

การออกแบบตัวกรองเชิงเลข IIR แบบ Notch ด้วยวิธีการปรับปรุง
การวางตำแหน่ง Pole-Zero

IIR NOTCH FILTER DESIGN WITH MODIFIED POLE-ZERO POSITION PLACEMENT



พเยาว์ รูปเหลือง

PAYAO THOOPLUANG

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

ณ.

พ 225 ๗

2547

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2547

เลขหมู่.....

เลขทะเบียน 51820

ISBN 974-9680-55-3

วัน,เดือน,ปี 30 ก.ค. 2547

11400043
b.....
i.....

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IIR NOTCH FILTER DESIGN WITH MODIFIED POLE-ZERO POSITION PLACEMENT



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

2004

ISBN 974-9680-55-3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2004

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การออกแบบตัวกรองเชิงเลข IIR แบบ Notch
ด้วยวิธีการปรับปรุงการวางตำแหน่ง Pole-Zero

นักศึกษา

นางพเยาว์ รูปเหลือง

รหัสนักศึกษา

42061102

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

พ.ศ.

2547

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์

รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการออกแบบและสร้างตัวกรองเชิงเลขชนิด IIR แบบ Notch ด้วยวิธีการปรับปรุงอัลกอริทึมการกำหนดตำแหน่งของโพลและซีโร ซึ่งวิธีที่ใช้ในการออกแบบตัวกรองเชิงเลขแบบ Notch จะใช้วิธีการกำหนดตำแหน่งของโพลและซีโร ลงบนวงกลมรัศมีหนึ่งหน่วยในระนาบแซด โดยใช้เทคนิคการประมาณค่า ในการปรับปรุงอัลกอริทึมจะเปลี่ยนแปลงตำแหน่งของโพล และประมาณค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้ในการควบคุมอัตราขยายที่เหมาะสมขึ้นใหม่ ทำให้ตัวกรองเชิงเลขที่สร้างขึ้นนี้สามารถกำหนดค่าความถี่หยุด ความกว้างของแบนด์วิด และควบคุมช่วงความถี่ผ่าน(Pass-band) ของตัวกรองเชิงเลขที่ออกแบบและสร้างขึ้นให้มีผลตอบสนองทางขนาดที่มีความสมมาตรกันในช่วงความถี่ผ่าน อีกทั้งยังสามารถควบคุมอัตราขยายให้มีขนาดตามต้องการได้อีกด้วย ในการออกแบบและจำลองการทำงานใช้โปรแกรม MATLAB ส่วนการสร้างจริงใช้ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล TMS320C31 ผลการทดลองพบว่าตัวกรองเชิงเลขแบบ Notch ที่ออกแบบและสร้างขึ้นนี้มีผลการทำงานถูกต้องแม่นยำตามทฤษฎีที่ได้ออกแบบไว้

Thesis Title	IIR Notch Filter Design with Modified Pole-Zero Position Placement
Student	Mrs. Payao Thoopluang
Student ID.	42061102
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2004
Thesis Advisor	Assoc.Prof.Dr.Kobchai Dejhan

ABSTRACT

The following paper proposes the design and implementation of IIR Notch filter with modified pole-zero placement algorithm. The modified algorithm is derived from the least square estimation to change the pole position and find the estimated coefficients to control the new gain level of the pass-band. The results from the algorithm are shown that the algorithm could control the pass-band gain of the Notch filter according to the specifications. The implementation and simulation of the proposed algorithms are carried out by using MATLAB based on the actual testing on the TMS320C31 DSP board.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี ด้วยความกรุณาของ รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ อาจารย์ที่ปรึกษา ที่กรุณาให้คำแนะนำให้คำปรึกษาในการศึกษาวิจัยครั้งนี้ และให้ความเมตตาแก่ศิษย์ด้วยดีเสมอมา ผู้เขียนรู้สึกทราบบ้างในความกรุณาเป็นอย่างยิ่งและขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบคุณ อาจารย์สุรพันธ์ ยิ้มมัน ภาควิชาฟิสิกส์อุตสาหกรรมและอุปกรณ์การแพทย์ คณะวิทยาศาสตร์ประยุกต์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ซึ่งเป็นอีกท่านหนึ่งที่แนะนำและให้คำปรึกษา รวมทั้งให้ความอนุเคราะห์ในการใช้เครื่องมือและอุปกรณ์ ในการศึกษาวิจัยในครั้งนี้

ขอขอบคุณ อาจารย์ชูสิทธิ์ ประดับเพชร คณะวิทยาศาสตร์เทคโนโลยี สถาบันราชภัฏพระนครศรีอยุธยา สำหรับการให้ความช่วยเหลือข้อมูลประกอบ

ขอขอบคุณ เพื่อน พี่และน้องนักศึกษาปริญญาโท ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุกคนที่รู้จัก สำหรับความเป็นมิตรและความช่วยเหลือที่มีให้กันระหว่างการศึกษา

สุดท้ายขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา ที่ให้ความสำคัญกับการศึกษาของลูก ส่งเสริมสนับสนุนในการศึกษา อีกทั้งเอาใจใส่ดูแลอย่างดีตลอดเวลาที่ท่านมีชีวิตอยู่ ซึ่งเป็นกำลังใจอันยิ่งใหญ่อย่างหาที่เปรียบมิได้

ประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้เขียนขอบอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

พเยาว์ รูปเหลือง

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII

บทที่ 1.

บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการศึกษาวิจัย.....	1
1.3 สมมุติฐานของการศึกษา.....	2
1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการศึกษาวิจัย.....	2
1.5 ขั้นตอนของการศึกษาวิจัย.....	3

บทที่ 2. ทฤษฎีการประมวลผลสัญญาณเชิงเลข.....4

2.1 ทฤษฎีการสุ่มตัวอย่าง.....	4
2.2 สมการผลต่างสืบเนื่อง.....	7
2.3 การแปลงแซด.....	8
2.3.1 คุณสมบัติของการแปลงแซด.....	9
2.3.2 รูปเศษส่วนของการแปลงแซด.....	11
2.4 การแปลงแซดผกผัน.....	12

บทที่ 3. การออกแบบตัวกรองสัญญาณป้อนกลับเชิงเลข.....15

3.1 ตัวกรองดิจิทัล.....	15
3.2 ตัวกรองดิจิทัลแบบไอโออาร์.....	16
3.2.1 การออกแบบตัวกรองดิจิทัลแบบไอโออาร์ด้วยวิธีประมาณค่าเบี่ยงเบน.....	20
3.2.2 การออกแบบตัวกรองดิจิทัลแบบไอโออาร์ด้วยวิธีการแปลงเชิงเส้นคู่.....	25
3.2.3 การแปลงความถี่ (Frequency Transformations).....	28

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่มอบให้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ด้านอื่น

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

บทที่ 4. การออกแบบตัวกรองเชิงเลข IIR แบบ Notch ด้วยวิธีการปรับปรุงการวางตำแหน่งโพล-ซีโร (Pole-Zero).....	31
4.1 การออกแบบตัวกรองดิจิทัล IIR แบบ Notch.....	31
4.2 การออกแบบการปรับปรุงการวางตำแหน่งโพล-ซีโร (Pole-Zero).....	33
4.3 การออกแบบการปรับปรุงและผลการทดลองการออกแบบ.....	37
4.4 การทดลองและผลการทดลอง.....	40
4.4.1 การทดลองสร้างตัวกรองดิจิทัลแบบไอไออาร์ ที่ Notch Frequency 50 เฮิรตซ์	
4.4.1.1 ความกว้างของแถบความถี่ (Bandwidth) เท่ากับ 500 เฮิรตซ์.....	40
4.4.1.2 ความกว้างของแถบความถี่ (Bandwidth) เท่ากับ 200 เฮิรตซ์.....	42
4.4.1.3 ความกว้างของแถบความถี่ (Bandwidth) เท่ากับ 10 เฮิรตซ์.....	44
4.4.1.4 ความกว้างของแถบความถี่ (Bandwidth) เท่ากับ 1 เฮิรตซ์.....	46
4.4.2 การทดลองสร้างตัวกรองดิจิทัลแบบไอไออาร์ ที่ Notch Frequency 250 เฮิรตซ์	
4.4.2.1 ความกว้างของแถบความถี่ (Bandwidth) เท่ากับ 500 เฮิรตซ์.....	48
4.4.2.2 ความกว้างของแถบความถี่ (Bandwidth) เท่ากับ 200 เฮิรตซ์.....	50
4.4.2.3 ความกว้างของแถบความถี่ (Bandwidth) เท่ากับ 10 เฮิรตซ์.....	52
4.4.2.4 ความกว้างของแถบความถี่ (Bandwidth) เท่ากับ 1 เฮิรตซ์.....	54
4.4.3 การทดลองสร้างตัวกรองดิจิทัลแบบไอไออาร์ ที่ Notch Frequency 300 เฮิรตซ์	
4.4.3.1 ความกว้างของแถบความถี่ (Bandwidth) เท่ากับ 500 เฮิรตซ์.....	56
4.4.3.2 ความกว้างของแถบความถี่ (Bandwidth) เท่ากับ 200 เฮิรตซ์.....	58
4.4.3.3 ความกว้างของแถบความถี่ (Bandwidth) เท่ากับ 10 เฮิรตซ์.....	60
4.4.3.4 ความกว้างของแถบความถี่ (Bandwidth) เท่ากับ 1 เฮิรตซ์.....	62
บทที่ 5. สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	65
เอกสารอ้างอิง.....	66
ภาคผนวก ก.บอร์คประมวลผลสัญญาณดิจิทัล.....	68
ภาคผนวก ข.การเผยแพร่ผลงานวิจัย.....	78

เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 แสดงผลของการแปลงแซด.....	10
4.1 แสดงผลจากหลักการเดิมและหลักการที่นำเสนอของตัวกรองเชิงเลขแบบ Notch ที่ $\omega_0 = 0.3\pi$	39
ตารางภาคผนวกที่	
ก1. แสดงค่ารีจิสเตอร์ที่ความถี่สุ่มแตกต่างกัน 4 ค่า.....	77



สารบัญรูป

รูปที่

หน้า

2.1 แสดงการลุ่มตัวอย่างสัญญาณเชิงอุปมาน.....	4
2.2 แสดงสัญญาณลุ่มตัวอย่าง.....	5
2.3 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณการลุ่มตัวอย่าง.....	6
2.4 แสดงตำแหน่งการวางโพลและซีโรดังสมการที่ (2.28).....	12
3.1 แสดงไคอะแกรมการทำงานของตัวกรองดิจิทัลพื้นฐาน.....	15
3.2 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานทั้ง 3 ตัว ที่ใช้เป็นส่วนประกอบของตัวกรองดิจิทัล.....	16
3.3 แสดงโครงสร้างของตัวกรองไอโออาร์แบบตรง I.....	17
3.4 แสดงโครงสร้างของตัวกรองไอโออาร์แบบตรง II.....	18
3.5 แสดงโครงสร้างของตัวกรองดิจิทัลไอโออาร์ที่มีโครงสร้างในแบบขนาน.....	18
3.6 แสดงโครงสร้างย่อยของตัวกรองดิจิทัลแบบขนาน.....	19
3.7 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่เป็นช่วง (Discrete Signal) กับสัญญาณที่ต่อเนื่อง.....	20
3.8 แสดงระบบนอกที่มีฟังก์ชันถ่ายโอนเป็น $H(s)$	21
3.9 แสดงระบบไม่ต่อเนื่องที่มีฟังก์ชันถ่ายโอนเท่ากับ $H(z)$	21
3.10 แสดงวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (RC Low-pass filter).....	22
3.11 แสดงโครงสร้างตัวกรองดิจิทัลความถี่ต่ำผ่าน 1 ลำดับ.....	23
3.12 แสดงโครงสร้างของตัวกรองดิจิทัลแบบไอโออาร์ 1 ลำดับที่ถูกสร้างขึ้นด้วยวิธีประมาณค่าเบี่ยงเบน.....	24
3.13 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าที่อยู่บนระนาบเอสกับค่าที่อยู่บนระนาบแซคและจากสมการ.....	26
3.14 แสดงโครงสร้างของตัวกรองดิจิทัลไอโออาร์ 2 ลำดับแบบตรง I.....	28
4.1 แสดง Pole-Zero Plot ของตัวกรองเชิงเลขแบบ Notch	31
4.2 แสดงผลการตอบสนองทางขนาดของตัวกรองเชิงเลขแบบ Notch	32
4.3 แสดง Pole-Zero Plot ของตัวกรองเชิงเลขแบบ Notch.....	32
4.4 แสดงการตอบสนองทางขนาดของตัวกรองเชิงเลขแบบ Notch.....	32
4.5 แสดงตำแหน่งของ Pole ที่ถูกเปลี่ยนแปลงตามหลักการที่น่าเสนอ.....	33
4.6 แสดงการตอบสนองทางขนาดของตัวกรองเชิงเลขแบบ Notch ที่ได้เปลี่ยนแปลงตำแหน่ง Pole.....	33

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.7 แสดงตำแหน่ง Pole-Zero ที่ $\omega_0 = 0.3\pi$ $r = 0.6, 0.7, 0.8, 0.9$ และ 0.99	35
4.8 แสดงการตอบสนองทางขนาดที่ความถี่ $\omega_0 = 0.3\pi$ $r = 0.6, 0.7, 0.8, 0.9$ และ 0.99	38
4.9 แสดงฮาร์ดแวร์ของการสร้างตัวกรองดิจิตอลแบบ ไอโออาร์ที่ต่อกับเครื่องวิเคราะห์สัญญาณแบบไดนามิค.....	38
4.10 ผลการทดลองจำลองการทำงานด้วย MATLAB และสร้างจริงบนบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิตอล TMS320C31 วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer ที่ Notch Frequency 50 เฮิรท์ แบบดีวีดี เท่ากับ 500 เฮิรท์.....	41-42
4.11 ผลการทดลองจำลองการทำงานด้วย MATLAB และสร้างจริงบนบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิตอล TMS320C31 วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer ที่ Notch Frequency 50 เฮิรท์ แบบดีวีดี เท่ากับ 200 เฮิรท์.....	43-44
4.12 ผลการทดลองจำลองการทำงานด้วย MATLAB และสร้างจริงบนบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิตอล TMS320C31 วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer ที่ Notch Frequency 50 เฮิรท์ แบบดีวีดี เท่ากับ 10 เฮิรท์.....	45-46
4.13 ผลการทดลองจำลองการทำงานด้วย MATLAB และสร้างจริงบนบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิตอล TMS320C31 วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer ที่ Notch Frequency 50 เฮิรท์ แบบดีวีดี เท่ากับ 1 เฮิรท์.....	47-48
4.14 ผลการทดลองจำลองการทำงานด้วย MATLAB และสร้างจริงบนบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิตอล TMS320C31 วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer ที่ Notch Frequency 250 เฮิรท์ แบบดีวีดี เท่ากับ 500 เฮิรท์.....	49-50
4.15 ผลการทดลองจำลองการทำงานด้วย MATLAB และสร้างจริงบนบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิตอล TMS320C31 วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer ที่ Notch Frequency 250 เฮิรท์ แบบดีวีดี เท่ากับ 200 เฮิรท์.....	51-52
4.16 ผลการทดลองจำลองการทำงานด้วย MATLAB และสร้างจริงบนบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิตอล TMS320C31 วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer ที่ Notch Frequency 250 เฮิรท์ แบบดีวีดี เท่ากับ 10 เฮิรท์.....	53-54

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่

หน้า

4.17 ผลการทดลองจำลองการทำงานด้วย MATLAB และสร้างจริงบนบอร์ดประมวลผลสัญญาณ ดิจิตอล TMS320C31 วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer ที่ Notch Frequency 250 เฮิรท์ แบบคัวิด เท่ากับ 1 เฮิรท์.....	55-56
4.18 ผลการทดลองจำลองการทำงานด้วย MATLAB และสร้างจริงบนบอร์ดประมวลผลสัญญาณ ดิจิตอล TMS320C31 วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer ที่ Notch Frequency 300 เฮิรท์ แบบคัวิด เท่ากับ 500 เฮิรท์.....	57-58
4.19 ผลการทดลองจำลองการทำงานด้วย MATLAB และสร้างจริงบนบอร์ดประมวลผลสัญญาณ ดิจิตอล TMS320C31 วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer ที่ Notch Frequency 300 เฮิรท์ แบบคัวิด เท่ากับ 200 เฮิรท์.....	59-60
4.20 ผลการทดลองจำลองการทำงานด้วย MATLAB และสร้างจริงบนบอร์ดประมวลผลสัญญาณ ดิจิตอล TMS320C31 วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer ที่ Notch Frequency 300 เฮิรท์ แบบคัวิด เท่ากับ 10 เฮิรท์.....	61-62
4.21 ผลการทดลองจำลองการทำงานด้วย MATLAB และสร้างจริงบนบอร์ดประมวลผลสัญญาณ ดิจิตอล TMS320C31 วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer ที่ Notch Frequency 300 เฮิรท์ แบบคัวิด เท่ากับ 1 เฮิรท์.....	63-64

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่

หน้า

รูปภาคผนวกที่

ก.1 แสดงฮาร์ดแวร์ของบอร์ด TMS320C31 DSP Starter Kit	69
ก.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมของบอร์ด TMS320C31 DSP Starter Kit.....	70
ก.3 แสดงการจัดแบ่งหน่วยความจำในโหมด Microcomputer/Boot Loader ของบอร์ด TMS320C31 DSP Starter Kit.....	71
ก.4 แสดงฟังก์ชันไดอะแกรมของชิป TLC32040.....	72



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ตัวกรองเชิงเลขแบบ Notch สามารถสร้างได้โดยใช้ FIR Filter หรือ IIR Filter ซึ่งในการสร้างด้วย FIR Filter นั้น จะมีข้อจำกัดทางด้าน Bandwidth คือไม่สามารถสร้างให้เกิด Bandwidth แคบๆได้ ทั้งนี้เนื่องจาก FIR Filter เป็นระบบแบบ Non-recursive มีโพลอยู่ที่ Origin ส่วน IIR Filter เป็นระบบแบบ Recursive มีโพลวางอยู่ในวงกลมรัศมีหนึ่งหน่วย โดยจะวางอยู่ที่จุด Origin ซึ่งผลการวางโพลของ IIR Filter นี้ ทำให้ IIR Filter สามารถนำมาสร้าง Notch Filter หรือ Band-Pass Filter แคบๆได้

ในการออกแบบ IIR Filter สามารถกระทำได้หลายวิธี เช่น ออกแบบจาก All-Pass Filter [1], ออกแบบโดยการเปลี่ยนรูปตัวกรอง Analog มาเป็นตัวกรองดิจิทัล [2] และออกแบบโดยวิธี Pole-Zero placement [2] ซึ่งการสร้างตัวกรองเชิงเลขแบบ Notch โดยใช้ตัวกรองแบบอนาลอกนั้น ต้องใช้ อุปกรณ์ที่มีความเที่ยงตรงสูงมากจึงจะได้คุณสมบัติตามความต้องการ ซึ่งเป็นไปได้อย่างยากมากที่จะหาอุปกรณ์ที่มีความเที่ยงตรงสูงตามค่าที่ออกแบบไว้ได้ ดังนั้น ในการออกแบบ IIR Filter ทั้ง 3 วิธี ตามที่กล่าวมาแล้วนั้น การออกแบบด้วยวิธี Pole-Zero placement โดยการกำหนดตำแหน่ง Pole-Zero placement [2] นั้น จะมีขั้นตอนการออกแบบที่ง่ายแต่ยังมีข้อจำกัดทางด้านการออกแบบอยู่บางประการ เช่น Gain ในช่วง Pass-band ไม่สมมาตรกันและไม่สามารถควบคุมให้มีขนาดตามต้องการได้ วิทยานิพนธ์นี้จึงนำเสนอการออกแบบและสร้างตัวกรองเชิงเลขแบบ Notch โดยใช้หลักการปรับปรุงตำแหน่งของโพลและซีโรบนวงกลมรัศมีหนึ่งหน่วยในระนาบแซด

1.2 วัตถุประสงค์ของการศึกษาวิจัย

การศึกษาวิจัยครั้งนี้นำเสนอการออกแบบและสร้างตัวกรองเชิงเลขแบบ Notch โดยใช้หลักการปรับปรุงตำแหน่งของโพลและซีโรบนวงกลมรัศมีหนึ่งหน่วยในระนาบแซด ซึ่งผลที่ได้สามารถกำหนดค่าความถี่หยุด และความกว้างของแบนด์วิด และยังสามารถควบคุม Gain ในช่วง Pass-band ให้สมมาตรกันและมีขนาดตามต้องการได้ ในการออกแบบและจำลองการทำงานใช้โปรแกรม MATLAB ส่วนการสร้างจริงใช้บอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล TMS320C31 Starter Kit [1,2,7]

1.3 สมมุติฐานของการศึกษา

การออกแบบตัวกรองเชิงเลขแบบ Notch ตามหลักการที่นำเสนอจะทำการปรับปรุง Algorithm การกำหนดตำแหน่ง Pole-zero ในหลักการเดิม ซึ่งในการปรับปรุง Algorithm นี้ จะทำการเปลี่ยนแปลงตำแหน่งของ Pole โดยใช้สมมุติฐานของเทคนิคการประมาณค่า นั่นคือ การประมาณค่าอัตราการขยายที่ความถี่ศูนย์ให้มีค่าเท่ากับอัตราการขยายที่ความถี่ π ดังนี้

1.3.1 ประมาณค่าให้สมการ Transfer Function ของ Notch Filter ที่ตำแหน่ง $\omega = 0$

มีค่าเท่ากับ สมการ Transfer Function ของ Notch Filter ที่ตำแหน่ง $\omega = \pi$

1.3.2 ประมาณค่าให้ Gain ของสมการ Transfer Function ของ Notch Filter ที่ตำแหน่ง $\omega = 0$

มีค่าเท่ากับ Gain ของสมการ Transfer Function ของ Notch Filter ที่ตำแหน่ง $\omega = \pi$

