ทฤษฎีตัวกรองดิจิทัล

ตัวกรองดิจิทัลเป็นตัวกรองสัญญาณแบบหนึ่ง ที่ถูกออกแบบและสร้างขึ้น โดยใช้วงจรดิจิทัล มีไคอะแกรมการทำงานดังรูปที่ 2.7 จากรูปสัญญาณอนาล็อก $x(t)$ เป็นสัญญาณอินพุทของตัวกรอง สัญญาณนี้จะถูกส่งผ่านวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกให้เป็นสัญญาณดิจิทัล $x(n)$ และสัญญาณดิจิทัลนี้จะถูกส่งเข้าไปคำนวณในหน่วยประมวลผล ผลที่ได้จากการคำนวณยังคงเป็นสัญญาณดิจิทัล $y(n)$ จากนั้นจะถูกส่งผ่านมายังวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลให้เป็นสัญญาณอนาล็อก ได้สัญญาณเอาต์พุทของตัวกรองเป็นสัญญาณอนาล็อก $y(t)$



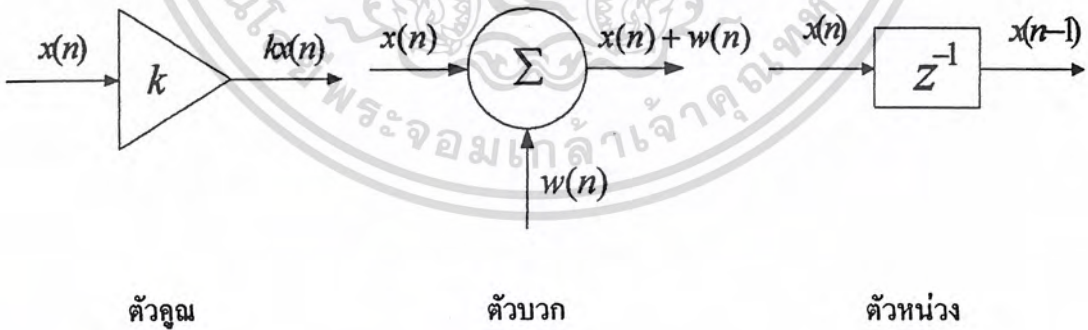
รูปที่ 2.10 ไคอะแกรมการทำงานของตัวกรองดิจิทัลพื้นฐาน

2.2.1 องค์ประกอบของตัวกรองดิจิทัล

ตัวกรองดิจิทัลจะประกอบด้วยองค์ประกอบพื้นฐานดังต่อไปนี้

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

สัญลักษณ์ขององค์ประกอบพื้นฐานทั้งสามสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.11 องค์ประกอบพื้นฐานทั้งสามที่ใช้เป็นส่วนประกอบของตัวกรองดิจิทัล

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-แซดทั้งสองข้าง ได้ฟังก์ชันถ่ายโอนดังนี้

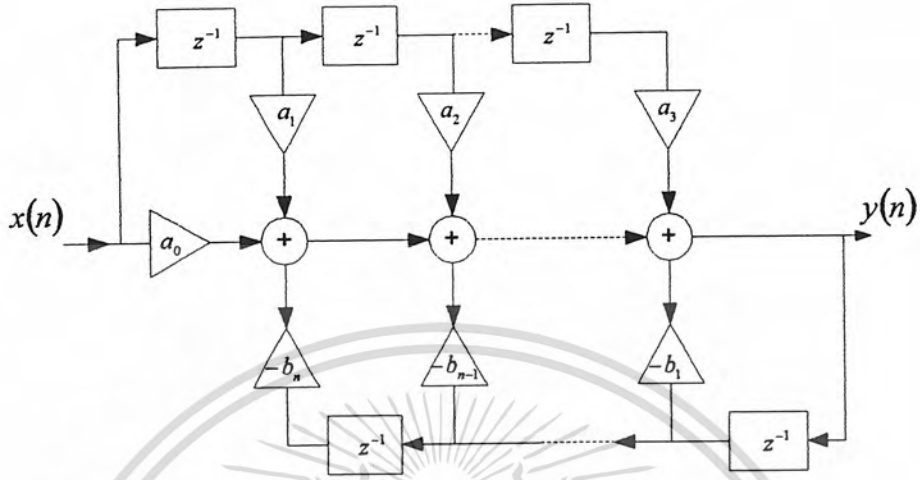
$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{\sum_{i=0}^M a_i z^{-i}}{\sum_{i=0}^N b_i z^{-i}} \quad (2.2)$$

จากสมการดังกล่าวสามารถจัดเป็น โครงสร้างต่างๆ ได้หลายรูปแบบคือ

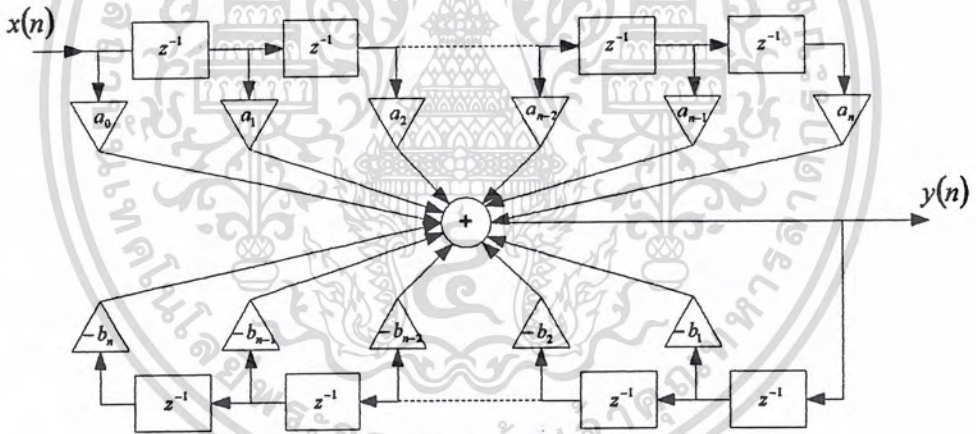
1. โครงสร้างแบบโดยตรง 1 (Direct Form I)
2. โครงสร้างแบบโดยตรง 2 (Direct Form II)
3. โครงสร้างแบบออลพาส (Allpass Form)
4. โครงสร้างแบบค่ออนุกรม (Cascade Form)
5. โครงสร้างแบบค่อขนาน (Parallel Form)
6. โครงสร้างการค่อแบบขนานของสอง โครงข่ายออลพาส (Two Allpass Network Parallel connection Form)

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

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

2.2.2.2 โครงสร้างแบบโดยตรง 2 (Direct Form II) หรือ DF2

โครงสร้างแบบนี้เริ่มด้วยการแยกฟังก์ชันถ่ายโอนหรือ $H(z)$ ออกเป็น 2 วงจรคูณแล้วต่ออนุกรมกันดังนี้

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

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

โดยที่ $H_1(z)$ เป็นวงจรรองเชิงเลขที่มีโพลเดี่ยว

$H_2(z)$ เป็นวงจรรองเชิงเลขที่มีซีโรเพียงอย่างเดียว

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

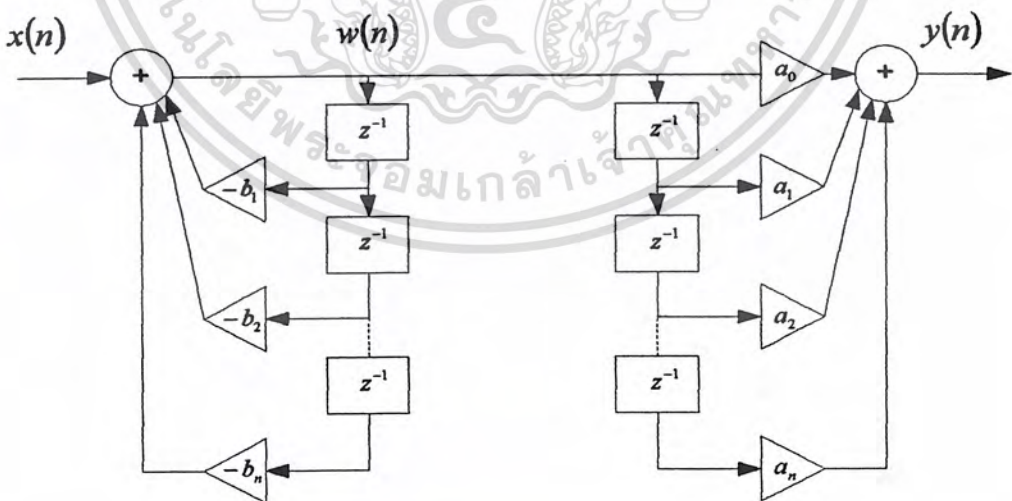
และ $H_2(z) = \frac{Y(z)}{W(z)} = \sum_{i=0}^M a_i z^{-i}$ (2.5)

นำสมการ (2.4) และสมการ (2.5) มาเขียนในรูปสมการผลต่างสืบเนื่องได้ดังนี้

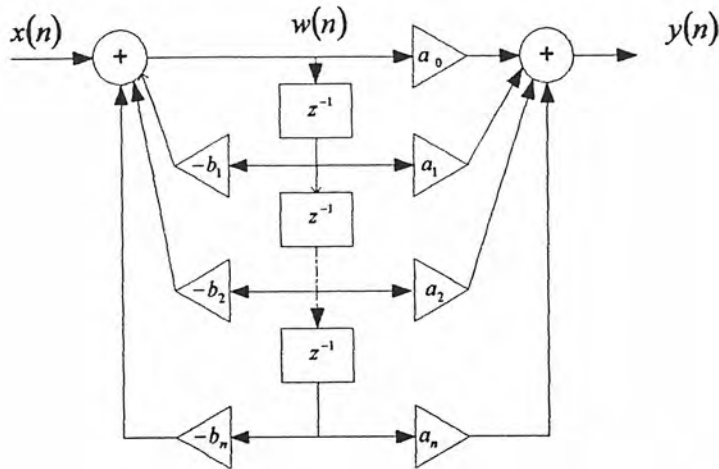
$$w(n) = x(n) - \sum_{i=1}^N b_i w(n-i) \tag{2.6}$$

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

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



รูปที่ 2.13ก เขียนแยกอุปกรณ์ห่วงสัญญาณ



รูปที่ 2.13 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 มีข้อเสียคือให้คุณสมบัติความไม่เป็นเชิงเส้นเช่น สิ่งรบกวนจากผลการคูณหรือสภาพไวของสัมประสิทธิ์ เหมือนกับโครงสร้างแบบโดยตรง1 และมีโอกาสเกิดการล้น (Overflow) ได้มากกว่าแบบโดยตรง 1 ส่วนข้อดีของโครงสร้างแบบ โดยตรง1 และ โดยตรง2 นิยมนำไปสร้างตัวกรองกันมาก สืบเนื่องจากลำดับสัญญาณเข้าของตัวคูณทุกตัวคงแสดงดังภาพที่ 2.9 และ 2.10 ลำดับสัญญาณเข้านี้ไม่ได้ขึ้นกับสัญญาณที่เพิ่งคำนวณไปเลยด้วยเหตุนี้ทำให้เราสามารถสร้างวงจรที่สามารถทำการคูณพร้อมๆกันได้เลย อันเป็นผลให้การประมวลผลหรือการคำนวณของวงจรมีความเร็วสูง ทำให้แถบความถี่ปฏิบัติงาน (Bandwidth) ของวงจรสูงขึ้น

2.2.2.3 โครงสร้างแบบออลพาส (Allpass Form)

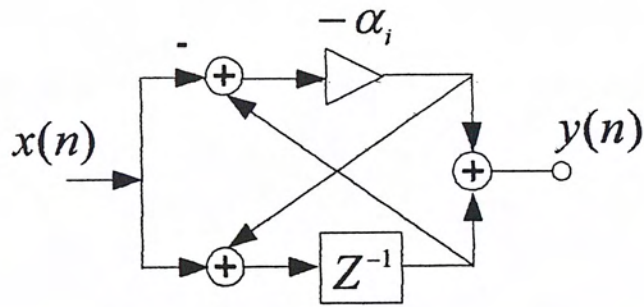
ในปัจจุบันมีการนำเอาโครงสร้างแบบออลพาส ไปประยุกต์ในเรื่อง Digital signal processing ซึ่งคุณสมบัติอย่างหนึ่งของโครงสร้างแบบออลพาสคือ มี unity magnitude สำหรับทุกความถี่

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

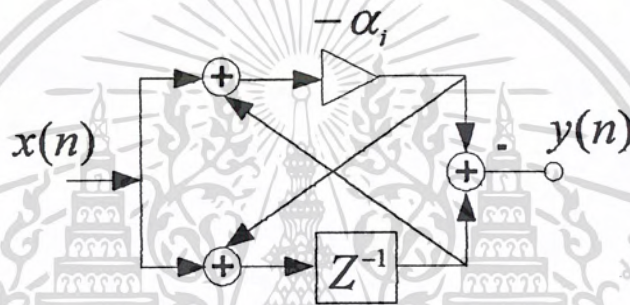
สำหรับฟังก์ชันถ่ายโอนออลพาสถ้า $z = e^{j\omega}$ คือโพล ของสัมประสิทธิ์ของฟังก์ชันถ่ายโอนของออลพาสที่ $z = (1/e)^{j\omega}$ ก็จะเป็นซีโร และฟังก์ชันถ่ายโอนของออลพาสเศษจะเป็น มัลเรอร์อิมเมจโพลิโนเมียล (Mirror-Image(MI) Polynomial) ของส่วนคั้งที่แสดงในสมการคั้งนี้

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

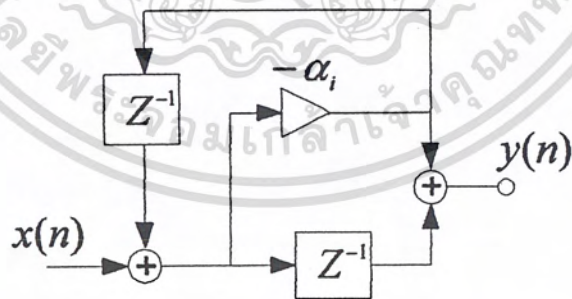
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.14ก Ansari-Lui Allpass อันดับที่ 1 Type A

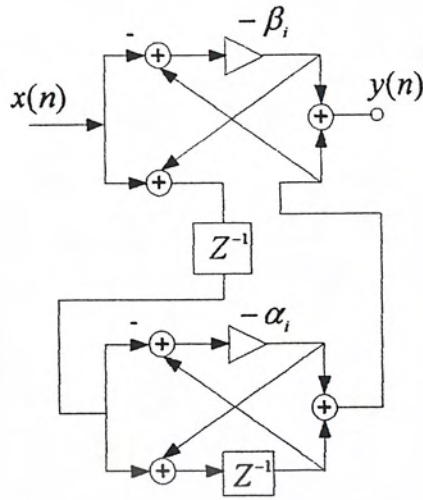


รูปที่ 2.14ข Ansari-Lui Allpass อันดับที่ 1 Type B

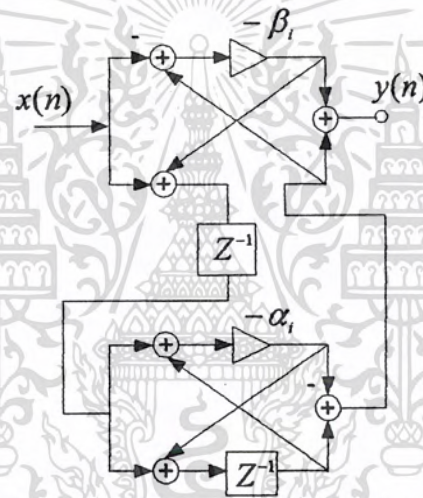


รูปที่ 2.14ค Ansari-Lui Allpass อันดับที่ 1 Type C

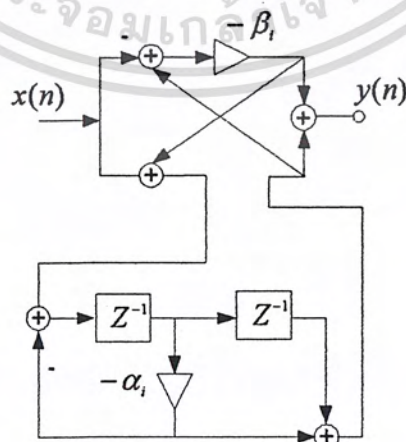
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกานำไปใช้



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 อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา 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

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

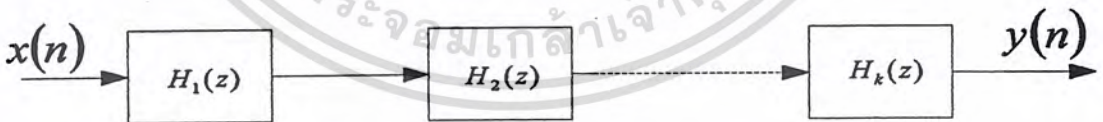
$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = a_0 \sum_{i=0}^K H_i(z) \quad (2.9)$$

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

$$H_1(z) = \frac{1 + a_{11}z^{-1}}{1 + b_{11}z^{-1}} \quad (2.10)$$

$$H_2(z) = \frac{1 + a_{21}z^{-1} + a_{22}z^{-2}}{1 + b_{21}z^{-1} + b_{22}z^{-2}}$$

ภาพของวงจรถองเชิงเลขแบบต่ออนุกรมเขียนได้ดังรูปที่ 2.16 โดยที่ $H_i(z)$ อาจสร้างได้โดยใช้โครงสร้างแบบ โดยตรง 1 หรือแบบ โดยตรง 2 โครงสร้างแบบนี้ทำให้สภาพไวต่อสัมประสิทธิ์ต่ำกว่าแบบ โดยตรง 1 และ โดยตรง 2 มาก สำหรับสิ่งรบกวนนั้น ถ้าหากทำการสเกล (Scaling) สัมประสิทธิ์แต่ละภาค ให้ดีแล้วก็สามารถกำจัดสิ่งรบกวนออกไปได้



รูปที่ 2.16 โครงสร้างแบบต่ออนุกรม

สำหรับโครงสร้างแบบต่อขนาน (Parallel Form) หาได้จากการนำฟังก์ชันถ่ายโอน $H(z)$ มาแยกเป็นเศษส่วนย่อย ดังแสดงในสมการ (2.10)

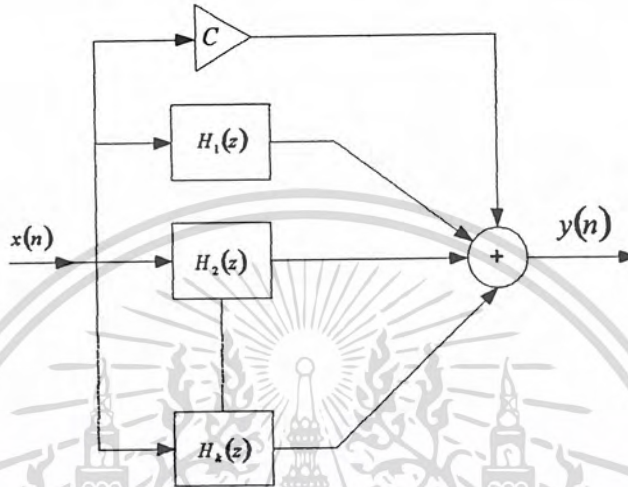
$$H(z) = C + \sum_{i=0}^K H_i(z) \quad (2.11)$$

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 โครงสร้างตัวกรองดิจิทัลแบบโอไออาร์ ที่มีโครงสร้างแบบต่อขนาน ในการจัดโครงสร้างของตัวกรองดิจิทัลแบบโอไออาร์ ให้มีโครงสร้างเป็นแบบขนานนี้จะให้ผลดีคือ เป็นวิธีการที่เหมาะสมที่จะใช้กับระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัลแบบขนานซึ่งจะสามารถทำงานได้เร็ว

2.2.2.5 โครงสร้างการต่อแบบขนานของสองโครงข่ายออลพาส (Two Allpass Network Parallel connection Form)

การต่อแบบนี้ใช้ได้กับฟังก์ชันถ่ายโอนที่อันดับที่เท่ากันซึ่งแต่ละสาขาของโครงข่ายจะเป็นการต่อแบบอนุกรมของตัวกรองอันดับที่ 1 และ 2 ที่เป็นออลพาสแต่รูปแบบนี้จะให้ความไวต่อการตอบสนองทางแมกนิจูด (Magnitude Response Sensitivity) ในช่วงความถี่หุค 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

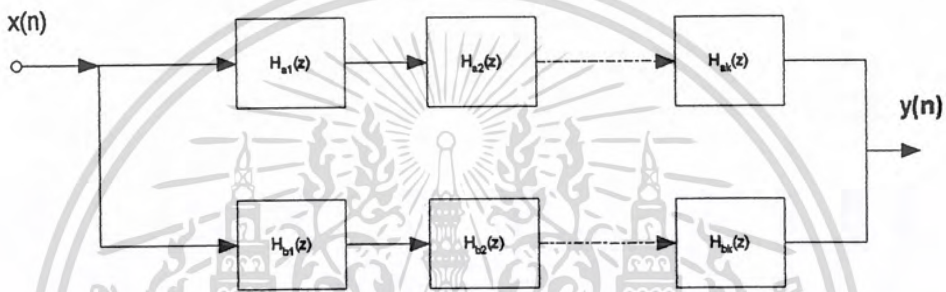
$$H_a(z) = z \prod_1^{\lfloor (n+3)/4 \rfloor} \frac{\beta_i + \alpha_i(1 + \beta_i)z^{-1} + z^{-2}}{1 + \alpha_i(1 + \beta_i)z^{-1} + \beta_i z^{-2}} \quad (2.14)$$

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

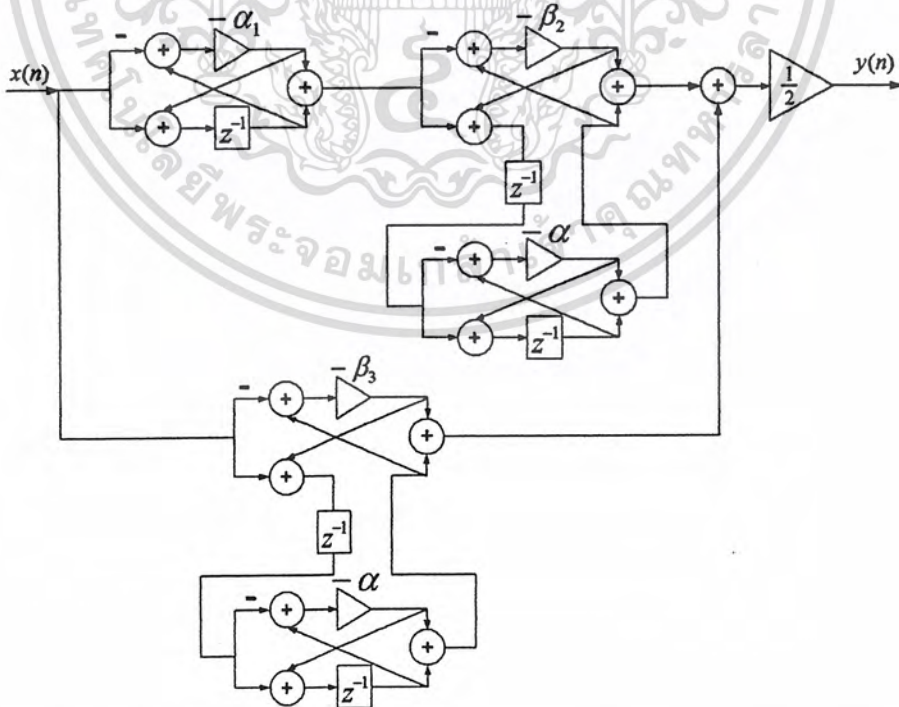
เป็นสมการที่ใช้แทนการต่อคาสเคดของฟังก์ชันฮอลลพาสในสาขา $H_a(z)$ และสาขา $H_b(z)$ ซึ่งประกอบด้วยอันดับที่ 1 และอันดับที่ 2

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

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



รูปที่ 2.18 โครงสร้างการต่อแบบขนานของสองโครงข่ายฮอลลพาส



รูปที่ 2.19 ตัวอย่าง โครงสร้างการต่อแบบขนานของสองโครงข่ายฮอลลพาส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 เทคนิคการปรับโครงสร้างตัวกรองให้ปราศจากตัวคูณ

2.3.1 ทฤษฎีสมการฟังก์ชันถ่ายโอนออลพาส (Allpass Transfer Functions)

ถ้าเรากล่าวถึงคุณสมบัติพิเศษของสมการฟังก์ชันถ่ายโอนแบบโอไออาร์ ที่มีลักษณะค่าของผลตอบสนองของขนาดมีค่าเดียวกันตลอดทั้งความถี่ สมการฟังก์ชันถ่ายโอนนั้นคือสมการฟังก์ชันถ่ายโอนออลพาส ซึ่งสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานด้านการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลได้มากมาย ซึ่งเราสามารถให้ค่านิยามของสมการฟังก์ชันถ่ายโอนออลพาส ได้ดังนี้

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

สามารถเขียนแสดงสมการฟังก์ชันถ่ายโอนออลพาสในระบบคอกซอลได้คือ

$$H_M(z) = \pm \frac{d_M + d_{M+1}z^{-1} + \dots + d_1 z^{-M+1} + z^{-M}}{1 + d_1 z^{-1} + \dots + d_{M-1} z^{-M-1} + d_M z^{-M}} \quad (2.19)$$

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

$$D_M(z) = 1 + d_1 z^{-1} + \dots + d_{M-1} z^{-M-1} + d_M z^{-M} \quad (2.20)$$

ทำให้เราสามารถเขียนสมการ $A_M(z)$ ใหม่ได้เป็น

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

จากสมการข้างบนถ้า $z = re^{j\phi}$ เป็นค่าโพลในสมการฟังก์ชันถ่ายโอนออลพาสแล้ว ค่าซีโรก็จะมีค่าเท่ากับ $z = (1/r)e^{-j\phi}$ โดยสมการตัวเศษในสมการฟังก์ชันถ่ายโอนออลพาส จะมีลักษณะเป็นมิลเลอร์อิมเมจโพลีโนเมียล (Mirror-Image (MI) Polynomial) ของสมการตัวส่วน ซึ่งเราสามารถแสดงให้เห็นได้ว่า ตำแหน่งของโพลและซีโรมีความสมมาตรแบบมิลเลอร์อิมเมจโพลีโนเมียลในระนาบ z โดยได้ทำการยกตัวอย่างสมการฟังก์ชันถ่ายโอนออลพาสอันดับที่ 3

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

เราสามารถแสดงให้เห็นว่าขนาดของ $H_M(e^{j\omega})$ 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

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

ดังนั้น

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

ลักษณะบางประการที่สำคัญของฟังก์ชันออลพาส

เราสามารถแบ่งลักษณะที่สำคัญของฟังก์ชันออลพาสได้ 3 ประการดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. สมการฟังก์ชันถ่ายโอนออลพาสในระบบคอซอลจะมีความสูญเสียต่ำ ดังนั้น เมื่อนำไปสร้างตัวกรองความถี่จะทำให้โครงสร้างของมันมีความสูญเสียต่ำ

2. เพื่อเป็นการยืนยันว่า $A(z)$ นั้นมีขนาดที่เสถียรในฟังก์ชันออลพาส เพราะฉะนั้น $A(z)$ จะแสดงได้ดังนี้

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

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

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

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

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

การเปลี่ยนเฟสฟังก์ชันออลพาสอันดับที่ 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)

สำหรับตัวกรองดิจิทัลชนิดโอไออาร์สามารถนำฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวกรองเขียนอยู่ในรูปของผลบวกและผลต่างของ 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

การต่อโครงสร้างนี้ ใช้ตัวคูณน้อยกว่าการต่อโครงสร้างอื่นๆ เพราะว่าการต่อแบบนี้จะใช้ตัวคูณจำนวน n ตัว ซึ่ง n คืออันดับของตัวกรอง ซึ่งเป็นเลขคี่

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

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

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

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

และ $\psi(\omega)$ คือฟังก์ชันของผลต่างเฟส สามารถนิยามๆ ได้ว่า

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

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

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

$\varphi_i(\omega)$ คือเฟสของออลพาสเทอมที่ 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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.2.2 ฟังก์ชันความไวทางเฟสของเทอมออลฟาอันดับที่ 1 และอันดับที่ 2

ตารางที่ 2.1 เทอมออลฟาอันดับที่ 1

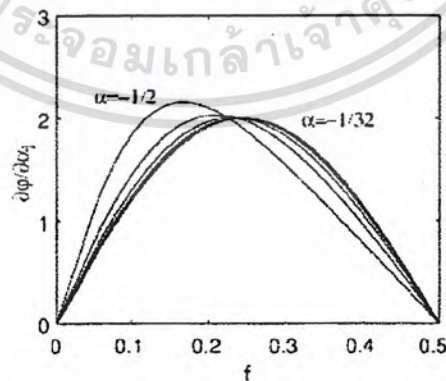
$H(z) = \frac{\alpha_1 + z^{-1}}{1 + \alpha_1 z^{-1}}$
$\frac{\partial \phi}{\partial \alpha_1} = \frac{2 \sin \omega}{1 + \alpha_1^2 + 2\alpha_1 \cos \omega}$
$\phi = \tan^{-1} \frac{-(1 - \alpha_1^2) \sin \omega}{2\alpha_1 + (1 - \alpha_1^2) \cos \omega}$

ตารางที่ 2.2 เทอมออลฟาอันดับที่ 2

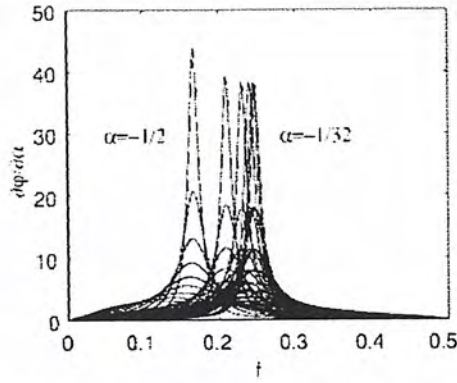
$H(z) = \frac{\beta_1 + \alpha_1(1 + \beta_1)z^{-1} + z^{-2}}{1 + \alpha_1(1 + \beta_1)z^{-1} + \beta_1 z^{-2}}$
$\phi = \tan^{-1} \frac{-2(\alpha_1 - \alpha_1 \beta_1^2 + (1 + \beta_1^2) \cos \omega) \sin \omega}{\alpha_1^2(1 + \beta_1)^2 + 2\alpha_1(1 + \beta_1)^2 \cos \omega + (1 + \beta_1)^2 \cos^2 \omega - (1 + \beta_1)^2 \cos^2 \omega}$
$\frac{\partial \phi}{\partial \alpha_1} = \frac{2(1 + \beta_1^2) \sin \omega}{(1 + \beta_1)^2 + \alpha_1^2(1 + \beta_1) + 2\alpha_1(1 + \beta_1)^2 \cos \omega + 4\beta_1 \cos^2 \omega}$
$\frac{\partial \phi}{\partial \beta_1} = \frac{4(\alpha_1 + \cos \omega) \sin \omega}{(1 + \beta_1)^2 + 4\beta_1 \cos^2 \omega + \alpha_1(1 + \beta_1)^2(\alpha_1 + 2 \cos \omega)}$

ในตารางที่ 2.1, 2.2 แสดงสมการฟังก์ชันถ่ายโอน ผลตอบสนองทางเฟส (Phase Response) และความไวต่อการตอบสนองทางเฟส (Phase Response Sensitivity) โดยที่ α_1, α_i และ β_1 เป็นค่าคงที่การคูณ ซึ่งถูกพิจารณาโดยโพลหรือคู่โพลของฟังก์ชันถ่ายโอน

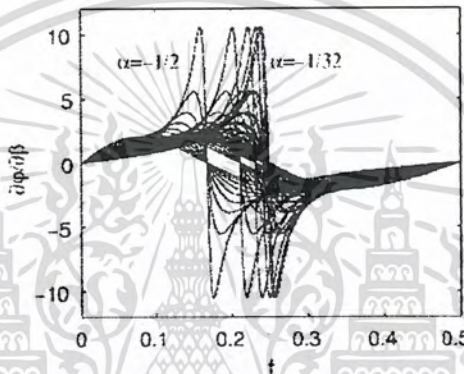
2.3.2.3 คุณสมบัติของฟังก์ชันความไวต่อการตอบสนอง



รูปที่ 2.20(ก) ออลฟาอันดับที่ 1 ความไวต่อการตอบสนองทางเฟส (Phase Sensitivity) ของ α



รูปที่ 2.20(ข) ออลพาสอันดับที่ 2 ความไวต่อการตอบสนองทางเฟส (Phase Sensitivity) ของ α



รูปที่ 2.20(ค) ออลพาสอันดับที่ 2 ความไวต่อการตอบสนองทางเฟส (Phase Sensitivity) ของ β

จากรูปที่ 2.20(ก) – 2.20(ค) เมื่อมาวิเคราะห์ค่าความไวต่อผลตอบสนองจะพบว่ามีคุณสมบัติดังนี้

- 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) จะได้ว่าค่าความไวต่อการตอบสนองทางแอมพลิจูดในช่วงความถี่ผ่านมีค่า $\sin(\psi(\omega))$ เกือบเท่ากับ 0 หรือ $\psi(\omega) \approx 0$ ส่วนในช่วงความถี่หยุดมีค่า $\psi(\omega)$ ประมาณ $\frac{\pi}{2}$ ดังนั้น $\sin(\psi(\omega)) \approx 1$ ในช่วงความถี่ผ่านของ $\sin(\psi(\omega)) \approx 0$ ดังนั้นความไวต่อการตอบสนองทางแอมพลิจูดในช่วงนี้จึงมีค่าต่ำมาก
- จากรูปที่ 2.20(ข), 2.20(ค) จะเห็นว่าค่า α มีผลต่อค่าความไวต่อผลตอบสนองมากกว่าเมื่อเทียบกับ β
- เมื่อค่า β มีค่ามากๆ ก็จะส่งผลกระทบต่อค่าความไวต่อผลตอบสนองเช่นกัน จากรูปที่ 2.20(ข), 2.20(ค)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.3 เฟสทอลอเรนซ์สคีม (Phase Tolerance Scheme)

โดยปกติเงื่อนไขของตัวกรองที่กำหนดความถี่ จะอยู่ในรูปของขอบเขตทางความถี่ (Boundary Frequencies) อย่างเช่น ขอบความถี่ของช่วงความถี่ผ่าน (F_p), ขอบความถี่ของช่วงความถี่หยุด (F_a) และที่แสดงเป็นหน่วยเดซิเบล คือ ค่าการลดทอนสูงสุดในช่วงความถี่ผ่าน (Passband Ripple (A_p)) และค่าการลดทอนขั้นต่ำในช่วงความถี่หยุด (Minimal Stopband Attenuation (A_a)) แต่อันดับของฟังก์ชันถ่ายโอนไม่ได้บอกมาในข้อกำหนด แต่เราจะนำข้อกำหนดที่ให้มานั้นมาหาอันดับของฟังก์ชันถ่ายโอนที่เหมาะสม ซึ่งอันดับฟังก์ชันถ่ายโอนควรเป็นจำนวนเต็ม

The Attenuation Tolerance Scheme (T_a) อยู่ในรูปของเซตดังนี้

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

เมื่อ

a_a = ค่าการลดทอนขั้นต่ำที่เกิดขึ้นจริงในช่วงความถี่หยุด (Actual Minimal Stopband Attenuation)

a_p = ค่าการลดทอนสูงสุดที่เกิดขึ้นจริงในช่วงความถี่ผ่าน (Actual Minimal Passband Attenuation)

f_a = ขอบความถี่ช่วงความถี่หยุดที่เกิดขึ้นจริง (Actual Stopband Edge frequency)

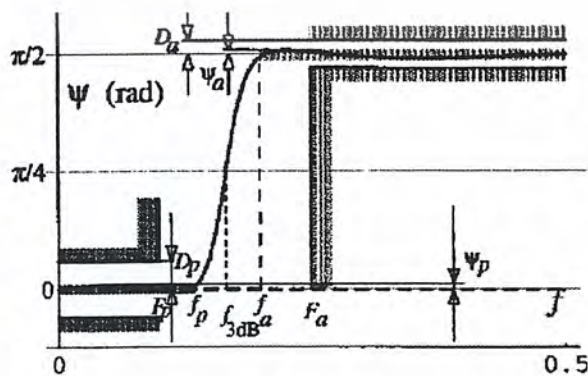
f_p = ขอบความถี่ช่วงความถี่ผ่านที่เกิดขึ้นจริง (Actual Passband Edge frequency)

เพราะว่าความไวต่อการตอบสนองทางแอมพลิจูด แสดงอยู่ในรูปของความไวทางเฟส (สมการที่ 2.38) และมันสามารถนำไปใช้ในการแปลง Attenuation Tolerance Scheme ให้อยู่ในรูปเฟสทอลอเรนซ์สคีม (Phase Tolerance Scheme) ที่เหมาะสมได้

วิธีนี้ทำให้เราเปลี่ยนจากการประมาณผลตอบสนองทางการลดทอน (Attenuate Response) มาเป็นผลตอบสนองทางเฟส (Phase Response) แทนเราสามารถเริ่มต้นรูปแบบการแปลงจากสมการที่ (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 เฟสทอลอเรนซ์สคีม (Phase Tolerance Scheme)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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}) คือค่าการลดทอนของตัวกรองมีค่าเท่ากับ 3dB ซึ่งค่าของฟังก์ชันผลต่างเฟสจะเท่ากับ $\frac{\pi}{4}$ ส่วน D_p และ D_a คือช่วงที่มีการแกว่งของ

เฟสที่ยอมรับได้ในช่วงความถี่หยุดตามลำดับ นำสมการที่(2.40) มาหาความสัมพันธ์ระหว่างค่า A_p, A_a, D_p, D_a จะได้คั้งสมการ

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

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

แทนค่าลงใน Attenuation Tolerance (สมการที่ 2.34) จะได้เป็น Phase Tolerance ดังนี้

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

2.3.4 ฟังก์ชันถ่ายโอน

ในส่วนนี้จะแสดงโดยใช้ฟังก์ชันถ่ายโอนที่เป็นแบบเฉพาะ ซึ่งค่าคงที่ที่มีความไวต่อการตอบสนองสูงจะมีอิทธิพลต่อฟังก์ชันแบบนี้

2.3.4.1 ฟังก์ชันถ่ายโอน Elliptic minimal Q-factors (EMQF)

การออกแบบตัวกรองที่ปราศจากตัวคูณอยู่บนพื้นฐานของฟังก์ชันถ่ายโอนที่ถูกทรานฟอร์มมาโดยวิธีการแปลงเชิงเส้นคู่ (Bilinear) ที่เป็นแบบ EMQF อนุลอกต้นแบบซึ่งคุณสมบัติที่สำคัญของตัวกรองชนิดนี้คือการมีผลตอบสนองแมกนิจูดเป็นแบบสี่เหลี่ยม (Square Magnitude Response) มีริบเปิล (Ripple) ในช่วงความถี่ผ่านพอๆ กับในความถี่หยุด ($\delta_p = \delta_a$) และให้ค่าลดทอนในช่วงความถี่ผ่านที่มีค่าต่ำ ในระนาบ S โพลของ EMQF อนุลอกต้นแบบจะวางอยู่บนเส้นรอบวง มีรัศมีวงกลมเป็น $\sqrt{\Omega_a}$ และ Ω_a คือความถี่ขอบของความถี่หยุด สมมติให้ความถี่คัทออฟเท่ากับ 1 ทำให้ที่ความถี่ $\sqrt{\Omega_a}$ มีค่าการลดทอนเท่ากับ 3 dB

EMQF คุณสมบัติที่สำคัญอยู่ 3 ประการดังนี้

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

$$\begin{aligned} \Delta_p &= \Delta_s \\ \Delta_p &= 1 - |H(e^{j2\pi f_p})|^2 \\ \Delta_s &= |H(e^{j2\pi f_s})|^2 \end{aligned} \quad (2.39)$$

จากการแปลงเชิงเส้นคู่ (Bilinear Transform) จะได้

$$s = k \frac{z-1}{z+1} \quad (2.40)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

k คือ ค่าคงที่เพื่อให้ได้ฟังก์ชันถ่ายโอนที่เป็นตัวกรองชนิดโอไออาร์ เลือกค่า k เป็น

$$k = \frac{\sqrt{\Omega_a}}{\tan(\pi / f_{3dB})} \quad (2.41)$$

ในการแปลงเชิงเส้นคู่ (Bilinear Transform) ทำการโยกเขตความถี่ของอนาลอกไปเป็นแบบดิจิทัลที่เหมาะสมได้

$$\{\Omega_p, \sqrt{\Omega_a}, \Omega_a\} \rightarrow \{f_p, f_{3dB}, f_a\} \quad (2.42)$$

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 มีความสัมพันธ์ดังสมการ

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

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

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

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 เราจะพิจารณา ได้จากแฟกเตอร์ในการเลือก (Ω_a) และอันดับของตัวกรอง (n) เท่านั้น

$$\Omega_a \geq \sqrt{2} \begin{cases} t = \frac{1}{2} \frac{1 - 4\sqrt{1 - \frac{1}{\Omega_a^2}}}{1 + 4\sqrt{1 - \frac{1}{\Omega_a^2}}} \\ q = t + 2t^2 + 15t^9 + 150t^{13} \end{cases} \quad (2.51)$$

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

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

ค่า L มีความสัมพันธ์ตามสมการที่ (2.53) เราจึงเขียนได้อีกแบบดังนี้

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

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

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

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

2.3.4.2 ค่าคงที่ในส่วนที่เป็นออลพาส

สำหรับตัวกรองชนิดโอไออาร์ที่เกิดจากการต่อขนาดกันของ 2 โครงข่ายออลพาสตามที่ปรากฏในสมการที่ (2.29) ถ้าฟังก์ชันการถ่ายโอนถูกพิสูจน์มาจาก EMQF อนุภาคต้นแบบค่าคงที่ตัวคูณจำนวน $(n-1)/2$ ตัวจะถูกควบคุมโดยผลตอบสนองความถี่และในเทอมที่เป็นอันดับสองจะมีค่าคงที่ตัวคูณอยู่หนึ่งค่าที่ขึ้นอยู่กับความถี่ที่มีการลดทอนเท่ากับ 3 dB

ตารางที่ 2.3 สมการสำหรับคำนวณหาสัมประสิทธิ์ในเทอมออลพาส 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	$\alpha_i = \alpha = -\cos(2\pi f_{3dB})$ $\beta_i = r_i^2$

โดยที่ในตารางที่ 2.3 จะแสดงสมการที่ใช้ในการคำนวณค่าคงที่ตัวคูณสำหรับฟังก์ชันการถ่ายโอนที่มีการใช้ EMQF มาใช้ในการวิเคราะห์ จากตารางจะเห็นได้ชัดว่าจะมีค่าคงที่บางตัวที่มีความสัมพันธ์กับความถี่ที่การลดทอนลง 3 dB (f_{3dB}) โดยปกติแล้วความถี่นี้จะอยู่บนทรานซิสชันแบนด์เมื่อมีการแปลงตัวเลขโดยใช้กระบวนการเลื่อนและการบวก (Shift and Add Operation) จะทำให้มีการเลื่อนของความถี่ที่มีการลดทอนลง 3dB เพื่อให้มีการคงค่าที่เป็นอิลิปติกเอาไว้จึงต้องให้ค่าให้ใกล้เคียงกับค่าที่คำนวณจริงที่สุด

2.3.4.3 ส่วนประกอบระนาบ z และขอบความถี่ช่วงความถี่หยุด

การเบี่ยงเบนผลตอบสนองทางแอมพลิจูดจะมีผลมาจากตัวกรองส่วนที่มีคู่โพลที่อยู่ใกล้วงกลม 1 หน่วยมากที่สุด ข้อผิดพลาดของการควอนไทซ์จะลดลงได้ถ้าหาความสัมพันธ์ระหว่างผลตอบสนองทางแอมพลิจูดกับค่าคงที่ B_{max} ต้องพิจารณาจากคู่โพลที่ใกล้กับวงกลม 1 หน่วยมากที่สุด

$$\begin{aligned} r_{max} &= |z_p|_{max} \\ B_{max} &= r_{max}^2 \end{aligned} \quad (2.55)$$

การปรับทรานซิสชันแบนด์จะทำให้ได้ B_{max} ที่เหมาะสม EMQF อนุภาคต้นแบบ ถูกนิยามโดยพารามิเตอร์ 2 ตัวคือ อันดับของตัวกรอง (n) และแฟกเตอร์การเลือก Ω ดังนั้นค่าคงที่ B_{max} ถูกควบคุมแค่ความสัมพันธ์ระหว่าง B_{max}, Ω_a แต่ก็ยังคงค่าของ f_{3dB} ไว้

กระบวนการเริ่มต้นของการออกแบบตัวกรอง EMQF ต้องมีการกำหนดค่าคงที่ที่เหมาะสมของ α เราจะเริ่มจากค่าเริ่มต้น คือ B_{max}, Ω_a เพื่อหา Ω_a ค่าใหม่และนำมาหา B_{max} ตามลำดับ f_{3dB} ที่ได้จากค่าเริ่มต้นของ 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

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.4.4 การออกแบบตัวกรองอีลิปติก (Elliptic) ที่ปราศจากตัวคูณชนิดโอไออาร์
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 โดยการใช้สมการรูปแบบโคแบบหนึ่งดังที่แสดง

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

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

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

ให้ค่า m, p, q เป็นจำนวนเต็ม โดยที่ $m < p < q$ เมื่อนำค่าต่างๆ มาใส่ในสมการก็จะได้ค่าตามตาราง

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

α	f_{3dB}	α	f_{3dB}
		0	0.25=0.5/2
$-1+1/2^8$	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	$1/2^4$	0.259954
$-1+1/2^3$	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	$1-1/2^2$	0.38467
$-1/2^3$	0.230053	$1-1/2^3$	0.419569
$-1/2^4$	0.240046	$1-1/2^4$	0.443433
$-1/2^5$	0.0245026	$1-1/2^5$	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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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 ใช้เพียงการเลื่อนอย่างเดียวก็พอ
2. ถ้าแทนค่า α ให้อยู่ในรูป $1/2^m+1/2^n$ ได้ ตัวอย่างเช่น $1/2^2+1/2^3$ ในทางปฏิบัติเราจะแทนที่การคูณด้วยการเลื่อน 2 ครั้งและการบวก 1 ครั้ง
3. สำหรับค่า $|1/k| \ll 1$ ในทางปฏิบัติเราสามารถแทนโพลที่เป็นค่าจริงได้ด้วยการเลื่อนเพียงอย่างเดียว ดูในตารางที่ 2.4 ซึ่งเป็นการลดตัวคูณลงได้ 1 ตัว



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การสร้างและการออกแบบ

3.1 กำหนดขอบเขตการออกแบบ (Design Space)

สำหรับการออกแบบมีข้อกำหนดที่เป็นมาตรฐานอยู่หลายรูปแบบและแต่ละแบบจะมีข้อกำหนดที่มีพารามิเตอร์แตกต่างกันออกไป ดังนี้

$$S_{\delta} = \{F_p, F_a, \delta_p, \delta_a\}$$

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

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

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

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

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

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

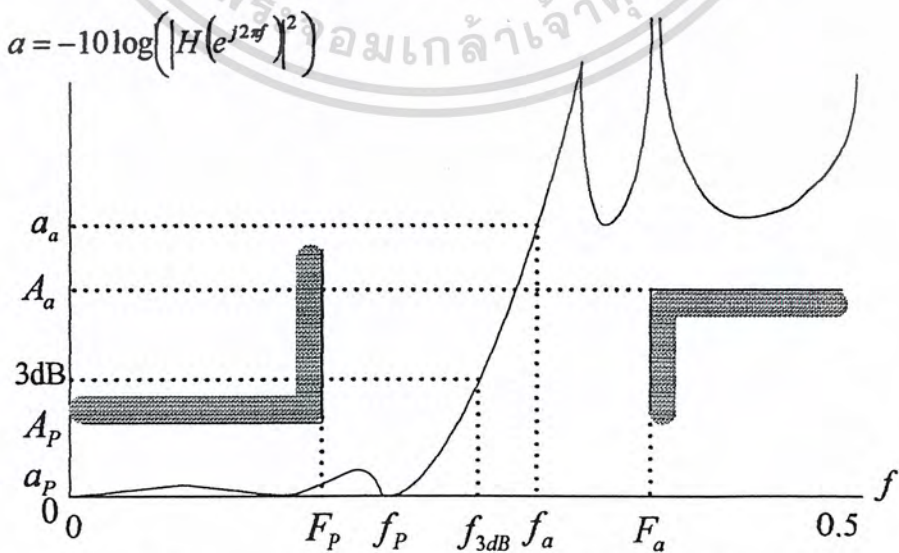
F_p = ความถี่สุดท้ายของช่วงความถี่ผ่าน

F_a = ความถี่เริ่มต้นของช่วงความถี่หยุด

A_p = ค่าการลดทอนมากที่สุดที่เกิดขึ้นในช่วงความถี่ผ่าน

A_a = ค่าการลดทอนต่ำที่สุดที่เกิดขึ้นในช่วงความถี่หยุด

เราจะใช้ข้อกำหนดแบบนี้ในการออกแบบตัวกรองแบบอิลิปติก (Elliptic)



รูปที่ 3.1 Attenuation-limit Specification และ Attenuation of Elliptic Filter

3.2 การออกแบบที่ 1

แสดงการออกแบบตัวกรองเชิงเลขแบบแบนด์แคบที่ปราศจากตัวคูณ ที่มีข้อกำหนดดังนี้

$$F_p = 0.15, F_a = 0.2, A_p = 0.2 \text{ dB}, A_a = 30 \text{ dB}$$

ขั้นตอนการออกแบบตัวกรองเชิงเลขแบบแบนด์แคบที่ปราศจากตัวคูณมี 3 ขั้นตอนหลักๆ ดังนี้

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

3.2.1 การเลือกค่า α

ค่า α ต้องสัมพันธ์กับพารามิเตอร์ของฟังก์ชันการถ่ายโอน 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 2.4 แสดงค่า α, f_{3dB} ที่หาจากสมการที่ (2.58) ซึ่งเป็นวิธีที่สร้างได้ง่ายที่สุด จะพบว่ามียค่าจากตารางที่ 2.4 ซึ่งสามารถเป็นได้เราจะเลือกค่า α ที่เหมาะสมกับค่า F_p, f_{3dB}, F_a

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

ถ้าค่าที่เหมาะสมจากสมการที่ (2.58) ไม่ได้ให้ค่าที่เหมาะสมที่ได้จากสมการที่ (2.59) และสมการที่ (2.60) ตามลำดับ

3.2.1.1 หาค่า α , และค่า f_{3dB} ตารางที่ 3.1 ขั้นตอนการหาค่า α , และค่า f_{3dB}

ขั้นตอน	คำนวณหา α , และ f_{3dB}	สมการอ้างอิง
A1	$-0.5878 < \alpha < -0.309$	(3.1)
A2	$\alpha \approx -0.4596$	(3.2)
A3	$\alpha \in [..., -0.484, -0.46875...]$	(2.58)
A4	$\alpha = -0.4531$	ทำการเลือกค่า α
A5	$f_{3dB} = 0.17515$	$f_{3dB} = \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \sqrt{\frac{1+\alpha}{1-\alpha}}$

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

$$\text{กำหนดให้ } F_p = 0.15, F_a = 0.2, A_p = 0.2\text{dB}, A_a = 30\text{dB}$$

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

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

$$-0.5878 < \alpha < -0.309$$

A2. เราสามารถหาค่า α ได้จากสูตร

$$\alpha \approx -\frac{1 - \tan \pi F_p \tan \pi F_a}{1 + \tan \pi F_p \tan \pi F_a} \approx -\frac{1 - \tan(\pi \times 0.15) \tan(\pi \times 0.2)}{1 + \tan(\pi \times 0.15) \tan(\pi \times 0.2)}$$

$$\alpha \approx -0.4596$$

A3. คำนวณหาค่า α ที่เป็นไปได้ทั้งหมดจากสมการที่ (2.58) และตารางที่ 2.4

$$\alpha \in [\dots, -0.484, -0.46875 \dots]$$

A4. นำค่า α ที่คำนวณได้จาก A2 มาเทียบกับค่า α ที่เป็นไปได้ทั้งหมดจากสมการที่ (2.58) และตารางที่ 2.4 ถ้าไม่สามารถหาค่า α ที่เหมาะสมหรือตามความละเอียดที่ต้องการได้ให้คำนวณหาค่า α ที่เป็นไปได้ทั้งหมดอีกครั้ง จากสมการที่ (2.59) สมการที่ (2.60) ต่อไปตามลำดับ

$$\alpha = -0.4531$$

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

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

$$= \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \sqrt{\frac{1+(-0.4531)}{1-(-0.4531)}}$$

$$= 0.17515$$

3.2.2 การเลือกค่า β

ในขั้นตอนนี้เป็นทางเลือกฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวกรอง 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

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

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

$$\beta_{max1} = r_{max1}^2 \text{ and } \beta_{max2} = r_{max2}^2 \tag{3.3}$$

ซึ่ง r_{max1} และ r_{max2} คือ ขนาดของโพลที่ใกล้กับวงกลมหนึ่งหน่วยมากที่สุดของ $H_1(z)$ และ $H_2(z)$ ตามลำดับ ค่าของ β_{max} ที่นำมาจะสร้างด้วยกระบวนการเลื่อน (Shift) และกระบวนการบวก (Add) จะถูกเลือกค่าที่อยู่ในช่วงดังต่อไปนี้

$$\beta_{max1} < \beta_{max} < \beta_{max2} \tag{3.4}$$

สำหรับการเลือกค่า β_{max} ที่เหมาะสมกับค่า Ω_a ของอนุบาลอกคั่นแบบ EMQF ค่าคงที่ k ที่พิจารณาจากสมการที่ (2.41) จะรับประกันว่าจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของแอนาลอกคั่นแบบ 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 ทาล่า n

ตารางที่ 3.2 ขั้นตอนการหาล่า n

ขั้นตอน	ล่านวลหาล่าอันดับของตัวกรอง (n)	สมการอ่างอิง
B1	$n \geq \text{ellipord}(2 * F_p, 2 * F_a, A_p, A_a)$	MATLAB
B2	$n = 5$	n : ต้องเป็นอันดับเลขคี่

B1. เป็นการใชล่าสั่ง ellipord จากโปรแกรม MATLAB เพื่อทำการหาล่าอันดับที่น้อยที่สุด n ของตัวกรองอิลิปติก (Elliptic) ตามเงื่อนไขของข้อกำหนด ซึ่งหาล่าอันดับที่น้อยที่สุดของตัวอิลิปติก (Elliptic) ได้ล่า $n = 4$

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

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

$$n = 4$$

B2. เนื่องจากการเงื่อนไขของการต่อแบบขนานของสองโครงข่ายออลทาสกกำหนดให้ตัวกรองต้องเป็นอันดับคี่ เราจึงเลือกอันดับของตัวกรองเป็น

$$n = 5$$

3.2.2.2 ทหค่า $\beta_{\max 1}$ ตารางที่ 3.3 ขั้นตอนการหาค่า $\beta_{\max 1}$

ขั้นตอน	คำนวณหา $\beta_{\max 1}$	สมการอ้างอิง
B3	$f_{p1} = 0.15214$	$f_{a1} = F_a$, (2.44)
B4	$\Omega_a = 1.4025$	(2.43)
B5	$L = 606$	$L(n, \Omega_a)$
B6	$a_{p1} = 0.007154$	$a_{p1} = 10 \log(1 + 1/L)$
B7	$a_{a1} = 27.836$	$a_{a1} = 10 \log(1 + L)$
B8	$[z, p, c] = \text{ellip}(n, a_{p1}, a_{a1}, 2 * f_{p1})$	MATLAB
B9	$\beta_{\max 1} = \max(p ^2)$	(2.55)

B3. จากหลักการของตัวกรอง EMQF จะได้ว่า $f_{a1} = F_a$ และเรารู้ว่าค่า $f_{3dB} = 0.0345$ จากในขั้นตอน A จึงสามารถนำไปหาค่า f_{p1} ได้จากสมการที่ (2.44)

$$\begin{aligned} \tan^2 \pi f_{3dB} &= \tan \pi f_{a1} \tan \pi f_{p1} \\ f_{p1} &= \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \left[\frac{\tan^2 \pi f_{3dB}}{\tan \pi f_{a1}} \right] \\ &= \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \left[\frac{\tan^2 (\pi \times 0.1751)}{\tan (\pi \times 0.2)} \right] \\ &= 0.15214 \end{aligned}$$

B4. หลังจากที่เราหาค่าขอบความถี่ช่วงความถี่ผ่านที่เกิดขึ้นจริง (Actual Passband Edge Frequency), f_{p1} และค่าขอบความถี่ช่วงความถี่หยุดที่เกิดขึ้นจริง (Actual Stopband Edge Frequency), f_{a1} สามารถคำนวณหาค่าแฟกเตอร์การเลือก, Ω_a ได้จากสมการที่ (2.43)

$$\begin{aligned}\Omega_a &= \frac{\tan \pi f_{a1}}{\tan \pi f_{p1}} \\ &= \frac{\tan(\pi \times 0.2)}{\tan(\pi \times 0.15214)} \\ \Omega_a &= 1.402\end{aligned}$$

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

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

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

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

จะได้

$$L = 606$$

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

$$\begin{aligned}a_{p1} &= 10 \log \left(1 + \frac{1}{L} \right) \\ &= 10 \log \left(1 + \frac{1}{606} \right) \\ &= 0.00715 \text{dB}\end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

$$\begin{aligned} a_{a1} &= 10 \log(1 + L) \\ &= 10 \log(1 + 606) \\ &= 27.836 \text{dB} \end{aligned}$$

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

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

$$\begin{aligned} z &= -1.000 \\ &\quad -0.10408 + 0.99456i \\ &\quad -0.10408 - 0.99456i \\ &\quad 0.2768 + 0.96092i \\ &\quad 0.2768 - 0.96092i \\ p &= 0.41139 + 0.80413i \\ &\quad 0.41139 - 0.80413i \\ &\quad 0.311 + 0.5255i \\ &\quad 0.311 - 0.5255i \\ &\quad 0.2396 \\ c &= 0.088 \end{aligned}$$

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

$$\begin{aligned} \beta_{\max 1} &= \max(|p|^2) \\ &= 0.8159 \end{aligned}$$

3.2.2.3 หาค่า $\beta_{\max 2}$ ตารางที่ 3.4 ขั้นตอนการหาค่า $\beta_{\max 2}$

ขั้นตอน	คำนวณหา $\beta_{\max 2}$	สมการอ้างอิง
B10	$L = 999$	$L = 10(A_a/10) - 1, (2.50)$
B11	$\Omega_a = 1.5064$	$\Omega_a(n, L) (2.54)$
B12	$f_{p2} = 0.14754$	(2.43), (2.44)
B13	$a_{p2} = 0.0044dB$	$a_{p2} = 10 \log(1 + 1/L)$
B14	$a_{a2} = 30dB$	$a_{a2} = A_a$
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)

$$\begin{aligned}
 A_a &= a_{a2} \\
 L &= 10^{a_{a2}/10} - 1 \\
 L &= 10^{30/10} - 1 \\
 &= 10^{30/10} - 1 \\
 &= 999
 \end{aligned}$$

B11. สามารถคำนวณค่าแฟกเตอร์การเลือก, $\Omega_a(n, L)$ 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 ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

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

$$\Omega_a = 1.5064$$

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

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

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

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

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

$$f_{a2} = 0.20543$$

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

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

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

$$f_{p2} = 0.14754$$

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$a_{p2} = 10 \log_{10} \left(1 + \frac{1}{999} \right)$$

$$a_{p2} = 0.0044 \text{ dB}$$

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

$$a_{a2} = 30 \text{ dB}$$

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

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

$$[z, p, c] = \text{ellip}(3, 0.0436, 20, 2 * 0.02)$$

$$z = -0.9999$$

$$-0.15708 + 0.98758i$$

$$-0.15708 - 0.98758i$$

$$0.24123 + 0.970466i$$

$$0.24123 - 0.970466i$$

$$p = 0.40662 + 0.79339i$$

$$0.40662 - 0.79339i$$

$$0.30515 + 0.50384i$$

$$0.30515 - 0.50384i$$

$$0.23954$$

$$C = 0.07829$$

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

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

$$\beta_{\max 2} = 0.794822$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.2.4 หาค่า β_{\max} ตารางที่ 3.5 ขั้นตอนการหาค่า β_{\max}

ขั้นตอน	คำนวณหา β_{\max}	สมการอ้างอิง
B17	$0.794822 < \beta_{\max} < 0.81587$	$\beta_{\max 1} < \beta_{\max} < \beta_{\max 2}$
B18	$\beta_{\max} \in [\dots, 0.875, 0.9141, \dots]$	(2.58), (2.59), (2.60)
B19	$\beta_{\max} = 1 - 1/2^3 - 1/2^4 = 0.8125$	ทำการเลือกค่า β_{\max}