1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

เนื่องจากการออกแบบตัวกรองเชิงเลขแบบ Notch โดยใช้วิธีการวาง Pole-zero ตามหลักการเดิม[3,4,5,6] มีข้อจำกัดบางประการเช่น อัตราการขยายในช่วง Pass-band ไม่สมมาตรกันนอกจากนี้ยังไม่สามารถควบคุมให้มีขนาดตามที่ต้องการได้ การวิจัยนี้จึงปรับปรุง Algorithm การกำหนดตำแหน่ง Pole-zero ในหลักการเดิม ซึ่งในการปรับปรุง Algorithm นี้ จะทำการเปลี่ยนแปลงตำแหน่งของ Pole โดยใช้เทคนิคการประมาณค่า เช่น Least square, Orthogonal เป็นต้น ส่วนตำแหน่งของ zero จะไม่มีการเปลี่ยนแปลงตำแหน่งโดยจะถูกละไว้บนเส้นรอบวง ของวงกลมรัศมีหนึ่งหน่วยในลักษณะ Complex conjugate เพื่อใช้กำหนด Center frequency ของตัวกรองเชิงเลขแบบ Notch ทำให้สามารถควบคุมอัตราการขยายในช่วง Pass-band ให้มีความสมมาตรกันและสามารถควบคุมให้มีขนาดตามที่ต้องการ

1.5 ขั้นตอนการศึกษาวิจัย

ในการศึกษาวิจัยครั้งนี้ได้แบ่งขั้นตอนการทำงานออกได้ ดังนี้

1.5.1 ออกแบบตัวกรองเชิงเลข IIR แบบ Notch

1.5.2 ออกแบบการปรับปรุงการวางตำแหน่ง Pole-Zero

1.5.3 ออกแบบการควบคุมอัตราการขยายในช่วง Pass-band และสามารถควบคุม Magnitude Response ได้

- 1.5.4 ออกแบบโปรแกรม MATLAB เพื่อสร้างตัวกรองเชิงเลข IIR แบบ Notch จากโครงสร้างที่ออกแบบไว้ในข้อ 1.5.1 ถึงข้อ 1.5.3 เพื่อตัดความถี่ที่ตำแหน่ง Center Frequency เท่ากับ 50, 250, 300 เฮิรท์ ความกว้างของแถบความถี่ ที่แต่ละความถี่ เท่ากับ 500, 200, 10, 1 เฮิรท์
- 1.5.5 สร้างตัวกรองเชิงเลข IIR แบบ Notch โดยใช้บอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล TMS320C31 เพื่อตัดความถี่ที่ตำแหน่ง Center Frequency ในตำแหน่งตามข้อ 1.5.4
- 1.5.6 ทดสอบการทำงานและบันทึกผลการทดลอง โดยใช้เครื่องวิเคราะห์สัญญาณแบบไดนามิก (Dynamic Signal Analyzer) เปรียบเทียบกับการจำลองการทำงานด้วย MATLAB
- 1.5.7 สรุปผลการทดลองรวมทั้งข้อเสนอแนะ



บทที่ 2

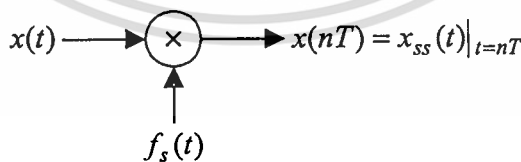
ทฤษฎีการประมวลผลสัญญาณเชิงเลข

2.1 ทฤษฎีการสุ่มตัวอย่าง

ในการเปลี่ยนสัญญาณเชิงอุปมานไปเป็นสัญญาณเชิงเลขนั้น จำเป็นจะต้องมีการสุ่มตัวอย่าง ซึ่งความถี่ในการสุ่มตัวอย่างโดยที่ไม่ทำให้สัญญาณสูญเสียข้อมูลที่สำคัญไปนั้นต้องเป็นไปตาม ทฤษฎีการสุ่มตัวอย่าง [2-4] (Sampling Theory) ของแซนนอน (Shannon) ซึ่งกล่าวไว้ว่า ถ้าสัญญาณเชิงอุปมาน $x(t)$ ซึ่งมีแบนด์วิดท์เท่ากับ f_0 แล้ว จะสามารถทำการสุ่มตัวอย่างโดยสัญญาณที่ได้ไม่สูญเสียข้อมูลที่สำคัญก็ต่อเมื่อความถี่ในการสุ่มตัวอย่าง f_s มีค่ามากกว่าหรือเท่ากับสองเท่าของความถี่ f_0

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

โดยทั่วไปอาจทำการสุ่มตัวอย่างด้วยความถี่ $f_{sn} = 2f_0$ พอดี ซึ่งค่าความถี่นี้เรียกว่า ความถี่ไนควิสต์ (Nyquist Frequency) และคาบเวลา $T_n = 1/2f_0$ นี้ เรียกว่า ช่วงเวลาสุ่มตัวอย่างไนควิสต์ (Nyquist Interval) แต่ในทางปฏิบัติเพื่อหลีกเลี่ยงผลของปรากฏการณ์ไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinearity) ที่อาจเกิดจากการสุ่มตัวอย่าง จึงมักใช้ความถี่ในการสุ่มตัวอย่าง f_s มากกว่าค่าความถี่ไนควิสต์ f_{sn} ขึ้นไป ส่วนจะมีค่ามากกว่าเท่าใดนั้นขึ้นกับลักษณะงานไม่ได้มีการกำหนดค่าที่แน่นอน

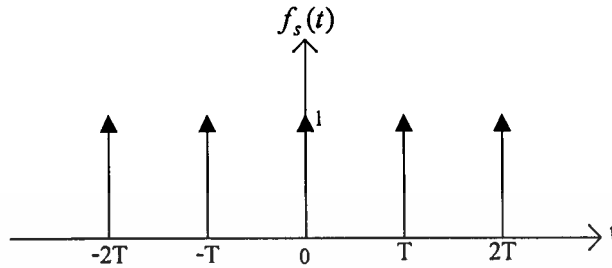


รูปที่ 2.1 แสดงการสุ่มตัวอย่างสัญญาณเชิงอุปมาน

รูปที่ 2.1 แสดงการสุ่มตัวอย่างในโดเมนเวลาซึ่งก็คือการคูณสัญญาณเชิงอุปมาน $x(t)$ กับลำดับของอิมพัลส์หนึ่งหน่วย $f_s(t)$ โดยที่อิมพัลส์แต่ละตัวสมมุติให้มีความห่างเท่ากับ T วินาที ซึ่งสามารถแทนได้ด้วยสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

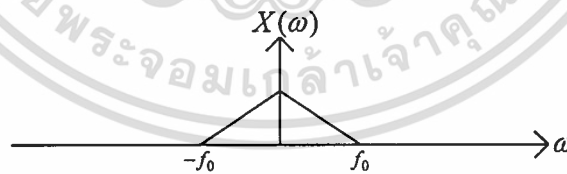


รูปที่ 2.2 แสดงสัญญาณสุ่มตัวอย่าง

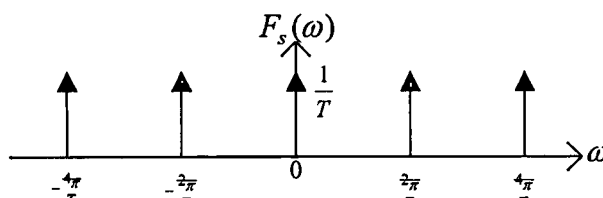
และเมื่อทำการแปลงฟูเรียร์ เพื่อทำการหาค่าสเปกตรัมความถี่ของ $f_s(t)$ จะได้

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

ซึ่งแสดงให้เห็นว่า เมื่อพิจารณาในโดเมนความถี่ สเปกตรัมความถี่ของสัญญาณ $f_s(t)$ เป็นอิมพัลส์ ที่วางตัวห่างเท่าๆ กัน ไปบนแกนความถี่เช่นกัน ดังรูปที่ 2.3 (b)

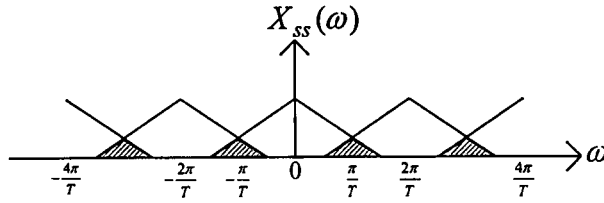


(a) สเปกตรัมของสัญญาณเชิงอุปมาน $x(t)$



(b) สเปกตรัมของสัญญาณสุ่มตัวอย่าง $f_s(t)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(c) สเปกตรัมของสัญญาณที่ได้จากการสุ่มตัวอย่าง $x_{ss}(t)$

รูปที่ 2.3 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณจากการสุ่มตัวอย่าง

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

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

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

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

การคอนโวลูชันนี้แสดงเป็นแผนภาพดังรูปที่ 2.3 ซึ่งผลลัพธ์ที่ได้จะเห็นว่าสเปกตรัมของสัญญาณที่ได้จากการสุ่มตัวอย่าง $X_{ss}(\omega)$ เป็นการนำสเปกตรัมของ $X(\omega)$ มาวางเรียงห่างเท่าๆ กันไปตลอดบนแกนความถี่ ω ซึ่งจากรูปที่ 2.3 (c) จะเห็นว่า ถ้าความถี่ของสัญญาณสุ่มตัวอย่าง $f_s(t)$ มีค่าน้อยกว่าความถี่ในควิสด์จะทำให้ช่วงห่างของแต่ละกลุ่มของสเปกตรัมเข้ามาเกยทับกัน ผลนี้ทำให้เกิดความผิดเพี้ยนไปของสเปกตรัมของสัญญาณเดิมซึ่งผลนี้มีชื่อเรียกว่า ผลการเอเลตซิง (Aliasing Effect) นอกจากนี้ รูปที่ 2.3 ยังแสดงให้เห็นว่าผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขจะมีผลตอบสนองความถี่ที่มีลักษณะเป็นคาบ คือ เริ่มซ้ำค่าเดิมที่จุดที่มีค่าความถี่เป็น $2\pi/T$ หรือ $f_s/2$ ซึ่งความถี่นี้เรียกว่า ความถี่พับ ซึ่งการที่ผลตอบสนองความถี่มีลักษณะเป็นคาบก็เนื่องมาจากการสุ่มตัวอย่างสัญญาณนั่นเอง

2.2 สมการผลต่างสลับเนื่อง

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

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

โดยที่ $x(n)$ เป็นลำดับสัญญาณขาเข้า $y(n)$ เป็นลำดับสัญญาณขาออกและ a_k, b_k เป็นค่าสัมประสิทธิ์สมการผลต่างสามารถแสดงในรูปสมการฟังก์ชันถ่ายโอนโดยใช้คุณสมบัติการหน่วงเวลาของการแปลงแซด คือ

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

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

จากสมการที่ (2.6) จะได้

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

จัดรูปสมการเพื่อเขียนให้อยู่ในรูปสมการฟังก์ชันถ่ายโอน

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 การแปลงแซด

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

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

เมื่อ z เป็นตัวแปรเชิงซ้อน (Complex Variable)

$x(n)$ เป็นลำดับสัญญาณ (Sequence Signal)

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

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

การแปลงแซดของสัญญาณแบบไม่ต่อเนื่องเขียนแทนได้อีกรูปแบบหนึ่ง ดังสมการที่ (2.13)

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

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

2.3.1 คุณสมบัติของการแปลงแซด

1. คุณสมบัติความเป็นเชิงเส้น (Linearity Property) ดังสมการที่ (2.14)

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

2. คุณสมบัติการเลื่อน (Shift Property)

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารแปลงแซดของ $y(n) = Y(z)$ เขียนแทนได้ ดังสมการที่ (2.15) และ (2.16) ยืนยันด้านการคำนวณว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

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

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

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

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

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

3. คุณสมบัติการประสาน (Convolution Property)

จากสมการผลการประสาน

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

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

ทำการแปลงแซด $x(n), h(n)$ ให้เป็น $X(z), H(z)$ จะได้การประสาน ดังสมการที่ (2.23)

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

ซึ่งผลการแปลงแซดของฟังก์ชันสัญญาณไม่ต่อเนื่อง ดังตารางที่ 2.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.1 แสดงผลของการแปลงแซด

Entry number	Discrete – time Sequence $x(n), \quad n \geq 0$	z – transform $X(z)$	Region of convergence of $X(z)$
1	$k\delta(n)$	k	everywhere
2	k	$\frac{kz}{z-1}$	$ z > 1$
3	kn	$\frac{kz}{(z-1)^2}$	$ z > 1$
4	kn^2	$\frac{kz(z+1)}{(z-1)^3}$	$ z > 1$
5	$ke^{-\alpha n}$	$\frac{kz}{z-e^{-\alpha}}$	$ z > e^{-\alpha}$
6	$kne^{-\alpha n}$	$\frac{kze^{-\alpha}}{(z-e^{-\alpha})^2}$	$ z > e^{-\alpha}$
7	$1-e^{-\alpha n}$	$\frac{z(1-e^{-\alpha})}{z^2-z(1+e^{-\alpha})+e^{-\alpha}}$	$ z > e^{-\alpha}$
8	$\cos(\alpha n)$	$\frac{z^2-z\cosh\alpha}{z^2-2z\cosh\alpha+1}$	$ z > 1$
9	$\sin(\alpha n)$	$\frac{z\sin\alpha}{z^2-2z\cos\alpha+1}$	$ z > 1$
10	$e^{-\alpha n}\sin(\alpha n)$	$\frac{ze^{-\alpha}\sin\alpha}{z^2-2ze^{-\alpha}z\cos\alpha+e^{-2\alpha}}$	$ z > e^{-\alpha}$
11	$e^{-\alpha n}\cos(\alpha n)$	$\frac{ze^{-\alpha}(ze^{\alpha}-\cos\alpha)}{z^2-2ze^{-\alpha}\cos\alpha+e^{-2\alpha}}$	$ z > e^{-\alpha}$
12	$\cosh(\alpha n)$	$\frac{z^2-z\cosh\alpha}{z^2-2z\cosh\alpha+1}$	$ z > \cosh\alpha$
13	$\sinh(\alpha n)$	$\frac{z\sinh\alpha}{z^2-2z\cosh\alpha+1}$	$ z > \sinh\alpha$
14	$k\alpha^n$	$\frac{kz}{(z-\alpha)^2}$	$ z > \alpha$
15	$kn\alpha^n$	$\frac{k\alpha z}{(z-\alpha)^2}$	$ z > \alpha$
16	$2 c p ^n \cos(n\angle p + \angle c)$	$\frac{cz}{z-p} + \frac{c^*z}{z-p^*}$	

2.3.2 รูปเศษส่วนของการแปลงแซด

สัญญาณแบบไม่ต่อเนื่อง $x(n)$ หรือระบบแบบไม่ต่อเนื่อง $y(n)$ สามารถเขียนให้อยู่ในรูปเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$X(z)$ หรือ $Y(z)$ ได้โดยการแปลงแซคค่า $X(z)$ หรือ $Y(z)$ นี้เมื่อจัดให้อยู่ในรูปเศษส่วน สามารถบอกรายละเอียดคุณลักษณะของสัญญาณและระบบได้ เช่น ทราบถึงตำแหน่งของโพลและซีโร บนวงกลมรัศมีหนึ่งหน่วยในระนาบแซค โดยการนำค่า $X(z)$ หรือ $Y(z)$ ไปแก้สมการหาค่า z และนำคำตอบของ z ไปเขียนลงในระนาบแซคเชิงซ้อน (Complex Z-Plane) ค่า z เป็นคำตอบของเศษ เรียกว่า ซีโร แทนด้วยสัญลักษณ์ $\bigcirc$ ค่า z ที่เป็นคำตอบของส่วน เรียกว่า โพล แทนด้วยสัญลักษณ์ $\times$ เช่น หาค่าตำแหน่งโพลและซีโรของสัญญาณ

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

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

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

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

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

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

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

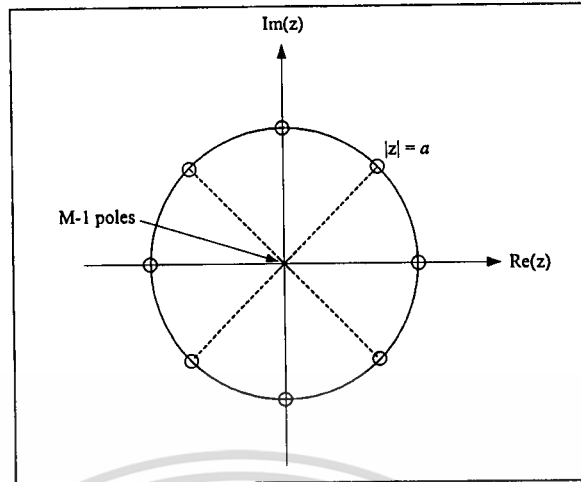
นำ z^M คูณตลอดทั้งเศษและส่วน

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

นำสมการที่ (2.28) เฉพาะเศษมาเขียนเป็นตำแหน่งซีโร และเฉพาะส่วนมาเขียนเป็นตำแหน่งโพลดัง

รูปที่ 2.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 แสดงตำแหน่งการวางโพลและซีโรดังสมการที่ (2.28)

2.4 การแปลงแซดพคผัน

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

พิจารณาสมการที่ (2.29)

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

การจัดรูปสมการจะเป็นไปตามตำแหน่งของโพลในระนาบแซดซึ่งแบ่งออกได้ดังต่อไปนี้

1. กรณีโพลมีตำแหน่งไม่ซ้ำกัน สมการที่ (2.29) สามารถจัดรูปได้ดังสมการที่ (2.30)

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

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. กรณีโพลอยู่มากกว่าหนึ่งตัวอยู่ตำแหน่งซ้ำกัน สมการที่ (2.29) สามารถจัดรูปดังสมการที่ (2.33)

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

และค่า D_i หาได้จากสมการที่ (2.34)

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

แต่ถ้าระบบหรือลำดับสัญญาณมีโพลมากกว่า 1 ตัว และตำแหน่งของโพลอยู่ในตำแหน่งที่ซ้ำกันและไม่ซ้ำกัน ตัวอย่างเช่น ระบบมีโพลทั้งหมด 3 ตัว มีโพล 2 ตัวอยู่ตำแหน่งเดียวกันส่วนอีก 1 ตัวอยู่คนละตำแหน่งการจัดสมการในรูปเศษส่วนย่อยก็จะใช้สมการที่ (2.32) และ (2.33) รวมกัน

ตัวอย่าง จงแปลงแซคพคผันของสัญญาณดังสมการที่ (2.35) โดยใช้วิธีแยกเศษส่วนย่อย

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

ทำกำลังของ z ในสมการที่ (2.35) ให้เป็นบวกโดยนำ z^2 คูณตลอด

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

ทำการแยกเศษส่วนย่อยได้ดังสมการที่ (2.37)

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

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

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

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

ส่วนค่า C_2 สามารถหาได้ด้วยวิธีเดียวกับการหาค่า C_1 ได้ค่า C_2 ดังสมการที่ (2.41)

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

แทนค่า C_1 และ C_2 ลงในสมการที่ (2.37) จะได้

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

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

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

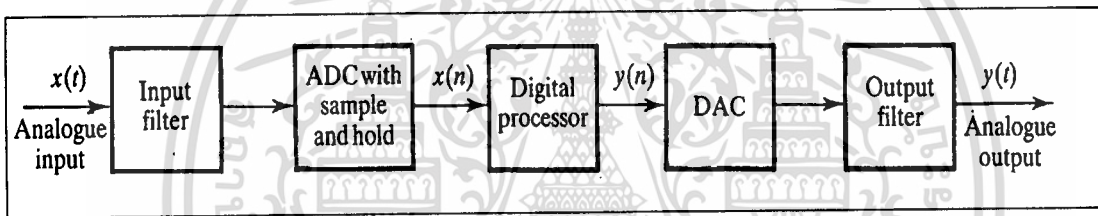
$$x(n) = 0.8((0.75)^n - (-0.5)^n) \quad \text{เมื่อ } n > 0 \quad (2.44)$$

บทที่ 3

การออกแบบตัวกรองสัญญาณป้อนกลับเชิงเลข

3.1 ตัวกรองดิจิทัล [5,6]

ตัวกรองดิจิทัล (Digital Filter) เป็นตัวกรองรูปแบบหนึ่งที่ถูกออกแบบและสร้างขึ้นโดยวงจรดิจิทัลมีไคอะแกรมการทำงานดังรูปที่ 3.1 จากภาพสัญญาณอนาล็อก $x(t)$ เป็นสัญญาณอินพุตของตัวกรอง สัญญาณนี้จะถูกส่งผ่านวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกให้เป็นสัญญาณดิจิทัล $x(n)$ และสัญญาณดิจิทัลนี้จะถูกส่งเข้าไปคำนวณในหน่วยประมวลผล ผลที่ได้จากการคำนวณยังคงเป็นสัญญาณดิจิทัล $y(n)$ จากนั้นจะถูกส่งผ่านมายังวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลให้เป็นสัญญาณอนาล็อก ได้สัญญาณเอาต์พุตของฟิลเตอร์เป็นสัญญาณอนาล็อก $y(t)$



รูปที่ 3.1 ไคอะแกรมการทำงานของตัวกรองดิจิทัลพื้นฐาน

ตัวกรองดิจิทัลแบ่งออกได้ 2 ชนิดคือ

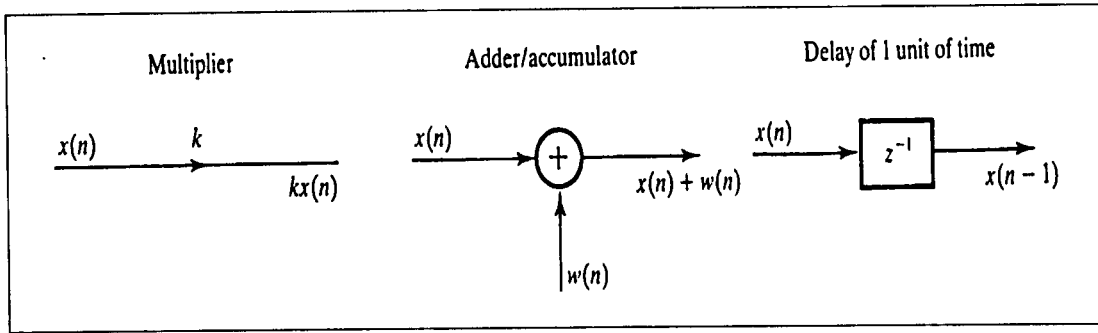
1. ตัวกรองดิจิทัลแบบไอไออาร์ (Infinite Impulse Response (IIR) Filter)
2. ตัวกรองดิจิทัลแบบเอฟไออาร์ (Finite Impulse Response (FIR) Filter)

องค์ประกอบของตัวกรองดิจิทัล

ตัวกรองดิจิทัลทั้งสองชนิดจะประกอบด้วยองค์ประกอบพื้นฐาน (Basic elements) ดังต่อไปนี้

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

สัญลักษณ์ขององค์ประกอบพื้นฐานทั้ง 3 ตัวสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 องค์ประกอบพื้นฐานทั้ง 3 ตัวที่ใช้เป็นส่วนประกอบของตัวกรองดิจิทัล

3.2 ตัวกรองดิจิทัลแบบไอโออาร์ [5,6]

ฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer function) ของตัวกรองแบบไอโออาร์ สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังต่อไปนี้

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

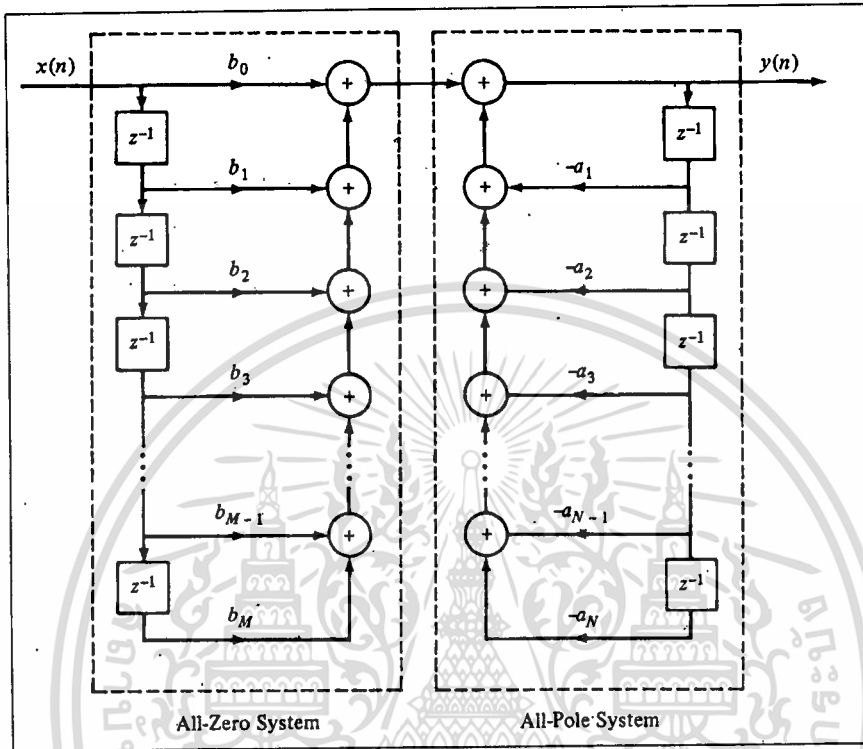
จากสมการที่ 3.1 สามารถนำไปเขียนใหม่ได้ดังสมการที่ 3.2

$$H(z) = \frac{b_0 + b_1 Z^{-1} + \dots + b_N Z^{-N}}{1 + a_1 Z^{-1} + \dots + a_M Z^{-M}} \quad (3.2)$$

จากสมการที่ 3.2 นำไปจัดเทอมต่าง ๆ ใหม่และเขียนอยู่ในรูปสมการผลต่าง (Difference Equation) ได้ดังสมการที่ 3.3

$$\begin{aligned} Y(z) &= \sum_{K=0}^N b_K X(z) Z^{-K} - \sum_{K=1}^M a_K Y(z) Z^{-K} \\ Y(z) &= b_0 X(z) + b_1 X(z) Z^{-1} + \dots + b_K X(z) Z^{-k} - a_1 Y(z) Z^{-1} - \dots - a_K Y(z) Z^{-k} \\ Y(n) &= \sum_{k=0}^N b_k X(n-k) - \sum_{k=1}^M a_k Y(n-k) \end{aligned} \quad (3.3)$$

จากสมการที่ 3.3 สามารถนำมาเขียนเป็นโครงสร้างได้ดังรูปที่ 3.3 ซึ่งโครงสร้างในรูปที่ 3.3 เป็นโครงสร้างแบบตรง I (Direct form I)



รูปที่ 3.3 โครงสร้างของตัวกรองไออาร์แบบตรง I

ถ้า นำ $\frac{w(z)}{w(z)}$ คูณตลอดในสมการที่ 3.2 จะได้

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

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

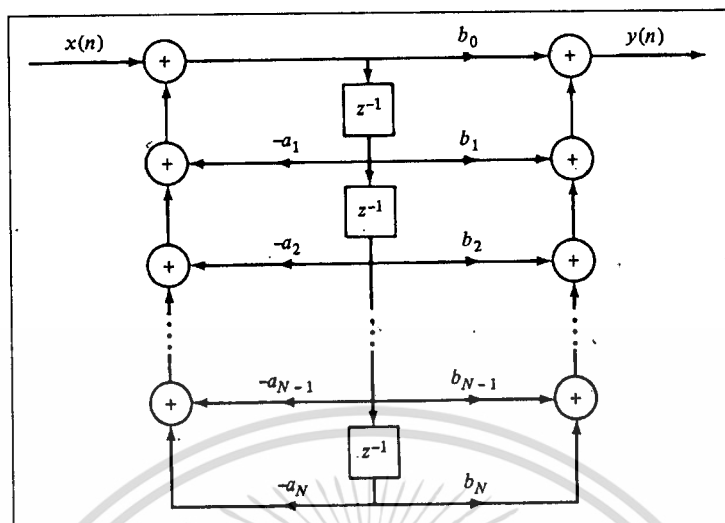
$$X(z) = w(z) + a_1 w(z) Z^{-1} + \dots + a_M w(z) Z^{-M}$$

$$w(z) = X(z) - a_1 w(z) Z^{-1} - \dots - a_M w(z) Z^{-M} \quad (3.4)$$

$$Y(z) = b_0 w(z) + b_1 w(z) Z^{-1} + \dots + b_N w(z) Z^{-N} \quad (3.5)$$

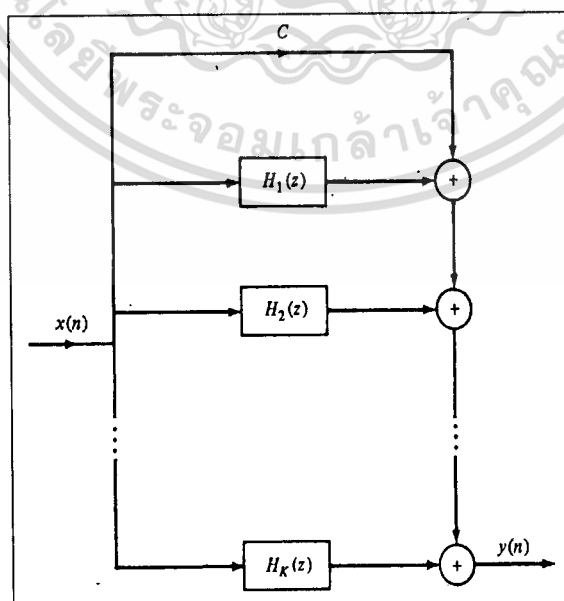
จากสมการที่ 3.4 และสมการที่ 3.5 สามารถนำไปเขียนเป็นโครงสร้างได้ดังรูปที่ 3.4 โครงสร้างในรูปที่ 3.4 นี้ เรียกว่าแบบตรง II (Direct form II)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 โครงสร้างตัวกรองไอโออาร์แบบตรง II

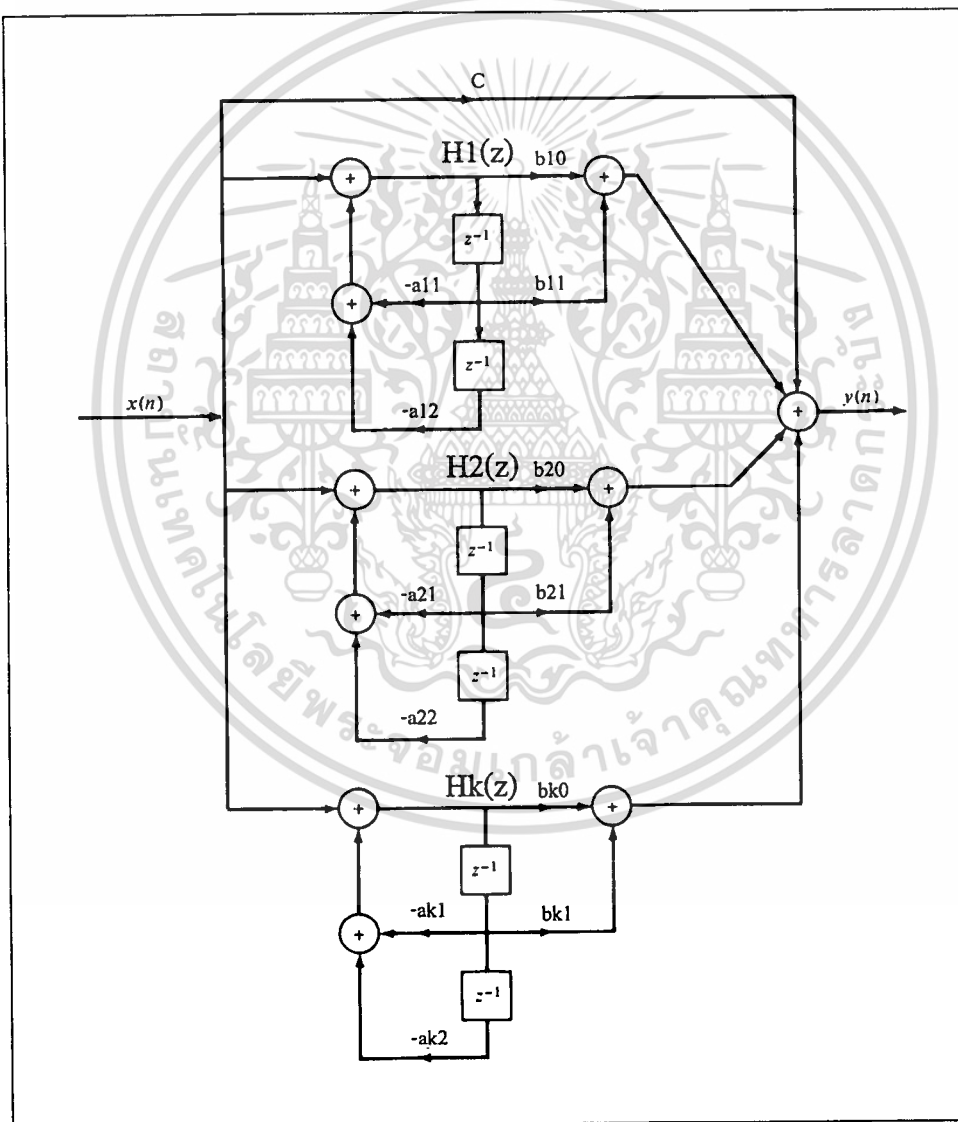
แต่เนื่องจากตัวกรองดิจิทัลที่มีโครงสร้างแบบตรง I เมื่อมีจำนวนลำดับเพิ่มขึ้นจะมีค่าย่านไดนามิก (Dynamic range) ของสัมประสิทธิ์มากขึ้นกล่าวคือ ค่าสัมประสิทธิ์ในเทอม a จะมีค่ามาก และสัมประสิทธิ์ในเทอม b จะมีค่าน้อยทำให้เป็นปัญหาอย่างมากโดยเฉพาะอย่างยิ่งถ้าใช้ตัวประมวลผลแบบจุดทศนิยมคงที่ (Fixed point) ดังนั้นในการทดลองจึงได้มีการปรับโครงสร้างของตัวกรองดิจิทัลใหม่โดยจัดให้มีโครงสร้างเป็นแบบขนาน ดังรูปที่ 3.5



เอกสารนี้เป็นรูปที่ 3.5 โครงสร้างตัวกรองดิจิทัลแบบไอโออาร์ที่มีโครงสร้างในแบบขนาน
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 3.5 จะเห็นได้ว่าตัวกรองดิจิทัลแบบโอไออาร์ ที่มีโครงสร้างเป็นแบบขนานนี้จะประกอบด้วย $H_1(z), H_2(z), \dots, H_k(z)$ และภายใน $H(z)$ แต่ละตัวนี้จะมีโครงสร้างดังรูปที่ 3.6 ในการจัดโครงสร้างของตัวกรองดิจิทัลแบบโอไออาร์ ให้มีโครงสร้างเป็นแบบขนานนี้จะให้ผลดีคือ

1. ย่นไดนามิกของสัมประสิทธิ์มีค่าน้อยทำให้ไม่เกิดปัญหาเมื่อใช้กับตัวประมวลผลแบบจุดทศนิยมคงที่
2. เป็นอัลกอริทึมที่เหมาะสมที่จะใช้กับระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัลแบบขนานอีกด้วย



รูปที่ 3.6 โครงสร้างย่อยของตัวกรองดิจิทัลแบบขนาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบตัวกรองดิจิทัลแบบไอโออาร์

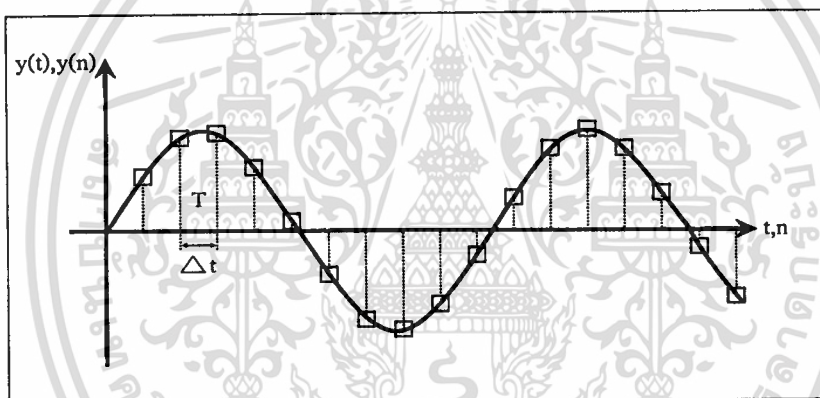
สามารถกระทำได้ 4 วิธี

1. แบบวางโพล-ซีโร (Pole-zero placement)
2. แบบประมาณค่าเบี่ยงเบน (Approximation of derivatives)
3. แบบอิมพัลส์อินวาเรียนซ์ (Impulse invariance)
4. แบบการแปลงเชิงเส้นคู่ (Bilinear transform) [4]

สำหรับในที่นี้จะกล่าวเพียง 2 วิธี คือวิธีที่ 2 และวิธีที่ 4 เท่านั้น วิธีที่ 1 และวิธีที่ 3 สามารถหาเพิ่มเติมได้จาก [5,6]

3.2.1 การออกแบบตัวกรองดิจิทัลแบบไอโออาร์ด้วยวิธีประมาณค่าเบี่ยงเบน [5,6]

เป็นวิธีการหนึ่งที่ใช้แปลงเฮสโดเมนไปสู่แซดโดเมน พิจารณารูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่เป็นช่วง (Discrete Signal) กับสัญญาณที่ต่อเนื่อง

จากรูปที่ 3.7 จะพบว่า

$$\frac{dy(t)}{dt} = \frac{\Delta y(t)}{\Delta t} \quad (3.6)$$

กำหนดให้ระยะห่างระหว่าง n กับ $n+1$ เท่ากับ T และเท่ากับ Δt ดังนั้น ณ เวลา t ใดๆ จะได้

$$t = nT$$

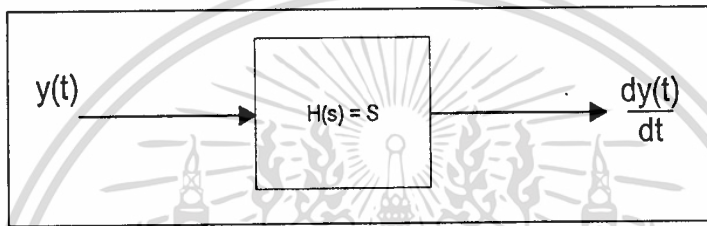
$$\frac{dy(t)}{dt} = \frac{y(nT) - y(nT - T)}{T} \quad (3.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

T คือ อัตราสุ่ม (Sampling Rate) หรืออาจเขียนให้อยู่ในรูปความถี่สุ่ม, $f_s = \frac{1}{T}$ ก็ได้ ซึ่งค่า T นี้จะมีค่าเท่ากันทุกช่วง

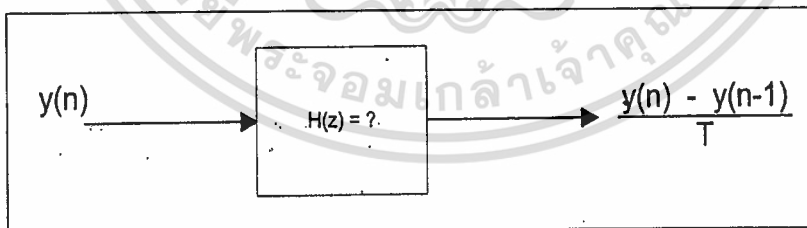
$$\frac{dy(t)}{dt} = \frac{y(n) - y(n-1)}{T} \quad (3.8)$$

กำหนดให้ $\frac{dy(t)}{dt}$ เป็นเอาต์พุตของระบบอนาล็อกที่มีฟังก์ชันถ่ายโอน $H(s) = S$ โดยมีอินพุตเป็น $y(t)$



รูปที่ 3.8 ระบบอนาล็อกที่มีฟังก์ชันถ่ายโอนเป็น $H(s)$

และจากสมการที่ 3.8 กำหนดให้ $\frac{y(n) - y(n-1)}{T}$ เป็นเอาต์พุตของระบบไม่ต่อเนื่อง (Discrete) โดยมีอินพุตเป็น $y(n)$ และมีฟังก์ชันถ่ายโอนเป็น $H(z)$ จะได้



รูปที่ 3.9 ระบบไม่ต่อเนื่องที่มีฟังก์ชันถ่ายโอนเท่ากับ $H(z)$

จากรูปที่ 3.9 พบว่าเอาต์พุตของระบบไม่ต่อเนื่อง คือ

$$y(z) \cdot H(z) = \frac{y(z) - y(z)Z^{-1}}{T}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$y(z) \cdot H(z) = \frac{(1 - Z^{-1})y(z)}{T}$$

$$H(z) = \frac{(1 - Z^{-1})}{T} \quad (3.9)$$

และจากรูปที่ 3.8 เข้าที่พุทของระบบบนาลอกจะมีค่าเท่ากับ

$$\frac{dy(t)}{dt} = H(s) \cdot y(t) \quad (3.10)$$

ณ จุดใดๆ บนกราฟในรูปที่ 3.7 $y(n)$ จะมีค่าเท่ากับ $y(t)$ จะได้

$$\frac{dy(t)}{dt} = \frac{y(n) - y(n-1)}{T}$$

$$H(s) \cdot y(t) = H(z) \cdot y(n)$$

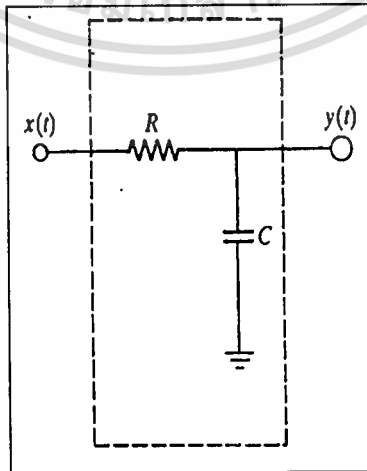
$$H(s) = H(z) \quad (3.11)$$

$$H(s) = S, H(z) = \frac{(1 - Z^{-1})}{T}$$

$$S = \frac{(1 - Z^{-1})}{T} \quad (3.12)$$

$$Z = \frac{1}{1 - ST} \quad (3.13)$$

พิจารณาวจรดังรูปที่ 3.10



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ 3.10 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (RC Low-pass filter) ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.10 วงจรจะมีฟังก์ชันถ่ายโอนดังสมการ

$$H(S) = \frac{\frac{1}{RC}}{S + \frac{1}{RC}} \quad (3.14)$$

กำหนดให้ $a = \frac{1}{RC}$ จะได้

$$H(S) = \frac{a}{S + a} \quad (3.15)$$

จากสมการที่ 3.12 จะได้ $H(Z)$ มีค่าดังสมการที่ 3.16

$$H(Z) = \frac{aT}{1 + aT - Z^{-1}} \quad (3.16)$$

$$\begin{aligned} V_o(Z) + aTV_o(Z) &= aTV_i(Z) + V_o(Z)Z^{-1} \\ V_o(Z)(1 + aT) &= aTV_o(Z) + V_o(Z)Z^{-1} \\ V_o(Z) &= \frac{aTV_i(Z)}{(1 + aT)} + \frac{V_o(Z)Z^{-1}}{(1 + aT)} \end{aligned} \quad (3.17)$$

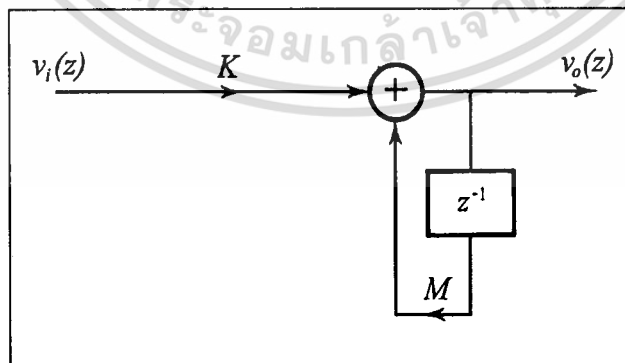
กำหนดให้

$$K = \frac{aT}{(1 + aT)}, M = \frac{1}{(1 + aT)} \quad (3.18)$$

$$V_o(n) = KV_i(n) + MV_o(n-1) \quad (3.18)$$

$$V_o(z) = KV_i(z) + MV_o(z)Z^{-1} \quad (3.19)$$

และจากสมการที่ 3.19 นำไปเขียนเป็นโครงสร้างได้ดังรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 โครงสร้างตัวกรองดิจิทัลความถี่ต่ำผ่าน 1 ลำดับ