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

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

$$0.794822 < \beta_{\max} < 0.81587$$

B18. นำค่า β_{\max} ที่คำนวณได้จาก B17 มาเทียบกับค่า β_{\max} ที่เป็นไปได้ทั้งหมด จากสมการที่ (2.58) และตารางที่ 2.4 ถ้าไม่สามารถหาค่า β_{\max} ที่เหมาะสมหรือตามความละเอียดที่ต้องการได้ ให้คำนวณหาค่า β_{\max} ที่เป็นไปได้ทั้งหมดอีกครั้ง จากสมการที่ (2.59) สมการที่ (2.60) ต่อไปตามลำดับ

$$\beta_{\max} \in [\dots, 0.875, 0.9141, \dots]$$

B19. ได้ค่าที่เหมาะสมจากสมการที่ (2.60)

$$\beta_{\max} = 1 - 1/2^3 - 1/2^4 = 0.8125$$

3.2.2.5 หาค่า β_3 และ α_1 ตารางที่ 3.6 ขั้นตอนการหาค่า β_3 และ α_1

ขั้นตอน	คำนวณหา β_{\max}	สมการอ้างอิง
B20	$f_p = 0.1498$	
B21	$f_a = 0.20283$	(2.44)
B22	$\Omega_a = 1.455$	$L(n, \Omega_a)$, (2.43)
B23	$L = 787$	$a_{p1} = 10 \log(1+1/L)$
B24	$a_p = 0.0055$	$a_{a1} = 10 \log(1+L)$
B25	$a_a = 28.9688$	MATLAB
B26	$[z, p, c] = \text{ellip}(n, a_{p2}, a_{a2}, 2 * f_{p2})$	(2.55)
B27	$\begin{cases} \beta_{\max} = \max(p ^2) = 0.80468 \\ \beta_3 = 0.35884 \\ \alpha_1 = -0.239 \end{cases}$	ตารางที่ 2.3

B20. ทำการประมาณค่า f_p โดยสังเกตจากค่า f_{p1} และ f_{p2} ที่คำนวณผ่านมาแล้วข้างต้น จะได้

$$f_p = 0.1498$$

B21. เราทราบว่าค่า $f_{3dB} = 0.0345$ จากในขั้นตอน A จึงสามารถนำไปหาค่า f_{a1} ได้จากสมการที่ (2.44)

$$\begin{aligned} \tan^2 \pi f_{3dB} &= \tan \pi f_{a1} \tan \pi f_{p1} \\ f_{a1} &= \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \left[\frac{\tan^2 \pi f_{3dB}}{\tan \pi f_{p1}} \right] \\ &= \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \left[\frac{\tan^2(\pi \times 0.1751)}{\tan(\pi \times 0.1498)} \right] \\ &= 0.20284 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

B22. หลังจากที่เราหาค่าขอบความถี่ช่วงความถี่ผ่านที่เกิดขึ้นจริง (Actual Passband Edge Frequency), f_p และค่าขอบความถี่ช่วงความถี่หยุดที่เกิดขึ้นจริง (Actual Stopband Edge Frequency), f_a สามารถคำนวณหาค่าแฟกเตอร์การเลือก, Ω_a ได้จากสมการที่ (2.43)

$$\begin{aligned}\Omega_a &= \frac{\tan \pi f_{a1}}{\tan \pi f_{p1}} \\ &= \frac{\tan(\pi \times 0.2028)}{\tan(\pi \times 0.1498)} \\ \Omega_a &= 1.45506\end{aligned}$$

B23. หาค่า L ได้จากค่า Ω_a และจากอันดับที่ n ของตัวกรองได้จากสมการที่ (2.51), (2.52)

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

$$\begin{cases} t = \frac{1}{2} \frac{1 - \frac{1}{\Omega_a}}{1 + \frac{1}{\Omega_a}} \\ q_p = t + 2t^5 + 15t^9 + 150t^{13} \end{cases}$$

$$q = e^{\pi^2 / \log(q_p)}$$

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

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

จะได้ $L = 787$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

B24. หาค่าการลดทอนสูงสุดที่เกิดขึ้นจริงในช่วงความถี่ผ่าน (Actual Maximal Passband Attenuation), a_p ได้จากสมการที่ (2.49)

$$\begin{aligned} a_{p1} &= 10 \log\left(1 + \frac{1}{L}\right) \\ &= 10 \log\left(1 + \frac{1}{787}\right) \\ &= 0.0055 \text{ dB} \end{aligned}$$

B25. หาค่าการลดทอนต่ำสุดที่เกิดขึ้นจริงในช่วงความถี่หยุด (Actual Minimal Stopband Attenuation), a_a ได้จากสมการที่ (2.50)

$$\begin{aligned} a_{a1} &= 10 \log(1 + L) \\ &= 10 \log(1 + 787) \\ &= 28.968 \text{ dB} \end{aligned}$$

B26. ใช้คำสั่ง $[z, p, c] = \text{ellip}(n, a_{p1}, a_{a1}, 2 * f_{p1})$ จากโปรแกรม MATLAB เพื่อหาคำแหน่งของโพลและตำแหน่งซีโรของตัวกรอง

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

$$z = -1$$

$$-0.13226 + 0.99121i$$

$$-0.13226 - 0.99121i$$

$$0.25826 + 0.9660i$$

$$0.2826 - 0.9660i$$

$$p = 0.40865 + 0.79855i$$

$$0.40865 - 0.79855i$$

$$0.30768 + 0.51398i$$

$$0.30768 - 0.51398i$$

$$0.23939$$

$$c = 0.083$$

B27. จากสมการที่ (2.55) $\beta_{\max} = r_{\max}^2$ ดังนั้นจะได้

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

$$= 0.80468$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และสามารถหาค่า α_1 ได้จากตารางที่ 2.3

$$\begin{aligned}\alpha_1 &= -\frac{1 - \tan(\pi f_{3dB})}{1 + \tan(\pi f_{3dB})} \\ &= -\frac{1 - \tan(\pi * 0.1751)}{1 + \tan(\pi * 0.1751)} \\ &= -0.2394\end{aligned}$$

ส่วนค่า β_3 สามารถหาได้จาก $\beta_3 = \max(|p|^2)$ โดยที่ค่าโพลที่ใช้คือ $p = 0.30768 \pm 0.5139i$ จะ
ได้

$$\beta_3 = 0.3588$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.3 ค่าคงที่กลุ่มที่สอง α_1 และ β_3

กระบวนการในการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของค่าคงที่กลุ่มที่สองซึ่งอยู่บนพื้นฐานของการวิเคราะห์ค่าความไวต่อการตอบสนอง (Sensitivity) ช่วงที่มีค่าซึ่งยอมรับได้ของค่า α_1 และ β_3 สามารถคำนวณโดยใช้ฟังก์ชันความไวทางเฟสและการกำหนดขอบเขต Margin

ภายในช่วงซึ่งสามารถยอมรับได้ค่า α_{1q} และ β_{3q} ที่เลือกยังคงให้ตัวกรองที่มีข้อกำหนดตามที่ต้องการ วิธีที่ง่ายที่สุดโดยการใช้เฟสทอเลอแรนซ์สคีม (Phase Tolerance Scheme) จากสมการที่ (2.38) และรูปที่ 2.21 เพราะว่าค่าความไวต่อการตอบสนองในช่วงความถี่ผ่านมีค่าต่ำมากและผลลัพธ์ที่ได้จากตัวกรอง EMQF มีค่า α_p ต่ำมากจึงสนับสนุนแนวคิดที่ว่าเราสามารถพิจารณาขอบเขตในช่วงความถี่หยุดเพียงอย่างเดียวได้

ตัวเลือกของ α_{1q} และ β_{3q} ถูกกำหนดขอบเขตโดย

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

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 หรือ β_3 โดยค่าที่ถูกควอนไทซ์ α_{1q} และ β_{3q} อาจจะคำนวณได้จากเทอมอันดับที่ 1 และเทอมอันดับที่ 2

$$\Delta\psi(\omega) = \pm \frac{1}{2} \frac{\partial \varphi_1(\omega)}{\partial \alpha_1} \Delta\alpha_1$$

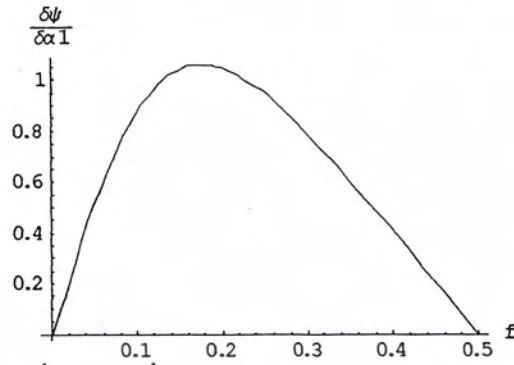
และ

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

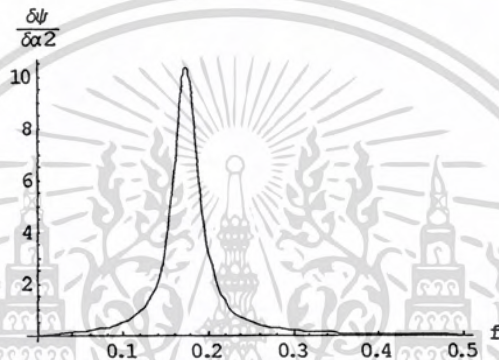
ซึ่ง + ใช้สำหรับสาขา a และ - ใช้สำหรับสาขา b

ค่า α_1 และ β_3 ซึ่งอยู่ในช่วงซึ่งสามารถยอมรับได้สามารถคำนวณได้โดยการประยุกต์สมการที่ (3.5), สมการที่ (3.6) และเซตของความถี่วิกฤตในช่วงความถี่หยุด ซึ่งความถี่วิกฤตก็คือขอบความถี่ขอบช่วงความถี่หยุด (F_a) และความถี่อื่นๆ ที่ให้ค่า $\psi(\omega)$ มีค่าสูงสุด ส่วนกระบวนการควอนไทซ์ควรจะ

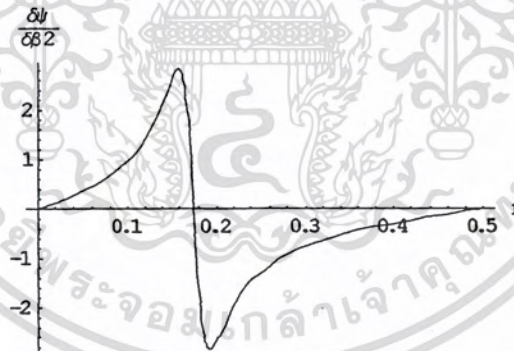
เริ่มต้นจากค่าคงที่ตัวที่ค่าความไวต่อการตอบสนองสูงที่สุดก่อนและค่อยตามด้วยค่าคงที่ตัวที่ค่าความไวต่อการตอบสนองต่ำ



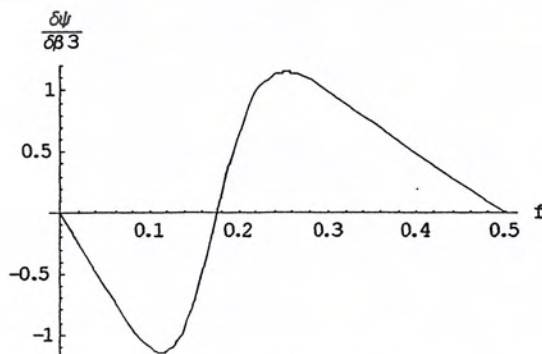
รูปที่ 3.2 ฟังก์ชันความไวต่อการตอบสนองของ α_1



รูปที่ 3.3 ฟังก์ชันความไวต่อการตอบสนองของ α_2



รูปที่ 3.4 ฟังก์ชันความไวต่อการตอบสนองของ β_2



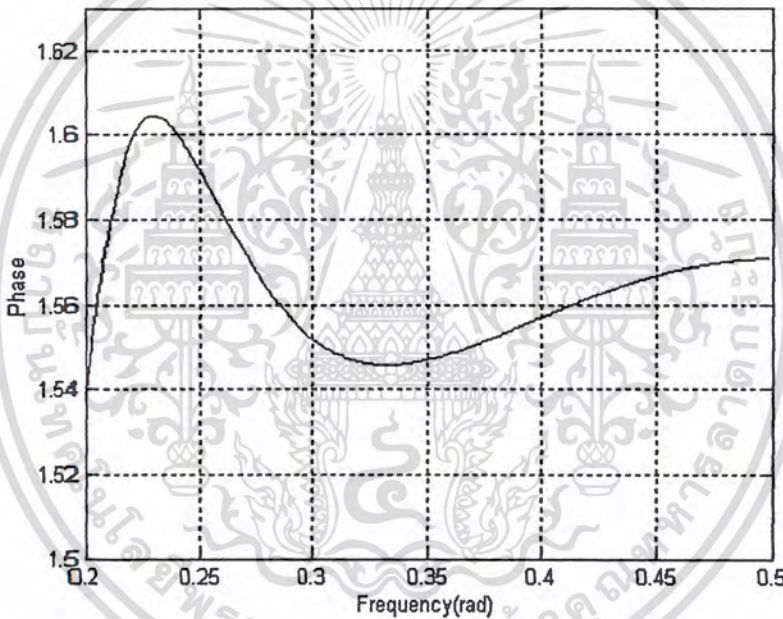
รูปที่ 3.5 ฟังก์ชันความไวต่อการตอบสนองของ β_3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.2, 3.3, 3.4, 3.5 แสดงฟังก์ชันความไวต่อการตอบสนองที่พิจารณาจากค่าคงที่การคูณในขั้นตอน A และขั้นตอน B ($\alpha_2 = \alpha_3 = \alpha, \beta_2 = \beta_{\max}$) เห็นได้อย่างชัดเจนว่าการใช้ค่าคงที่เหล่านี้โดยไม่ผ่านกระบวนการควอนไทซ์ เพื่อหลีกเลี่ยงอิทธิพลที่เกิดจากการมีค่าความไวต่อการตอบสนองสูงของค่าคงที่เหล่านี้ที่มีต่อผลตอบสนองของตัวกรอง ส่วนความไวต่อการตอบสนองของค่าคงที่ α_1 และ β_3 ซึ่งมีค่าต่ำสุด ดังรูปที่ 3.2 และ 3.5

กระบวนการควอนไทซ์เริ่มจากนิยามของเฟสทอเลอแรนซ์สคีม (Phase Tolerance Scheme) เนื่องจากการพิจารณาในช่วงความถี่หยุดเท่านั้นเฟสทอเลอแรนซ์สคีม (Phase Tolerance Scheme) ในสมการที่ (2.29) จึงสามารถลดรูปลงได้

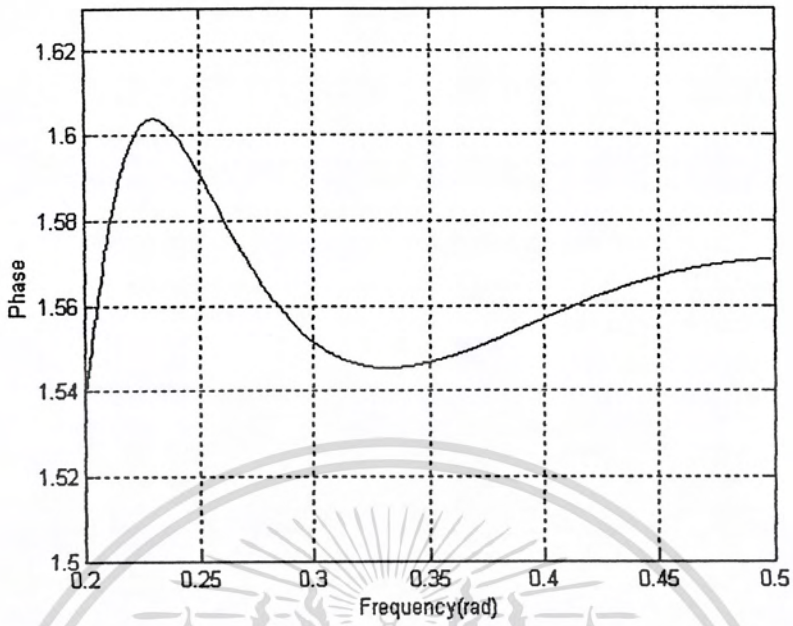
$$T_\psi = \{D_a - \psi_a, F_a - f_a\} \quad (3.7)$$



รูปที่ 3.6 การประมาณค่าฟังก์ชันผลต่างเฟสในช่วงความถี่หยุดก่อนการควอนไทซ์ β_3

จากรูปที่ 3.6 แสดงถึงการกำหนดส่วนต่างและคุณสมบัติของตัวกรองอันดับที่ 5 เส้นกราฟแทนฟังก์ชันผลต่างเฟส $\psi_0(\omega) = \psi(\omega, \alpha_1, \alpha, \beta_3, \beta_{\max})$ ที่คำนวณจากตัวกรอง EMQF ในขั้นตอน 3.2.2 กระบวนการควอนไทซ์จะทำการเป็นลำดับโดยเริ่มต้นจาก $\psi_0(\omega)$ และเซตของค่าคงที่ที่เหมาะสมซึ่งคำนวณได้จากขั้นตอน A และขั้นตอน B และกระบวนการจะสิ้นสุดลงเมื่อค่าคงที่การคูณทุกค่าถูกควอนไทซ์

เมื่อได้ค่า β_3 แล้วให้นำมาคำนวณหาค่าฟังก์ชันผลต่างเฟสใหม่อีกครั้งจะได้ฟังก์ชันผลต่างเฟส $\psi_1(\omega) = \psi(\omega, \alpha_1, \alpha, \beta_{3q}, \beta_{\max})$ ตามรูปที่ 3.7 จะเห็นว่าขอบเขต Margin ยังถูกละเว้นไว้สำหรับการควอนไทซ์ครั้งต่อไป ดังนั้นในการควอนไทซ์ครั้งที่ 2 เราจะทำการควอนไทซ์ α_1



รูปที่ 3.7 การประมาณค่าฟังก์ชันผลต่างเฟสในช่วงความถี่หยุดหลังการควอนไทซ์ β_3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.3.1 ค่า β_{3q} ตารางที่ 3.7 ขั้นตอนการหาค่า β_{3q}

ขั้นตอน	คำนวณ β_{3q}			สมการอ้างอิง
C1	$F_a = 0.2$	$f_x = 0.23$	$f_y = 0.33$	จากรูปที่ 3.6
C2	$\psi_0(F_a) = 1.538$	$\psi_0(f_x) = 1.605$	$\psi_0(f_y) = 1.546$	
C3	$\Delta_1 = -0.0328$	$\Delta_2 = 0.0342$	$\Delta_3 = -0.0248$	$\Delta = \psi_0(f) - \pi/2$
C4	$D_a = 0.03163$			(2.37)
C5	$\Delta_1 + D_a = -0.0011$	$\Delta_2 - D_a = 0.00257$	$\Delta_3 + D_a = 0.00683$	$\Delta_i \pm D_a$
C6	$\frac{\partial \psi(2\pi F_a)}{\partial \beta_3} = 0.63$	$\frac{\partial \psi(2\pi f_x)}{\partial \beta_3} = 1.07$	$\frac{\partial \psi(2\pi f_y)}{\partial \beta_3} = 0.82$	$\frac{\partial \psi(2\pi f)}{\partial \beta_3}$
C7	$\Delta_{\beta_3} = -0.0018$	$\Delta_{\beta_3} = 0.0024$	$\Delta_{\beta_3} = 0.00833$	$\Delta_{\beta_3} = \frac{\Delta_i \pm D_a}{\frac{\partial \psi(2\pi F_a)}{\partial \beta_3}}$
C8	0.35694	$\langle \beta_{3q} \rangle$	0.36713	$\beta_3 + \Delta_{\beta_3}$
C9	$\beta_{3q} = 1/2^2 + 1/2^3 - 1/2^6 = 0.3594$			

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

C1. จากรูปที่ 3.6 พิจารณาขอบความถี่ช่วงความถี่หยุด (F_a), ความถี่ที่ทำให้เฟรมมีค่าต่ำสุดและความถี่ที่ทำให้เฟรมมีค่าสูงสุดได้ค่าความถี่ต่างๆ ดังนี้

$$F_a = 0.2$$

$$f_x = 0.23$$

$$f_y = 0.33$$

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

$$\psi_0(F_a) = 1.538$$

$$\psi_0(f_x) = 1.605$$

$$\psi_0(f_y) = 1.546$$

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

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

$$\Delta_1 = -0.0328 \quad \Delta_2 = 0.0342 \quad \Delta_3 = -0.0248$$

C4. หาค่าขอบเขตที่ยอมให้เฟสมีการเปลี่ยนแปลง (D_a) ได้จากสมการที่ (2.37)

$$D_a = \frac{\pi}{2} - \cos^{-1}(10^{-4.20})$$

$$D_a = 0.03163$$

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

$$\Delta_1 \pm D_a$$

$$\Delta_1 + D_a = -0.0011 \quad \Delta_2 - D_a = 0.00257 \quad \Delta_3 + D_a = 0.00683$$

C6. จากรูปที่ 3.5 พิจารณาค่าความไวต่อการตอบสนองของค่า β_3 ที่ความถี่ F_a , f_x และ f_y

$$\frac{\partial \psi(2\pi f)}{\partial \beta_3}$$

$$\frac{\partial \psi(2\pi F_a)}{\partial \beta_3} = 0.63$$

$$\frac{\partial \psi(2\pi f_x)}{\partial \beta_3} = 1.07$$

$$\frac{\partial \psi(2\pi f_y)}{\partial \beta_3} = 0.82$$

C7. หาค่า Δ_{β_3}

$$\Delta_{\beta_3} = \frac{\Delta_1 \pm D_a}{\frac{\partial \psi(2\pi F_a)}{\partial \beta_3}}$$

ทำให้ได้ค่า Δ_{β_3} ต่างๆ ดังนี้

$$\Delta_{\beta_3} = -0.0018$$

$$\Delta_{\beta_3} = 0.0024$$

$$\Delta_{\beta_3} = 0.00833$$

C8. หาช่วงของค่า β_{3q} ที่เป็นไปได้

$$\beta_3 + \Delta_{\beta_3}$$

$$35694 < \beta_{3q} < 0.36713$$

C9. เลือกค่า β_{3q} ที่เหมาะสมกับช่วงของค่า β_{3q} ที่เป็นไปได้ใน C8 จากสมการที่ (2.58) สมการที่ (2.59) และสมการที่ (2.60) ตามลำดับ

$$\beta_{3q} = 1/2^2 + 1/2^3 - 1/2^6 = 0.3594$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.3.2 หาค่า α_{1q} ตารางที่ 3.8 ขั้นตอนการหาค่า α_{1q}

ขั้นตอน	คำนวณ α_{1q}			สมการอ้างอิง
C10	$F_a = 0.2$	$f_x = 0.23$	$f_y = 0.33$	จากรูปที่ 3.6
C11	$\psi_1(F_a) = 1.538$	$\psi_1(f_x) = 1.604$	$\psi_1(f_y) = 1.548$	
C12	$\Delta_1 = -0.0328$	$\Delta_2 = 0.0332$	$\Delta_3 = -0.0228$	$\Delta = \psi_1(f) - \pi/2$
C13	$D_a = 0.03163$			(2.37)
C14	$\Delta_1 + D_a = -0.001$	$\Delta_2 - D_a = 0.0016$	$\Delta_3 + D_a = 0.0088$	$\Delta_i \pm D_a$
C15	$\frac{\partial \psi(2\pi F_a)}{\partial \alpha_1} = 1.04$	$\frac{\partial \psi(2\pi f_x)}{\partial \alpha_1} = 0.98$	$\frac{\partial \psi(2\pi f_y)}{\partial \alpha_1} = 0.68$	$\frac{\partial \psi(2\pi f)}{\partial \alpha_1}$
C16	$\Delta_{\alpha 1} = -0.0012$	$\Delta_{\alpha 1} = 0.0016$	$\Delta_{\alpha 1} = 0.0129$	$\Delta_{\alpha 1} = \frac{\Delta_i \pm D_a}{\frac{\partial \psi(2\pi F_a)}{\partial \alpha_1}}$
C17	-0.2406	$\langle \alpha_{1q} \rangle$	-0.2265	$\alpha_1 + \Delta_{\alpha 1}$
C18	$\alpha_{1q} = -1/2^2 + 1/2^5 - 1/2^6 = -0.2344$			

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

C10. จากรูปที่ 3.6 พิจารณาขอบความถี่ช่วงความถี่หยุด (F_a), ความถี่ที่ทำให้เฟรมมีค่าต่ำสุดและความถี่ที่ทำให้เฟรมมีค่าสูงสุดได้ค่าความถี่ต่างๆ ดังนี้

$$F_a = 0.2$$

$$f_x = 0.23$$

$$f_y = 0.33$$

C11. จาก C1 ได้เฟสที่ความถี่ขอบของช่วงความถี่หยุด (F_a), f_x และ f_y ดังนี้

$$\psi_1(F_a) = 1.538$$

$$\psi_1(f_x) = 1.604$$

$$\psi_1(f_y) = 1.548$$

C12. เป็นการหาผลต่างเฟสเมื่อเทียบกับค่ากึ่งกลาง ($\pi/2$) ของขอบเขตที่ยอมให้เฟสเปลี่ยนแปลงได้ เพื่อให้ได้ทราบว่าเฟส ณ จุดต่างๆ ที่นำมาคิดอยู่สูงหรือต่ำกว่าจุดกึ่งกลาง ($\pi/2$) เท่าไหร่

$$\Delta = \psi_1(f) - \pi/2$$

$$\Delta_1 = -0.0328$$

$$\Delta_2 = 0.0332$$

$$\Delta_3 = -0.0228$$

C13. หาค่าขอบเขตที่ยอมให้เฟสมีการเปลี่ยนแปลง (D_a) ได้จากสมการที่ (2.37)

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

$$D_a = 0.03163$$

C14. หาค่าของขอบเขตที่เฟสยังสามารถเปลี่ยนแปลงได้อีก (ขอบเขต Margin) โดยที่ไม่เกินช่วงที่ยอมให้เฟสมีการเปลี่ยนแปลง (D_a) หาได้จาก

$$\Delta_i \pm D_a$$

$$\Delta_1 + D_a = -0.0012$$

$$\Delta_2 - D_a = 0.0016$$

$$\Delta_3 + D_a = 0.0088$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

C15. จากรูปที่ 3.2 พิจารณาค่าความไวต่อการตอบสนองของค่า α_1 ที่ความถี่ F_a , f_x และ f_y

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

$$\frac{\partial \psi(2\pi F_a)}{\partial \alpha_1} = 1.04$$

$$\frac{\partial \psi(2\pi f_x)}{\partial \alpha_1} = 0.98$$

$$\frac{\partial \psi(2\pi f_y)}{\partial \alpha_1} = 0.68$$

C16. หาค่า Δ_{α_1}

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

$$\Delta_{\alpha_1} = -0.0012 \quad \Delta_{\alpha_1} = 0.0016 \quad \Delta_{\alpha_1} = 0.0129$$

C17. หาช่วงของค่า α_{1q} ที่เป็นไปได้

$$\alpha_1 + \Delta_{\alpha_1}$$

$$-0.2406 < \alpha_{1q} < -0.2265$$

C18. เลือกค่า α_{1q} ที่เหมาะสมกับช่วงของค่า α_{1q} ที่เป็นไปได้ใน C8 จากสมการที่ (2.58) สมการที่ (2.59) และสมการที่ (2.60) ตามลำดับ

$$\alpha_{1q} = -1/2^2 + 1/2^5 - 1/2^6 = -0.2344$$

3.3 การออกแบบที่ 2

แสดงการออกแบบตัวกรองเชิงเลขแบบแบนด์แคบที่ปราศจากตัวคูณ ที่มีข้อกำหนดดังนี้

$$F_p = 0.03, F_a = 0.045, A_p = 0.2 \text{ dB}, A_a = 30 \text{ dB}$$

ขั้นตอนการออกแบบตัวกรองเชิงเลขแบบแบนด์แคบที่ปราศจากตัวคูณมี 3 ขั้นตอนหลักๆ ดังนี้

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

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

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

ตารางที่ 2.4 แสดงค่า α, f_{3dB} ที่หาจากสมการที่ (2.58) ซึ่งเป็นวิธีที่สร้างได้ง่ายที่สุด จะพบว่ามีหลายค่า จากตารางที่ 2.4 ซึ่งสามารถเป็นได้เราจะเลือกค่า 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 , และค่า f_{3dB} ตารางที่ 3.9 ขั้นตอนการหาค่า α , และค่า f_{3dB}

ขั้นตอน	คำนวณหา α , และ f_{3dB}	สมการอ้างอิง
A1	$-0.9823 < \alpha < -0.9603$	(3.1)
A2	$\alpha \approx -0.9735$	(3.2)
A3	$\alpha \in [..., -0.9805, -0.9648...]$	(2.58)
A4	$\alpha = -0.9766$	ทำการเลือกค่า α
A5	$f_{3dB} = 0.0345$	$f_{3dB} = \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \sqrt{\frac{1+\alpha}{1-\alpha}}$

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

กำหนดให้ $F_p = 0.03, F_a = 0.045, A_p = 0.2\text{dB}, A_a = 30\text{dB}$

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

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

$$-0.9823 < \alpha < -0.9603$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A2. เราสามารถหาค่า α ได้จากสูตร

$$\alpha \approx -\frac{1 - \tan \pi F_p \tan \pi F_a}{1 + \tan \pi F_p \tan \pi F_a} \approx -\frac{1 - \tan(\pi \times 0.03) \tan(\pi \times 0.045)}{1 + \tan(\pi \times 0.03) \tan(\pi \times 0.045)}$$

$$\alpha \approx -0.9735$$

A3. คำนวณหาค่า α ที่เป็นไปได้ทั้งหมดจากสมการที่ (2.58) และตารางที่ 2.4

$$\alpha \in [\dots, -0.9805, -0.9609, \dots]$$

A4. นำค่า α ที่คำนวณได้จาก A2 มาเทียบกับค่า α ที่เป็นไปได้ทั้งหมดจากสมการที่ (2.58) และตารางที่ 2.4 ถ้าไม่สามารถหาค่า α ที่เหมาะสมหรือตามความละเอียดที่ต้องการ ได้ให้คำนวณหาค่า α ที่เป็นไปได้ทั้งหมดอีกครั้ง จากสมการที่ (2.59) สมการที่ (2.60) ต่อไปตามลำดับ

$$\alpha = -0.9766$$

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

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

$$= \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \sqrt{\frac{1+(-0.9766)}{1-(-0.9766)}}$$

$$= 0.0345$$

3.3.2 การเลือกค่า β

ในขั้นตอนนี้ เป็นการเลือกฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวกรอง EMQF $H(z)$, และลงค่า 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 อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฟังก์ชันถ่ายโอน $H_2(z)$ เป็นตัวกรอง EMQF อันดับที่ n ด้วยเช่นกัน ซึ่งถูกออกแบบด้วยข้อกำหนด $a_{a2} = A_a$ คำนวณความถี่ขอบความถี่หยุด $f_{a2}(f_{a2}/f_{a1})$ 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 ของอนาล็อกต้นแบบ EMQF ค่าคงที่ k ที่พิจารณาจากสมการที่ (2.41) จะรับประกันว่าจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของแอนาล็อกต้นแบบ 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 ทาค่า n

ตารางที่ 3.10 ขั้นตอนการหาค่า n

ขั้นตอน	คำนวณหาอันดับของตัวกรอง (n)	สมการอ้างอิง
B1	$n \geq \text{ellipord}(2 * F_p, 2 * F_a, A_p, A_a)$	MATLAB
B2	$n = 5$	n : ต้องเป็นอันดับเลขคู่

B1. เป็นการใช้คำสั่ง ellipord จากโปรแกรม MATLAB เพื่อทำการหาอันดับที่น้อยที่สุด n ของตัวกรองอิลิปติก (Elliptic) ตามเงื่อนไขของข้อกำหนด ซึ่งหาอันดับที่น้อยที่สุดของตัวอิลิปติก (Elliptic) ได้ค่า $n = 4$

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

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

$$n = 4$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

B2. เนื่องจากเงื่อนไขของการต่อแบบขนานของสองโครงข่ายออลพาสกำหนดให้ตัวกรองต้องเป็นอันดับที่ เราจึงเลือกอันดับของตัวกรองเป็น

$$n = 5$$

3.3.2.2 หาค่า $\beta_{\max 1}$

ตารางที่ 3.11 ขั้นตอนการหาค่า $\beta_{\max 1}$

ขั้นตอน	คำนวณหา $\beta_{\max 1}$	สมการอ้างอิง
B3	$f_{p1} = 0.0264$	$f_{a1} = F_a, (2.44)$
B4	$\Omega_a = 1.7110$	(2.43)
B5	$L = 2272$	$L(n, \Omega_a)$
B6	$a_{p1} = 0.0019dB$	$a_{p1} = 10 \log(1 + 1/L)$
B7	$a_{a1} = 33.5663dB$	$a_{a1} = 10 \log(1 + L)$
B8	$[z, p, c] = \text{ellip}(n, a_{p1}, a_{a1}, 2 * f_{p1})$	MATLAB
B9	$\beta_{\max 1} = \max(p ^2)$	(2.55)

B3. จากหลักการของตัวกรอง EMQF จะได้ว่า $f_{a1} = F_a$ และเรารู้ว่าค่า $f_{3dB} = 0.0345$ จากในขั้นตอน A จึงสามารถนำไปหาค่า f_{p1} ได้จากสมการที่ (2.44)

$$\begin{aligned} \tan^2 \pi f_{3dB} &= \tan \pi f_{a1} \tan \pi f_{p1} \\ f_{p1} &= \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \left[\frac{\tan^2 \pi f_{3dB}}{\tan \pi f_{a1}} \right] \\ &= \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \left[\frac{\tan^2(\pi \times 0.0345)}{\tan(\pi \times 0.045)} \right] \\ &= 0.0264 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

B4. หลังจากที่เราหาค่าขอบความถี่ช่วงความถี่ผ่านที่เกิดขึ้นจริง (Actual Passband Edge Frequency), f_{p1} และค่าขอบความถี่ช่วงความถี่หยุดที่เกิดขึ้นจริง (Actual Stopband Edge Frequency), f_{a1} สามารถคำนวณหาค่าแฟกเตอร์การเลือก, Ω_a ได้จากสมการที่ (2.43)

$$\begin{aligned}\Omega_a &= \frac{\tan \pi f_{a1}}{\tan \pi f_{p1}} \\ &= \frac{\tan(\pi \times 0.045)}{\tan(\pi \times 0.0264)} \\ \Omega_a &= 1.7110\end{aligned}$$

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

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

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

จะได้

$$L = 2272$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

$$\begin{aligned} a_{p1} &= 10 \log\left(1 + \frac{1}{L}\right) \\ &= 10 \log\left(1 + \frac{1}{2272}\right) \\ &= 0.0019\text{dB} \end{aligned}$$

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

$$\begin{aligned} a_{s1} &= 10 \log(1 + L) \\ &= 10 \log(1 + 2272) \\ &= 33.5663\text{dB} \end{aligned}$$

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

$$[z, p, c] = \text{ellip}(n, a_{p1}, a_{s1}, 2 * f_{p1})$$

$$z = -1.000$$

$$0.9021 + 0.4314i$$

$$0.9021 - 0.4314i$$

$$0.9570 + 0.2902i$$

$$0.9570 - 0.2902i$$

$$p = 0.9459 + 0.2059i$$

$$0.9459 - 0.2059i$$

$$0.8668 + 0.1543i$$

$$0.8668 - 0.1543i$$

$$0.8037$$

$$c = 0.011$$

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

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

$$= 0.9372$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.2.3 ค่า $\beta_{\max 2}$ ตารางที่ 3.12 ขั้นตอนการหาค่า $\beta_{\max 2}$

ขั้นตอน	คำนวณหา $\beta_{\max 2}$	สมการอ้างอิง
B10	$L = 999$	$L = 10(A_a/10) - 1, (2.50)$
B11	$\Omega_a = 1.5064$	$\Omega_a(n, L) (2.54)$
B12	$f_{p2} = 0.0281$	(2.43), (2.44)
B13	$a_{p2} = 0.0044dB$	$a_{p2} = 10 \log(1 + 1/L)$
B14	$a_{a2} = 30dB$	$a_{a2} = A_a$
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)

$$\begin{aligned}
 A_a &= a_{a2} \\
 L &= 10^{a_{a2}/10} - 1 \\
 L &= 10^{A_a/10} - 1 \\
 &= 10^{30/10} - 1 \\
 &= 999
 \end{aligned}$$

B11. สามารถคำนวณค่าแฟกเตอร์การเลือก, $\Omega_a(n, L)$ 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 ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

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

$$\Omega_a = 1.5064$$

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

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

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

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

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

$$f_{a2} = 0.0423$$

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

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

$$f_{p2} = 0.0281$$

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$a_{p2} = 10 \log_{10} \left(1 + \frac{1}{999} \right)$$

$$a_{p2} = 0.0044 \text{ dB}$$

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

$$a_{a2} = 30 \text{ dB}$$

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

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

$$[z, p, c] = \text{ellip}(3, 0.0436, 20, 2 * 0.02)$$

$$z = -0.9999$$

$$0.9172 + 0.3984i$$

$$0.9172 - 0.3984i$$

$$0.9623 + 0.2721i$$

$$0.9623 - 0.2721i$$

$$p = 0.9504 + 0.2076i$$

$$0.9504 - 0.2076i$$

$$0.8743 + 0.1616i$$

$$0.8743 - 0.1616i$$

$$C = 0.015$$

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

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.2.4 หาค่า β_{\max} ตารางที่ 3.13 ขั้นตอนการหาค่า β_{\max}

ขั้นตอน	คำนวณหา β_{\max}	สมการอ้างอิง
B17	$0.9372 < \beta_{\max} < 0.9463$	$\beta_{\max 1} < \beta_{\max} < \beta_{\max 2}$
B18	$\beta_{\max} \in [\dots, 0.875, 0.9141, \dots]$	(2.58), (2.59), (2.60)
B19	$\beta_{\max} = 1 - 1/2^4 + 1/2^6 - 1/2^7 = 0.9453$	ทำการเลือกค่า β_{\max}

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

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

$$0.9372 < \beta_{\max} < 0.9463$$

B18. นำค่า β_{\max} ที่คำนวณได้จาก B17 มาเทียบกับค่า β_{\max} ที่เป็นไปได้ทั้งหมด จากสมการที่ (2.58) และตารางที่ 2.4 ถ้าไม่สามารถหาค่า β_{\max} ที่เหมาะสมหรือตามความละเอียดที่ต้องการได้ ให้คำนวณหาค่า β_{\max} ที่เป็นไปได้ทั้งหมดอีกครั้ง จากสมการที่ (2.59) สมการที่ (2.60) ต่อไปตามลำดับ

$$\beta_{\max} \in [\dots, 0.875, 0.9141, \dots]$$

B19. ได้ค่าที่เหมาะสมจากสมการที่ (2.60)

$$\beta_{\max} = 1 - 1/2^4 + 1/2^6 - 1/2^7 = 0.9453$$

3.3.2.5 หาค่า β_3 และ α_1 ตารางที่ 3.14 ขั้นตอนการหาค่า β_3 และ α_1

ขั้นตอน	คำนวณหา β_{\max}	สมการอ้างอิง
B20	$f_p = 0.0273$	
B21	$f_a = 0.0436$	(2.44)
B22	$\Omega_a = 1.6076$	$L(n, \Omega_a)$, (2.43)
B23	$L = 1533$	$\alpha_{p1} = 10 \log(1 + 1/L)$
B24	$a_p = 0.0028$	$\alpha_{a1} = 10 \log(1 + L)$
B25	$a_a = 31.8603$	MATLAB
B26	$[z, p, c] = \text{ellip}(n, a_{p2}, a_{a2}, 2 * f_{p2})$	(2.55)
B27	$\begin{cases} \beta_{\max} = \max(p ^2) = 0.9415 \\ \beta_3 = 0.7821 \\ \alpha_1 = 0.8037 \end{cases}$	ตารางที่ 2.3

B20. ทำการประมาณค่า f_p โดยสังเกตจากค่า f_{p1} และ f_{p2} ที่คำนวณผ่านมาแล้วข้างต้น จะได้

$$f_p = 0.0273$$

B21. เราทราบว่าค่า $f_{3dB} = 0.0345$ จากในขั้นตอน A จึงสามารถนำไปหาค่า f_{a1} ได้จากสมการที่ (2.44)

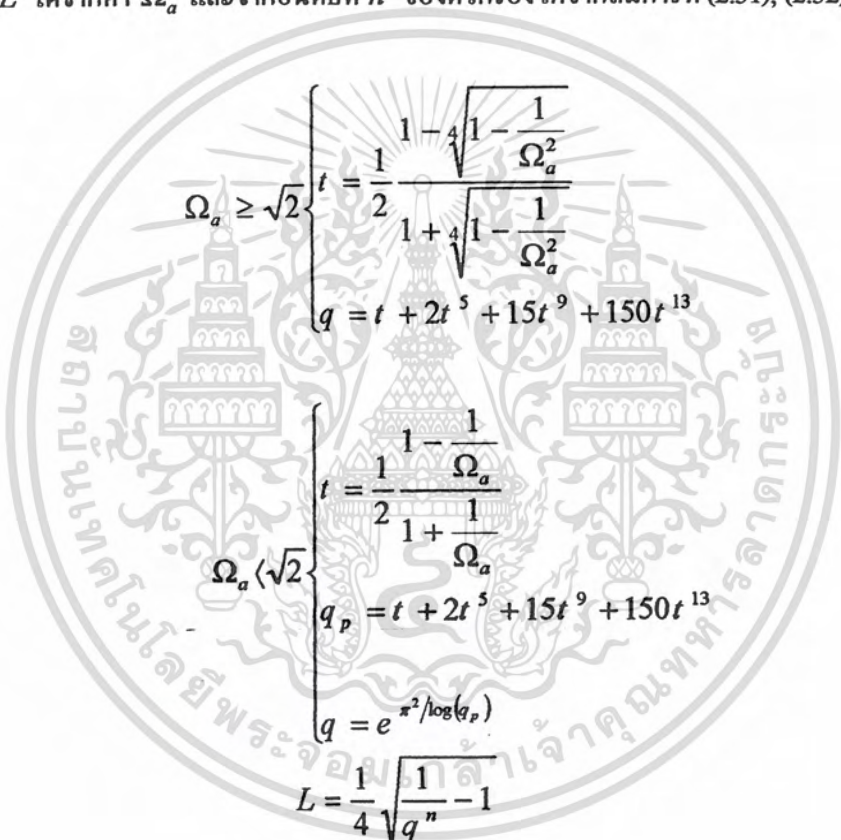
$$\begin{aligned} \tan^2 \pi f_{3dB} &= \tan \pi f_{a1} \tan \pi f_{p1} \\ f_{a1} &= \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \left[\frac{\tan^2 \pi f_{3dB}}{\tan \pi f_{p1}} \right] \\ &= \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \left[\frac{\tan^2 (\pi \times 0.0345)}{\tan (\pi \times 0.0273)} \right] \\ &= 0.0436 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

B22. หลังจากที่เราหาค่าขอบความถี่ช่วงความถี่ผ่านที่เกิดขึ้นจริง (Actual Passband Edge Frequency), f_p และค่าขอบความถี่ช่วงความถี่หยุดที่เกิดขึ้นจริง (Actual Stopband Edge Frequency), f_a สามารถคำนวณหาค่าแฟกเตอร์การเลือก, Ω_a ได้จากสมการที่ (2.43)

$$\begin{aligned}\Omega_a &= \frac{\tan \pi f_{a1}}{\tan \pi f_{p1}} \\ &= \frac{\tan(\pi \times 0.0436)}{\tan(\pi \times 0.0273)} \\ \Omega_a &= 1.6076\end{aligned}$$

B23. หาค่า L ได้จากค่า Ω_a และจากอันดับที่ n ของตัวกรองได้จากสมการที่ (2.51), (2.52)



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

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

จะได้ $L = 1533$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

B24. หาค่าการลดทอนสูงสุดที่เกิดขึ้นจริงในช่วงความถี่ผ่าน (Actual Maximal Passband Attenuation), a_p ได้จากสมการที่ (2.49)

$$\begin{aligned} a_{p1} &= 10 \log\left(1 + \frac{1}{L}\right) \\ &= 10 \log\left(1 + \frac{1}{1533}\right) \\ &= 0.0028 \text{dB} \end{aligned}$$

B25. หาค่าการลดทอนต่ำสุดที่เกิดขึ้นจริงในช่วงความถี่หยุด (Actual Minimal Stopband Attenuation), a_s ได้จากสมการที่ (2.50)

$$\begin{aligned} a_{s1} &= 10 \log(1 + L) \\ &= 10 \log(1 + 1533) \\ &= 31.8603 \text{dB} \end{aligned}$$

B26. ใช้คำสั่ง $[z, p, c] = \text{ellip}(n, a_{p1}, a_{s1}, 2 * f_{p1})$ จากโปรแกรม MATLAB เพื่อหาคำแหน่งของ โพลและตำแหน่งซีโรของตัวกรอง

$$[z, p, c] = \text{ellip}(n, a_{p1}, a_{s1}, 2 * f_{p1})$$

$$z = -0.9999$$

$$0.9096 + 0.4155i$$

$$0.9096 - 0.4155i$$

$$0.9596 + 0.2813i$$

$$0.9596 - 0.2813i$$

$$p = 0.9480 + 0.2067i$$

$$0.9480 - 0.2067i$$

$$0.8702 + 0.1577i$$

$$0.8702 - 0.1577i$$

$$0.8037$$

$$c = 0.0127$$

B27. จากสมการที่ (2.55) $\beta_{\max} = r_{\max}^2$ ดังนั้นจะได้

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

$$= 0.9415$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และสามารถหาค่า α_1 ได้จากตารางที่ 2.3

$$\begin{aligned}\alpha_1 &= -\frac{1 - \tan(\pi f_{3dB})}{1 + \tan(\pi f_{3dB})} \\ &= -\frac{1 - \tan(\pi * 0.0345)}{1 + \tan(\pi * 0.0345)} \\ &= -0.8037\end{aligned}$$

ส่วนค่า β_3 สามารถหาได้จาก $\beta_3 = \max(|p|^2)$ โดยที่ค่าโพลที่ใช้คือ $p = 0.8702 \pm 0.1577i$ จะได้
 $\beta_3 = 0.7821$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.3 ค่าคงที่กลุ่มที่สอง α_1 และ β_3

กระบวนการในการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของค่าคงที่กลุ่มที่สองซึ่งอยู่บนพื้นฐานของการวิเคราะห์ค่าความไวต่อการตอบสนอง (Sensitivity) ช่วงที่มีค่าซึ่งยอมรับได้ของค่า α_1 และ β_3 สามารถคำนวณโดยใช้ฟังก์ชันความไวทางเฟสและการกำหนดขอบเขต Margin

ภายในช่วงซึ่งสามารถยอมรับได้ค่า α_{1q} และ β_{3q} ที่เลือกยังคงให้ตัวกรองที่มีข้อกำหนดตามที่ต้องการ วิธีที่ง่ายที่สุดโดยการใช้เฟสทอเลอแรนซ์สคีม (Phase Tolerance Scheme) จากสมการที่ (2.38) และรูปที่ 2.21 เพราะว่าค่าความไวต่อการตอบสนองในช่วงความถี่ผ่านมีค่าต่ำมากและผลลัพธ์ที่ได้จากตัวกรอง EMQF มีค่า α_p ต่ำมากจึงสนับสนุนแนวคิดที่ว่าเราสามารถพิจารณาขอบเขตในช่วงความถี่หยุดเพียงอย่างเดียวได้

ตัวเลือกของ α_{1q} และ β_{3q} ถูกกำหนดขอบเขตโดย

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

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 หรือ β_3 โดยค่าที่ถูกควอนไทซ์ α_{1q} และ β_{3q} อาจจะได้คำนวณได้จากเทอมอันดับที่ 1 และเทอมอันดับที่ 2

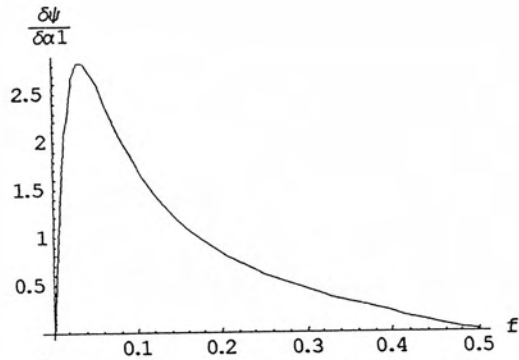
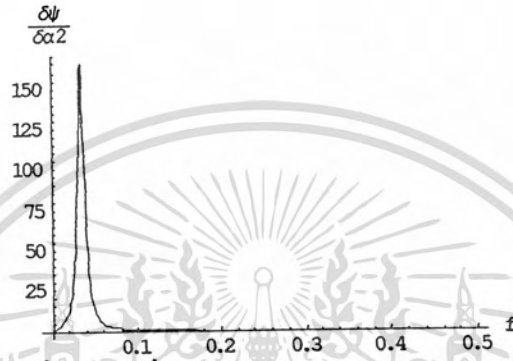
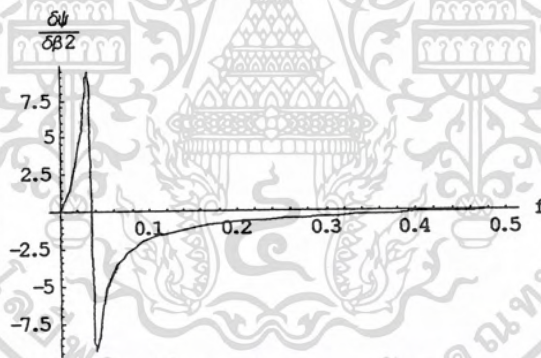
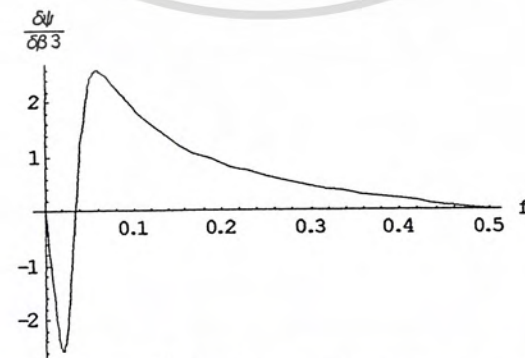
$$\Delta\psi(\omega) = \pm \frac{1}{2} \frac{\partial \psi_1(\omega)}{\partial \alpha_1} \Delta\alpha_1$$

และ

$$\Delta\psi(\omega) = \pm \frac{1}{2} \frac{\partial \psi_1(\omega)}{\partial \beta_1}, \quad i)1 \quad (3.13)$$

ซึ่ง + ใช้สำหรับสาขา a และ - ใช้สำหรับสาขา b

ค่า α_1 และ β_3 ซึ่งอยู่ในช่วงซึ่งสามารถยอมรับได้สามารถคำนวณได้โดยการประยุกต์สมการที่ (3.5), สมการที่ (3.6) และเซตของความถี่วิกฤตในช่วงความถี่หยุด ซึ่งความถี่วิกฤตก็คือขอบความถี่ขอบช่วงความถี่หยุด (F_a) และความถี่อื่นๆ ที่ให้ค่า $\psi(\omega)$ มีค่าสูงสุด ส่วนกระบวนการควอนไทซ์ควรจะเริ่มต้นจากค่าคงที่ตัวที่ค่าความไวต่อการตอบสนองสูงที่สุดก่อนและค่อยตามด้วยค่าคงที่ตัวที่ค่าความไวต่อการตอบสนองต่ำ

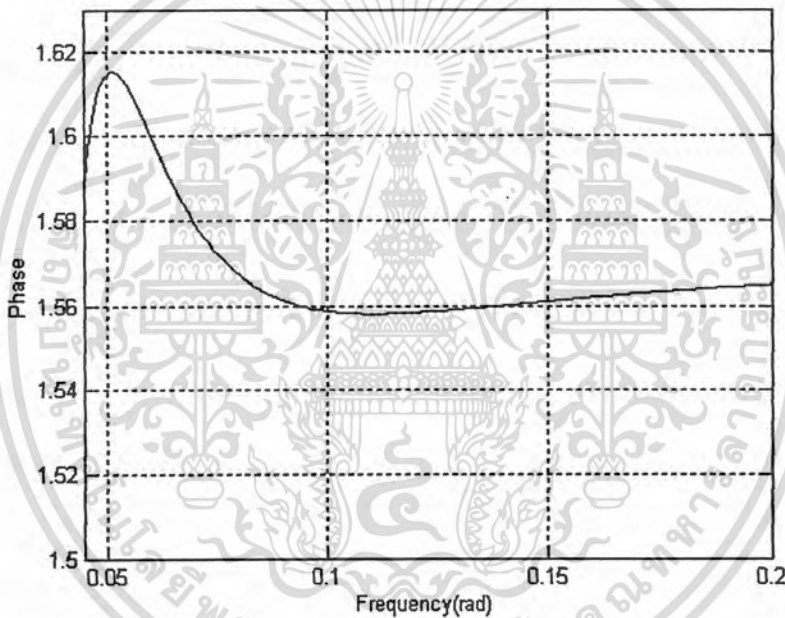
รูปที่ 3.8 ฟังก์ชันความไวต่อการตอบสนองของ α_1 รูปที่ 3.9 ฟังก์ชันความไวต่อการตอบสนองของ α_2 รูปที่ 3.10 ฟังก์ชันความไวต่อการตอบสนองของ β_2 รูปที่ 3.11 ฟังก์ชันความไวต่อการตอบสนองของ β_3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.8, 3.9, 3.10, 3.11 แสดงฟังก์ชันความไวต่อการตอบสนองที่พิจารณาจากค่าคงที่การคูณในขั้นตอน A และขั้นตอน B ($\alpha_2 = \alpha_3 = \alpha, \beta_2 = \beta_{\max}$) เห็นได้อย่างชัดเจนว่าการใช้ค่าคงที่เหล่านี้โดยไม่ผ่านกระบวนการควอนไทซ์ เพื่อหลีกเลี่ยงอิทธิพลที่เกิดจากการมีค่าความไวต่อการตอบสนองสูงของค่าคงที่เหล่านี้ที่มีต่อผลตอบสนองของตัวกรอง ส่วนความไวต่อการตอบสนองของค่าคงที่ α_1 และ β_3 ซึ่งมีค่าต่ำสุด ดังรูปที่ 3.8 และ 3.11

กระบวนการควอนไทซ์เริ่มจากนิยามของเฟสทอเลอแรนซ์สคีมา (Phase Tolerance Scheme) เนื่องจากมีการพิจารณาในช่วงความถี่หยุดเท่านั้นเฟสทอเลอแรนซ์สคีมา (Phase Tolerance Scheme) ในสมการที่ (2.29) จึงสามารถลดรูปลงได้

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

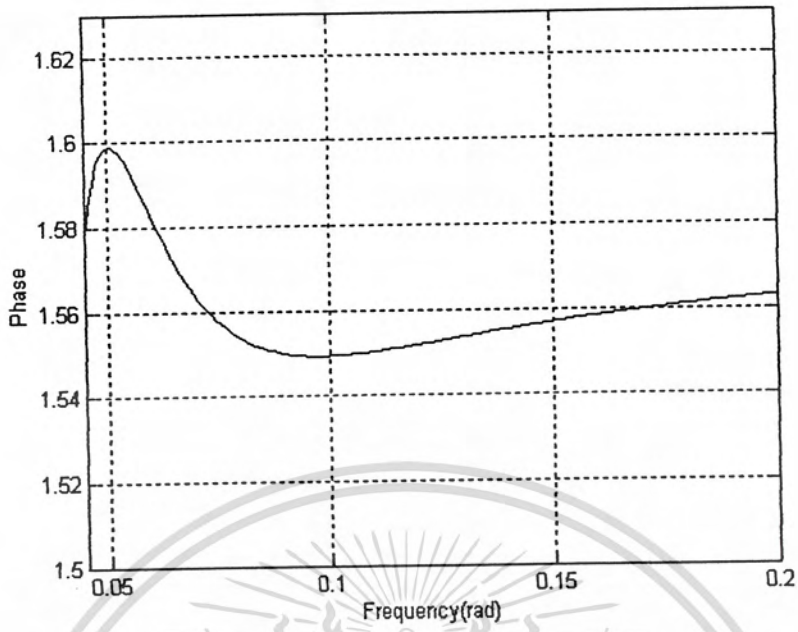


รูปที่ 3.12 การประมาณค่าฟังก์ชันผลต่างเฟสในช่วงความถี่หยุดก่อนการควอนไทซ์ β_3

จากรูปที่ 3.12 แสดงถึงการกำหนดส่วนต่างและคุณสมบัติของตัวกรองอันดับที่ 5 เส้นกราฟแทนฟังก์ชันผลต่างเฟส $\psi_0(\omega) = \psi(\omega, \alpha_1, \alpha, \beta_3, \beta_{\max})$ ที่คำนวณจากตัวกรอง EMQF ในขั้นตอน 3.3.2 กระบวนการควอนไทซ์จะทำการลดค่าโดยเริ่มต้นจาก $\psi_0(\omega)$ และเซตของค่าคงที่ที่เหมาะสมซึ่งคำนวณได้จากขั้นตอน A และขั้นตอน B และกระบวนการจะสิ้นสุดลงเมื่อค่าคงที่การคูณทุกค่าถูกควอนไทซ์

เมื่อได้ค่า β_3 แล้วให้นำมาคำนวณหาฟังก์ชันผลต่างเฟสใหม่อีกครั้งจะได้ฟังก์ชันผลต่างเฟส $\psi_1(\omega) = \psi(\omega, \alpha_1, \alpha, \beta_{3q}, \beta_{\max})$ ตามรูปที่ 3.13 จะเห็นว่าขอบเขต Margin ยังถูกละเว้นไว้สำหรับการควอนไทซ์ครั้งต่อไป ดังนั้นในการควอนไทซ์ครั้งที่ 2 เราจะทำการควอนไทซ์ α_1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.13 การประมาณค่าฟังก์ชันผลต่างเฟสในช่วงความถี่หยุดหลังการควอนไทซ์ β_3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.3.1 ค่า β_{3q} ตารางที่ 3.15 ขั้นตอนการหาค่า β_{3q}

ขั้นตอน	คำนวณ β_{3q}			สมการอ้างอิง
C1	$F_a = 0.045$	$f_x = 0.0518$	$f_y = 0.11$	จากรูปที่ 3.12
C2	$\psi_0(F_a) = 1.59$	$\psi_0(f_x) = 1.615$	$\psi_0(f_y) = 1.555$	
C3	$\Delta_1 = 0.0192$	$\Delta_2 = 0.0442$	$\Delta_3 = -0.01579$	$\Delta = \psi_0(f) - \pi/2$
C4	$D_a = 0.03163$			(2.37)
C5	$\Delta_1 + D_a = -0.012$	$\Delta_2 - D_a = 0.01257$	$\Delta_3 + D_a = 0.01584$	$\Delta_i \pm D_a$
C6	$\frac{\partial \psi(2\pi F_a)}{\partial \beta_3} = 1.92$	$\frac{\partial \psi(2\pi f_x)}{\partial \beta_3} = 2.45$	$\frac{\partial \psi(2\pi f_y)}{\partial \beta_3} = 1.79$	$\frac{\partial \psi(2\pi f)}{\partial \beta_3}$
C7	$\Delta_{\beta_3} = -0.0064$	$\Delta_{\beta_3} = -0.0051$	$\Delta_{\beta_3} = 0.00885$	$\Delta_{\beta_3} = \frac{\Delta_i \pm D_a}{\frac{\partial \psi(2\pi F_a)}{\partial \beta_3}}$
C8	0.77563	$\langle \beta_{3q} \rangle$	0.79095	$\beta_3 + \Delta_{\beta_3}$
C9	$\beta_{3q} = 1 - 1/2^2 + 1/2^5 + 1/2^7 = 0.7891$			

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

C1. จากรูปที่ 3.12 พิจารณาขอบความถี่ช่วงความถี่หยุด (F_a), ความถี่ที่ทำให้เฟรมมีค่าต่ำสุดและความถี่ที่ทำให้เฟรมมีค่าสูงสุดได้ค่าความถี่ต่างๆ ดังนี้

$$F_a = 0.045$$

$$f_x = 0.0518$$

$$f_y = 0.11$$

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

$$\psi_0(F_a) = 1.59$$

$$\psi_0(f_x) = 1.615$$

$$\psi_0(f_y) = 1.555$$

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

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

$$\Delta_1 = 1.59 - \frac{\pi}{2} = 0.0192$$

$$\Delta_2 = 1.615 - \frac{\pi}{2} = 0.0442$$

$$\Delta_3 = 1.555 - \frac{\pi}{2} = -0.01579$$

C4. หาค่าขอบเขตที่ยอมให้เฟรมมีการเปลี่ยนแปลง (D_a) ได้จากสมการที่ (2.37)