เช่น กำหนดให้ Notch Frequency มีค่า 300 เฮิรท์ , ความถี่สุ่มมีค่า 10 กิโลเฮิรท์

$$T = \frac{1}{Fs} = \frac{1}{10kHz} = 0.1ms$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad a = \frac{1}{RC}$$

$$f_c = \frac{a}{2\pi} \quad a = 2\pi f_c = 1884$$

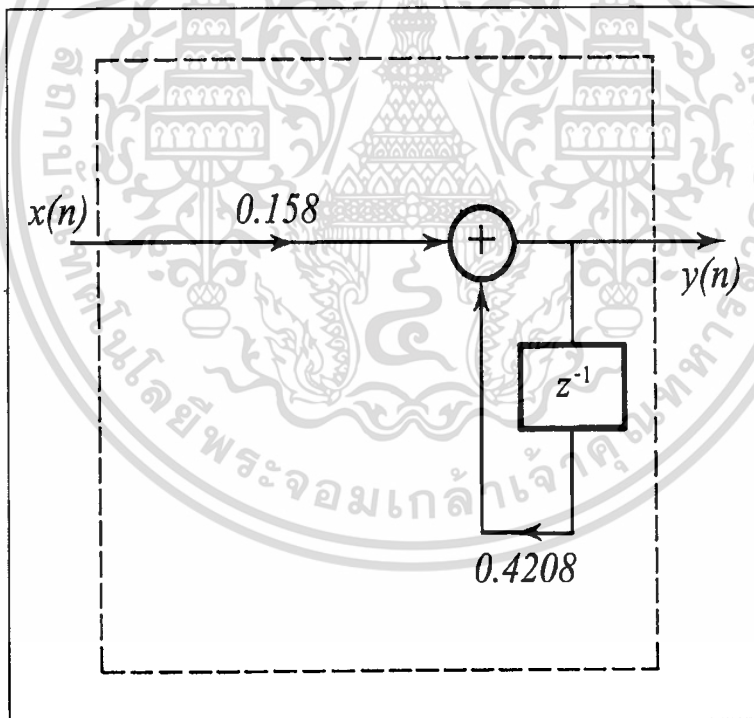
$$K = \frac{0.1 \times 10^{-3} \times 1884}{1 + (0.1 \times 10^{-3} \times 1884)} = 0.158$$

$$M = \frac{1}{1 + (0.1 \times 10^{-3} \times 1884)} = 0.4208$$

$$V_o(n) = 0.158 \times V_i(n) + 0.4208 \times V_o(n-1) \quad (3.20)$$

$$V_o(Z) = 0.158 \times V_i(Z) + 0.4208 \times V_i(Z)Z^{-1} \quad (3.21)$$

และจากสมการที่ 3.21 $V_o(Z)$ นำไปเขียนเป็นโครงสร้างได้ดังรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.12 โครงสร้างของตัวกรองดิจิตอลแบบไอโออาร์ 1 ลำดับที่ถูกสร้างขึ้นด้วย
วิธีประมาณค่าเบี่ยงเบน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.2 การออกแบบตัวกรองดิจิทัลแบบไออาร์ด้วยวิธีการแปลงเชิงเส้นคู่

การแปลงฟังก์ชันในเฮสโดเมนไปสู่แซดโดเมนด้วยวิธีเชิงเส้นคู่สามารถกระทำได้โดยใช้กฎของแท็บปีชอยด์คอลล [2,4] (Trapezoidal) พิจารณาตัวกรองแบบอนาล็อก ที่มีฟังก์ชันถ่ายโอน $H(s)$ ดังสมการที่ 3.22

$$H(S) = \frac{b}{S + a} \quad (3.22)$$

จากฟังก์ชันถ่ายโอนตามสมการที่ 3.22 นี้สามารถจัดให้อยู่ในรูปสมการเชิงอนุพันธ์ได้ดังสมการที่ 3.23

$$\frac{dy(t)}{dt} + ay(t) = bx(t) \quad (3.23)$$

แทนอนุพันธ์ในสมการที่ 3.23 และประมาณค่าด้วยแท็บปีชอยด์คอลลได้ดังสมการที่ 3.24

$$y(t) = \int_{t_0}^t y'(\tau) d\tau + y(t_0) \quad (3.24)$$

เมื่อ $y(t)$ แทนอนุพันธ์ของ $y(t)$ การประมาณค่าของการอินทิกรัล ในสมการที่ 3.23 ด้วยกฎของแท็บปีชอยด์คอลลที่ $t = nT$ และ $t_0 = nT - T$ จะได้

$$y(nT) = \frac{T}{2} \times [y'(nT) + y'(nT - T)] + y(nT - T) \quad (3.25)$$

ดังนั้นถ้าแทน $t = nT$ ในสมการเชิงอนุพันธ์ที่ 3.23 จะได้

$$y'(nT) = -ay(nT) + bx(nT) \quad (3.26)$$

นำสมการที่ 3.26 แทนลงในสมการที่ 3.25 และแทน $y(n) = y(nT), x(n) = x(nT)$ จะได้

$$(1 + \frac{aT}{2})y(n) - (1 - \frac{aT}{2})y(n-1) = \frac{bT}{2}[x(n) + x(n-1)] \quad (3.27)$$

ใช้ การแปลงแซด (Z-Transform) เปลี่ยนสมการผลต่าง (difference equation) ในสมการที่ 3.27 จะได้

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

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

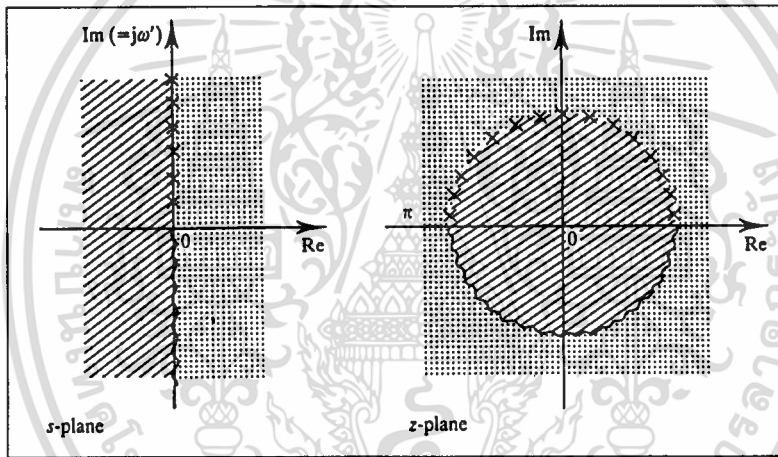
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H(Z) = \frac{b}{\frac{2}{T} \times \frac{(1-Z^{-1})}{(1+Z^{-1})} + a} \quad (3.28)$$

เทียบสัมประสิทธิ์สมการที่ 3.22 กับสมการที่ 3.28 จะได้

$$S = \frac{2(1-Z^{-1})}{T(1+Z^{-1})} \quad (3.29)$$

ในการแมพจากระนาบเอสไปสู่วัฏจักรนาบแซดด้วยวิธีแปลงเชิงเส้นคู่ จะพบว่าค่าที่อยู่ทางขวาของระนาบเอสจะไปอยู่นอกวงกลมหนึ่งหน่วยบนระนาบแซด ค่าที่อยู่ทางซ้ายของระนาบเอสจะไปอยู่ภายในวงกลมหนึ่งหน่วยและค่าที่อยู่บนแกนจินตภาพ จะไปอยู่บนเส้นรอบวงของวงกลมหนึ่งหน่วยบนระนาบแซด ดังแสดงดังรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.13 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าที่อยู่บนระนาบเอสกับค่าที่อยู่บนระนาบแซด และจากสมการ

$$Z = re^{i\omega T} \quad (3.30)$$

$$Z = re^{i\omega T} \quad (3.31)$$

$$S = \sigma + j\Omega \quad (3.31)$$

$$S = \frac{2}{T} \times \frac{(1-Z^{-1})}{(1+Z^{-1})} \quad (3.32)$$

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

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อเทียบสัมประสิทธิ์สมการที่ 3.31 กับสมการที่ 3.34 จะได้

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

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

จากสมการที่ 3.35 และสมการที่ 3.36 จะพบว่าถ้า $r < 1$, $\sigma < 0$ และถ้า $r > 1$, $\sigma > 0$ นั่นก็หมายความว่าค่าที่อยู่ทางซ้ายของระนาบเอส จะไปอยู่ภายในวงกลมหนึ่งหน่วยในระนาบแซด และค่าที่อยู่ทางขวาของระนาบเอส จะอยู่นอกวงกลมหนึ่งหน่วยในระนาบแซด และถ้า $r = 1$, $\sigma = 0$ ค่าที่อยู่บนแกนจินตภาพบนระนาบเอสจะไปอยู่บนเส้นรอบวงของวงกลมรัศมีหนึ่งหน่วยบนระนาบแซด และเมื่อ $r = 1$ สมการที่ (3.36) จะได้ Ω มีค่าดังสมการที่ 3.37 และ 3.38

$$\Omega = \frac{2}{T} \times \frac{\sin \omega T}{1 + \cos \omega T} \quad (3.37)$$

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

สรุปขั้นตอนการออกแบบตัวกรองดิจิตอลแบบโอไออาร์ด้วยวิธีแปลงเชิงเส้นแบบคู่

1. ออกแบบตัวกรองความถี่แบบอนาลอกโดยการหาฟังก์ชันถ่ายโอน $H(s)$
2. หา Notch Frequency หรือความถี่ขอบแถบผ่านของตัวกรองความถี่แบบดิจิตอล
3. หาค่า $\Omega = \frac{2}{T} \times \tan \frac{\omega T}{2}$
4. ทำสเกลความถี่ (Frequency scaling) $H(s)$ โดยแทนค่า $S = \frac{s}{\Omega}$
5. หาค่า $H(Z)$ โดยแทนค่า S ตามสมการที่ 3.29

เช่น การออกแบบตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน 2 ลำดับแบบบัตเตอร์เวิร์ท [8] กำหนดให้ Notch Frequency, f_c มีค่า 50 เฮิรท์และความถี่สุ่ม, f_s มีค่า 250 เฮิรท์ โดยมีฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ท 2 ลำดับ คือ

$$H(S) = \frac{1}{S^2 + \sqrt{2}S + 1} \quad (3.39)$$

$$\Omega = \Omega_c = \frac{2}{T} \tan \left(\frac{\omega_c T}{2} \right)$$

$$\omega_c = 2\pi f_c = 100\pi$$

$$T = \frac{1}{250} = 4ms$$

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่า $S = \frac{S}{\Omega}$ ลงในสมการที่ 4.39 จะได้ $H(s)$ เท่ากับ

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

แทนค่า $S = \frac{2}{T} \times \frac{(1-Z^{-1})}{(1+Z^{-1})}$ หรือ $S = 500 \times \frac{(1-Z^{-1})}{(1+Z^{-1})}$

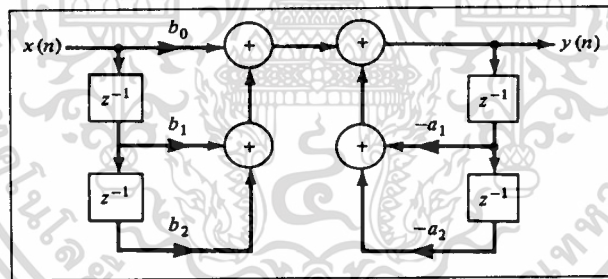
$$H(z) = \frac{0.2066 + 0.4131Z^{-1} + 0.2066Z^{-2}}{1 - 0.3695Z^{-1} + 0.1958Z^{-2}} \quad (3.40)$$

ถ้านำสมการที่ 3.40 มาเขียนให้อยู่ในรูปสมการผลต่างจะได้

$$y(n) = 0.2066x(n) + 0.4131x(n-1) + 0.2066x(n-2) + 0.3695y(n-1) - 0.1958y(n-2) \quad (3.41)$$

เมื่อ $b_0 = 0.2066, b_1 = 0.4131, b_2 = 0.2066, a_1 = -0.3695, a_2 = 0.1958$

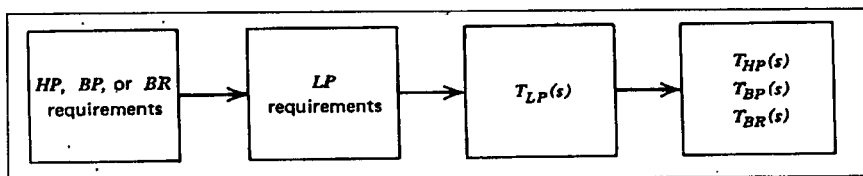
และจากสมการที่ 3.41 นำมาเขียนให้อยู่ในรูปของแบบตรง I ได้ดังภาพที่ 3.14



ภาพที่ 3.14 แสดงโครงสร้างของตัวกรองดิจิทัลไอโออาร์ 2 ลำดับแบบตรง I

3.2.3 การแปลงความถี่ (Frequency Transformations) [5,6,10]

ในการสร้างตัวกรองชนิดอื่นๆ เช่น ตัวกรองความถี่สูงผ่าน, ตัวกรองช่วงความถี่ผ่าน, ตัวกรองช่วงความถี่ไม่ผ่าน สามารถกระทำได้ตามโคอะแกรม ดังภาพที่ 3.15



ภาพที่ 3.15 แสดงขั้นตอนการออกแบบตัวกรองความถี่สูงผ่าน, ตัวกรองช่วงความถี่ผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และตัวกรองช่วงความถี่หยุดด้วยการแปลงความถี่

การแปลงความถี่ของตัวกรองความถี่สูงผ่าน (High-pass Filter) จะแทนค่า $S = \frac{\Omega_c}{S}$ ลงใน $H(s)$ ของตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low-pass Filter) การแปลงความถี่ของตัวกรองช่วงความถี่ผ่าน (Band-pass Filter) จะแทนค่า $S = \frac{(S^2 + \Omega_o^2)}{\Omega_B S}$ ลงใน $H(s)$ ของตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน การแปลงความถี่ของตัวกรองช่วงความถี่หยุด (Band-stop Filter) จะแทนค่า $S = \frac{\Omega_B S}{S^2 + \Omega_o^2}$ ลงใน $H(s)$ ของตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน เมื่อ $\Omega_o = \Omega_L \Omega_H$ และ $\Omega_B = \Omega_H - \Omega_L$

ตัวอย่างที่ 3.3 การออกแบบตัวกรองความถี่สูงผ่าน 1 ลำดับแบบบัตเตอร์เวิร์ท ความถี่คัท-ออฟ, f_c , มีค่า 30 เฮิรท์และความถี่ลุ่ม, f_s , มีค่า 150 เฮิรท์ ด้วยวิธีแปลงเชิงเส้นคู่ สมการฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ท คือ

$$H(s) = \frac{1}{S+1} \quad (3.42)$$

$$\omega_c = 2\pi f_c = 2\pi \times 30 \text{ Hz} = 188.5 \text{ rad/s}$$

$$T = \frac{1}{f_s} = \frac{1}{150} = 6.67 \text{ ms}$$

$$\Omega_c = \frac{2}{T} \tan\left(\frac{\omega_c T}{2}\right) = 217.86 \text{ rad/s}$$

แทนค่า $S = \frac{\Omega_c}{S}$ ลงใน $H(s)$

$$H(s) = \frac{1}{\Omega_c + 1} = \frac{S}{S + \Omega_c}$$

$$H(s) = \frac{S}{S + 217.86}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และจากสมการ

$$S = \frac{2}{T} \times \frac{(1 - Z^{-1})}{(1 + Z^{-1})} = \frac{2}{6.67ms} \times \frac{(1 - Z^{-1})}{(1 + Z^{-1})} = 299.85 \times \frac{(1 - Z^{-1})}{(1 + Z^{-1})}$$

แทนค่า $S = 299.85 \times \frac{(1 - Z^{-1})}{(1 + Z^{-1})}$ ลงในสมการ $\frac{S}{S + 217.86}$ จะได้ $H(z)$ เท่ากับ

$$H(z) = \frac{299.85 \times \frac{(1 - Z^{-1})}{(1 + Z^{-1})}}{299.85 \times \frac{(1 - Z^{-1})}{(1 + Z^{-1})} + 217.86}$$

$$H(z) = \frac{\frac{(1 - Z^{-1})}{(1 + Z^{-1})}}{\frac{(1 - Z^{-1})}{(1 + Z^{-1})} + \frac{217.86}{299.85}}$$

$$H(z) = \frac{\frac{(1 - Z^{-1})}{(1 + Z^{-1})}}{\frac{(1 - Z^{-1})}{(1 + Z^{-1})} + 0.7265}$$

นำ $(1 + Z^{-1})$ คูณตลอด

$$H(z) = \frac{(1 - Z^{-1})}{(1 - Z^{-1}) + 0.7265(1 + Z^{-1})}$$

$$H(z) = \frac{1 - Z^{-1}}{1.7265 - 0.2735Z^{-1}}$$

$$H(z) = \frac{0.5792 - 0.5792Z^{-1}}{1 - 0.1584Z^{-1}}$$

$$H(z) = \frac{0.5792 - 0.5792Z^{-1}}{1 - 0.1584Z^{-1}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การออกแบบตัวกรองเชิงเลข IIR แบบ Notch ด้วยวิธีการปรับปรุงการวางตำแหน่ง Pole-Zero

4.1 การออกแบบตัวกรองดิจิทัล IIR แบบ Notch

ผลตอบสนองทางความถี่ของตัวกรองเชิงเลขแบบ Notch อธิบายได้โดย

$$H(e^{j\omega}) = \begin{cases} 0, & \omega_0 \\ 1, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (4.1)$$

เมื่อ ω_0 คือความถี่จุดศูนย์กลาง และ Transfer function ของ ตัวกรองเชิงเลขแบบ Notch แสดงได้ดังสมการที่ 2

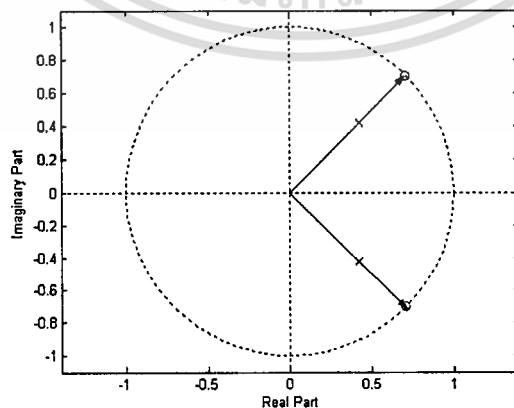
$$H(z) = b_0 \frac{1 - 2\cos\omega_0 z^{-1} + z^{-2}}{1 - 2r\cos\omega_0 z^{-1} + r^2 z^{-2}} \quad (4.2)$$

เมื่อ b_0 คือ อัตราขยายของตัวกรองและเป็นตัวแปรที่ไม่ทราบค่า

ω_0 คือ มุมของ Pole บนระนาบ Z หรือความถี่จุดศูนย์กลาง

r คือ ระยะห่างระหว่าง Pole กับจุด Origin

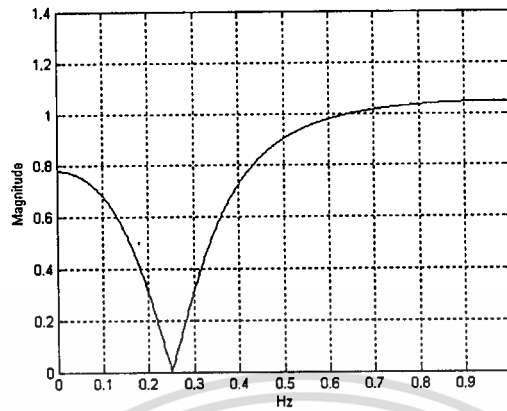
จากสมการที่ 2 จะมีการวาง Pole-Zero บนระนาบ Z ดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 Pole-Zero Plot ของตัวกรองเชิงเลขแบบ Notch

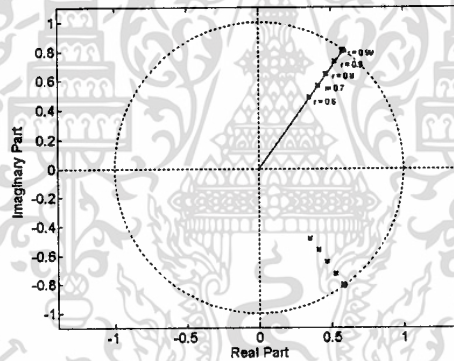
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.1 จะเห็นได้ว่ามุมของ Pole และ Zero จะวางอยู่ในตำแหน่งเดียวกัน ซึ่งการวางตำแหน่ง Pole-Zero ดังรูปที่ 4.1 จะได้การตอบสนองทางขนาด (Magnitude response) ดังรูปที่ 4.2



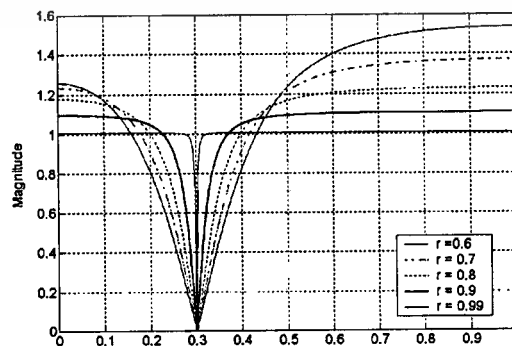
รูปที่ 4.2 ผลการตอบสนองทางขนาดของตัวกรองเชิงเลขแบบ Notch

กำหนดให้ การวาง Pole-Zero บนระนาบ Z ที่มุมของ Pole บนระนาบ Z หรือความถี่จุดศูนย์กลาง $(\omega_0) = 0.3\pi$ และระยะห่างระหว่าง Pole กับจุด Origin (r) = 0.6, 0.7, 0.8, 0.9, 0.99



รูปที่ 4.3 Pole-Zero Plot ของตัวกรองเชิงเลขแบบ Notch

จะได้การตอบสนองทางขนาด (Magnitude response) ดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 การตอบสนองทางขนาดของตัวกรองเชิงเลขแบบ Notch

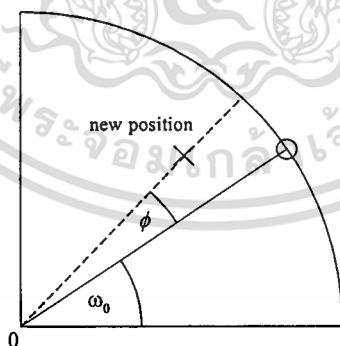
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.4 ความกว้างแถบความถี่ของตัวกรองเชิงเลขแบบ Notch จะถูกควบคุมด้วยตัวแปร r โดยถ้า r มีค่าเข้าใกล้เส้นรอบวงหรือมีค่าเข้าใกล้ 1 ความกว้างแถบความถี่ ก็จะแคบลง และในการหาค่า ความกว้างแถบความถี่ สามารถหาได้โดยใช้หลักการเรขาคณิต [2, 4] และจากรูปที่ 4.4 จะเห็นได้ว่า ความถี่จุดศูนย์กลาง จะอยู่ที่ความถี่ 0.3π พอดี แต่อัตราขยายในช่วงแถบความถี่ผ่าน จะไม่สมมาตรกันโดยอัตราขยายที่ความถี่ 0 ไม่เท่ากับอัตราขยายที่ความถี่ π ซึ่งตัวแปร r จะมีผลโดยตรงต่อ อัตราขยาย ที่ไม่สมมาตรกัน โดยค่า r สามารถคำนวณได้จากตำแหน่งของ Pole นั่นก็หมายความว่าขณะนี้ Pole ถูกวางอยู่ในตำแหน่งที่ไม่เหมาะสม ดังนั้นจึงจำเป็นต้องหาตำแหน่งของ Pole ที่เหมาะสมขึ้นมาใหม่เพื่อให้อัตราขยายในช่วงแถบความถี่ผ่านมีความสมมาตรกัน

4.2 การออกแบบการปรับปรุงการวางตำแหน่ง โพล-ซีโร (Pole-Zero)

จากการออกแบบตัวกรองเชิงเลขแบบ Notch ด้วยวิธีการวางตำแหน่ง Pole-Zero ตามหลักการเดิมจะเห็นได้ว่า Pole ถูกวางอยู่ในตำแหน่งที่ไม่เหมาะสม ดังนั้นในการปรับปรุงอัลกอริทึม จะทำการเปลี่ยนแปลงตำแหน่งของ Pole ส่วนตำแหน่งของ Zero นั้นจะไม่มีเปลี่ยนแปลงทั้งนี้ เพราะว่า ความถี่จุดศูนย์กลาง จะถูกกำหนดจากตำแหน่งของ Zero ในการเปลี่ยนแปลงตำแหน่ง Pole ให้เหมาะสมนั้นสามารถทำได้ดังรูปที่ 4.5 และเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงตำแหน่งของ Pole ทำให้ Transfer Function ของตัวกรองเชิงเลขแบบ Notch ตามสมการที่ 1 เขียนใหม่ได้ดังสมการที่ 3 และ

4



รูปที่ 4.5 ตำแหน่งของ Pole ที่ถูกเปลี่ยนแปลงตามหลักการที่นำเสนอ

$$\hat{H}(z) = b_0 \left[\frac{1 - 2 \cos \omega_0 z^{-1} + z^{-2}}{1 - 2r \cos(\omega_0 + \phi) z^{-1} + r^2 z^{-2}} \right] \quad (4.3)$$

$$\hat{H}(j\omega) = b_0 \left[\frac{1 - 2 \cos \omega_0 e^{-j\omega} + e^{-2j\omega}}{1 - 2r \cos(\omega_0 + \phi) e^{-j\omega} + r^2 e^{-2j\omega}} \right] \quad (4.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $\hat{H}(z)$ คือ Transfer function ของตัวกรองเชิงเลขแบบ Notch ที่มีการเปลี่ยนแปลงตำแหน่งของ pole

ϕ คือ มุมที่เปลี่ยนไปของ Pole

เพื่อให้อัตราขยายในช่วงแถบความถี่ผ่านมีความสมมาตรกันและสอดคล้องกับการตอบสนองความถี่ ตามสมการที่ 1 ดังนั้น อัตราขยายที่ความถี่ 0 กับ อัตราขยายที่ความถี่ π จะต้องมิต่ำเท่ากัน ดังสมการที่ 5

$$\hat{H}(0) = b_0 \left[\frac{1 - 2 \cos \omega_0 e^{-j0} + e^{-2j0}}{1 - 2r \cos(\omega_0 + \phi) e^{-j0} + r^2 e^{-2j0}} \right] \quad (4.5)$$

$$\hat{H}(\pi) = b_0 \left[\frac{1 - 2 \cos \omega_0 e^{-j\pi} + e^{-2j\pi}}{1 - 2r \cos(\omega_0 + \phi) e^{-j\pi} + r^2 e^{-2j\pi}} \right] \quad (4.6)$$

$$\hat{H}(0) = \hat{H}(\pi) \quad (4.7)$$

$$\begin{aligned} & b_0 \left[\frac{1 - 2 \cos \omega_0 e^{-j0} + e^{-2j0}}{1 - 2r \cos(\omega_0 + \phi) e^{-j0} + r^2 e^{-2j0}} \right] \\ &= b_0 \left[\frac{1 - 2 \cos \omega_0 e^{-j\pi} + e^{-2j\pi}}{1 - 2r \cos(\omega_0 + \phi) e^{-j\pi} + r^2 e^{-2j\pi}} \right] \end{aligned} \quad (4.8)$$

แทนค่า $e^{j\omega} = \cos \omega + j \sin \omega$ ลงในสมการที่ (8)

$$\frac{1 + \cos \omega_0}{1 + 2r \cos(\omega_0 + \phi) + r^2} = \frac{1 - \cos \omega_0}{1 - 2r \cos(\omega_0 + \phi) + r^2} \quad (4.9)$$

จากสมการที่ 9 สามารถแก้สมการหาค่า ϕ ได้ดังสมการที่ (10)

$$2r \cos(\omega_0 + \phi) = \cos \omega_0 + r^2 \cos \omega_0$$

$$\phi = \cos^{-1} \left[\frac{1 + r^2}{2r} \cos \omega_0 \right] - \omega_0 \quad (4.10)$$

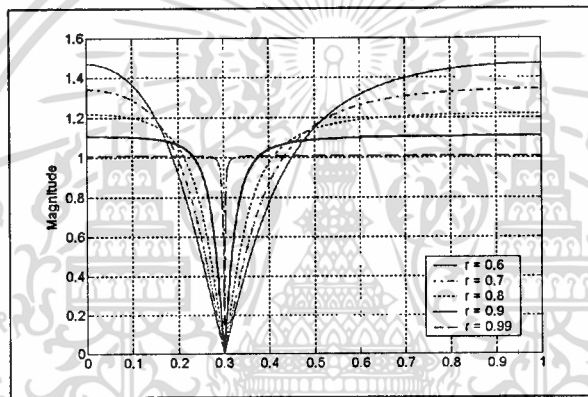
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดให้ $\hat{\omega}_0 = \omega_0 + \phi$

เมื่อ $\hat{\omega}_0$ คือ มุมของ Pole ที่ได้รับการปรับปรุง ดังนั้น Transfer Function ของตัวกรองเชิงเลขแบบ Notch เขียนได้ดังสมการที่ (11)

$$\hat{H}(z) = b_0 \left[\frac{1 - 2 \cos \omega_0 z^{-1} + z^{-2}}{1 - 2r \cos \hat{\omega}_0 z^{-1} + r^2 z^{-2}} \right] \quad (4.11)$$

จากสมการที่ 11 กำหนดให้ $r = 0.6, 0.7, 0.8, 0.9, 0.99$ และ $\omega_0 = 0.3$ และ $b_0 = 1$ จะได้ การตอบสนองทางขนาดดังรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 การตอบสนองทางขนาดของตัวกรองเชิงเลขแบบ Notch ที่ได้เปลี่ยนแปลงตำแหน่ง Pole

จากรูปที่ 4.6 การเปลี่ยนแปลงตำแหน่งของ Pole จะทำให้ การตอบสนองทางขนาดของตัวกรองเชิงเลขแบบ Notch ในช่วงแถบความถี่ผ่านมีความสมมาตรกันโดย อัตราขยายที่ความถี่ 0 และ อัตราขยายที่ความถี่ π มีค่าเท่ากัน แต่ยังไม่สามารถควบคุมให้มีขนาดตามต้องการได้ ทำให้จำเป็นต้องหาค่า b_0 เพื่อควบคุมอัตราขยายในช่วงแถบความถี่ผ่านที่สมมาตรกันให้คงที่ตามต้องการ ในการหาค่า b_0 สามารถหาได้จากการกำหนดให้ อัตราขยาย ที่ความถี่ 0 และอัตราขยายที่ความถี่ π มีค่าเท่ากัน แทนค่าความถี่ 0 และ π ลงในสมการที่ 11

$$\hat{H}(0) = b_0 \left[\frac{1 - 2 \cos \omega_0 e^{-j0} + e^{-2j0}}{1 - 2r \cos \hat{\omega}_0 e^{-j0} + r^2 e^{-2j0}} \right] \quad (4.12)$$

$$\hat{H}(\pi) = b_0 \left[\frac{1 - 2 \cos \omega_0 e^{-j\pi} + e^{-2j\pi}}{1 - 2r \cos \hat{\omega}_0 e^{-j\pi} + r^2 e^{-2j\pi}} \right] \quad (4.13)$$

กำหนดให้อัตราการขยายที่ความถี่ 0 กับความถี่ π มีค่าเท่ากับ k จะได้

$$b_0 \left[\frac{1 - 2 \cos \omega_0 e^{-j0} + e^{-2j0}}{1 - 2r \cos \hat{\omega}_0 e^{-j0} + r^2 e^{-2j0}} \right] = k \quad (4.14)$$

$$b_0 \left[\frac{1 - 2 \cos \omega_0 e^{-j\pi} + e^{-2j\pi}}{1 - 2r \cos \hat{\omega}_0 e^{-j\pi} + r^2 e^{-2j\pi}} \right] = k \quad (4.15)$$

กำหนดให้

$$a_1 = \left[\frac{1 - 2 \cos \omega_0 e^{-j0} + e^{-2j0}}{1 - 2r \cos \hat{\omega}_0 e^{-j0} + r^2 e^{-2j0}} \right]$$

และ

$$a_2 = \left[\frac{1 - 2 \cos \omega_0 e^{-j\pi} + e^{-2j\pi}}{1 - 2r \cos \hat{\omega}_0 e^{-j\pi} + r^2 e^{-2j\pi}} \right]$$

แทนค่า a_1 และ a_2 ลงในสมการที่ 14, 15 จะได้สมการที่ 16

$$\left. \begin{aligned} a_1 b_0 &= k \\ a_2 b_0 &= k \end{aligned} \right\} \quad (4.16)$$

พิจารณา สมการที่ 16 จะเห็นได้ว่ามีลักษณะเป็นระบบสมการที่มีจำนวนสมการมากกว่าจำนวนตัวแปร (Overdetermined System) ดังนั้นจะต้องทำการประมาณค่า b_0 ซึ่งในบทความนี้ได้เลือกวิธี Least Square ทำการประมาณค่า

กำหนดให้ b_0 คือ Euclidean norm และเป็นค่าที่ทำให้ สมการที่ 16 มีความคลาดเคลื่อนน้อยที่สุด และจากสมการที่ 16 สามารถเขียนให้อยู่ในรูป Matrix form ได้ดังสมการที่ 17 และ 18

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k + a_1 b_0 \\ k + a_2 b_0 \end{bmatrix} \tag{4.17}$$

$$\|\mathbf{P}\|_2 = \sqrt{P_1^2 + P_2^2} \tag{4.18}$$

ค่าของ b_0 หาได้จากการหาค่าต่ำสุดของฟังก์ชัน $(\|\mathbf{P}\|_2)^2$ โดยทำการหาอนุพันธ์เทียบกับ b_0 ได้ดังสมการที่ 19-22

$$(\|\mathbf{P}\|_2)^2 = P_1^2 + P_2^2 \tag{4.19}$$

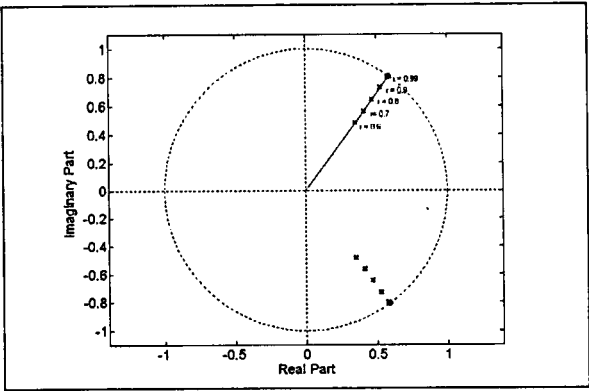
$$(\|\mathbf{P}\|_2)^2 = (k + a_1 b_0)^2 + (k + a_2 b_0)^2 \tag{4.20}$$

$$2[a_1(k + a_1 b_0) + a_2(k + a_2 b_0)] = 0 \tag{4.21}$$

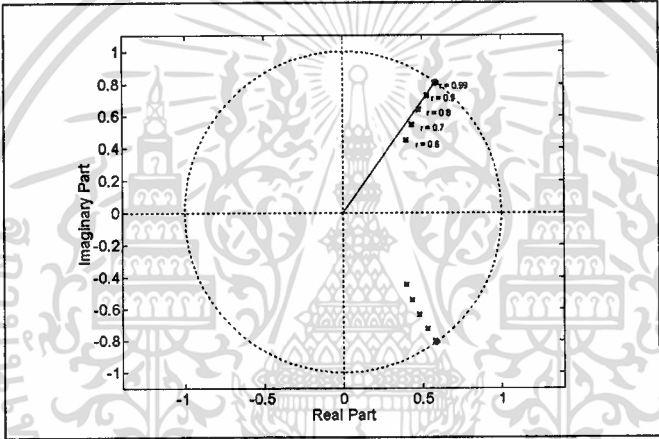
$$b_0 = \frac{-k(a_1 + a_2)}{(a_1^2 + a_2^2)} \tag{4.22}$$

4.3 การออกแบบการปรับปรุงและผลการทดลองออกแบบ

ในการออกแบบกำหนดให้ ความถี่จุดศูนย์กลาง อยู่ที่ความถี่ 0.3π $r = 0.6, 0.7, 0.8, 0.9$ และ 0.99 อัตราขยายในช่วงแถบความถี่ผ่านกำหนดให้เท่ากับ 1 ทั้งหลักการเดิมและหลักการที่นำเสนอ โดยหลักการเดิมออกแบบจากสมการที่ 2 และหลักการที่นำเสนอออกแบบจากสมการที่ 10, 11, 22 และนำไปเขียนโปรแกรมจำลองการทำงานด้วย MATLAB ค่าของ Pole-Zero b_0 และ ϕ แสดงได้ดังตารางที่ 4.1 และนำไปเขียนบนระนาบ Z ได้ดังรูปที่ 5 และได้ การตอบสนองทางขนาด ดังรูปที่ 4.7

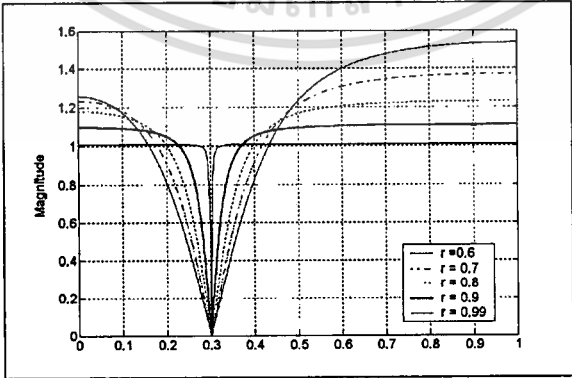


(a).หลักการเดิม



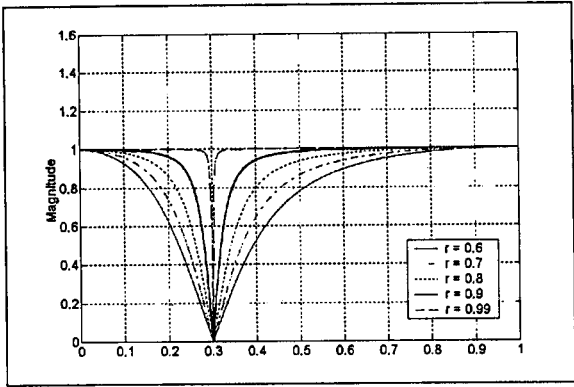
(b) หลักการใหม่

รูปที่ 4.7 ตำแหน่ง Pole-Zero ที่ $\omega_0 = 0.3\pi$ $r = 0.6, 0.7, 0.8, 0.9$ และ 0.99



(a) หลักการเดิม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(b) หลักการใหม่

รูปที่ 4.8 การตอบสนองทางขนาดที่ความถี่ $\omega_0 = 0.3\pi$ $r = 0.6, 0.7, 0.8, 0.9$ และ 0.99

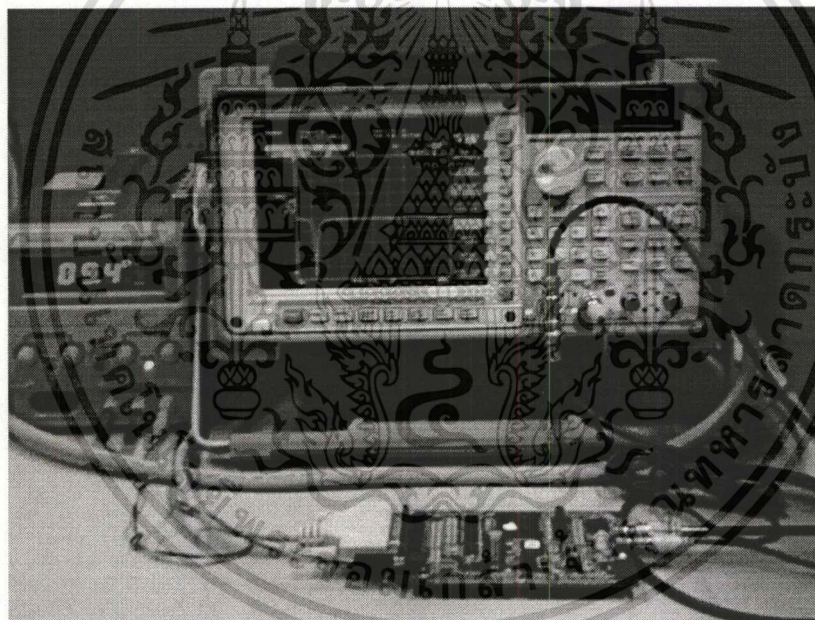
ตารางที่ 4.1 ผลจากการเปรียบเทียบหลักการเดิมและหลักการที่นำเสนอของตัวกรองเชิงเลขแบบ Notch ที่ $\omega_0 = 0.3\pi$.

		Zero	Pole	b_0	ϕ
$r = 0.6$	หลักการเดิม	$0.58778 \pm 0.80901j$	$0.35267 \pm 0.80901j$	unknown	0
	หลักการที่นำเสนอ	$0.58779 \pm 0.80902j$	$0.39969 \pm 0.44749j$	0.68000	0.10073
$r = 0.7$	หลักการเดิม	$0.58779 + 0.80902j$	$0.41145 + 0.56631j$	unknown	0
	หลักการที่นำเสนอ	$0.58779 \pm 0.80902j$	$0.43790 \pm 0.54612j$	0.74500	0.04755
$r = 0.8$	หลักการเดิม	$0.58779 \pm 0.80902j$	$0.47023 \pm 0.64721j$	unknown	0
	หลักการที่นำเสนอ	$0.58779 \pm 0.80902j$	$0.48198 \pm 0.63851j$	0.82000	0.01829
$r = 0.9$	หลักการเดิม	$0.58779 \pm 0.80902j$	$0.52901 + 0.72812j$	unknown	0
	หลักการที่นำเสนอ	$0.58779 \pm 0.80902j$	$0.53195 \pm 0.72597j$	0.90500	0.00404
$r = 0.99$	หลักการเดิม	$0.58779 \pm 0.80902j$	$0.58191 \pm 0.80093j$	unknown	0
	หลักการที่นำเสนอ	$0.58779 \pm 0.80902j$	$0.58191 \pm 0.80093j$	0.99004	0.00037

4.4 การทดลองและผลการทดลอง

การออกแบบตัวกรองดิจิทัลแบบ ไอไออาร์ เมื่อมีจำนวนลำดับสูงๆ จะมีความยุ่งยากมาก ใช้เวลาในการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์มากขึ้น และมีโอกาสที่จะผิดพลาดสูง ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้ใช้โปรแกรม Matlab มาช่วยในการหาสัมประสิทธิ์และจำลองการทำงาน โดยสามารถกำหนดช่วงความถี่หยุดได้ตามต้องการ จากนั้นโปรแกรมจะแสดงค่าสัมประสิทธิ์ที่จะนำไปใช้กับโปรแกรมแอสเซมบลีของ TMS320C3x [5,9] พร้อมกับแสดงผลการจำลองการทำงานออกมาในรูปของกราฟผลตอบสนองขนาด (Magnitude Response), กราฟผลตอบสนองขนาดเป็นเดซิเบล (Magnitude Response(dB)), กราฟผลตอบสนองทางเฟส (Phase Response) และตำแหน่งโพล-ซีโร (Pole-Zero plot)

ในการสร้างตัวกรองดิจิทัลแบบ ไอไออาร์ โดยใช้บอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล TMS320C31 แสดงฮาร์ดแวร์ที่สร้างขึ้นได้ ดังรูปที่ 4.9



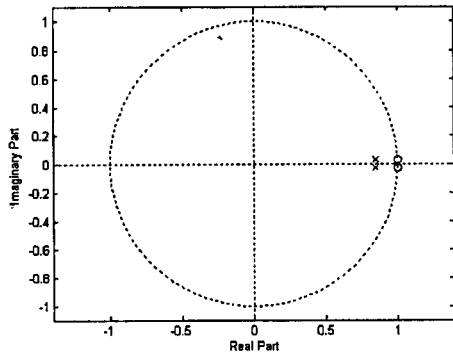
รูปที่ 4.9 ฮาร์ดแวร์ของการสร้างตัวกรองดิจิทัลแบบ ไอไออาร์ที่ต่อกับเครื่องวิเคราะห์สัญญาณแบบไดนามิก

4.4.1 การทดลองสร้างตัวกรองดิจิทัลแบบ ไอไออาร์ Notch Frequency 50 เฮิรท์ ความกว้างของแถบความถี่ (Bandwidth) เท่ากับ 500 เฮิรท์