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

$$D_a = 0.03163$$

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

$$\Delta_1 \pm D_a$$

$$\Delta_1 + D_a = -0.01243$$

$$\Delta_2 - D_a = 0.01257$$

$$\Delta_3 + D_a = 0.01584$$

C6. จากรูปที่ 3.8 พิจารณาค่าความไวต่อการตอบสนองของค่า β_3 ที่ความถี่ F_a , f_x และ f_y

$$\frac{\partial \psi(2\pi f)}{\partial \beta_3}$$

$$\frac{\partial \psi(2\pi F_a)}{\partial \beta_3} = 1.92$$

$$\frac{\partial \psi(2\pi f_x)}{\partial \beta_3} = 2.45$$

$$\frac{\partial \psi(2\pi f_y)}{\partial \beta_3} = 1.79$$

C7. หาค่า Δ_{β_3}

$$\Delta_{\beta_3} = \frac{\Delta_1 \pm D_a}{\frac{\partial \psi(2\pi F_a)}{\partial \beta_3}}$$

ทำให้ได้ค่า Δ_{β_3} ต่างๆ ดังนี้

$$\Delta_{\beta_3} = -0.0064$$

$$\Delta_{\beta_3} = -0.0051$$

$$\Delta_{\beta_3} = 0.00885$$

C8. หาช่วงของค่า β_{3q} ที่เป็นไปได้

$$\beta_3 + \Delta_{\beta_3}$$

$$0.77563 < \beta_{3q} < 0.79095$$

C9. เลือกค่า β_{3q} ที่เหมาะสมกับช่วงของค่า β_{3q} ที่เป็นไปได้ใน C8 จากสมการที่ (2.58) สมการที่ (2.59) และสมการที่ (2.60) ตามลำดับ

$$\beta_{3q} = 1 - 1/2^2 + 1/2^5 + 1/2^7 = 0.7891$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.3.2 หาค่า α_{1q} ตารางที่ 3.16 ขั้นตอนการหาค่า α_{1q}

ขั้นตอน	คำนวณ α_{1q}			สมการอ้างอิง
C10	$F_a = 0.045$	$f_x = 0.051$	$f_y = 0.097$	จากรูปที่ 3.12
C11	$\psi_1(F_a) = 1.578$	$\psi_1(f_x) = 1.59$	$\psi_1(f_y) = 1.55$	
C12	$\Delta_1 = 0.0072$	$\Delta_2 = 0.0192$	$\Delta_3 = -0.0208$	$\Delta = \psi_1(f) - \pi/2$
C13	$D_a = 0.03163$			(2.37)
C14	$\Delta_1 + D_a = -0.024$	$\Delta_2 - D_a = -0.012$	$\Delta_3 + D_a = 0.0108$	$\Delta_i \pm D_a$
C15	$\frac{\partial \psi(2\pi F_a)}{\partial \alpha_1} = 2.75$	$\frac{\partial \psi(2\pi f_x)}{\partial \alpha_1} = 2.65$	$\frac{\partial \psi(2\pi f_y)}{\partial \alpha_1} = 1.8$	$\frac{\partial \psi(2\pi f)}{\partial \alpha_1}$
C16	$\Delta_{\alpha 1} = -0.0088$	$\Delta_{\alpha 1} = -0.00469$	$\Delta_{\alpha 1} = 0.00602$	$\Delta_{\alpha 1} = \frac{\Delta_i \pm D_a}{\frac{\partial \psi(2\pi F_a)}{\partial \alpha_1}}$
C17	-0.81258	$\langle \alpha_{1q} \rangle$	-0.79768	$\alpha_1 + \Delta_{\alpha 1}$
C18	$\alpha_{1q} = -1 + 1/2^3 + 1/2^4 = -0.8125$			

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

C10. จากรูปที่ 3.12 พิจารณาขอบความถี่ช่วงความถี่หยุด (F_a), ความถี่ที่ทำให้เฟรมมีค่าต่ำสุดและความถี่ที่ทำให้เฟรมมีค่าสูงสุดได้ค่าความถี่ต่างๆ ดังนี้

$$F_a = 0.045$$

$$f_x = 0.051$$

$$f_y = 0.097$$

C11. จาก C1 ได้เฟสที่ความถี่ขอบของช่วงความถี่หยุด (F_a), f_x และ f_y ดังนี้

$$\psi_1(F_a) = 1.578$$

$$\psi_1(f_x) = 1.59$$

$$\psi_1(f_y) = 1.55$$

C12. เป็นการหาผลต่างเฟสเมื่อเทียบกับค่ากึ่งกลาง ($\pi/2$) ของขอบเขตที่ยอมให้เฟสเปลี่ยนแปลงได้ เพื่อที่ได้ทราบว่าเฟส ณ จุดต่างๆ ที่นำมาคิดอยู่สูงหรือต่ำกว่าจุดกึ่งกลาง ($\pi/2$) เท่าไร

$$\Delta = \psi_1(f) - \pi/2$$

$$\Delta_1 = 0.0072$$

$$\Delta_2 = 0.0192$$

$$\Delta_3 = -0.0208$$

C13. หาค่าของขอบเขตที่ยอมให้เฟสมีการเปลี่ยนแปลง (D_a) ได้จากสมการที่ (2.37)

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

$$D_a = 0.03163$$

C14. หาค่าของขอบเขตที่เฟสยังสามารถเปลี่ยนแปลงได้อีก (ขอบเขต Margin) โดยที่ไม่เกินช่วงที่ยอมให้เฟสมีการเปลี่ยนแปลง (D_a) หาได้จาก

$$\Delta_i \pm D_a$$

$$\Delta_1 + D_a = -0.024$$

$$\Delta_2 - D_a = -0.012$$

$$\Delta_3 + D_a = 0.0108$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

C15. จากรูปที่ 3.8 พิจารณาค่าความไวต่อการตอบสนองของค่า α_1 ที่ความถี่ F_a , f_x และ f_y

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

$$\frac{\partial \psi(2\pi F_a)}{\partial \alpha_1} = 2.75$$

$$\frac{\partial \psi(2\pi f_x)}{\partial \alpha_1} = 2.65$$

$$\frac{\partial \psi(2\pi f_y)}{\partial \alpha_1} = 1.8$$

C16. หาค่า Δ_{α_1}

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

$$\Delta_{\alpha_1} = -0.0088 \quad \Delta_{\alpha_1} = -0.00469 \quad \Delta_{\alpha_1} = 0.00602$$

C17. หาช่วงของค่า α_{1q} ที่เป็นไปได้

$$\alpha_1 + \Delta_{\alpha_1}$$

$$-0.81258 < \alpha_{1q} < -0.79768$$

C18. เลือกค่า α_{1q} ที่เหมาะสมกับช่วงของค่า α_{1q} ที่เป็นไปได้ใน C8 จากสมการที่ (2.58) สมการที่ (2.59) และสมการที่ (2.60) ตามลำดับ

$$\alpha_{1q} = -1 + 1/2^3 + 1/2^4 = -0.8125$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

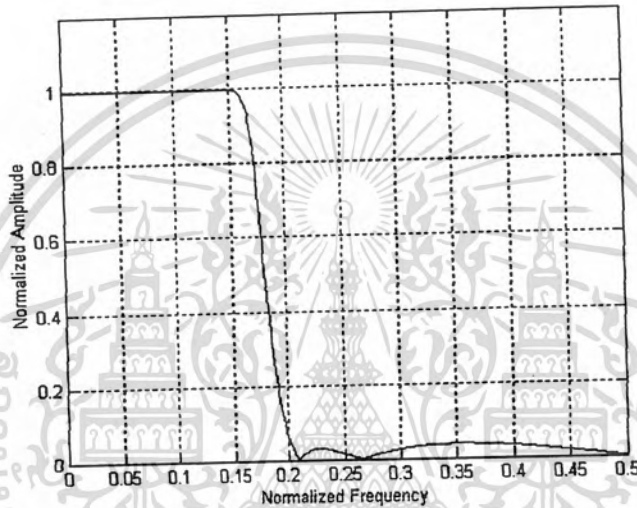
บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

4.1 หาผลตอบสนองของการออกแบบที่ 1 ตัวกรองเชิงเลขที่ปราศจากตัวคูณ

4.1.1 ผลตอบสนองทางความถี่ของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านที่ปราศจากตัวคูณจากการจำลอง

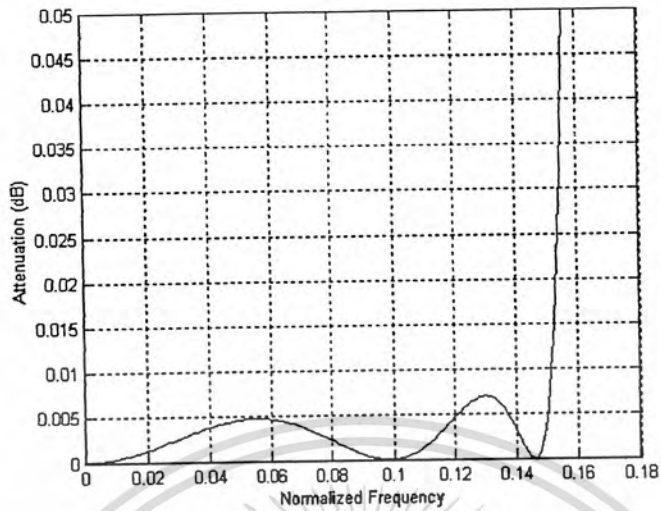
การทำงาน

การออกแบบที่ 1 อันดับที่ 5 คือ $F_p = 0.15, F_a = 0.2, A_p = 0.2dB, A_a = 30dB$ 

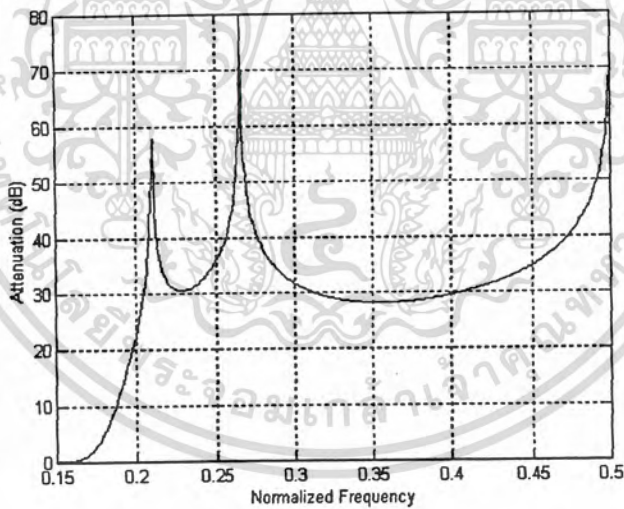
รูปที่ 4.1 ผลตอบสนองทางความถี่ของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านที่ปราศจากตัวคูณอันดับที่ 5 จากการจำลองการทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.2 ค่าการลดทอนของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านที่ปราศจากตัวคูณจากการจำลองการทำงาน



รูปที่ 4.2 ค่าการลดทอนของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านที่ปราศจากตัวคูณ
อันดับที่ 5 ช่วงความถี่ระหว่าง 0 ถึง 0.18 จากการจำลองการทำงาน



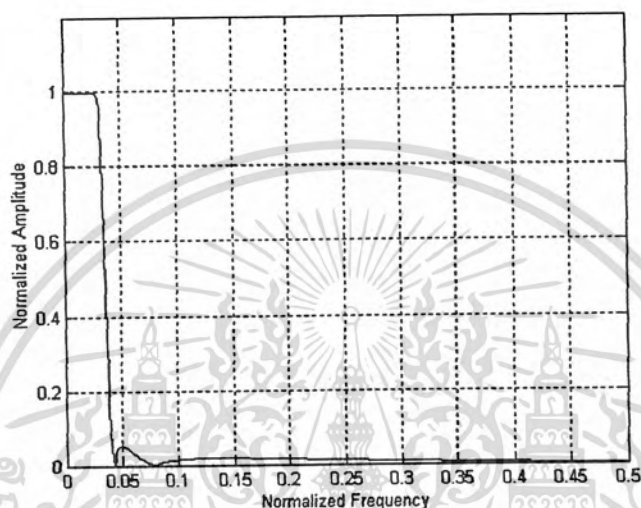
รูปที่ 4.3 ค่าการลดทอนของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านที่ปราศจากตัวคูณ
อันดับที่ 5 ช่วงความถี่ระหว่าง 0.15 ถึง 0.5 จากการจำลองการทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 หาผลตอบสนองของการออกแบบที่ 2 ตัวกรองเชิงเลขที่ปราศจากตัวคูณ

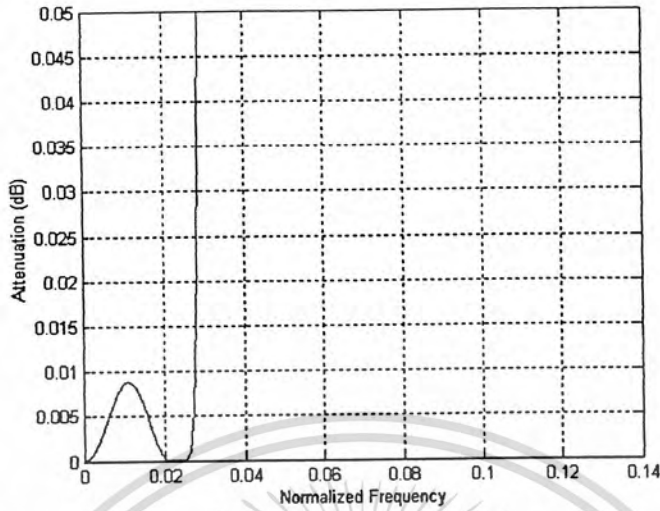
4.2.1 ผลตอบสนองทางความถี่ของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านที่ปราศจากตัวคูณจากการจำลองการทำงาน

การออกแบบที่ 2 อันดับที่ 5 คือ $F_p = 0.03, F_a = 0.045, A_p = 0.2dB, A_a = 30dB$

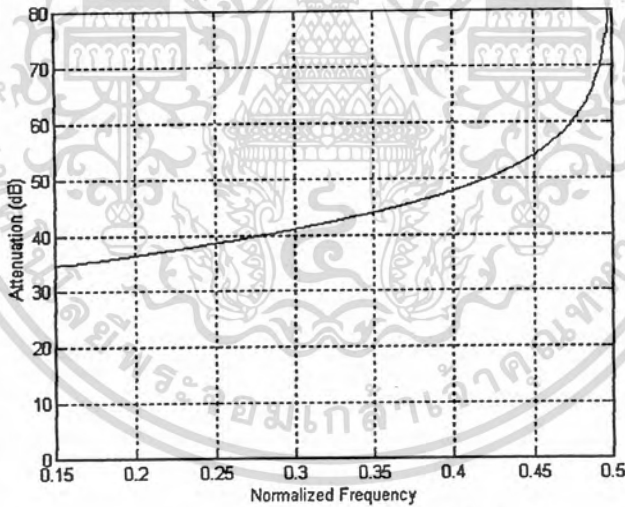


รูปที่ 4.4 ผลตอบสนองทางความถี่ของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านที่ปราศจากตัวคูณ
อันดับที่ 5 จากการจำลองการทำงาน

4.2.2 ค่าการลดทอนของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านที่ปราศจากตัวคูณจากการจำลองการทำงาน



รูปที่ 4.5 ค่าการลดทอนของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านที่ปราศจากตัวคูณ
อันดับที่ 5 ช่วงความถี่ระหว่าง 0 ถึง 0.14 จากการจำลองการทำงาน



รูปที่ 4.6 ค่าการลดทอนของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านที่ปราศจากตัวคูณ
อันดับที่ 5 ช่วงความถี่ระหว่าง 0.15 ถึง 0.5 จากการจำลองการทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

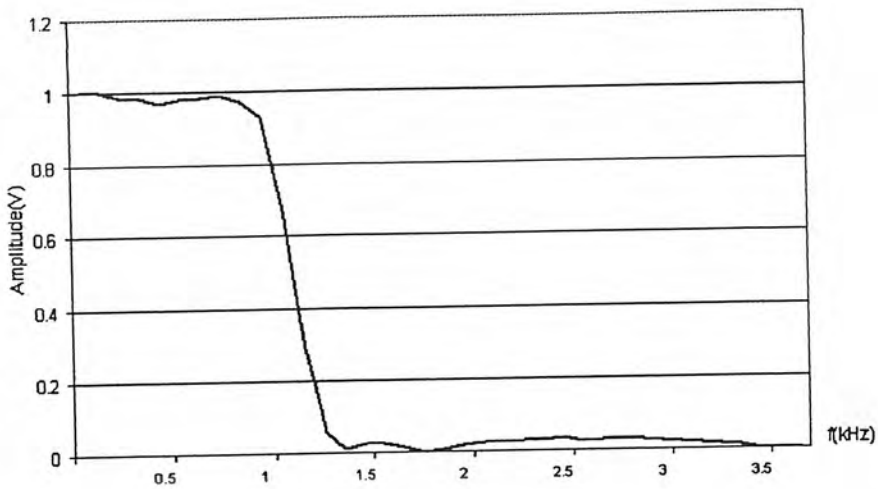
4.3 ผลการทำงานการออกแบบที่ 1 ตัวกรองเชิงเลขที่ปราศจากตัวคูณ

4.3.1 ผลการจำลองการทำงานการออกแบบที่ 1 ตัวกรองเชิงเลขที่ปราศจากตัวคูณ โดยใช้แมท แลบ

ตารางที่ 4.1 ผลการจำลองการทำงานการออกแบบที่ 1 ตัวกรองเชิงเลขที่ปราศจากตัวคูณ
โดยใช้แมทแลบ

ความถี่(Hz)	แอมพลิจูด(V)	ความถี่(Hz)	แอมพลิจูด(V)
100	0.9999	2100	0.0004
200	0.9996	2200	0.0110
300	0.9982	2300	0.0200
400	0.9991	2400	0.0239
500	0.9992	2500	0.0284
600	0.9867	2600	0.0307
700	0.9842	2700	0.0319
800	0.9689	2800	0.0370
900	0.9779	2900	0.0279
1000	0.9822	3000	0.0325
1100	0.9892	3100	0.0345
1200	0.9694	3200	0.0326
1300	0.9300	3300	0.0259
1400	0.6725	3400	0.0236
1500	0.2932	3500	0.0205
1600	0.0590	3600	0.0146
1700	0.0119	3700	0.0117
1800	0.0290	3800	0.0007
1900	0.0274	3900	0.0025
2000	0.0154	4000	0.0000

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 ผลของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านที่ปราศจากตัวคูณอันดับที่ 5 โดยใช้เมทแลบ

จากข้อกำหนดในการออกแบบที่ 1 คือ $F_p = 0.15$, $F_a = 0.2$, $A_p = 0.2dB$, $A_a = 30dB$ ผลจากการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม MATLAB ทำให้ได้ผลตอบสนองทางความถี่ของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านดังแสดงในรูปที่ 4.1 ซึ่งมีค่าความถี่คutoff 0.1753π radian

จากรูปที่ 4.2, 4.3 และ 4.4 เป็นกราฟแสดงค่าการลดทอนในช่วงความถี่ต่างๆ ทั้งช่วงความถี่ผ่านและช่วงความถี่หยุด โดยในช่วงความถี่ผ่านจะมีค่าการลดทอนไม่เกินตามข้อกำหนดที่ออกแบบไว้ แต่ในช่วงความถี่หยุดจะมีค่าการลดทอนต่ำกว่าข้อกำหนดที่ออกแบบไว้

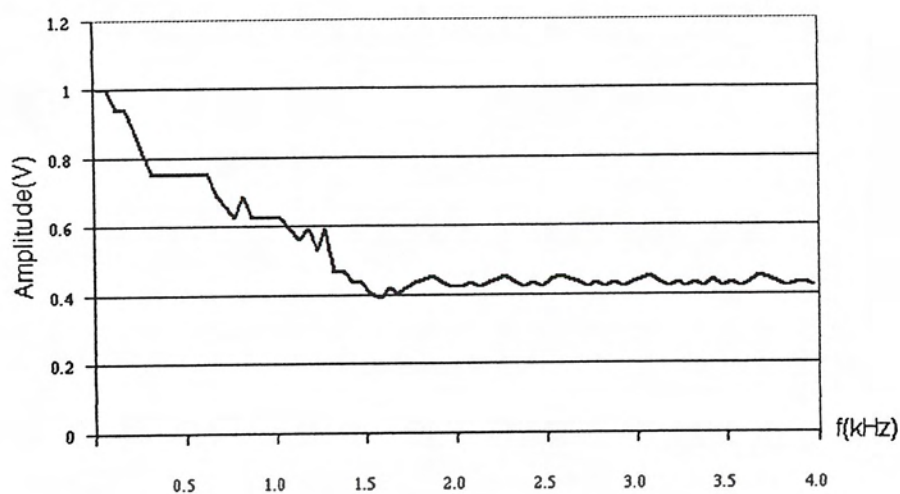
จากตารางที่ 4.1 แสดงค่าผลตอบสนองทางความถี่จากการจำลองโครงสร้างของตัวกรองความถี่ต่ำผ่านที่ปราศจากตัวคูณ โดยใช้ความถี่ในการซักราคตัวอย่างของสัญญาณ (Sampling Frequency) 8kHz จากตาราง

4.3.2 ผลการทำงานการออกแบบที่ 1 ตัวกรองเชิงเลขที่ปราศจากตัวคูณ โดยสร้างใช้งานจริง

ตารางที่ 4.2 ผลการทำงานการออกแบบที่ 1 ตัวกรองเชิงเลขที่ปราศจากตัวคูณ
ที่ได้จากการทดลองจริงบน FPGA

ความถี่(Hz)	แอมพลิจูด(V)	ความถี่(Hz)	แอมพลิจูด(V)
100	1.0000	2100	0.4375
200	0.9375	2200	0.4375
300	0.8125	2300	0.4531
400	0.7500	2400	0.4218
500	0.7500	2500	0.4218
600	0.7500	2600	0.4531
700	0.6875	2700	0.4375
800	0.6250	2800	0.4375
900	0.6250	2900	0.4375
1000	0.6250	3000	0.4375
1100	0.5937	3100	0.4531
1200	0.5937	3200	0.4218
1300	0.5937	3300	0.4218
1400	0.4687	3400	0.4218
1500	0.4375	3500	0.4218
1600	0.3906	3600	0.4218
1700	0.4062	3700	0.4531
1800	0.4375	3800	0.4375
1900	0.4531	3900	0.4296
2000	0.4218	4000	0.4218

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.8 ผลของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านที่ปราศจากตัวคูณอันดับที่ 5 โดยการสร้างจริง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

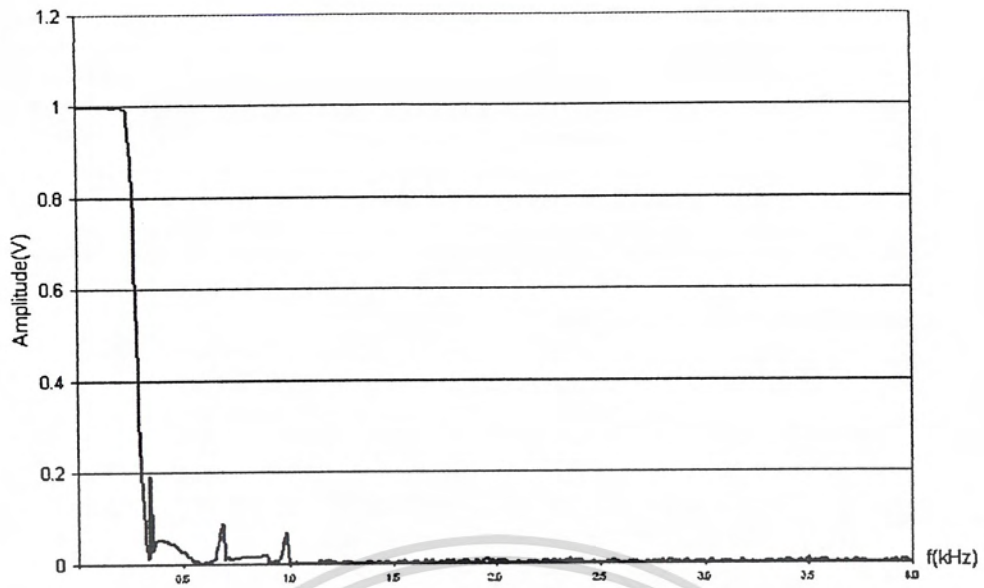
4.4 ผลการการทำงานการออกแบบที่ 2 ตัวกรองเชิงเลขที่ปราศจากตัวคูณ

4.4.1 ผลการจำลองการทำงานการออกแบบที่ 2 ตัวกรองเชิงเลขที่ปราศจากตัวคูณ โดยใช้เมทแลบ

ตารางที่ 4.3 ผลการจำลองการทำงานการออกแบบที่ 1 ตัวกรองเชิงเลขที่ปราศจากตัวคูณ
โดยใช้เมทแลบ

ความถี่(Hz)	แอมพลิจูด(V)	ความถี่(Hz)	แอมพลิจูด(V)
100	0.9984	2100	0.0014
200	0.9995	2200	0.0024
300	0.2927	2300	0.0056
400	0.0541	2400	0.0051
500	0.0272	2500	0.0014
600	0.003	2600	0.0008
700	0.0100	2700	0.0006
800	0.0145	2800	0.0055
900	0.0166	2900	0.0032
1000	0.0145	3000	0.0036
1100	0.0010	3100	0.0006
1200	0.0078	3200	0.0027
1300	0.0047	3300	0.0012
1400	0.0023	3400	0.0046
1500	0.0026	3500	0.0079
1600	0.0008	3600	0.0041
1700	0.0076	3700	0.0004
1800	0.0075	3800	0.0023
1900	0.0007	3900	0.0040
2000	0.0026	4000	0.0000

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 ผลของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านที่ปราศจากตัวคูณอันดับที่ 5 โดยใช้เมทแลบ

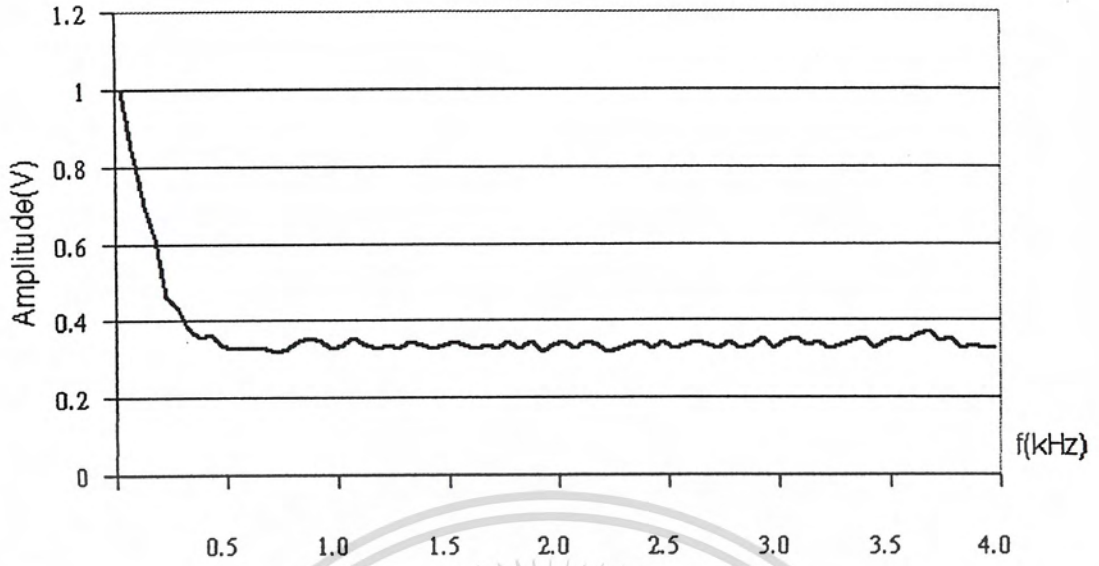


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4.2 ผลการทำงานการออกแบบที่ 2 ตัวกรองเชิงเลขที่ปราศจากตัวคูณ โดยใช้ภาษาวีเอชดีแอล
 ตารางที่ 4.4 ผลการจำลองการทำงานการออกแบบที่ 2 ตัวกรองเชิงเลขที่ปราศจากตัวคูณ
 ที่ได้จากการทดลองจริงบน FPGA

ความถี่(Hz)	แอมพลิจูด(V)	ความถี่(Hz)	แอมพลิจูด(V)
100	1	2100	0.326923
200	0.701923	2200	0.336538
300	0.461538	2300	0.326923
400	0.384615	2400	0.346154
500	0.365385	2500	0.346154
600	0.326923	2600	0.336538
700	0.326923	2700	0.336538
800	0.317308	2800	0.346154
900	0.346154	2900	0.336538
1000	0.346154	3000	0.326923
1100	0.355769	3100	0.355769
1200	0.326923	3200	0.346154
1300	0.326923	3300	0.336538
1400	0.336538	3400	0.355769
1500	0.336538	3500	0.346154
1600	0.336538	3600	0.346154
1700	0.336538	3700	0.375
1800	0.346154	3800	0.355769
1900	0.346154	3900	0.336538
2000	0.336538	4000	0.326923

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.10 ผลของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านที่ปราศจากตัวคูณอันดับที่ 5 โดยการสร้างจริง

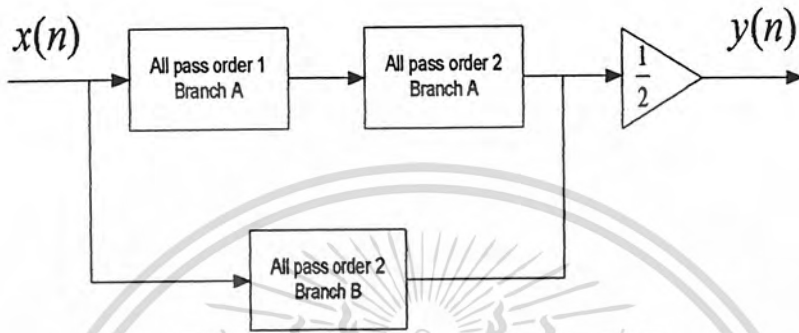


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 การออกแบบ วงจรโดยใช้ภาษาวีเอชดีแอล

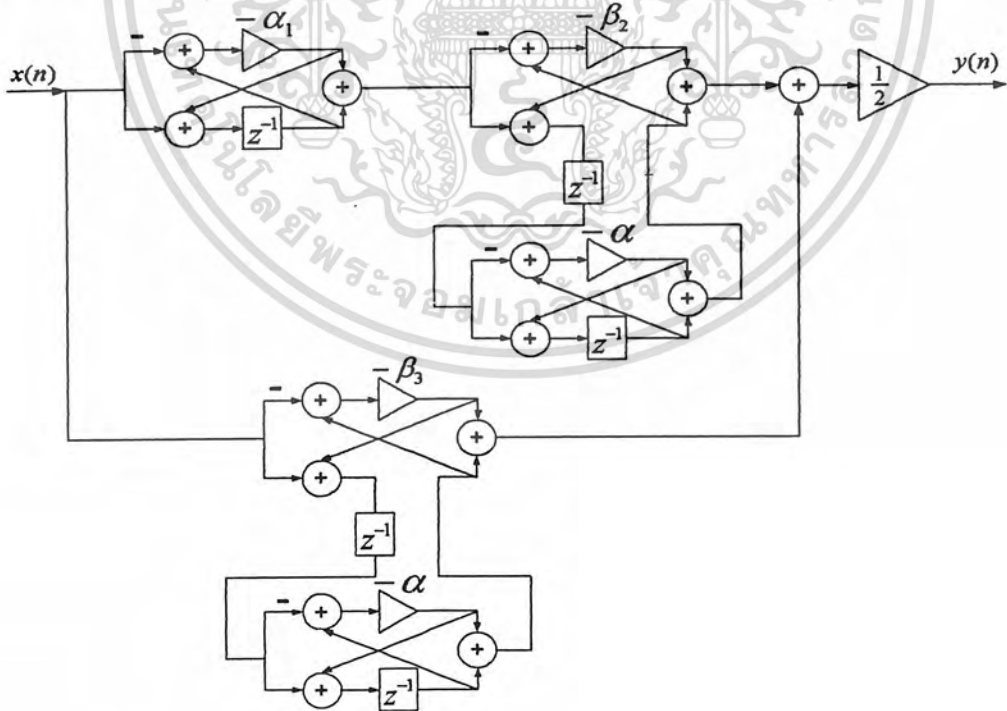
4.5.1 การสร้างจริงจากการออกแบบโดยใช้ภาษาวีเอชดีแอล

ในการออกแบบโดยใช้ภาษาวีเอชดีแอล จากการออกแบบที่ 1 ทำให้ได้ตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านที่ปราศจากตัวคูณอันดับที่ 5 ซึ่งสามารถเขียนเป็น โครงสร้างการต่อแบบขนานของสองโครงข่ายอออลทาสได้ดังรูปที่ 4.11



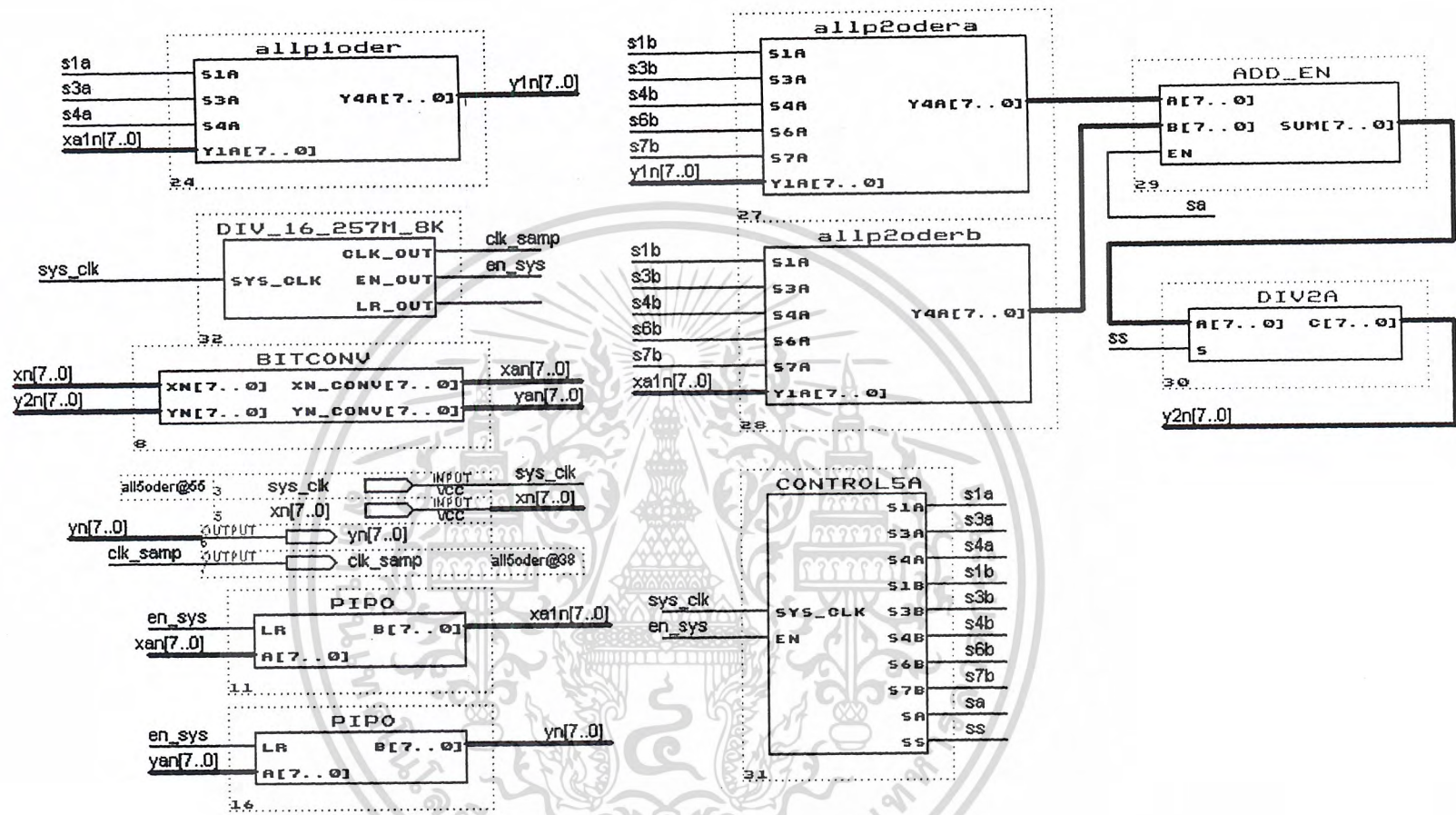
รูปที่ 4.11 โครงสร้างตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านที่ปราศจากตัวคูณอันดับที่ 5

จากโครงสร้างข้างต้นนี้สามารถเขียนเป็น โครงสร้างโครงข่ายอออลทาสได้ดังรูปที่ 4.12 และนำไปสร้างจริงโดยใช้ภาษาวีเอชดีแอลดังรูปที่ 4.13

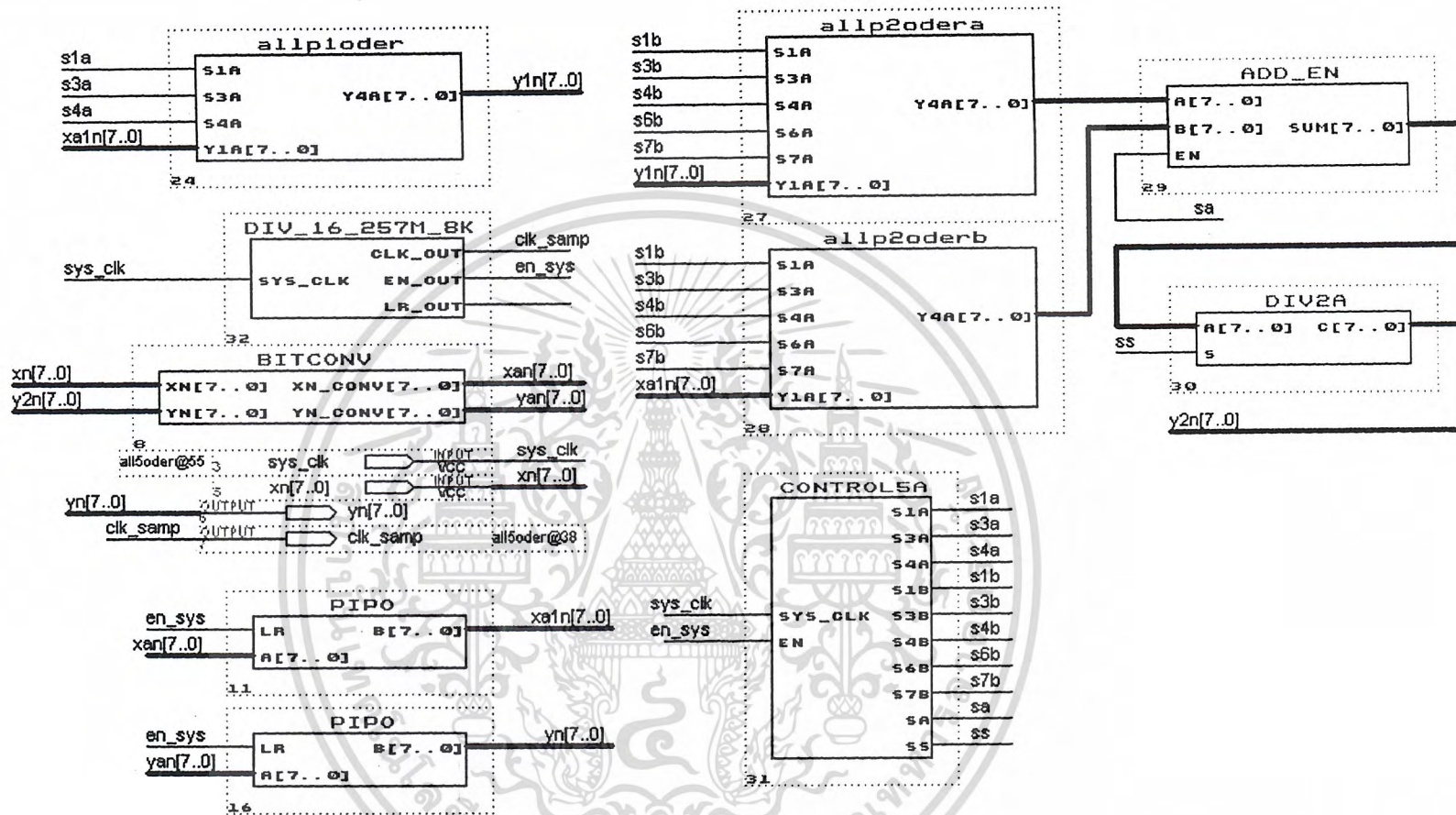


รูปที่ 4.12 โครงสร้างตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านที่ปราศจากตัวคูณอันดับที่ 5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

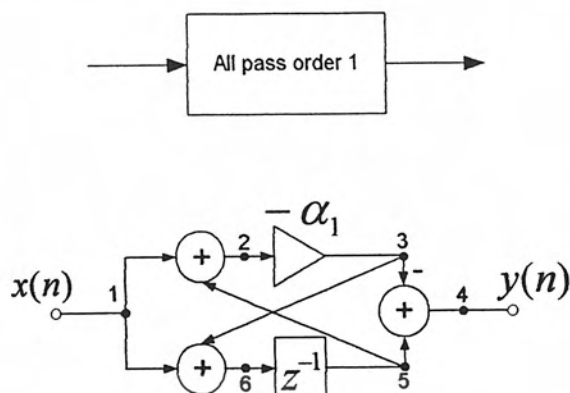


รูปที่ 4.13 สัญลักษณ์ ของจอภาพของการออกแบบที่ 1



รูปที่ 4.14 สัญลักษณ์ ของออลฟาของการออกแบบที่ 2

4.5.1.1 การออกแบบโครงข่ายออลพาสอันดับ 1

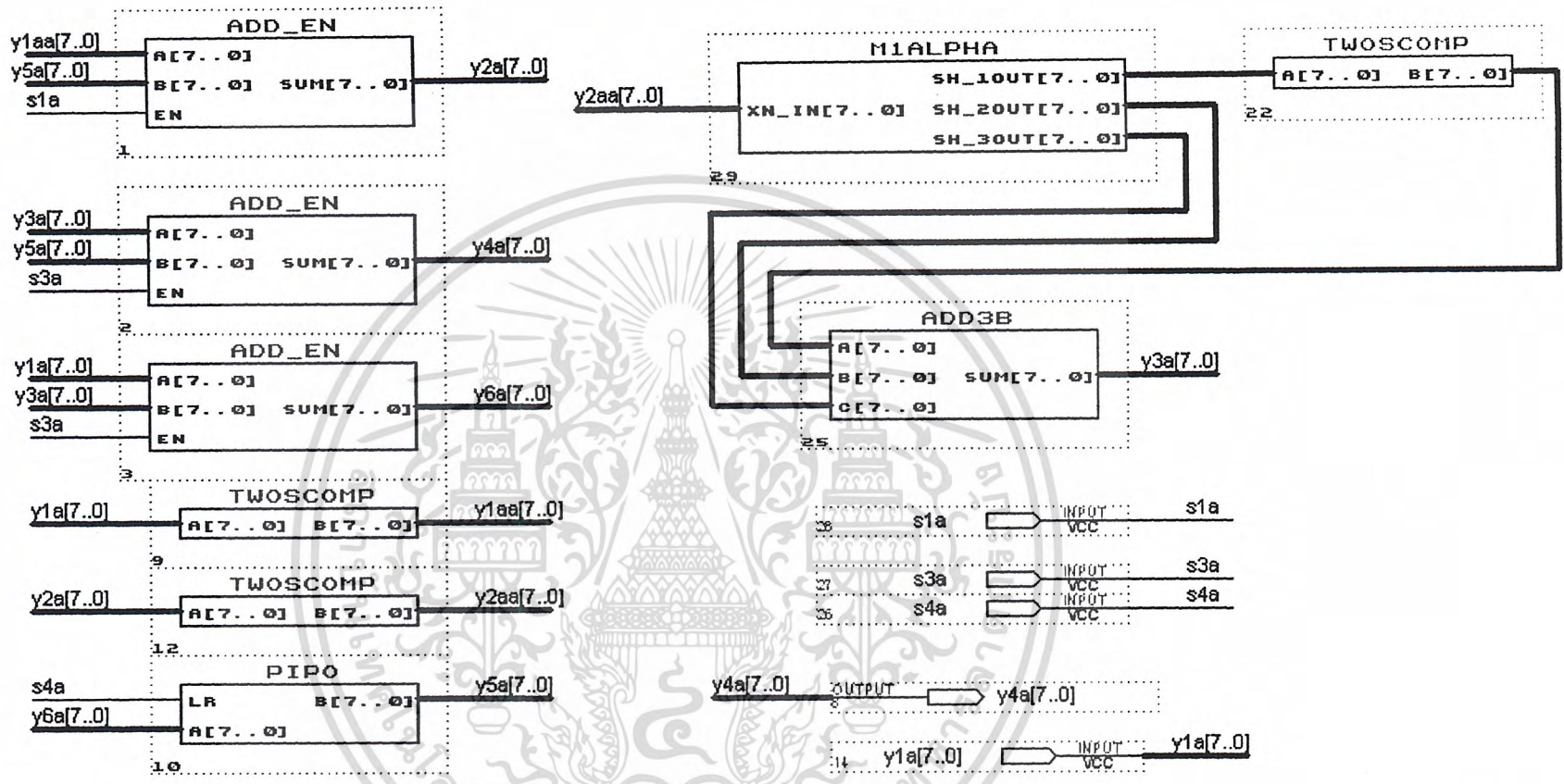


รูปที่ 4.15 โครงข่ายออลพาสอันดับที่ 1

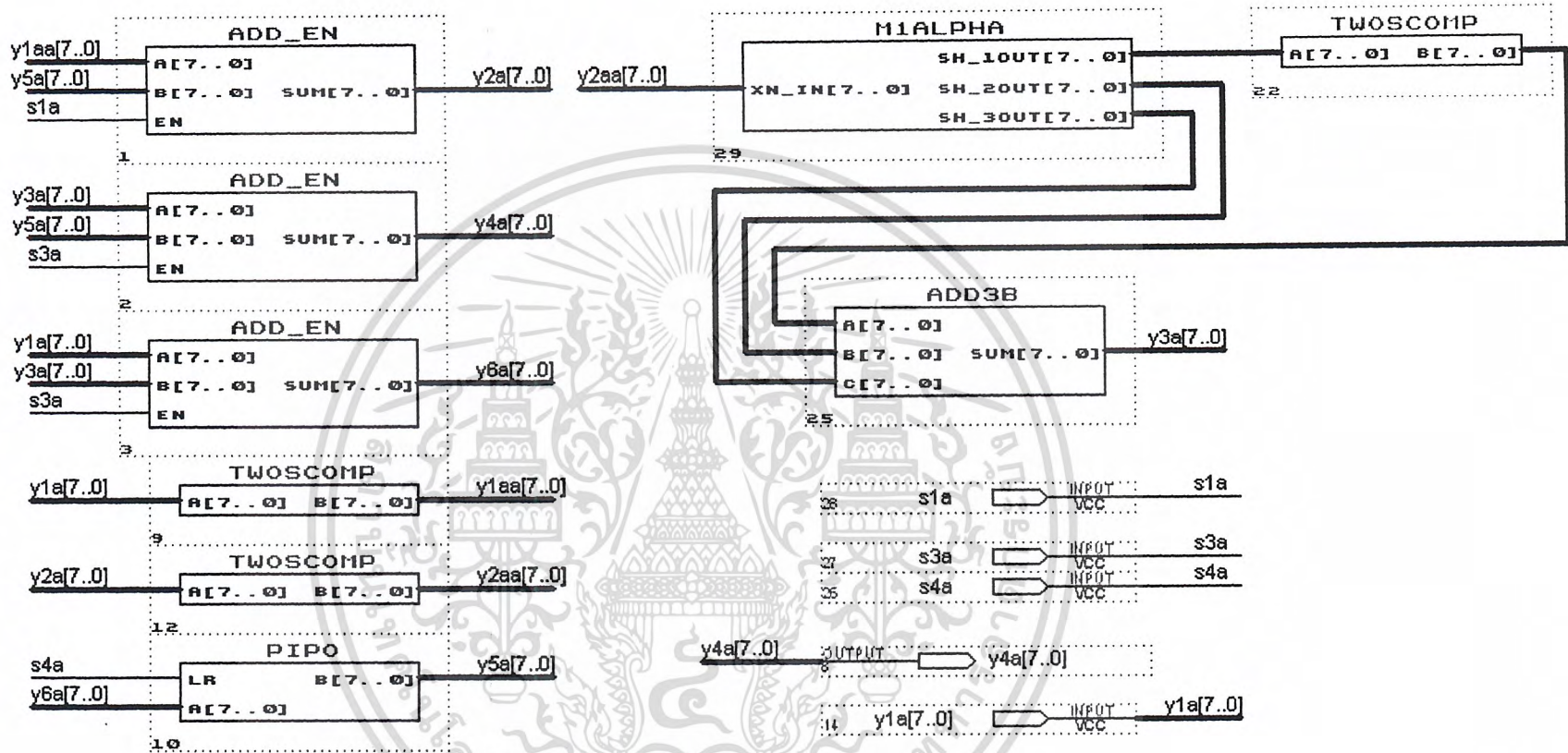
จากรูปโครงข่ายออลพาสอันดับ 1 สามารถนำมาเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 y_1(n) &= x(n) \\
 y_5(n) &= y_6(n-1) \\
 y_2(n) &= -y_1(n) + y_5(n) \\
 y_3(n) &= -\alpha_1 y_2(n) \\
 y_4(n) &= y_3(n) + y_5(n) \\
 y_6(n) &= y_1(n) + y_3(n) \\
 y(n) &= y_4(n)
 \end{aligned}$$

จากสมการข้างต้นนี้ นำไปสร้างจริง โดยใช้ภาษาวีเอชดีแอล

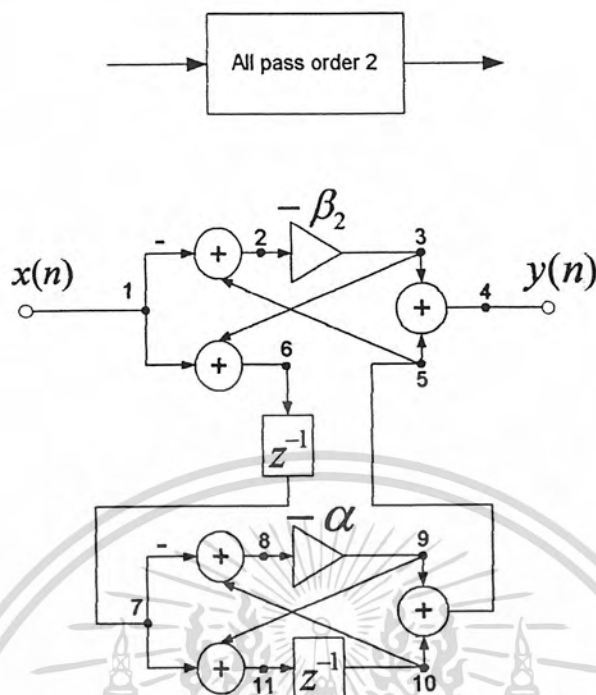


รูปที่ 4.16 สัญลักษณ์ของอาลฟาอันดับที่ 1 ของการออกแบบที่ 1



รูปที่ 4.17 สัญลักษณ์ของอาลฟาอันดับที่ 1 ของการออกแบบที่ 2

4.5.1.2 การออกแบบโครงข่ายออพทาสอันดับ 2



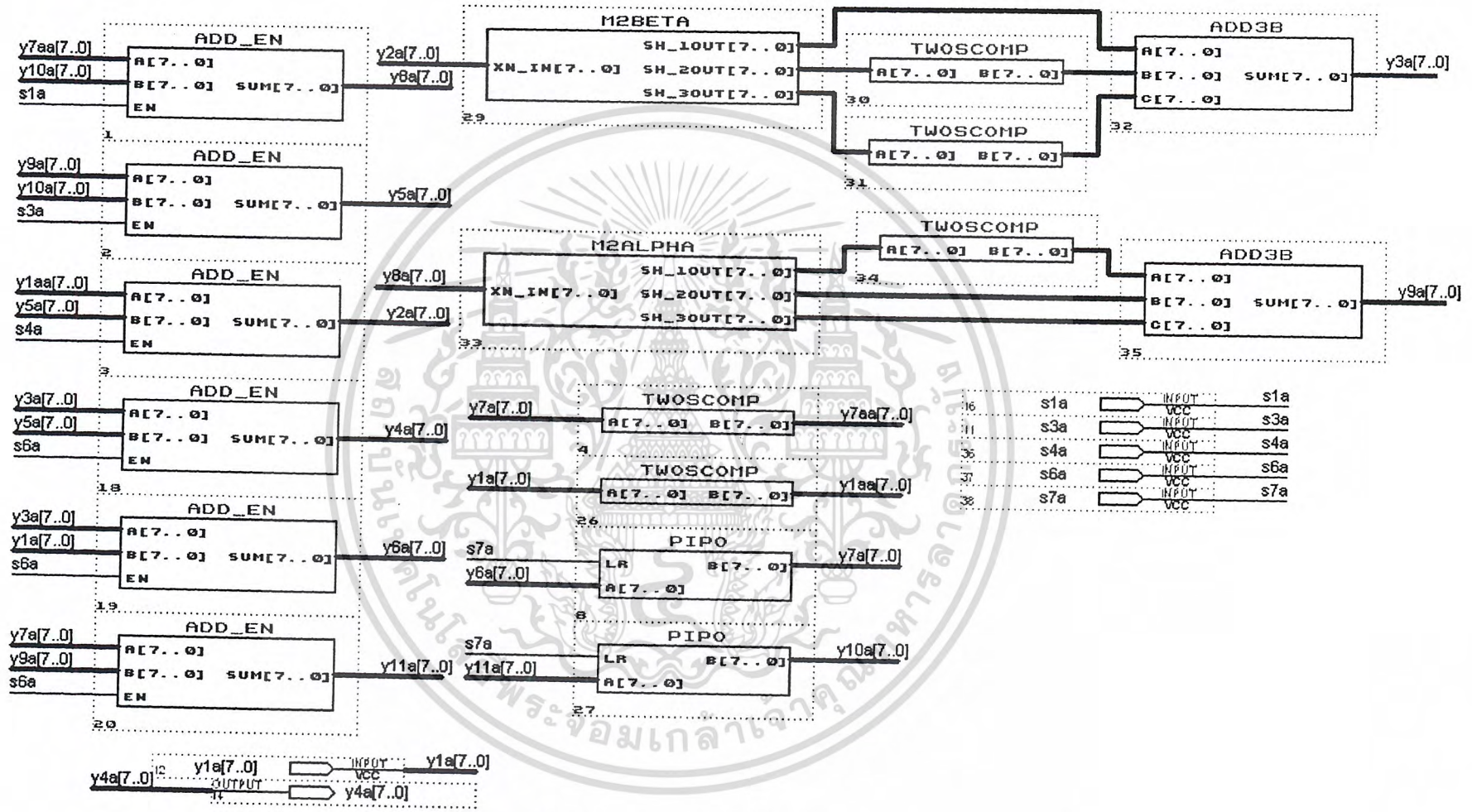
รูปที่ 4.18 โครงข่ายออพทาสอันดับที่ 2

จากรูปโครงข่ายออพทาสอันดับ 2 สามารถนำมาเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

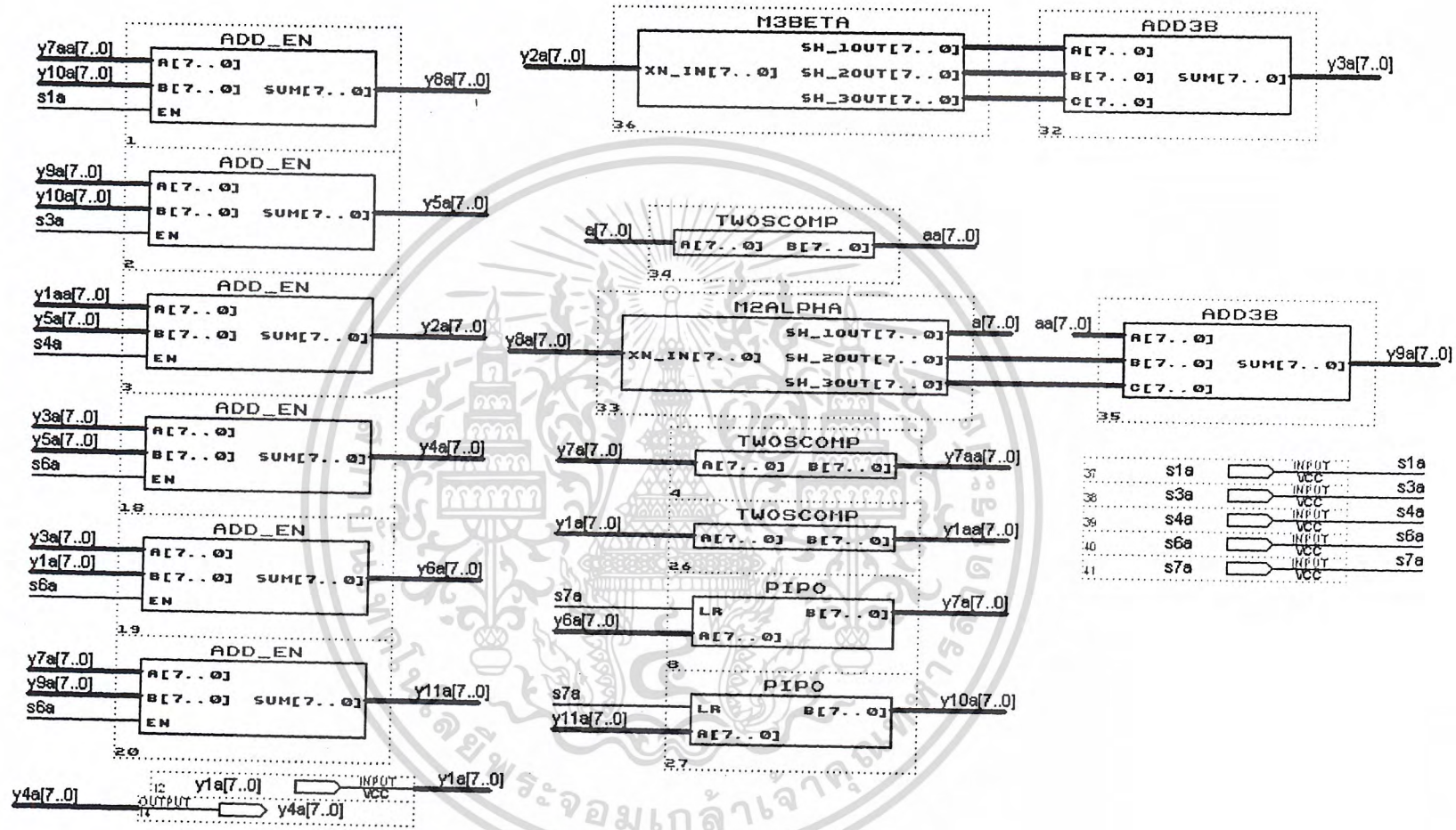
$$\begin{aligned}
 y_1(n) &= x(n) \\
 y_7(n) &= y_6(n-1) \\
 y_{10}(n) &= y_{11}(n-1) \\
 y_8(n) &= -y_7(n) + y_{10}(n) \\
 y_9(n) &= -\alpha y_8(n) \\
 y_5(n) &= y_9(n) + y_{10}(n) \\
 y_2(n) &= -y_1(n) + y_5(n) \\
 y_3(n) &= -\beta y_2(n) \\
 y_4(n) &= y_3(n) + y_5(n) \\
 y_6(n) &= y_1(n) + y_3(n) \\
 y_{11}(n) &= y_7(n) + y_9(n) \\
 y(n) &= y_4(n)
 \end{aligned}$$

จากสมการข้างต้นนี้ นำไปสร้างจริงโดยใช้ภาษาวีเอชดีแอล ซึ่งจะใช้ทั้งสาขา a และ b ของทั้งการออกแบบที่ 1 และ 2