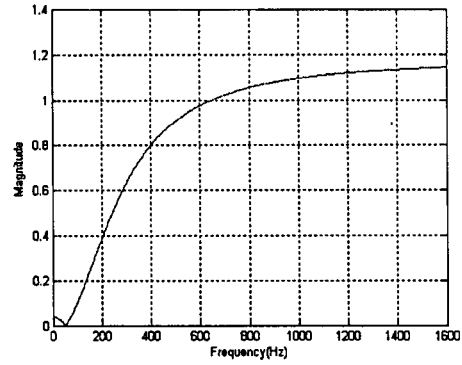
ผลการทดลองจำลองการทำงานด้วย MATLAB และสร้างจริงบน บอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล TMS320C31 วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer

ดังรูปที่ 4.10(a) – 4.10(i)

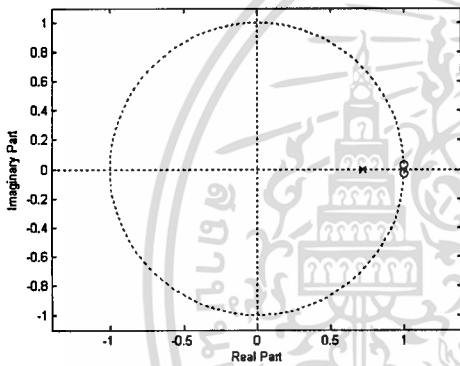
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



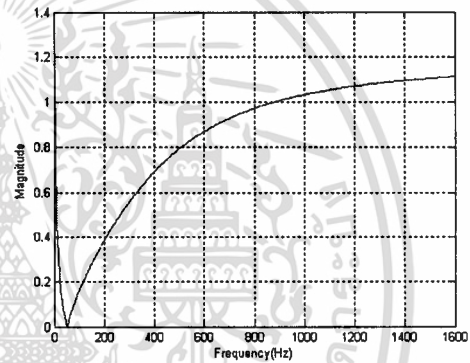
4.10(a) ตำแหน่ง โพล-ซีโร ของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency 50 เฮิรท์
แบนด์วิดท์ เท่ากับ 500 เฮิรท์
(ก่อนการปรับปรุงตำแหน่งโพลและเกนซ์)



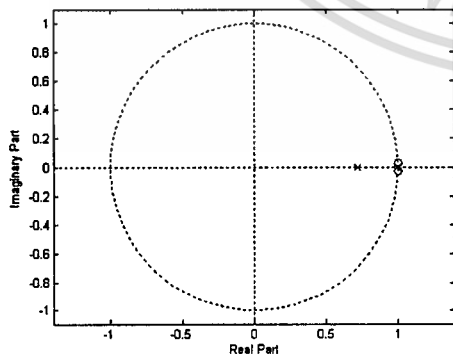
4.10(d) ผลลัพธ์การทำงานของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency 50 เฮิรท์
แบนด์วิดท์ เท่ากับ 500 เฮิรท์
(ก่อนการปรับปรุงตำแหน่งโพลและเกนซ์)



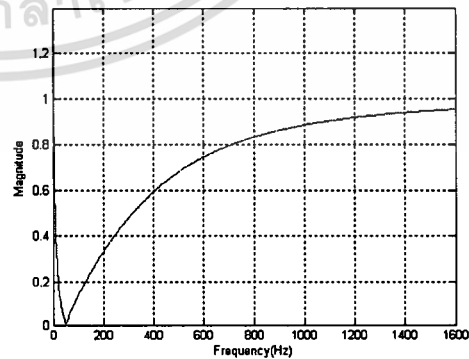
4.10(b) ตำแหน่ง โพล-ซีโร ของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency 50 เฮิรท์
แบนด์วิดท์ เท่ากับ 500 เฮิรท์
(หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพล)



4.10(e) ผลลัพธ์การทำงานของ IIR Notch
Filter ที่ Notch Frequency 50 เฮิรท์
แบนด์วิดท์ เท่ากับ 500 เฮิรท์
(หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพล)

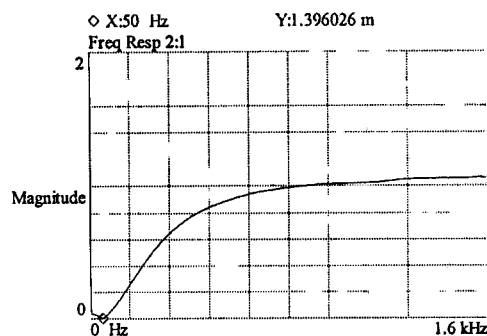


4.10(c) ตำแหน่ง โพล-ซีโร ของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency 50 เฮิรท์
แบนด์วิดท์ เท่ากับ 500 เฮิรท์
(หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพลและคัมเกนซ์)



4.10(f) ผลลัพธ์การทำงานของ IIR Notch Filter
ที่ Notch Frequency 50 เฮิรท์
แบนด์วิดท์ เท่ากับ 500 เฮิรท์
(หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพลและคัมเกนซ์)

เอก (หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพลและคัมเกนซ์) การ (หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพลและคัมเกนซ์) การค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

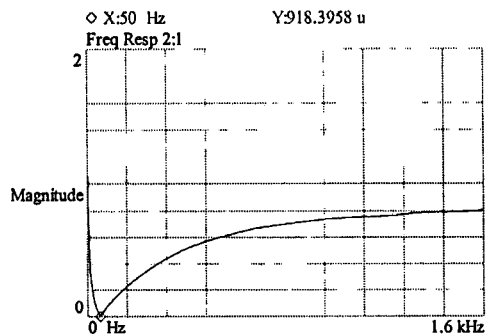


4.10(g) ผลลัพธ์แสดง IIR Notch Filter

วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer ที่ Notch

Frequency 50 เฮิรท์ แบนด์วิดท์ เท่ากับ 500 เฮิรท์

(ก่อนการปรับปรุงตำแหน่งโพลและเกนซ์)

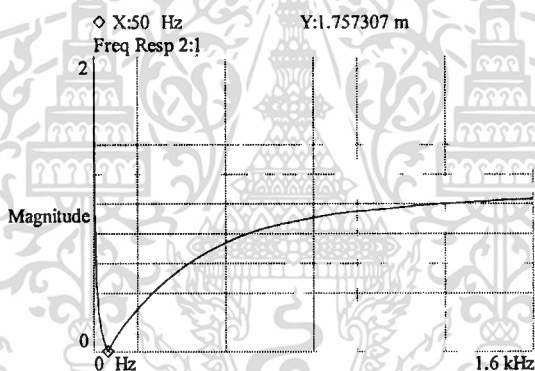


4.10(h) ผลลัพธ์แสดง IIR Notch Filter

วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer ที่ Notch

Frequency 50 เฮิรท์ แบนด์วิดท์ เท่ากับ 200 เฮิรท์

(หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพล)



4.10(i) ผลลัพธ์แสดง IIR Notch Filter

สร้างจริงบนบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล TMS320C31

วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer

ที่ Notch Frequency 50 เฮิรท์ แบนด์วิดท์ เท่ากับ 500 เฮิรท์

(หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพลและเกนซ์)

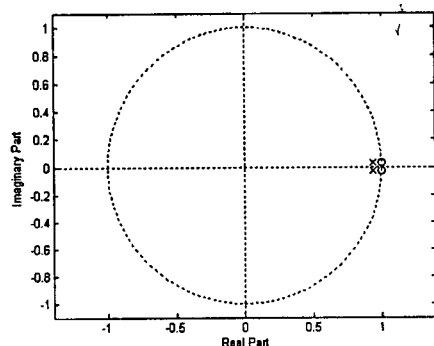
4.4.2 การทดลองสร้างตัวกรองดิจิทัลแบบ ไอไออาร์ Notch Frequency 50 เฮิรท์.

ความกว้างของแถบความถี่ (Bandwidth) เท่ากับ 200 เฮิรท์

ผลการทดลองจำลองการทำงานด้วย MATLAB และสร้างจริงบนบอร์ดประมวล

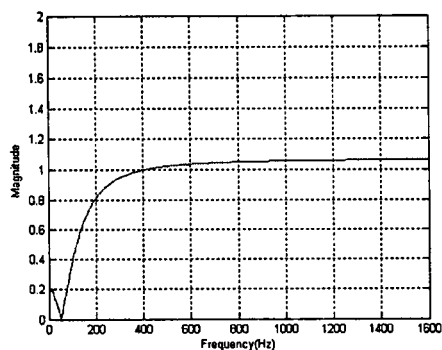
ผลสัญญาณดิจิทัล TMS320C31 วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer ดังรูปที่ 4.11

(a) – 4.11(i)



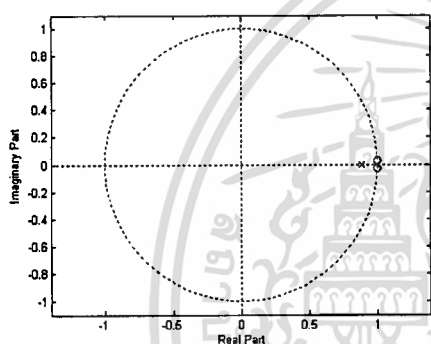
4.11(a) ตำแหน่ง โพล-ซีโร ของ

IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency 50 เฮิรท์
แบนด์วิดท์ เท่ากับ 200 เฮิรท์
(ก่อนการปรับปรุงตำแหน่งโพลและเกนซ์)

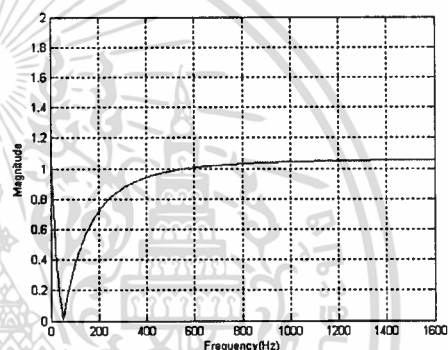


4.11(d) ผลลัพธ์การทำงานของ

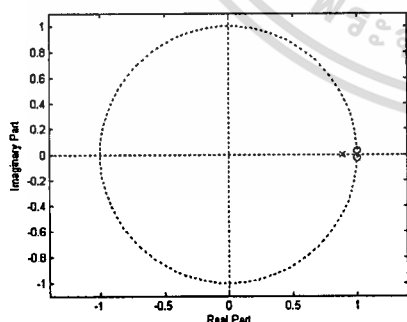
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency 50 เฮิรท์
แบนด์วิดท์ เท่ากับ 200 เฮิรท์
(ก่อนการปรับปรุงตำแหน่งโพลและเกนซ์)



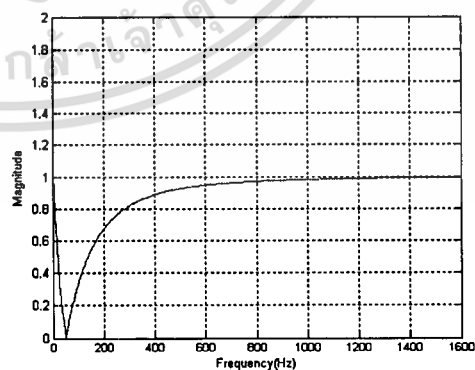
4.11(b) ตำแหน่ง โพล-ซีโร ของ IIR Notch Filter
ที่ Notch Frequency 50 เฮิรท์
แบนด์วิดท์ เท่ากับ 200 เฮิรท์
(หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพล)



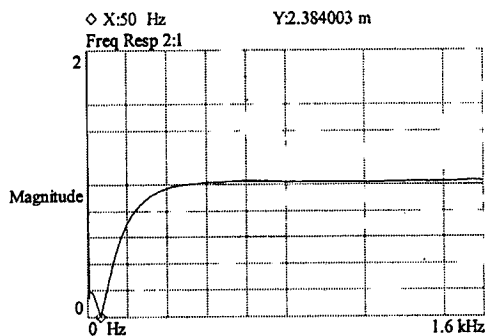
4.11(e) ผลลัพธ์การทำงานของ IIR Notch
Filter ที่ Notch Frequency 50 เฮิรท์
แบนด์วิดท์ เท่ากับ 200 เฮิรท์
(หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพล)



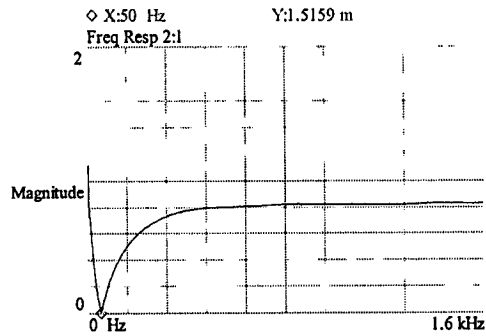
4.11(c) ตำแหน่ง โพล-ซีโร ของ IIR Notch Filter
ที่ Notch Frequency 50 เฮิรท์
แบนด์วิดท์ เท่ากับ 200 เฮิรท์
(หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพลและคัมเกนซ์)



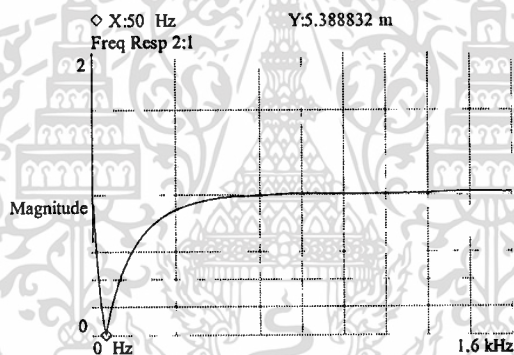
4.11(f) ผลลัพธ์การทำงานของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency 50 เฮิรท์
แบนด์วิดท์ เท่ากับ 200 เฮิรท์
(หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพลและคัมเกนซ์)



4.11(g) ผลลัพธ์ของ IIR Notch Filter วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer ที่ Notch Frequency 50 เฮิรท์ แบนด์วิดท์ เท่ากับ 20 เฮิรท์ (ก่อนการปรับปรุงตำแหน่งโพลและเกนซ์)

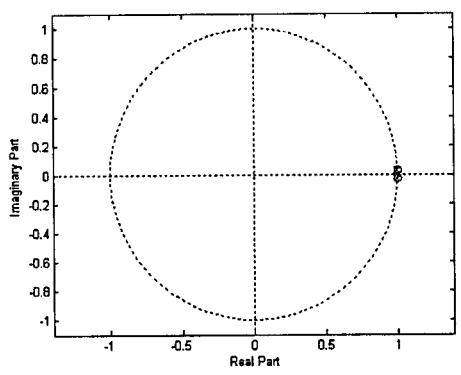


4.11(h) ผลลัพธ์ของ IIR Notch Filter วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer ที่ Notch Frequency 50 เฮิรท์ แบนด์วิดท์ เท่ากับ 200 เฮิรท์ (หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพล)

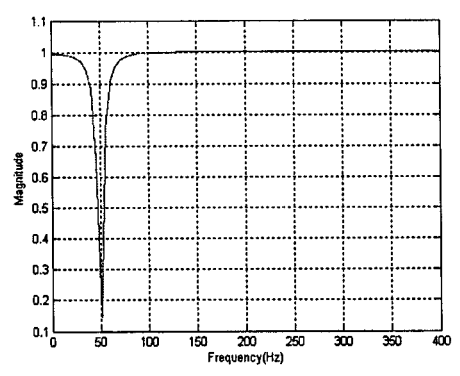


4.11 (i) ผลลัพธ์ของ IIR Notch Filter วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer ที่ Notch Frequency 50 เฮิรท์ แบนด์วิดท์ เท่ากับ 200 เฮิรท์ (หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพลและเกนซ์)

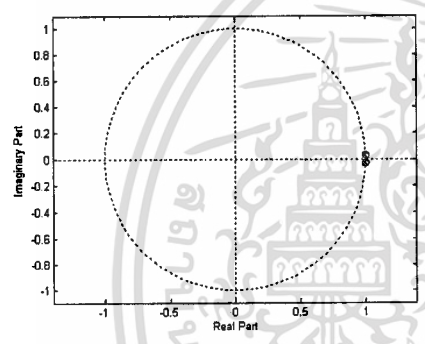
4.4.3 การทดลองสร้างตัวกรองดิจิตอลแบบ ไอไออาร์ Notch Frequency 50 เฮิรท์ ความกว้างของแถบความถี่ (Bandwidth) เท่ากับ 10 เฮิรท์
ผลการทดลองจำลองการทำงานด้วย MATLAB และสร้างจริงบน บอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิตอล TMS320C31 วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer ดังรูปที่ 4.12(a) – 4.12(i)



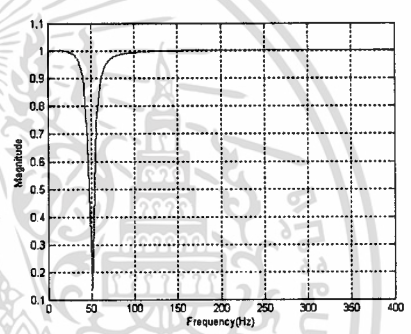
4.12(a) แสดงตำแหน่ง โพล-ซีโร ของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency 50 เฮิรท์
แบนด์วิดท์ เท่ากับ 10 เฮิรท์
(ก่อนการปรับปรุงตำแหน่งโพลและเกนซ์)



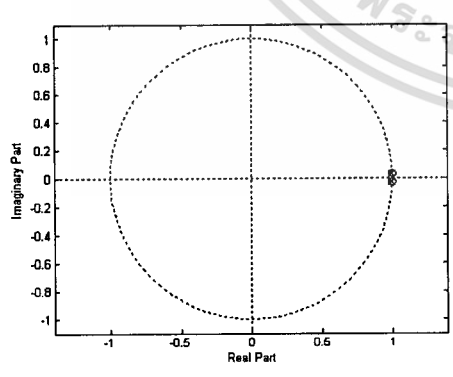
4.12(d) ผลลัพธ์การทำงานของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency 50 เฮิรท์
แบนด์วิดท์ เท่ากับ 10 เฮิรท์
(ก่อนการปรับปรุงตำแหน่งโพลและเกนซ์)



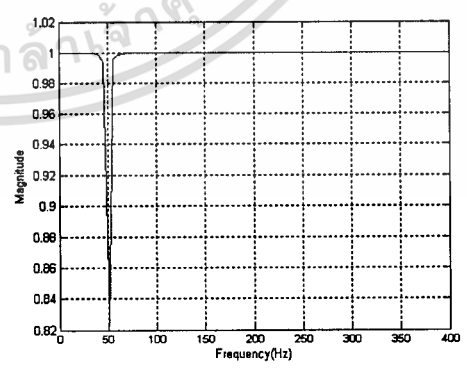
4.12(b) ตำแหน่ง โพล-ซีโร ของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency 50 เฮิรท์
แบนด์วิดท์ เท่ากับ 10 เฮิรท์
(หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพล)



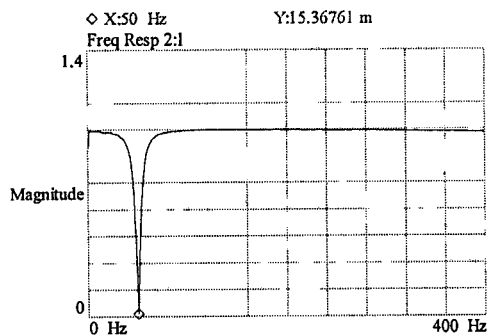
4.12(e) ผลลัพธ์การทำงานของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency 50 เฮิรท์
แบนด์วิดท์ เท่ากับ 10 เฮิรท์
(หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพล)



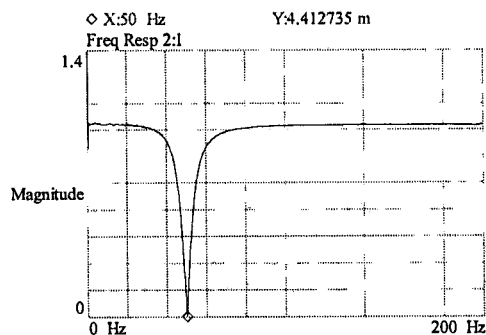
4.12(c) ตำแหน่ง โพล-ซีโร ของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency 50 เฮิรท์
แบนด์วิดท์ เท่ากับ 10 เฮิรท์
(หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพลและเกนซ์)



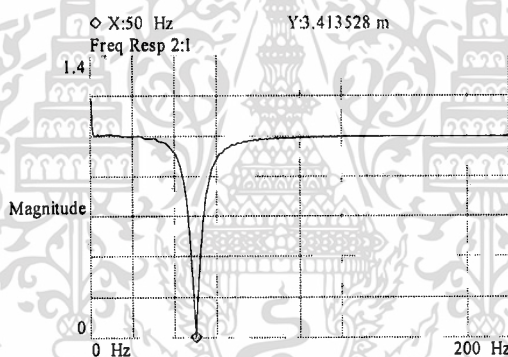
4.12(f) ผลลัพธ์การทำงานของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency 50 เฮิรท์
แบนด์วิดท์ เท่ากับ 10 เฮิรท์
(หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพลและเกนซ์)



4.12(g) ผลลัพธ์ของ IIR Notch Filter วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer ที่ Notch Frequency 50 เฮิรท์ แบนด์วิดท์ เท่ากับ 10 เฮิรท์ (ก่อนการปรับปรุงตำแหน่งโพลและเกนซ์)



4.12(h) ผลลัพธ์ของ IIR Notch Filter วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer ที่ Notch Frequency 50 เฮิรท์ แบนด์วิดท์ เท่ากับ 10 เฮิรท์ (หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพล)



4.12(i) ผลลัพธ์ของ IIR Notch Filter วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer ที่ Notch Frequency 50 เฮิรท์ แบนด์วิดท์ เท่ากับ 10 เฮิรท์ (หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพลและเกนซ์)

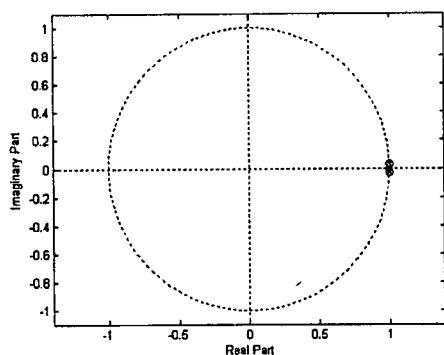
4.4.4 การทดลองสร้างตัวกรองดิจิตอลแบบ ไอไออาร์ Notch Frequency 50 เฮิรท์