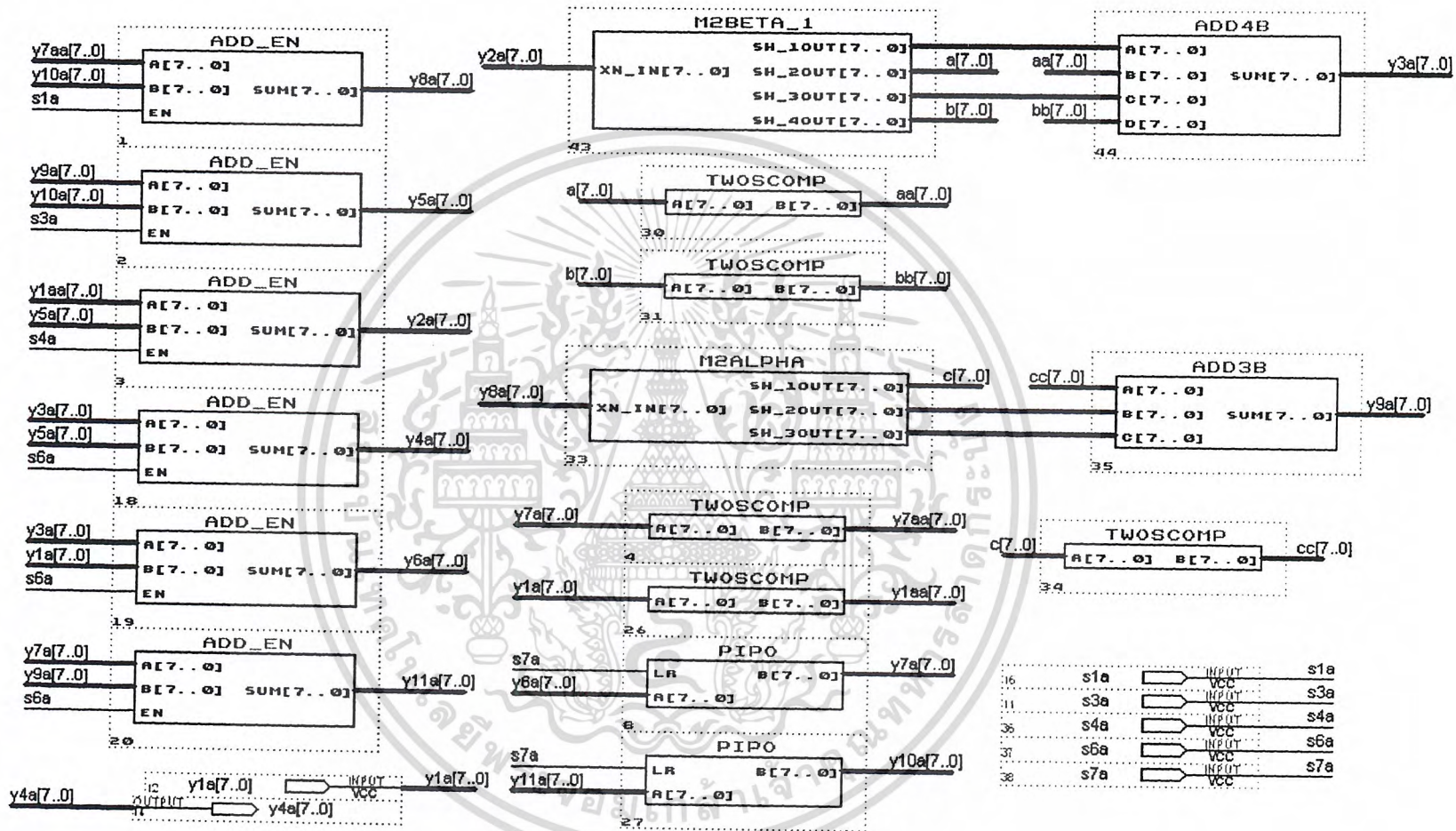
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



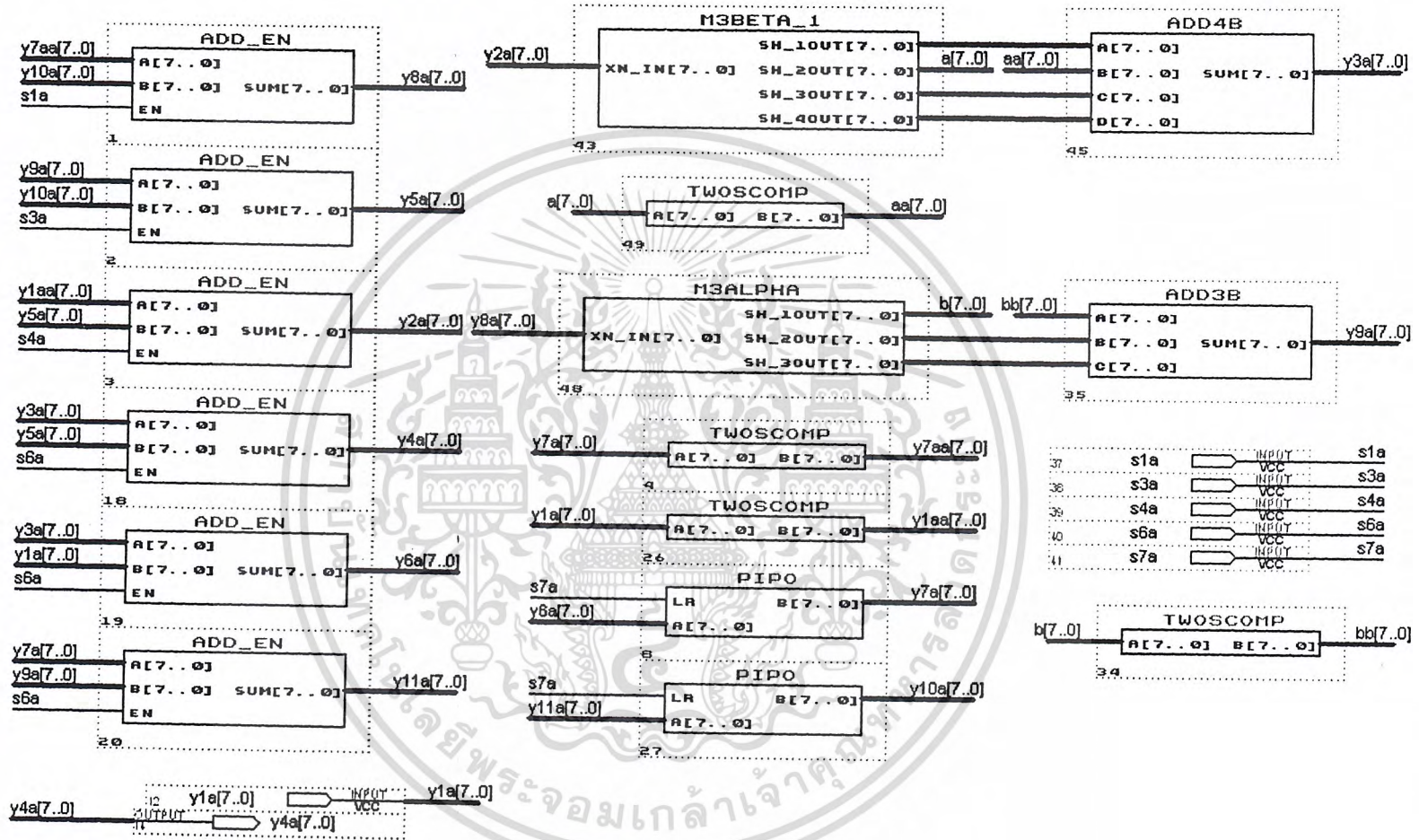
รูปที่ 4.19 สัญลักษณ์ของอาลาพาสอันดับที่ 2 สาขา a ของการออกแบบที่ 1



รูปที่ 4.20 สัญลักษณ์ของอาลฟาอันดับที่ 2 สาขา b ของการออกแบบที่ 1



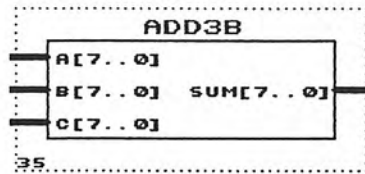
รูปที่ 4.21 สัญลักษณ์ของอาลาพาสันคับที่ 2 สาขา a ของการออกแบบที่ 2



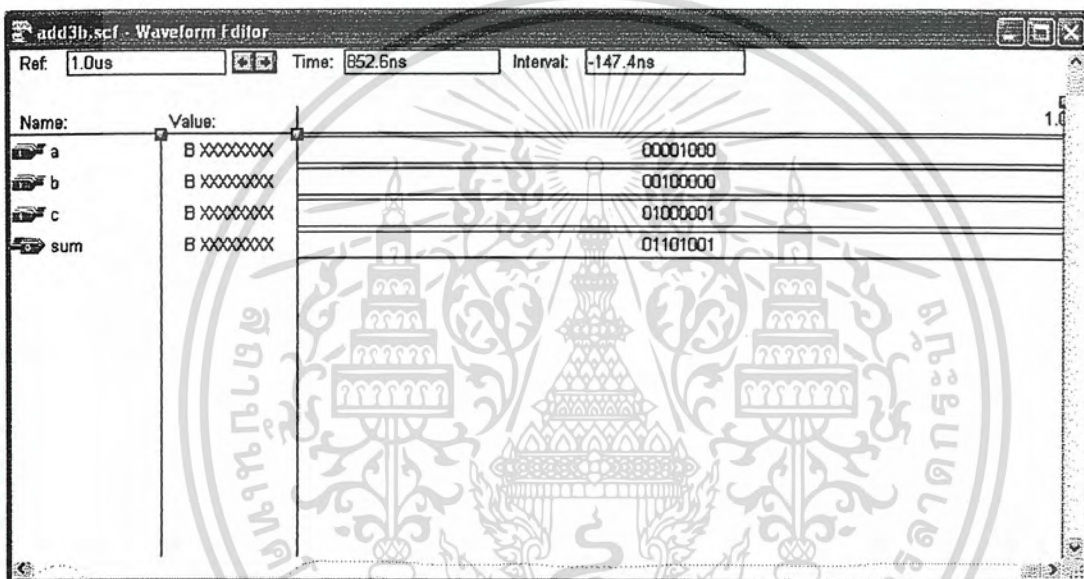
รูปที่ 4.22 สัญลักษณ์ของอาลาพาสอนคัมที่ 2 สาขา b ของการออกแบบที่ 2

4.5.2 วงจรบวก (Add)

ทำหน้าที่บวกค่าขนาด 7 บิต



รูปที่ 4.23 สัญลักษณ์ของวงจรบวก(Add)



รูปที่ 4.24 ผลการทำงานของวงจรบวก(Add)

จากรูปที่ 4.12 จะเห็นว่า a จะบวกกับ b และ c ซึ่งมีขนาด 8 บิต

a มีค่าเท่ากับ 00001000

b มีค่าเท่ากับ 00100000

c มีค่าเท่ากับ 01000001

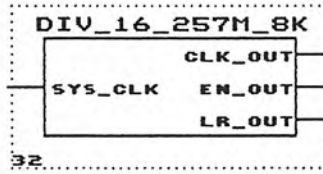
ผลรวมที่ได้จะเท่ากับ 01101001

ซึ่งตรงตามผลการทำงานของวงจรบวกข้างต้น

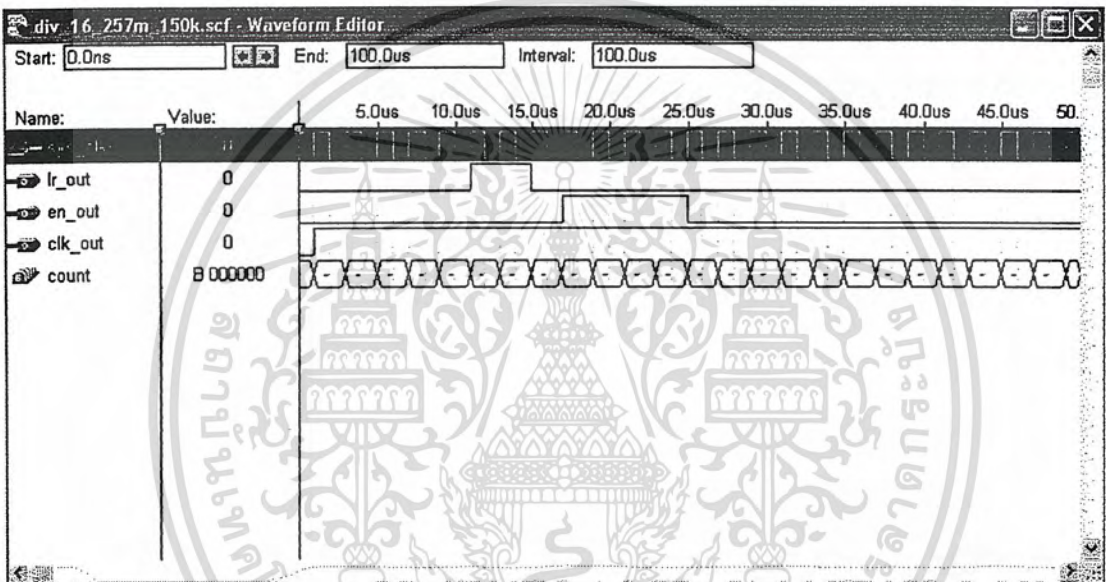
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5.3 วงจรหารความถี่ (Frequency Divider)

เป็นวงจรหารความถี่สัญญาณนาฬิกาที่สร้างจากออสซิลเลเตอร์ (Oscillator) ให้มีความถี่ที่เหมาะสม เพื่อใช้ในการกำหนดค่าความถี่แซมปลิง (Sampling Frequency)



รูปที่ 4.25 สัญลักษณ์ของวงจรหารความถี่ (Frequency Divider)

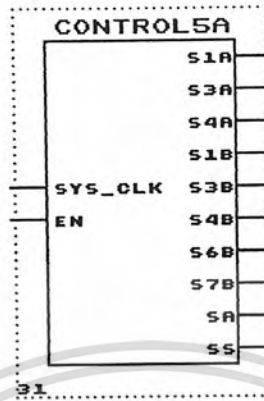


รูปที่ 4.26 ผลการทำงานของวงจรหารความถี่ (Frequency Divider)

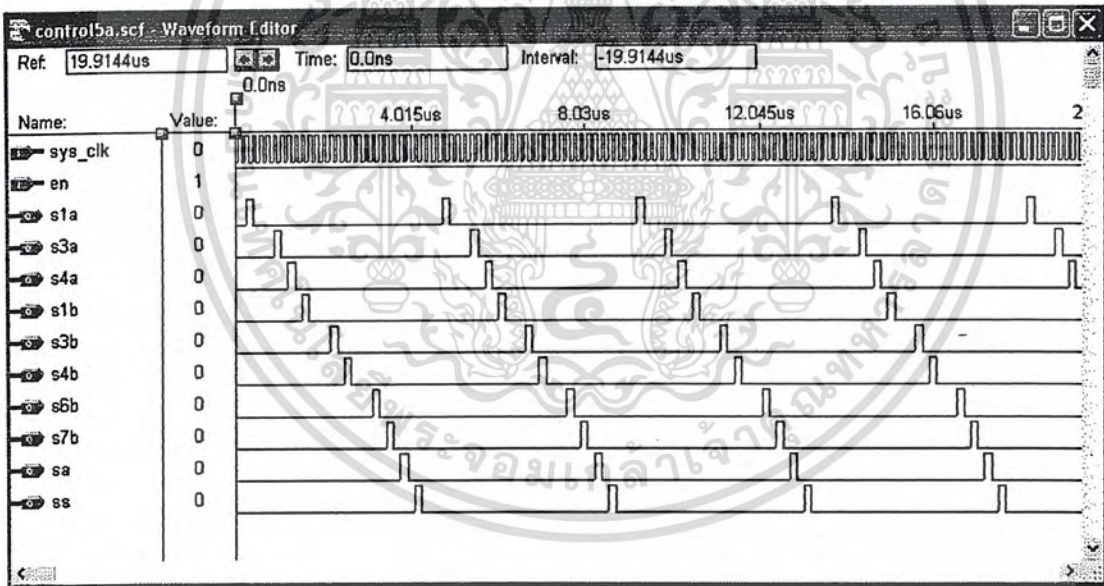
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5.4 วงจรสร้างสัญญาณควบคุม (Control Unit)

เป็นวงจรที่ใช้ควบคุมการทำงานการทำงาน ให้สามารถทำงานได้ตามที่ต้องการ โดยใช้ sys_clk ของระบบเป็นสัญญาณอ้างอิง



รูปที่ 4.27 สัญลักษณ์ของวงจรสร้างสัญญาณควบคุม (Control Unit)

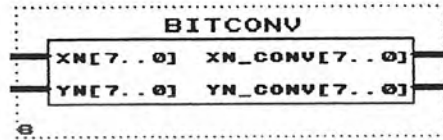


รูปที่ 4.28 ผลการทำงานของวงจรสร้างสัญญาณควบคุม (Control Unit)

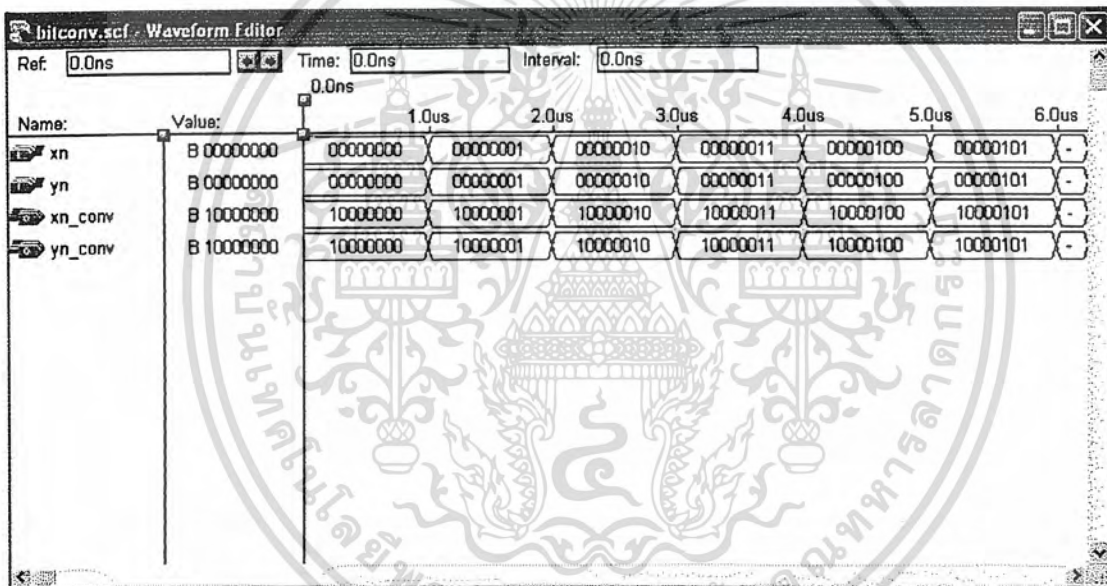
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5.5 วงจรกลับบิตเครื่องหมาย (Converse Sign Bit)

เป็นวงจรที่ใช้ในการกลับ MSB (Most Significant Bit) จากลอจิก “0” ให้เป็นลอจิก “1” และจากลอจิก “1” ให้เป็นลอจิก “0” ของอินพุตที่เป็นรูปแบบของสัญญาณออฟเซตให้เป็นสัญญาณแบบส่วนเติมเต็มสองมาใช้ในการประมวลผลและนำเอาที่พืทที่ได้จากการประมวลผลแล้ว ซึ่งเป็นเลขส่วนเติมเต็มสองแปลงกลับให้เป็นสัญญาณออฟเซตตามเดิม



รูปที่ 4.29 สัญลักษณ์ของวงจรกลับบิตเครื่องหมาย (Converse Sign Bit)

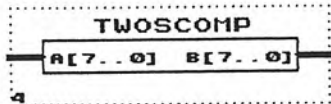


รูปที่ 4.30 ผลการทำงานของวงจรกลับบิตเครื่องหมาย (Converse Sign Bit)

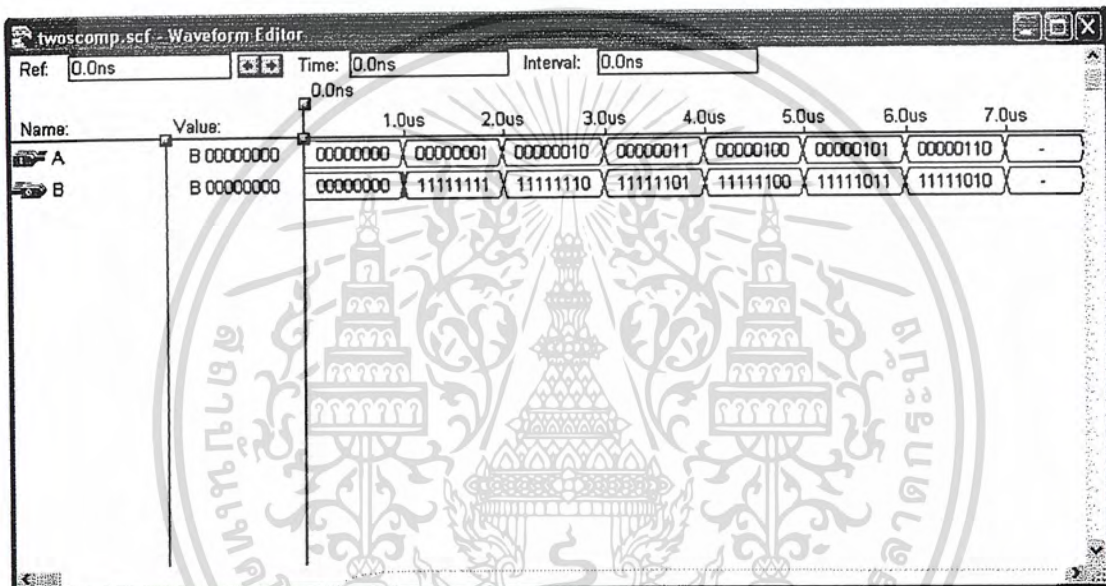
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5.6 วงจรทวคอมพลิเมนต์ (Twos complement)

เป็นวงจรที่ทำการทวคอมพลิเมนต์ โดยการกลับจากลอจิก “0” ให้เป็นลอจิก “1” แล้วบวก “1” ให้กลับบิตซ้ายสุด



รูปที่ 4.31 สัญลักษณ์ของวงจรทวคอมพลิเมนต์ (Twos complement)



รูปที่4.32 ผลการทำงานของวงจรทวคอมพลิเมนต์ (Twos complement)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5.7 วงจรเลื่อน (Shift)

เป็นวงจรที่ใช้คูณกับตัวสัมประสิทธิ์ โดยตัวสัมประสิทธิ์อยู่ในรูป $1/2^n$ สามารถนำมาเขียนให้เป็นวงจรเลื่อนได้ ตัวอย่าง β จากการออกแบบที่ 1 มาจำลองการทำงาน โดยค่า $\beta = 1 - 1/2^3 - 1/2^4$ โดยการป้อนอินพุตขนาด 8 บิต ให้เป็นค่า 01001100 จากค่าอินพุตที่ป้อนเข้าไปโปรแกรมจะทำการเลื่อน

สัมประสิทธิ์ตัวที่ 1 เป็นบวกมีค่าเป็น $1/2^0$ กำลังเป็น 0 จะไม่มีการเลื่อนเอาต์พุตที่ได้จากการเลื่อน จึงมีค่าเท่ากับอินพุต คือ 01001100

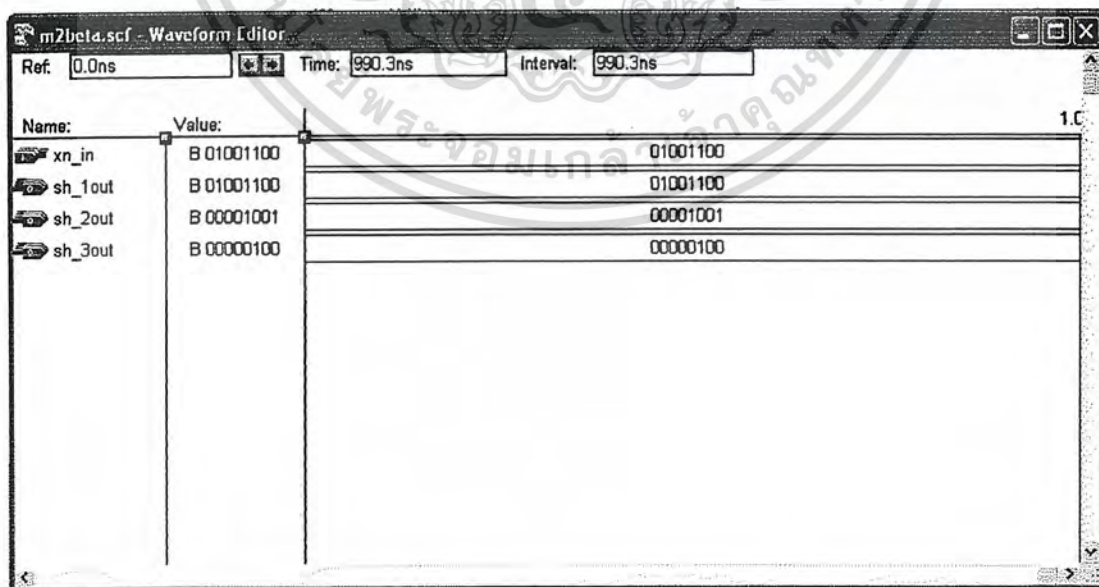
สัมประสิทธิ์ตัวที่ 2 เป็นการลบมีค่าเป็น $1/2^3$ กำลังเป็น 3 จะมีการเลื่อนไป 3 บิต โดยจะเลื่อนจากบิตที่ 7 ถึงบิตที่ 3 ของอินพุตไปเป็นบิตที่ 4 ถึงบิตที่ 0 ของเอาต์พุต และให้บิตที่ 7 ถึง 5 ของเอาต์พุตมีค่าเท่ากับบิตที่ 7 ของอินพุต จะได้ที่อินพุตเป็น 00001001

สัมประสิทธิ์ตัวที่ 3 เป็นการลบมีค่าเป็น $1/2^4$ กำลังเป็น 4 จะมีการเลื่อนไป 4 บิต โดยจะเลื่อนจากบิตที่ 7 ถึงบิตที่ 4 ของอินพุตไปเป็นบิตที่ 3 ถึงบิตที่ 0 ของเอาต์พุต และให้บิตที่ 7 ถึง 4 ของเอาต์พุตมีค่าเท่ากับบิตที่ 7 ของอินพุต จะได้ที่อินพุตเป็น 00000100

ซึ่งค่าสัมประสิทธิ์ที่เป็นลบจะมีการนำไปทำทวคอมพลิเมนต์



รูปที่ 4.33 สัญลักษณ์ของวงจรเลื่อน (Shift)



รูปที่ 4.34 ผลการทำงานของวงจรเลื่อน (Shift)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5 บทวิจารณ์และบทสรุป

การออกแบบตัวกรองเชิงเลขที่ปราศจากตัวคูณ ชนิดไอโออาร์ ซึ่งอยู่บนพื้นฐานของการต่อแบบขนานของสองโครงข่ายออลพาสและการวิเคราะห์ค่าความไวต่อการตอบสนอง (Sensitivity) เป็นการออกแบบที่ดี เนื่องจากมีค่าคงที่ตัวคูณน้อยกว่าโครงสร้างแบบอื่นๆ ทั้งยังสามารถทำการเปลี่ยนค่าคงที่การตัวคูณโดยใช้กระบวนการเลื่อนและกระบวนการบวกแทนได้ และยังให้ตัวกรองเชิงเลขที่มีค่าการลดทอนในช่วงความถี่ผ่านมีค่าต่ำกว่าการใช้โครงสร้างแบบอื่นๆ

จากผลจำลองการทำงานเมื่อนำค่าสัมประสิทธิ์ที่หาได้จากการออกแบบทั้งสองมาแทนใน Transfer Function พบว่าได้ผลตอบสนองทางความถี่ของตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านที่ปราศจากตัวคูณ มีขอบความถี่ของความถี่ผ่าน (F_p) เป็นไปตามข้อกำหนดที่ได้ออกแบบไว้ ส่วนขอบความถี่ของความถี่หยุด (F_s) นั้นมีค่าคลาดเคลื่อนจากที่ได้ทำการออกแบบไว้เพียงเล็กน้อย ส่วนค่าการลดทอนของตัวกรองที่ออกแบบนั้น ค่าการลดทอนสูงสุดในบริเวณความถี่ผ่าน (Maximum Passband Attenuation (A_p)) เป็นไปตามที่ออกแบบไว้ ส่วนค่าการลดทอนขั้นต่ำในบริเวณความถี่หยุด (Minimal Stopband Attenuation (A_s)) มีค่าการลดทอนน้อยกว่าที่ได้ออกแบบไว้เพียงเล็กน้อย ดังนั้นค่าสัมประสิทธิ์ดังกล่าวสามารถทำให้ได้ตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านแบบปราศจากตัวคูณที่สามารถทำงานได้ตามข้อกำหนดที่ได้ออกแบบไว้

จากผลจำลองการทำงาน โครงสร้างโครงข่ายออลพาสของตัวกรอง จะพบว่าโครงสร้างโครงข่ายออลพาสดังกล่าวสามารถทำงานได้ใกล้เคียงกับข้อกำหนดที่ได้ออกแบบไว้ ดังนั้นโครงสร้างโครงข่ายดังกล่าวจึงสามารถนำมาสร้างจริงและทำให้ได้ผลตามข้อกำหนดที่ออกแบบไว้ได้

จากผลทดลองโดยการสร้างตัวกรองเชิงเลขความถี่ต่ำผ่านที่ปราศจากตัวคูณขึ้นจริง โดยใช้ภาษาวีเอชดีแอลบนบอร์ดเอฟจีเอ พบว่าความถี่คutoffยังมีค่าคลาดเคลื่อนจากผลที่คำนวณและผลจำลองการทำงานอยู่แต่ยังคงมีแนวโน้มตามที่ได้ออกแบบไว้

สำหรับปัญหาที่เกิดขึ้นในการออกแบบและทดลองคือ สัมประสิทธิ์ที่เป็นทศนิยมต้องนำมาจัดให้อยู่ในรูปของการบวกและการลบ โดยให้อยู่ในรูปของ $(1/2)^m$ ซึ่งทำให้ค่าที่ได้เป็นค่าประมาณของสัมประสิทธิ์ เนื่องจากการเปลี่ยนสัมประสิทธิ์ที่เป็นทศนิยมให้อยู่ในรูปของ $(1/2)^m$ ค่าที่ได้ออกมาอาจมีความไม่ละเอียดเพียงพอและเมื่อเกิดขึ้นกับค่าสัมประสิทธิ์หลายๆ ตัว อาจส่งผลให้ผลตอบสนองของตัวกรองที่ออกแบบไม่เป็นไปตามข้อกำหนดเริ่มต้นได้ และปัญหาอีกประการหนึ่งคือบิตที่ใช้ในการคำนวณอาจมีจำนวนบิตที่น้อยเกินไปซึ่งในการทดลองใช้บิตในการคำนวณ 8 บิต หากต้องการให้ผลที่ได้คลาดเคลื่อนน้อยลง ก็อาจแก้ปัญหาได้โดยเพิ่มบิตในการคำนวณแต่ก็จะทำให้ลอจิกเกตที่ใช้เพิ่มขึ้นตามไปด้วย