ความกว้างของแถบความถี่ (Bandwidth) เท่ากับ 1 เฮิรท์

ผลการทดลองจำลองการทำงานด้วย MATLAB และสร้างจริงบนบอร์ดประมวลผล

ผลสัญญาณดิจิตอล TMS320C31 วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer ดังรูปที่

4.13(a) – 4.13(i)

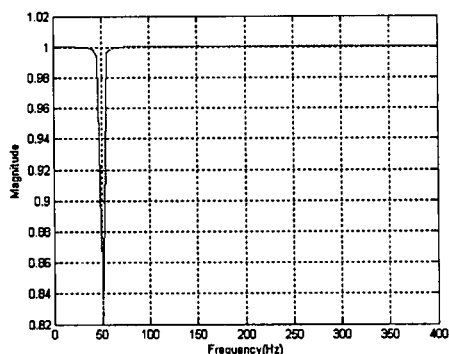


4.13(a) ตำแหน่ง โพล-ซีโร ของ IIR Notch

Filter ที่ Notch Frequency 50 เฮิรท์

แบนด์วิดท์ เท่ากับ 1 เฮิรท์

(ก่อนการปรับปรุงตำแหน่งโพลและเกนซ์)

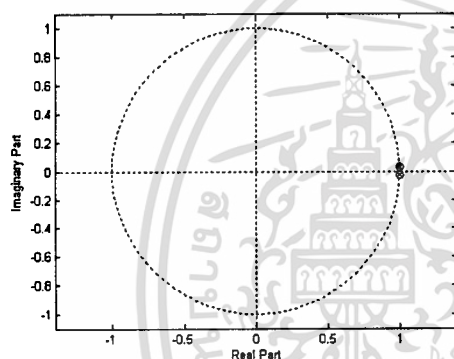


4.13(d) ผลลัพธ์การทำงานของ IIR Notch

Filter ที่ Notch Frequency 50 เฮิรท์

แบนด์วิดท์ เท่ากับ 1 เฮิรท์

(ก่อนการปรับปรุงตำแหน่งโพลและเกนซ์)

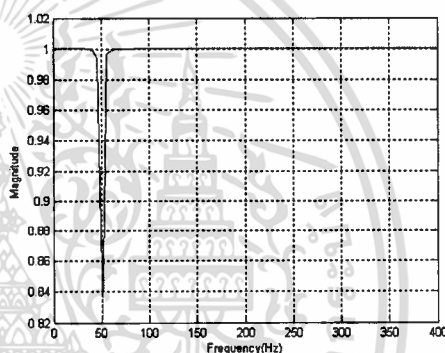


4.13(b) ตำแหน่ง โพล-ซีโร ของ IIR Notch

Filter ที่ Notch Frequency 50 เฮิรท์

แบนด์วิดท์ เท่ากับ 1 เฮิรท์

(หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพล)

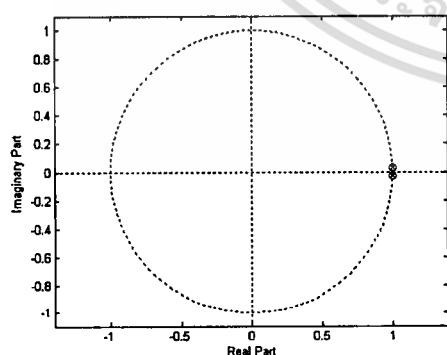


4.13(e) ผลลัพธ์การทำงานของ IIR Notch

Filter ที่ Notch Frequency 50 เฮิรท์

แบนด์วิดท์ เท่ากับ 1 เฮิรท์

(หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพล)

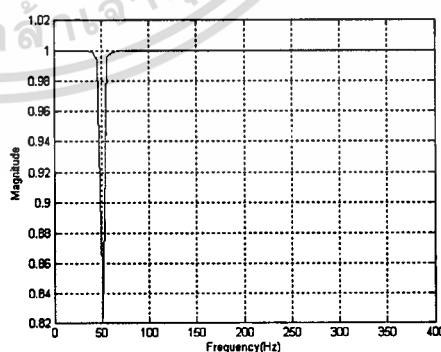


4.13(c) ตำแหน่ง โพล-ซีโร ของ IIR Notch

Filter ที่ Notch Frequency 50 เฮิรท์

แบนด์วิดท์ เท่ากับ 1 เฮิรท์

(หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพลและเกนซ์)



4.13(f) ผลลัพธ์ทำงานของ IIR Notch Filter

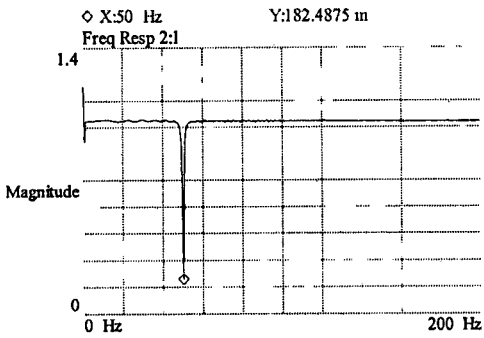
ที่ Notch Frequency 50 เฮิรท์ แบนด์วิดท์ เท่า

กับ 1 เฮิรท์

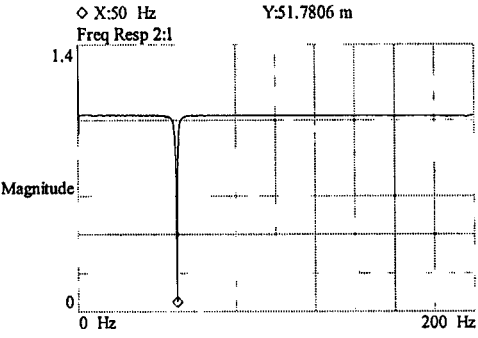
(หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพลและเกนซ์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

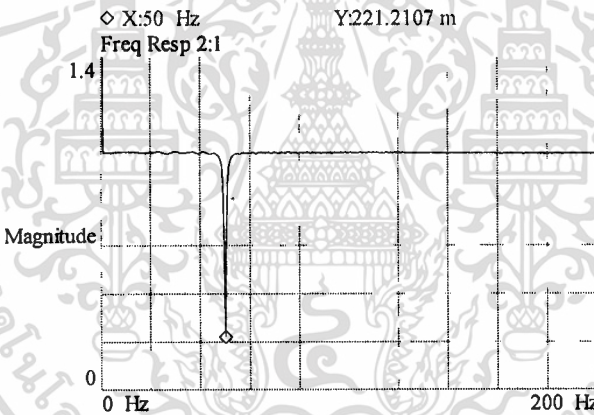
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



4.13(g) ผลลัพธ์ของ IIR Notch Filter วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer ที่ Notch Frequency 50 เฮิรท์ แบนด์วิดท์ เท่ากับ 1 เฮิรท์ (ก่อนการปรับปรุงตำแหน่งโพลและเกนท์)



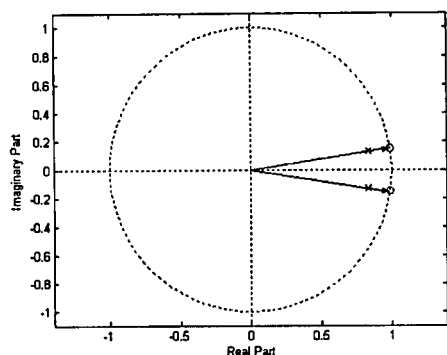
4.13(h) ผลลัพธ์ของ IIR Notch Filter วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer ที่ Notch Frequency 50 เฮิรท์ แบนด์วิดท์ เท่ากับ 1 เฮิรท์ (หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพล)



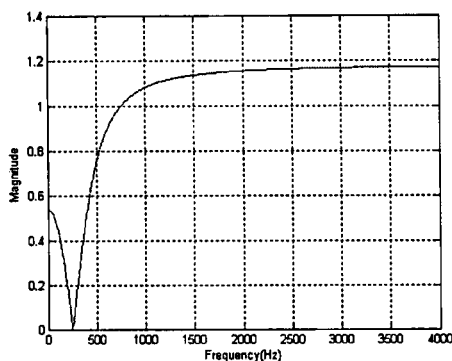
4.13(i) ผลลัพธ์ของ IIR Notch Filter วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer ที่ Notch Frequency 50 เฮิรท์ แบนด์วิดท์ เท่ากับ 1 เฮิรท์ (หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพลและเกนท์)

4.4.5 การทดลองสร้างตัวกรองดิจิตอลแบบ ไอไออาร์ Notch Frequency 250 เฮิรท์ ความกว้างของแถบความถี่ (Bandwidth) เท่ากับ 500 เฮิรท์

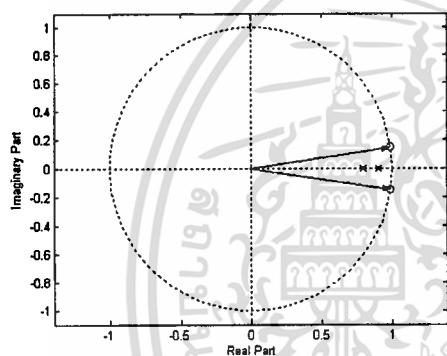
ผลการทดลองจำลองการทำงานด้วย MATLAB และสร้างจริงบนบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิตอล TMS320C31 วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer ดังรูปที่ 4.14(a) – 4.13(i)



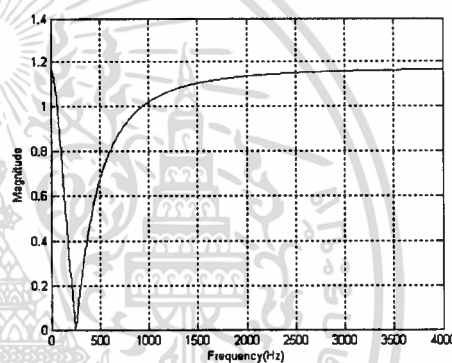
4.14(a) ตำแหน่ง โพล-ซีโร ของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency
25 เฮิรตซ์แบนด์วิดท์ เท่ากับ 500 เฮิรตซ์
(ก่อนการปรับปรุงตำแหน่งโพลและแกนซ์)



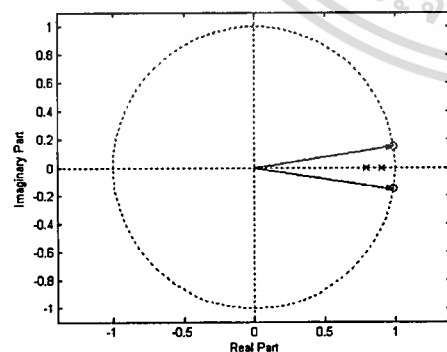
4.14(d) ผลลัพธ์การทำงานของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency
25 เฮิรตซ์ แบนด์วิดท์ เท่ากับ 500 เฮิรตซ์
(ก่อนการปรับปรุงตำแหน่งโพลและแกนซ์)



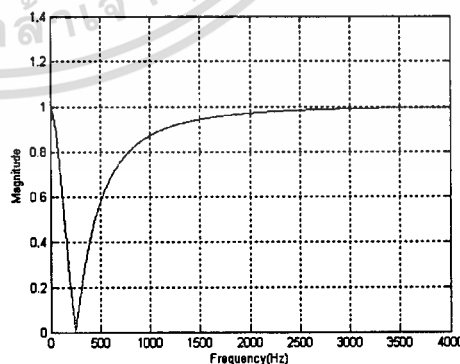
4.14(b) ตำแหน่ง โพล-ซีโร ของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency
250 เฮิรตซ์แบนด์วิดท์ เท่ากับ 500 เฮิรตซ์
(หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพล)



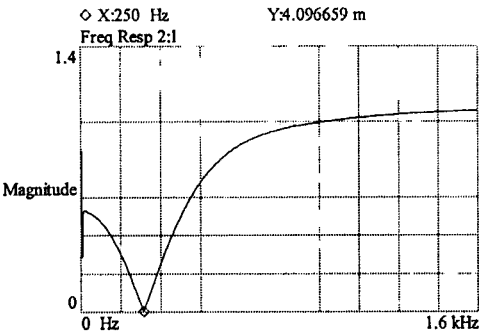
4.14(e) ผลลัพธ์การทำงานของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency
250 เฮิรตซ์ แบนด์วิดท์ เท่ากับ 500 เฮิรตซ์
(หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพล)



4.14(c) ตำแหน่ง โพล-ซีโร ของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency
250 เฮิรตซ์ แบนด์วิดท์ เท่ากับ 500 เฮิรตซ์
(หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพลและแกนซ์)

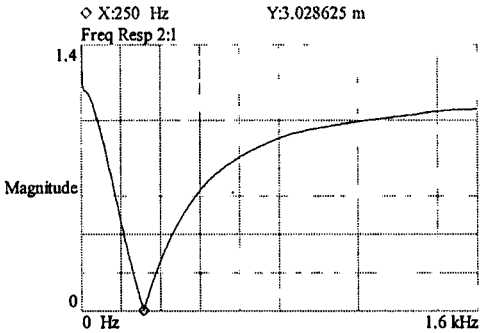


4.14(f) ผลลัพธ์การทำงานของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency
250 เฮิรตซ์ แบนด์วิดท์ เท่ากับ 500 เฮิรตซ์
(หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพลและแกนซ์)



4.14(g) ผลลัพธ์ของ IIR Notch Filter

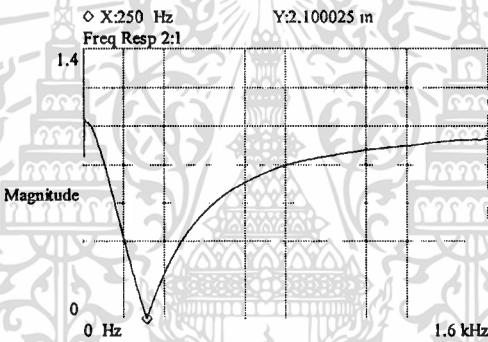
วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer ที่ Notch



4.14(h) ผลลัพธ์ของ IIR Notch Filter

วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer ที่ Notch

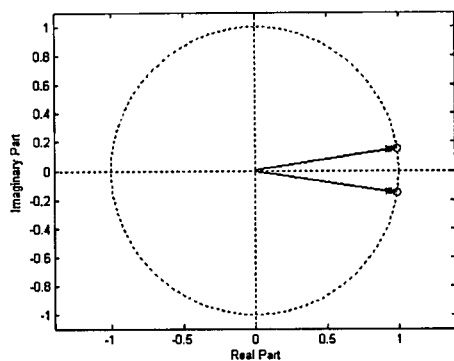
Frequency 250 เฮิรท์ แบนด์วิดท์ เท่ากับ 50 เฮิรท์ Frequency 250 เฮิรท์ แบนด์วิดท์ เท่ากับ 500 เฮิรท์
(ก่อนการปรับปรุงตำแหน่งโพลและเกนซ์) (หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพล)



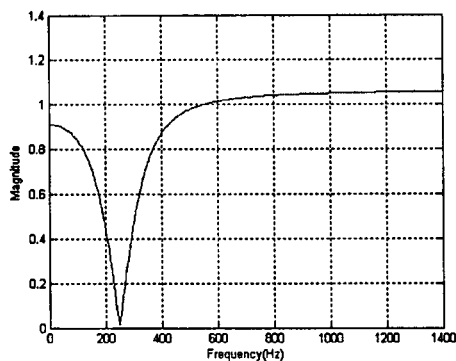
4.14(i) ผลลัพธ์ของ IIR Notch Filter วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer
ที่ Notch Frequency 250 เฮิรท์ แบนด์วิดท์ เท่ากับ 500 เฮิรท์
(หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพลและเกนซ์)

**4.4.6 การทดลองสร้างตัวกรองดิจิตอลแบบ ไอไออาร์ Notch Frequency 250 เฮิรท์
ความกว้างของแถบความถี่ (Bandwidth) เท่ากับ 200 เฮิรท์**

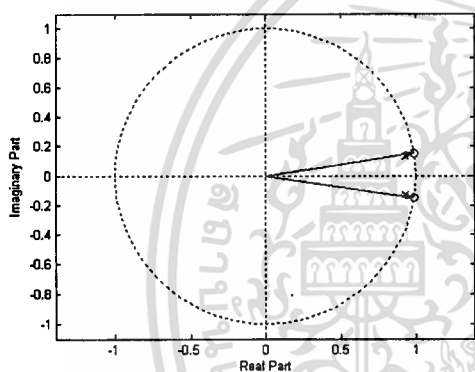
ผลการทดลองจำลองการทำงานด้วย MATLAB และสร้างจริงบนบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิตอล TMS320C31 วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer ดังรูปที่ 4.15(a) – 4.15(i)



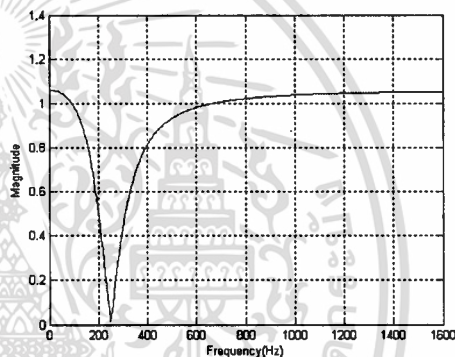
4.15(a) ตำแหน่ง โพล-ซีโร ของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency
250 เฮิรท์ แบนด์วิด เท่ากับ 200 เฮิรท์
(ก่อนการปรับปรุงตำแหน่งโพลและเกนซ์)



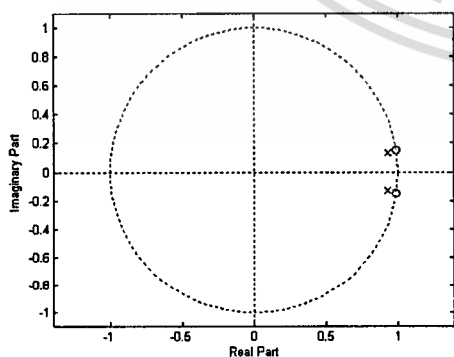
4.15(d) ผลลัพธ์การทำงานของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency
250 เฮิรท์ แบนด์วิด เท่ากับ 200 เฮิรท์
(ก่อนการปรับปรุงตำแหน่งโพลและเกนซ์)



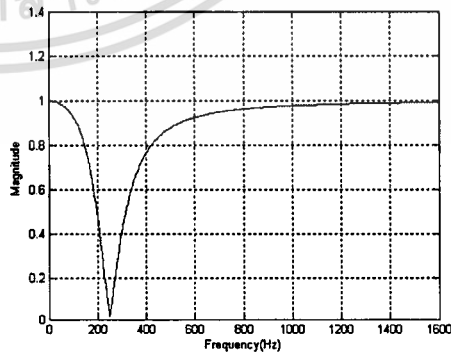
4.15(b) ตำแหน่ง โพล-ซีโร ของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency
250 เฮิรท์ แบนด์วิด เท่ากับ 200 เฮิรท์
(หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพล)



4.15(e) ผลลัพธ์การทำงานของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency
250 เฮิรท์ แบนด์วิด เท่ากับ 200 เฮิรท์
(หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพล)

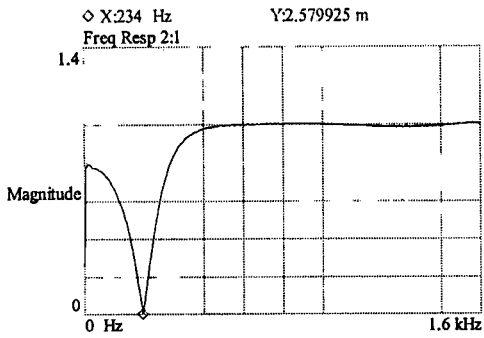


4.14(c) ตำแหน่ง โพล-ซีโร ของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency
250 เฮิรท์ แบนด์วิด เท่ากับ 200 เฮิรท์



4.15(f) ผลลัพธ์การทำงานของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency
250 เฮิรท์ แบนด์วิด เท่ากับ 200 เฮิรท์

เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินทางปัญญาของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี การนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย (หลังจากการปรับปรุงตำแหน่งโพลและเกนซ์) (หลังจากการปรับปรุงตำแหน่งโพลและเกนซ์)

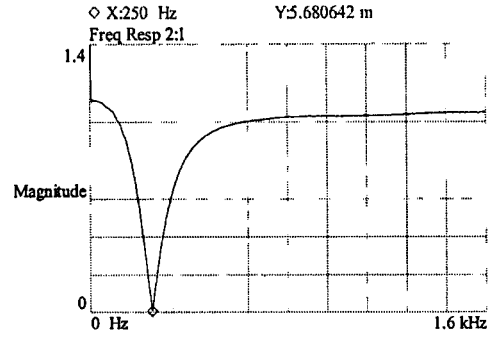


4.15(g) ผลลัพธ์ของ IIR Notch Filter

วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer ที่ Notch

Frequency 250 เฮิรท์ แบนด์วิดท์ เท่ากับ 20 เฮิรท์

(ก่อนการปรับปรุงตำแหน่งโพลและเกนซ์)

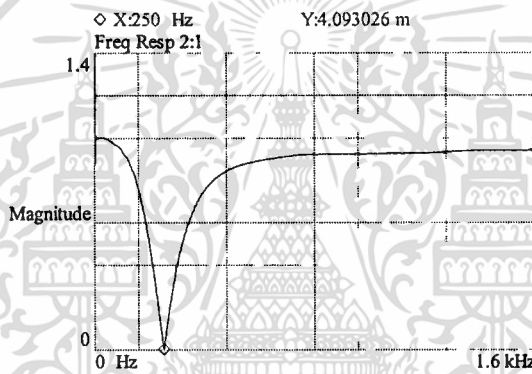


4.15(h) ผลลัพธ์ของ IIR Notch Filter

วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer ที่ Notch

Frequency 250 เฮิรท์ แบนด์วิดท์ เท่ากับ 200 เฮิรท์

(หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพล)



4.15(i) ผลลัพธ์ของ IIR Notch Filter วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer

ที่ Notch Frequency 250 เฮิรท์ แบนด์วิดท์ เท่ากับ 200 เฮิรท์

(หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพลและเกนซ์)

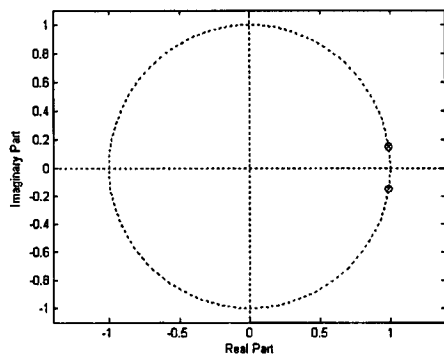
4.4.7 การทดลองสร้างตัวกรองดิจิทัลแบบ ไอไออาร์ Notch Frequency 250 เฮิรท์