สำหรับแนวทางในการพัฒนาจะพบว่าสามารถนำตัวกรองที่ได้ออกแบบและสร้างขึ้นจริงไปใช้งานในระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัลได้จริง ทั้งยังสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานอื่นๆ ดังที่กล่าวมาแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรม MATLAB แสดงค่าผลตอบสนองทางความถี่จากการจำลองโครงสร้างของตัวกรองความถี่ต่ำ
ผ่านที่ปรากฏจากตัวคูณอันดับที่ 5 จากการออกแบบที่ 1 โดยมีข้อกำหนด

$$F_p = 0.15, F_a = 0.2, A_p = 0.2\text{dB}, A_a = 30\text{dB} \text{ และมีค่าสัมประสิทธิ์ต่างๆดังนี้}$$

$$\alpha_1 = -0.2344, \alpha = -0.4531, \beta_{\max} = 0.8047, \beta_3 = 0.3594$$

```
clear
format long g
```

```
Alpha1 = -0.2344;
Alpha = -0.4531;
Beta2 = 0.8047;
Beta3 = 0.3594;
```

```
Group1=[ (Alpha*Alpha1) * (1+Beta2) ]+Beta2
Group2=Alpha1+[Alpha* (1+Beta2) ]
```

```
N0=(Alpha1*Beta2)+Beta3
N1=[ (Alpha*Alpha1*Beta2) * (1+Beta3) ]+Group1+[Alpha* (1+Beta3) ]+(Group2*
Beta3)
N2=Group2+ [ (Group1*Alpha) * (1+Beta3) ]+(Alpha1*Beta2*Beta3)+(Group1*Bet
a3)+ [ (Group2*Alpha) * (1+Beta3) ]+1
N3=Group2+ [ (Group1*Alpha) * (1+Beta3) ]+(Alpha1*Beta2*Beta3)+(Group1*Bet
a3)+ [ (Group2*Alpha) * (1+Beta3) ]+1
N4=[ (Alpha*Alpha1*Beta2) * (1+Beta3) ]+Group1+[Alpha* (1+Beta3) ]+(Group2*
Beta3)
N5 = (Alpha1*Beta2)+Beta3
Num_T = 0.5*[N0 N1 N2 N3 N4 N5];
```

```
D0 =1
D1 =[Alpha* (1+Beta3) ]+Group2
D2 =Beta3+ [ (Group2*Alpha) * (1+Beta3) ]+Group1
D3 = (Group2*Beta3)+ [ (Group1*Alpha) * (1+Beta3) ]+(Alpha1*Beta2)
D4 = (Group1*Beta3)+ [ (Alpha*Alpha1*Beta2) * (1+Beta3) ]
D5 = (Alpha1*Beta2*Beta3)
Den_T = [D0 D1 D2 D3 D4 D5]
```

```
[h,w] = freqz(Num_T,Den_T,512,1);
Mag = abs(h);
Atten = -20*log10(Mag);
Phase = acos(h);
```

```
figure(1)
plot(w,Phase,'black');
axis([0.2 0.5 1.5 1.63]);
grid;
ylabel('Phase');
xlabel('Frequency(rad)');
```

```
figure(2)
plot(w,Mag,'black')
axis([0 0.5 0 1.2])
grid
xlabel('Normalized Frequency')
ylabel('Normalized Amplitude')
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
figure(3)
plot(w,Atten,'black')
axis([0 0.18 0 0.05])
grid
xlabel('Normalized Frequency')
ylabel('Attenuation (dB)')
```

```
figure(4)
plot(w,Atten,'black')
axis([0.15 0.5 0 80])
grid
xlabel('Normalized Frequency')
ylabel('Attenuation (dB)')
```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรม MATLAB แสดงค่าผลตอบสนองทางความถี่จากการจำลองโครงสร้างของตัวกรองความถี่ต่ำ
ผ่านที่ปราศจากตัวคูณอันดับที่ 5 จากการออกแบบที่ 2 โดยมีข้อกำหนด

$$F_p = 0.03, F_a = 0.045, A_p = 0.2\text{dB}, A_a = 30\text{dB} \text{ และมีค่าสัมประสิทธิ์ต่างๆดังนี้}$$
$$\alpha_1 = -0.8125, \alpha = -0.9766, \beta_{\max} = 0.9453, \beta_3 = 0.7891$$

```
clear
format long g
```

```
Alpha1 = -0.8125;
Alpha = -0.9766;
Beta2 = 0.9453;
Beta3 = 0.7891;
```

```
Group1=(Alpha*Alpha1)*(1+Beta2)]+Beta2
Group2=Alpha1+[Alpha*(1+Beta2)]
```

```
N0=(Alpha1*Beta2)+Beta3
N1=[(Alpha*Alpha1*Beta2)*(1+Beta3)]+Group1+[Alpha*(1+Beta3)]+(Group2*
Beta3)
N2=Group2+[(Group1*Alpha)*(1+Beta3)]+(Alpha1*Beta2*Beta3)+(Group1*Bet
a3)+[(Group2*Alpha)*(1+Beta3)]+1
N3=Group2+[(Group1*Alpha)*(1+Beta3)]+(Alpha1*Beta2*Beta3)+(Group1*Bet
a3)+[(Group2*Alpha)*(1+Beta3)]+1
N4=[(Alpha*Alpha1*Beta2)*(1+Beta3)]+Group1+[Alpha*(1+Beta3)]+(Group2*
Beta3)
N5=(Alpha1*Beta2)+Beta3
Num_T = 0.5*[N0 N1 N2 N3 N4 N5];
```

```
D0 =1
D1 =[Alpha*(1+Beta3)]+Group2
D2 =Beta3+[(Group2*Alpha)*(1+Beta3)]+Group1
D3 =(Group2*Beta3)+[(Group1*Alpha)*(1+Beta3)]+(Alpha1*Beta2)
D4 =(Group1*Beta3)+[(Alpha*Alpha1*Beta2)*(1+Beta3)]
D5 =(Alpha1*Beta2*Beta3)
Den_T = [D0 D1 D2 D3 D4 D5]
```

```
[h,w] = freqz(Num_T,Den_T,512,1);
Mag = abs(h);
Atten = -20*log10(Mag);
Phase = acos(h);
```

```
figure(1)
plot(w,Phase,'black');
axis([0.04 0.5 1.5 1.63]);
grid;
ylabel('Phase');
xlabel('Frequency(rad)');
```

```
figure(2)
plot(w,Mag,'black')
axis([0 0.5 0 1.2])
grid
xlabel('Normalized Frequency')
ylabel('Normalized Amplitude')
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
figure(3)
plot(w,Atten,'black')
axis([0 0.14 0 0.03])
grid
xlabel('Normalized frequency')
ylabel('Attenuation (dB)')
```

```
figure(4)
plot(w,Atten,'black')
axis([0.15 0.5 0 80])
grid
xlabel('Normalized frequency')
ylabel('Attenuation (dB)')
```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรม MATHERMATICA ที่ใช้ในการพล็อต Phase Sensitivity ของตัวกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับที่ 5
จากการคำนวณที่ 1

```
Clear[Senα1, Senα2, Senα3, Senβ2, Senβ3]
```

```
α1 = -0.2394
```

```
α2 = -0.4531
```

```
α3 = -0.4531
```

```
β2 = 0.8047
```

```
β3 = 0.3588
```

```
Senα1 = {2*Sin[2*Pi*f]} / {2*(1+(α1^2) + (2*α1*Cos[2*Pi*f]))}
```

```
Senα2 = {2*(1-β2^2)*Sin[2*Pi*f]} /  
{2*((1-β2)^2 + (α2^2)*(1+β2)^2 + 2*α2*(1+β2)^2*Cos[2*Pi*f] + 4*β2*(Cos[2*Pi*f]^2))}
```

```
Senβ2 = {4*(α2 + Cos[2*Pi*f])*Sin[2*Pi*f]} /  
{2*((1-β2)^2 + 4*β2*(Cos[2*Pi*f]^2) + α2*((1+β2)^2)*(α2 + 2*Cos[2*Pi*f]))}
```

```
Senα3 = {2*(1-β3^2)*Sin[2*Pi*f]} /  
{2*((1-β3)^2 + (α3^2)*(1+β3)^2 + 2*α3*(1+β3)^2*Cos[2*Pi*f] + 4*β3*(Cos[2*Pi*f]^2))}
```

```
Senβ3 = -{4*(α3 + Cos[2*Pi*f])*Sin[2*Pi*f]} /  
{2*((1-β3)^2 + 4*β3*(Cos[2*Pi*f]^2) + α3*((1+β3)^2)*(α3 + 2*Cos[2*Pi*f]))}
```

```
Plot[Senα1, {f, 0, 0.5}, AxesLabel -> {"f", " $\frac{\delta\psi}{\delta\alpha1}$ "}]
```

```
Plot[Senα2, {f, 0, 0.5}, AxesLabel -> {"f", " $\frac{\delta\psi}{\delta\alpha2}$ "}]
```

```
Plot[Senα3, {f, 0, 0.5}, AxesLabel -> {"f", " $\frac{\delta\psi}{\delta\alpha3}$ "}]
```

```
Plot[Senβ2, {f, 0, 0.5}, AxesLabel -> {"f", " $\frac{\delta\psi}{\delta\beta2}$ "}]
```

```
Plot[Senβ3, {f, 0, 0.5}, AxesLabel -> {"f", " $\frac{\delta\psi}{\delta\beta3}$ "}]
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรม MATHEMATICA ที่ใช้ในการพล็อต Phase Sensitivity ของตัวกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับที่ 5 จากการคำนวณที่ 2

```
Clear[Senα1, Senα2, Senα3, Senβ2, Senβ3]
```

```
α1 = -0.8125
```

```
α2 = -0.9766
```

```
α3 = -0.9766
```

```
β2 = 0.9453
```

```
β3 = 0.7851
```

```
Senα1 = {2 * Sin[2 * Pi * f] / {2 * (1 + (α1^2) + (2 * α1 * Cos[2 * Pi * f]))}}
```

```
Senα2 = {2 * (1 - β2^2) * Sin[2 * Pi * f] / {2 * (((1 - β2)^2) + ((α2^2) * (1 + β2)^2) + 2 * α2 * ((1 + β2)^2) * Cos[2 * Pi * f] + 4 * β2 * (Cos[2 * Pi * f]^2))}}
```

```
Senβ2 = {4 * (α2 + Cos[2 * Pi * f]) * Sin[2 * Pi * f] / {2 * (((1 - β2)^2) + 4 * β2 * ((Cos[2 * Pi * f])^2) + α2 * ((1 + β2)^2) * (α2 + 2 * Cos[2 * Pi * f]))}}
```

```
Senα3 = {2 * (1 - β3^2) * Sin[2 * Pi * f] / {2 * (((1 - β3)^2) + ((α3^2) * (1 + β3)^2) + 2 * α3 * ((1 + β3)^2) * Cos[2 * Pi * f] + 4 * β3 * (Cos[2 * Pi * f]^2))}}
```

```
Senβ3 = -{4 * (α3 + Cos[2 * Pi * f]) * Sin[2 * Pi * f] / {2 * (((1 - β3)^2) + 4 * β3 * ((Cos[2 * Pi * f])^2) + α3 * ((1 + β3)^2) * (α3 + 2 * Cos[2 * Pi * f]))}}
```

```
Plot[Senα1, {f, 0, 0.5}, AxesLabel -> {"f", "δψ / δα1"}]
```

```
Plot[Senα2, {f, 0, 0.5}, AxesLabel -> {"f", "δψ / δα2"}]
```

```
Plot[Senα3, {f, 0, 0.5}, AxesLabel -> {"f", "δψ / δα3"}]
```

```
Plot[Senβ2, {f, 0, 0.5}, AxesLabel -> {"f", "δψ / δβ2"}]
```

```
Plot[Senβ3, {f, 0, 0.5}, AxesLabel -> {"f", "δψ / δβ3"}]
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรม MATLAB แสดงการจำลองโครงสร้างของตัวกรองความถี่ต่ำผ่านที่ปราศจากตัวคูณอันดับที่ 5
จากการออกแบบที่ 1 โดย

$$\alpha_1 = (-1/2^2 + 1/2^5 - 1/2^6), \alpha = (-1/2 + 1/2^5 + 1/2^6),$$

$$\beta_{\max} = (1 - 1/2^3 - 1/2^4), \beta_3 = (1/2^2 + 1/2^3 - 1/2^6)$$

```

clc;
clear all;

oderc=1;
fa=1*(10^3);
fs=8*(10^3);
F=fa/fs;
n=[1:199];
alpha= (-1/(2^2))+1/(2^5)-(1/(2^6));
alpha2= (-1/(2^1))+1/(2^5)+(1/(2^6));
alpha3= (-1/(2^1))+1/(2^5)+(1/(2^6));
bet2a = 1+(-1/(2^3))+(-1/(2^4));
bet3a = (1/(2^2))+1/(2^3)-(1/(2^6));

y(1)=0; y(2)=0;
xn=sin(2*pi*F*n);

y1a = zeros(1, length(xn));
y2a = zeros(1, length(xn));
y3a = zeros(1, length(xn));
y4a = zeros(1, length(xn));
y6a = zeros(1, length(xn));
ya = zeros(1, length(xn));

y1b = zeros(1, length(xn));
y2b = zeros(1, length(xn));
y3b = zeros(1, length(xn));
y4b = zeros(1, length(xn));
y6b = zeros(1, length(xn));
y7b = zeros(1, length(xn));
y8b = zeros(1, length(xn));
y9b = zeros(1, length(xn));
y10b = zeros(1, length(xn));
y11b = zeros(1, length(xn));
yb = zeros(1, length(xn));

y1c = zeros(1, length(xn));
y2c = zeros(1, length(xn));
y3c = zeros(1, length(xn));
y4c = zeros(1, length(xn));
y6c = zeros(1, length(xn));
y7c = zeros(1, length(xn));

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

y8c = zeros (1, length(xn) );
y9c = zeros (1, length(xn) );
y10c = zeros (1, length(xn) );
y11c = zeros (1, length(xn) );
y    = zeros (1, length(xn) );
y_1 = zeros (1, length(xn) );

for n=2:1:length(xn)

y1a(n) = xn(n) ;
y5a(n) = y6a(n-1);
y2a(n) = -y1a(n)+y5a(n) ;
y3a(n) = -alpha1*y2a(n) ;
y4a(n) = y3a(n)+y5a(n) ;
y6a(n) = y1a(n)+y3a(n) ;
ya(n)  = y4a(n) ;

y1b(n) = ya(n) ;
y7b(n) = y6b(n-1);
y10b(n) = y11b(n-1);
y8b(n) = -y7b(n)+y10b(n) ;
y9b(n) = -alpha2*y8b(n) ;
y5b(n) = y9b(n)+y10b(n) ;
y2b(n) = -y1b(n)+y5b(n) ;
y3b(n) = -bet2a*y2b(n) ;
y4b(n) = -y3b(n)+y5b(n) ;
y6b(n) = y1b(n)+y3b(n) ;
y11b(n) = y7b(n)+y9b(n) ;
yb(n)   = y4b(n) ;

y1c(n) = xn(n) ;
y7c(n) = y6c(n-1);
y10c(n) = y11c(n-1);
y8c(n) = -y7c(n)+y10c(n) ;
y9c(n) = -alpha3a*y8c(n) ;
y5c(n) = y9c(n)+y10c(n) ;
y2c(n) = -y1c(n)+y5c(n) ;
y3c(n) = -bet3a*y2c(n) ;
y4c(n) = -y3c(n)+y5c(n) ;
y6c(n) = y1c(n)+y3c(n) ;
y11c(n) = y7c(n)+y9c(n) ;
y(n)    = y4c(n) ;

y_1(n) = (1/2)*(yb(n)+y(n) )

end;

figure
plot(xn, 'r'), hold on
plot(y_1) , grid on

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรม MATLAB แสดงการจำลองโครงสร้างของตัวกรองความถี่ต่ำผ่านที่ปราศจากตัวคูณอันดับที่ 5
จากการออกแบบที่ 2 โดย

$$\alpha_1 = (-1 + 1/2^3 + 1/2^4), \alpha = (-1 + 1/2^6 + 1/2^7),$$

$$\beta_{\max} = (1 - 1/2^4 + 1/2^6 - 1/2^7), \beta_3 = (1 - 1/2^2 + 1/2^5 + 1/2^7)$$

```
clc;  
clear all;
```

```
oderc=1;  
fa=0.5*(10^3);  
fs=8*(10^3);  
F=fa/fs;  
n=[1:399];  
alpha1= -1+(1/(2^3))+(1/(2^4));  
alpha2a= -1+(1/(2^6))+(1/(2^7));  
alpha3a= -1+(1/(2^6))+(1/(2^7));  
bet2a = 1-(1/(2^4))+(1/(2^6))-(1/(2^7));  
bet3a = 1-(1/(2^2))+(1/(2^5))+(1/(2^7));
```

```
y(1)=0; y(2)=0;  
xn=sin(2*pi*F*n);
```

```
y1a = zeros(1, length(xn));  
y5a = zeros(1, length(xn));  
y2a = zeros(1, length(xn));  
y3a = zeros(1, length(xn));  
y4a = zeros(1, length(xn));  
y6a = zeros(1, length(xn));  
ya = zeros(1, length(xn));  
  
y1b = zeros(1, length(xn));  
y5b = zeros(1, length(xn));  
y2b = zeros(1, length(xn));  
y3b = zeros(1, length(xn));  
y4b = zeros(1, length(xn));  
y6b = zeros(1, length(xn));  
y7b = zeros(1, length(xn));  
y8b = zeros(1, length(xn));  
y9b = zeros(1, length(xn));  
y10b = zeros(1, length(xn));  
y11b = zeros(1, length(xn));  
yb = zeros(1, length(xn));  
  
y1c = zeros(1, length(xn));  
y5c = zeros(1, length(xn));  
y2c = zeros(1, length(xn));  
y3c = zeros(1, length(xn));  
y4c = zeros(1, length(xn));  
y6c = zeros(1, length(xn));  
y7c = zeros(1, length(xn));  
y8c = zeros(1, length(xn));
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

y9c = zeros(1, length(xn));
y10c = zeros(1, length(xn));
y11c = zeros(1, length(xn));
y = zeros(1, length(xn));
y_1 = zeros(1, length(xn));

for n=2:length(xn)

    y1a(n) = xn(n);
    y5a(n) = y6a(n-1);
    y2a(n) = -y1a(n)+y5a(n);
    y3a(n) = -alpha1*y2a(n);
    y4a(n) = y3a(n)+y5a(n);
    y6a(n) = y1a(n)+y3a(n);
    ya(n) = y4a(n);

    y1b(n) = ya(n);
    y7b(n) = y6b(n-1);
    y10b(n) = y11b(n-1);
    y8b(n) = -y7b(n)+y10b(n);
    y9b(n) = -alpha2*y8b(n);
    y5b(n) = y9b(n)+y10b(n);
    y2b(n) = -y1b(n)+y5b(n);
    y3b(n) = -bet2a*y2b(n);
    y4b(n) = -y3b(n)+y5b(n);
    y6b(n) = y1b(n)+y3b(n);
    y11b(n) = y7b(n)+y9b(n);
    yb(n) = y4b(n);

    y1c(n) = xn(n);
    y7c(n) = y6c(n-1);
    y10c(n) = y11c(n-1);
    y8c(n) = -y7c(n)+y10c(n);
    y9c(n) = -alpha3*y8c(n);
    y5c(n) = y9c(n)+y10c(n);
    y2c(n) = -y1c(n)+y5c(n);
    y3c(n) = -bet3a*y2c(n);
    y4c(n) = -y3c(n)+y5c(n);
    y6c(n) = y1c(n)+y3c(n);
    y11c(n) = y7c(n)+y9c(n);
    y(n) = y4c(n);

    y_1(n) = (i2)*yb(n)+y(n)

end;

figure
plot(xn, 'r'), hold on
plot(y_1) , grid on

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรมหารความถี่ (Frequency Divider)

เป็นโปรแกรมที่ใช้หารความถี่ 16.257MHz เป็น 8kHz

```
Library ieee;
Use ieee.std_logic_1164.ALL;
Use ieee.std_logic_unsigned.ALL;
Entity div_16_257M_150K is
Port ( sys_clk           : in std_logic;
      clk_out,en_out,lr_out : out std_logic);
End ;
Architecture rtl of div_16_257M_8K is
SIGNAL state : integer range 0 to 1;
SIGNAL count : integer range 0 to 1500;
Begin
  PROCESS (sys_clk)
  BEGIN
    if sys_clk'event and sys_clk='1' then
      case state IS
        when 0=> if count<1000 then
                   count<=count+1;
                   clk_out<='1';
                   state<=0;
                   if count=5 or count=6 then
                     lr_out<='1';
                   end if;
                   if count=4 or count=7 then
                     lr_out<='0';
                   end if;
                   if count=7 or count=12 then
                     en_out<='0';
                   end if;
                   if count=8 or count=9 or count=10 or
count=11 then
                     en_out<='1';
                     end if;
                   else
                     count<=0;
                     state<=1;
                   end if;
        when others => if count<1000 then
                       count<=count+1;
                       clk_out<='0';
                       state<=1;
                     else
                       count<=0;
                       state<=0;
                     end if;
      end case;
    end if;
  end process;
end rtl;
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

END PROCESS ;
End;



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรมบวก (Add)

เป็นการบวกที่มีขนาด 7 บิต 3 จำนวนมาบวก

```
library ieee;
Use ieee.std_logic_1164.ALL;
Use ieee.std_logic_unsigned.ALL;
Entity add3b is
    port( a,b,c : in  std_logic_vector(7 downto 0);
          sum   : out std_logic_vector(7 downto 0));
End;
Architecture rtl of add3b is
    begin
        sum<=a+b+c;
    end;
```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรมสัญญาณควบคุม (Control Unit)

```
Library ieee;
Use ieee.std_logic_1164.ALL;
Use ieee.std_logic_Unsigned.ALL;
Entity control5a is
Port (sys_clk,en           : in  std_logic;
      s1a,s3a,s4a          : out std_logic;
      s1b,s3b,s4b,s6b,s7b : out std_logic;
      sa,ss                : out std_logic
);
End ;
Architecture rtl of control5a is
    SIGNAL state : integer range 0 to 15;
Begin
    PROCESS (sys_clk)
        variable index_con : integer range 0 to 15;
    BEGIN
        if sys_clk'event and sys_clk='1' then
            CASE state IS

                WHEN 0 =>    if en='1' then
                            state<=1;
                            s1a<='0';
                            s3a<='0';
                            s4a<='0';
                            s1b<='0';
                            s3b<='0';
                            s4b<='0';
                            s6b<='0';
                            s7b<='0';
                            sa <='0';
                            ss <='0';
                            end if;

                WHEN 1 =>    state<=2;
                            index_con:=3;
                            s1a<='1';
                            s3a<='0';
                            s4a<='0';
                            s1b<='0';
                            s3b<='0';
                            s4b<='0';
                            s6b<='0';
                            s7b<='0';
                            sa <='0';
                            ss <='0';

                WHEN 2 =>    state<=index_con;
                            s1a<='0';
                            s3a<='0';
                            s4a<='0';
                            s1b<='0';
                            s3b<='0';
                            s4b<='0';
                            s6b<='0';
                            s7b<='0';
                            sa <='0';
                            ss <='0';

                WHEN 3 =>    state<=2;
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

index_con:=4;
s1a<='0';
s3a<='0';
s4a<='0';
s1b<='0';

s3b<='0';
s4b<='0';
s6b<='0';
s7b<='0';
sa <='0';
ss <='0';

WHEN 4 => state<=2;
index_con:=5;
s1a<='0';
s3a<='1';
s4a<='0';
s1b<='0';

s3b<='0';
s4b<='0';
s6b<='0';
s7b<='0';
sa <='0';
ss <='0';

WHEN 5 => state<=2;
index_con:=6;
s1a<='0';
s3a<='0';
s4a<='1';
s1b<='0';

s3b<='0';
s4b<='0';
s6b<='0';
s7b<='0';
sa <='0';
ss <='0';

WHEN 6 => state<=2;
index_con:=7;
s1a<='0';
s3a<='0';
s4a<='0';
s1b<='1';

s3b<='0';
s4b<='0';
s6b<='0';
s7b<='0';
sa <='0';
ss <='0';

WHEN 7 => state<=2;
index_con:=8;
s1a<='0';
s3a<='0';
s4a<='0';
s1b<='0';

s3b<='0';
s4b<='0';
s6b<='0';
s7b<='0';

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

sa <='0';
ss <='0';

WHEN 8 => state<=2;
           index_con:=9;
           s1a<='0';
           s3a<='0';
           s4a<='0';
           s1b<='0';
           s3b<='1';
           s4b<='0';
           s6b<='0';
           s7b<='0';
           sa <='0';
           ss <='0';

WHEN 9 => state<=2;
           index_con:=10;
           s1a<='0';
           s3a<='0';
           s4a<='0';
           s1b<='0';
           s3b<='0';
           s4b<='1';
           s6b<='0';
           s7b<='0';
           sa <='0';
           ss <='0';

WHEN 10 => state<=2;
           index_con:=11;
           s1a<='0';
           s3a<='0';
           s4a<='0';
           s1b<='0';
           s3b<='0';
           s4b<='0';
           s6b<='0';
           s7b<='0';
           sa <='0';
           ss <='0';

WHEN 11 => state<=2;
           index_con:=12;
           s1a<='0';
           s3a<='0';
           s4a<='0';
           s1b<='0';
           s3b<='0';
           s4b<='0';
           s6b<='1';
           s7b<='0';
           sa <='0';
           ss <='0';

WHEN 12 => state<=2;
           index_con:=13;
           s1a<='0';
           s3a<='0';
           s4a<='0';
           s1b<='0';

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

s3b<='0';
s4b<='0';
s6b<='0';
s7b<='1';
sa <='0';
ss <='0';

WHEN 13 => state<=2;
            index_con:=14;
            s1a<='0';
            s3a<='0';
            s4a<='0';
            s1b<='0';
            s3b<='0';
            s4b<='0';
            s6b<='0';
            s7b<='0';
            sa <='1';
            ss <='0';

WHEN 14 => state<=2;
            index_con:=15;
            s1a<='0';
            s3a<='0';
            s4a<='0';
            s1b<='0';
            s3b<='0';
            s4b<='0';
            s6b<='0';
            s7b<='0';
            sa <='0';
            ss <='1';

WHEN OTHERS=> state<=0;
               index_con:=0;
               s1a<='0';
               s3a<='0';
               s4a<='0';
               s1b<='0';
               s3b<='0';
               s4b<='0';
               s6b<='0';
               s7b<='0';
               sa <='0';
               ss <='0';

END CASE;
END IF;
END PROCESS ;
End;
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรมกลับบิตเครื่องหมาย (Converse Sign Bit)

```
Library ieee;
Use ieee.std_logic_1164.ALL;
Use ieee.std_logic_Unsigned.ALL;
Entity bitconv is
Port( xn,yn          : in  std_logic_vector(7 downto 0);
      xn_conv,yn_conv : out std_logic_vector(7 downto 0));
End;

Architecture rtl of bitconv is
Begin

Process (xn,yn)
  Variable x : std_logic ;
  Variable y : std_logic ;
begin
  x := not xn(7) ;
  y := not yn(7) ;

  xn_conv <= x & xn(6 downto 0);
  yn_conv <= y & yn(6 downto 0);

end process;
End;
```



โปรแกรมทวคอมพลิเมนต์ (Twos complement)

```
library ieee;
Use ieee.std_logic_1164.ALL;
Use ieee.std_logic_Unsigned.ALL;
Entity twoscomp is
Port ( A      : in  std_logic_vector(7 downto 0);
      B      : out std_logic_vector(7 downto 0));
End;

Architecture rtl of twoscomp is
Begin

    Process (A)
        Variable s : std_logic_vector(7 downto 0);
        Begin
            s:=(A xor "1111111");
            B<=s+1;
        End Process;
    End;
```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรมเลื่อน (Shift)

```
library ieee;
Use ieee.std_logic_1164.ALL;
Use ieee.std_logic_Unsigned.ALL;
Entity m2beta is
Port( xn_in          : in  std_logic_vector(7 downto 0);
      sh_1out,sh_2out,sh_3out : out std_logic_vector(7 downto 0));
End;

Architecture rtl of m2beta is
Begin
  Process(xn_in)
    Variable s1h,s2h,s3h : std_logic_vector(7 downto 0);
    Begin
      --
      1
      s1h:= xn_in;

      --
      -1/2^3
      s2h(4 downto 0):= xn_in(7 downto 3);
      s2h(7 downto 5):= xn_in(7)& xn_in(7)&xn_in(7);

      --
      -1/2^4
      s3h(3 downto 0):= xn_in(7 downto 4);
      s3h(7 downto 4):= xn_in(7)&xn_in(7)& xn_in(7)&xn_in(7);

      sh_1out<=s1h;
      sh_2out<=s2h;
      sh_3out<=s3h;
    End Process;
End;
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้จะสำเร็จลุล่วงไม่ได้ หากขาดความช่วยเหลือและชี้แนะจากหลายท่าน ซึ่งผู้จัดทำต้องขอขอบคุณไว้อย่างจริงใจคือ อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์ศรวิวัฒน์ ชิวปรีชา ซึ่งให้คำปรึกษา อาจารย์อัศรพล ตริรัตน์ ที่ให้คำปรึกษาคลอกจนชี้แนะแนวทางการแก้ไขปัญหาต่างๆ ผู้จัดทำขอขอบคุณ ทุก ๆ ท่านไว้ ณ ที่นี้

สุดท้ายผู้จัดทำต้องขอขอบคุณ คุณพ่อและคุณแม่ที่ให้การศึกษากำลังใจและสนับสนุนการตัดสินใจไม่ว่าเรื่องใดก็ตาม

นันทวัน ศรีจันทร์

เบญจพร โคตรสมบัติ

3/5/2548



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

- [1] 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.
- [2] 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.
- [3] Miroslav D. Lutovac, Dejan V. Tošić and Brian L. Evans, “ Filter Design for Signal Processing Using MATLAB® and Mathematica® ”, Prentice-Hall, 2001.
- [4] A. G. Dempster and M. D. Macleod, “Constant integer multiplication using minimum adder,” in Proc. Inst. Elect. Eng. Circuits, Devices, Syst., vol. 141, no. 5, pp. 407-413, Oct. 1994.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้