ความกว้างของแถบความถี่ (Bandwidth) เท่ากับ 10 เฮิรท์

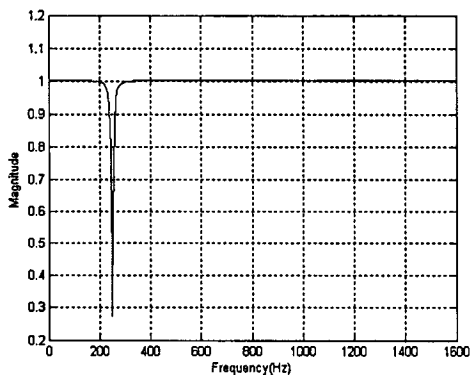
ผลการทดลองจำลองการทำงานด้วย MATLAB และสร้างจริงบนบอร์ดประมวล

ผลสัญญาณดิจิทัล TMS320C31 วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer ดังรูปที่

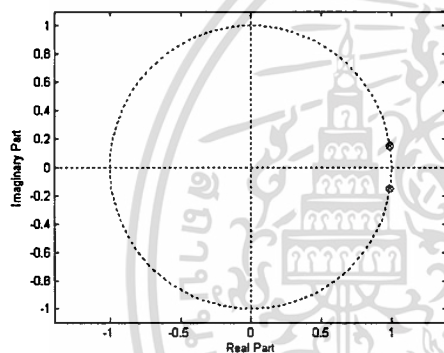
4.16(a) – 4.16(i)



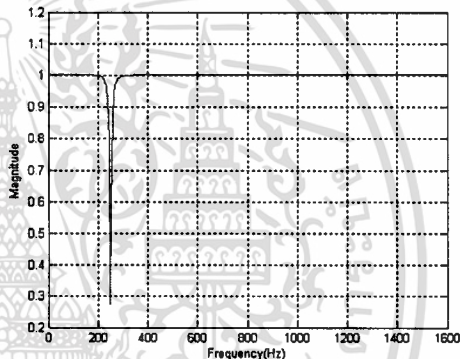
4.16(a) ตำแหน่ง โพล-ซีโร ของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency
250 เฮิรท์ แบนด์วิด เท่ากับ 10 เฮิรท์
(ก่อนการปรับปรุงตำแหน่งโพลและเกนซ์)



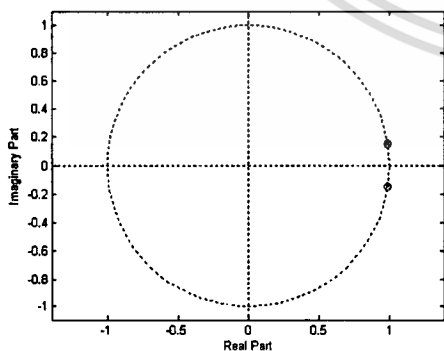
4.16(d) ผลลัพธ์การทำงานของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency
250 เฮิรท์ แบนด์วิด เท่ากับ 10 เฮิรท์
(ก่อนการปรับปรุงตำแหน่งโพลและเกนซ์)



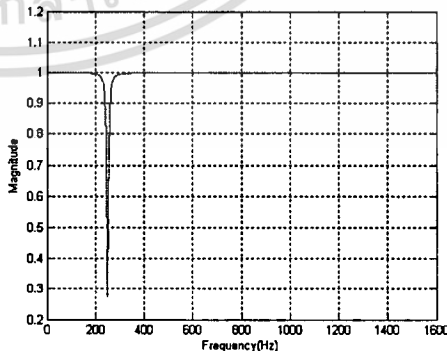
4.16(b) ผลลัพธ์ตำแหน่ง โพล-ซีโร ของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency
250 เฮิรท์ แบนด์วิด เท่ากับ 10 เฮิรท์
(หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพล)



4.16(e) ผลลัพธ์การทำงานของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency
250 เฮิรท์ แบนด์วิด เท่ากับ 10 เฮิรท์
(หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพล)



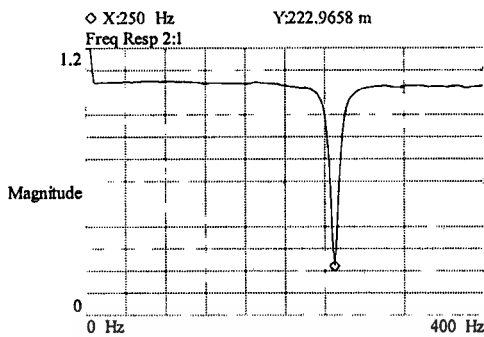
4.16(c) ผลลัพธ์ตำแหน่ง โพล-ซีโร ของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency
250 เฮิรท์ แบนด์วิด เท่ากับ 10 เฮิรท์



4.16(f) ผลลัพธ์การทำงานของ IIR Notch
Filter ที่ Notch Frequency 250 เฮิรท์
แบนด์วิด เท่ากับ 10 เฮิรท์

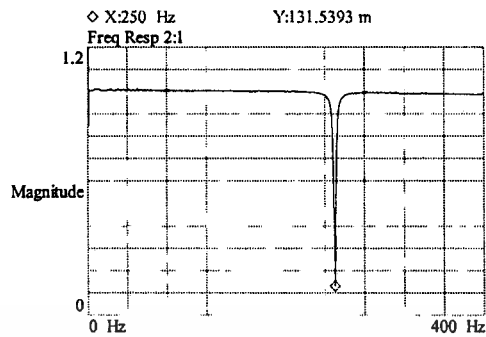
เอก (หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพลและคัมเกนซ์) กกา (หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพลและคัมเกนซ์) นการค้ำ

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



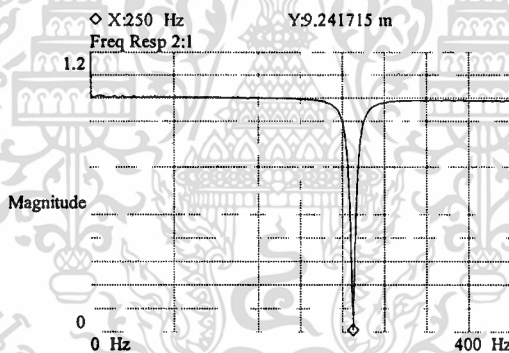
4.16(g) ผลลัพธ์ของ IIR Notch Filter

วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer ที่ Notch

Frequency 250 เฮิรท์ แบนด์วิดท์ เท่ากับ 10 เฮิรท์
(ก่อนการปรับปรุงตำแหน่งโพลและเกนท์)

4.16(h) ผลลัพธ์ของ IIR Notch Filter

วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer ที่ Notch

Frequency 250 เฮิรท์ แบนด์วิดท์ เท่ากับ 10 เฮิรท์
(หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพล)

4.16(i) ผลลัพธ์ของ IIR Notch Filter วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer

ที่ Notch Frequency 250 เฮิรท์ แบนด์วิดท์ เท่ากับ 10 เฮิรท์

(หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพลและเกนท์)

4.4.8 การทดลองสร้างตัวกรองดิจิตอลแบบ ไอไออาร์ Notch Frequency 250 เฮิรท์

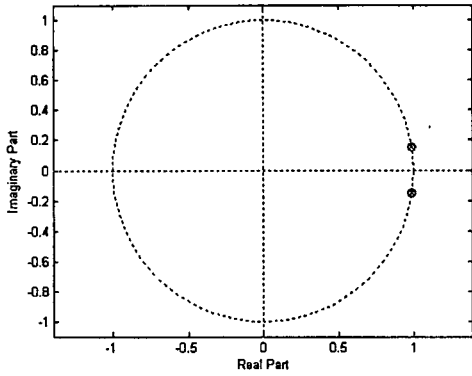
ความกว้างของแถบความถี่ (Bandwidth) เท่ากับ 1 เฮิรท์

ผลการทดลองจำลองการทำงานด้วย MATLAB และสร้างจริงบนบอร์ดประมวล

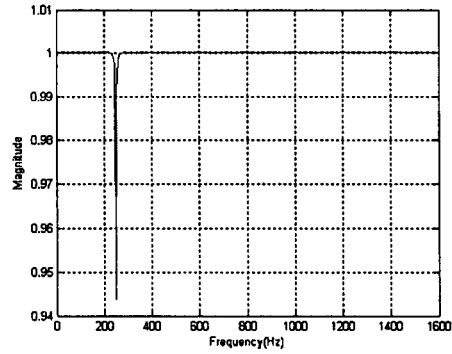
ผลสัญญาณดิจิตอล TMS320C31 วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer ดังรูปที่

4.17(a) – 4.17(i)

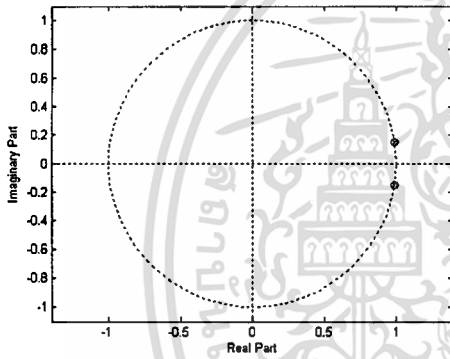
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



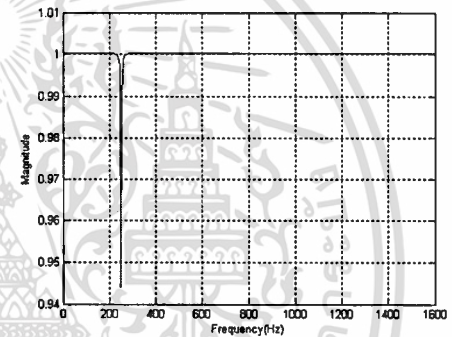
4.17(a) ตำแหน่ง โพล-ซีโร ของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency
250 เฮิรตซ์ แบนด์วิดธ์ เท่ากับ 1 เฮิรตซ์
(ก่อนการปรับปรุงตำแหน่งโพลและเกน)



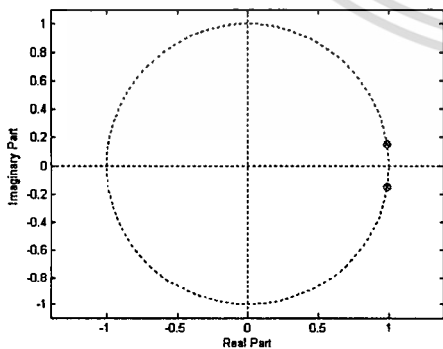
4.17(d) ผลลัพธ์การทำงานของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency
250 เฮิรตซ์ แบนด์วิดธ์ เท่ากับ 1 เฮิรตซ์
(ก่อนการปรับปรุงตำแหน่งโพลและเกน)



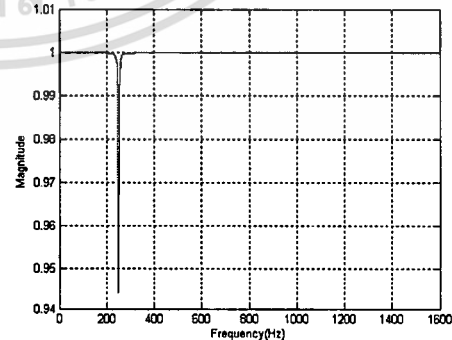
4.17(b) ตำแหน่ง โพล-ซีโร ของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency
250 เฮิรตซ์ แบนด์วิดธ์ เท่ากับ 1 เฮิรตซ์
(หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพล)



4.17(e) ผลลัพธ์การทำงานของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency
250 เฮิรตซ์ แบนด์วิดธ์ เท่ากับ 1 เฮิรตซ์
(หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพล)

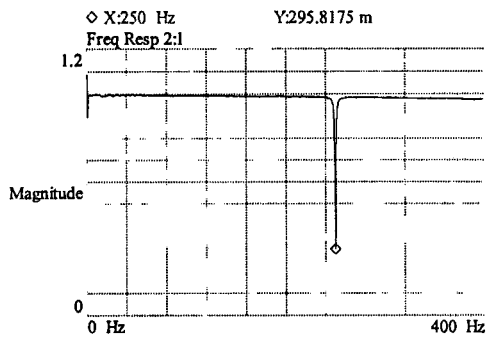


4.17(c) ตำแหน่ง โพล-ซีโร ของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency
250 เฮิรตซ์ แบนด์วิดธ์ เท่ากับ 1 เฮิรตซ์



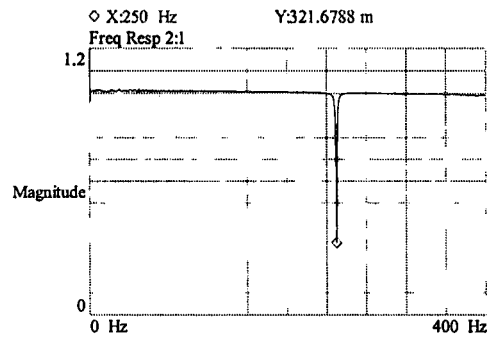
4.17(f) ผลลัพธ์การทำงานของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency
250 เฮิรตซ์ แบนด์วิดธ์ เท่ากับ 1 เฮิรตซ์

เอกสาร (หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพลและคัมเกนซ์) (หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพลและคัมเกนซ์) การค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



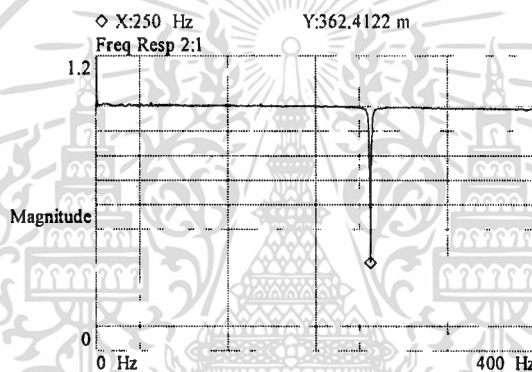
4.17(g) ผลลัพธ์ของ IIR Notch Filter

วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer ที่ Notch Frequency 250 เฮิรท์ แบนด์วิดท์ เท่ากับ 1 เฮิรท์ (ก่อนการปรับปรุงตำแหน่งโพลและเกนท์)



4.17(h) ผลลัพธ์ของ IIR Notch Filter

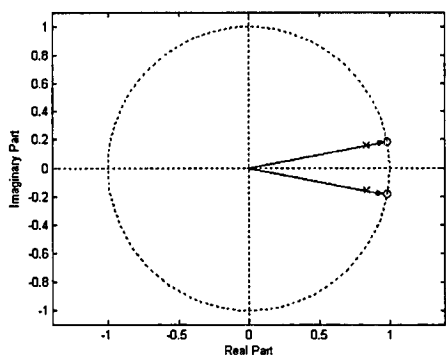
วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer ที่ Notch Frequency 250 เฮิรท์ แบนด์วิดท์ เท่ากับ 1 เฮิรท์ (หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพล)



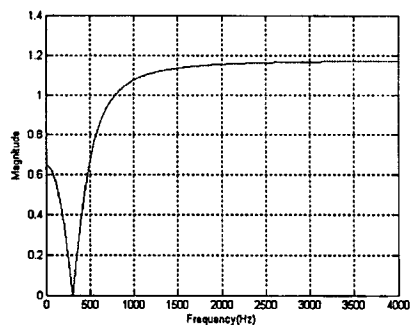
4.17(i) ผลลัพธ์ของ IIR Notch Filter วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer ที่ Notch Frequency 250 เฮิรท์ แบนด์วิดท์ เท่ากับ 1 เฮิรท์ (หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพลและเกนท์)

4.4.9 การทดลองสร้างตัวกรองดิจิตอลแบบ ไอไออาร์ Notch Frequency 300 เฮิรท์ ความกว้างของแถบความถี่ (Bandwidth) เท่ากับ 500 เฮิรท์

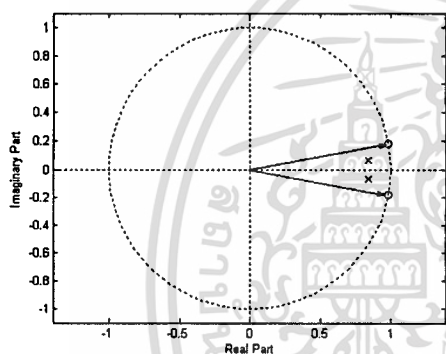
ผลการทดลองจำลองการทำงานด้วย MATLAB และสร้างจริงบนบอร์ดประมวลผล สัญญาณดิจิตอล TMS320C31 วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer ดังรูปที่ 4.18(a) – 4.17(i)



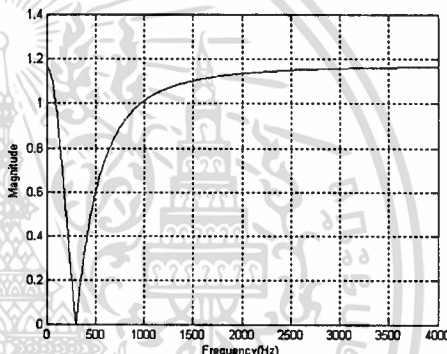
4.18(a) ตำแหน่ง โพล-ซีโร ของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency
300 เฮิรตซ์ แบนด์วิดท์ เท่ากับ 500 เฮิรตซ์
(ก่อนการปรับปรุงตำแหน่งโพลและเกนซ์)



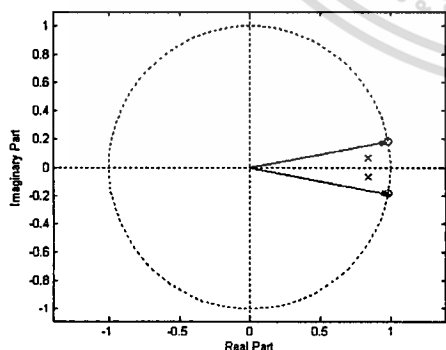
4.18(d) ผลลัพธ์การทำงานของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency
300 เฮิรตซ์ แบนด์วิดท์ เท่ากับ 500 เฮิรตซ์
(ก่อนการปรับปรุงตำแหน่งโพลและเกนซ์)



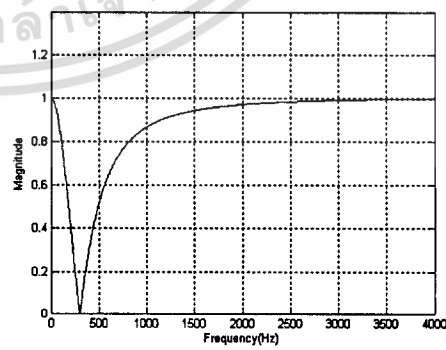
4.18(b) งตำแหน่ง โพล-ซีโร ของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency
300 เฮิรตซ์ แบนด์วิดท์ เท่ากับ 500 เฮิรตซ์
(หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพล)



4.18(e) ผลลัพธ์การทำงานของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency
300 เฮิรตซ์ แบนด์วิดท์ เท่ากับ 500 เฮิรตซ์
(หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพล)



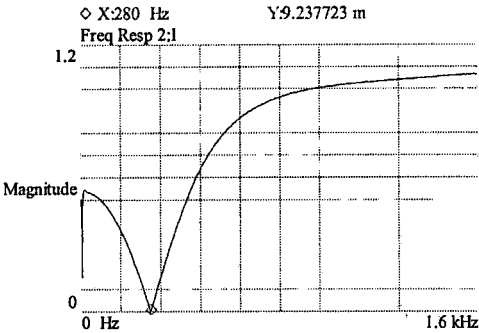
4.18(c) ตำแหน่ง โพล-ซีโร ของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency 300 เฮิรตซ์
แบนด์วิดท์ เท่ากับ 500 เฮิรตซ์
(หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพลและคูนเกนซ์)



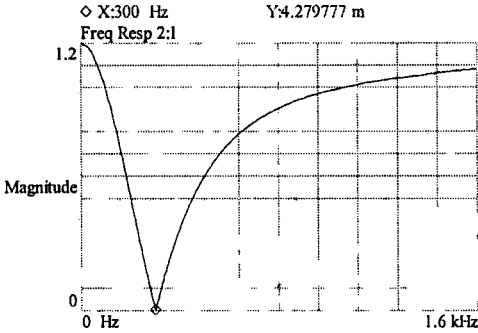
4.18(f) ผลลัพธ์ทำงานของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency 300 เฮิรตซ์
แบนด์วิดท์ เท่ากับ 500 เฮิรตซ์
(หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพลและคูนเกนซ์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



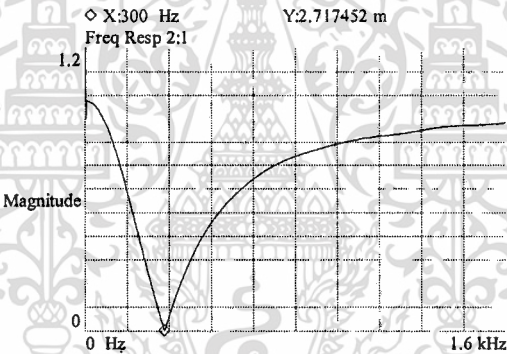
4.18(g) ผลลัพธ์ของ IIR Notch Filter วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer ที่ Notch Frequency 280 เฮิรท์ แบนด์วิดท์ เท่ากับ 500 เฮิรท์



4.18(h) ผลลัพธ์ของ IIR Notch Filter วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer ที่ Notch Frequency 300 เฮิรท์ แบนด์วิดท์ เท่ากับ 500 เฮิรท์

(ก่อนการปรับปรุงตำแหน่งโพลและเกนซ์)

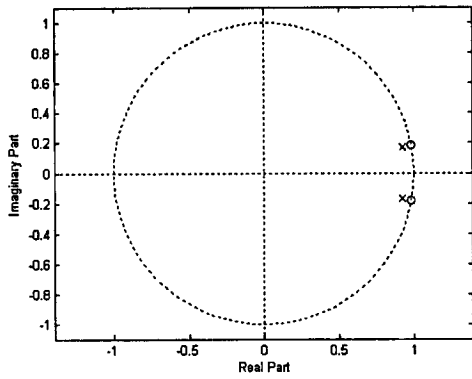
(หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพล)



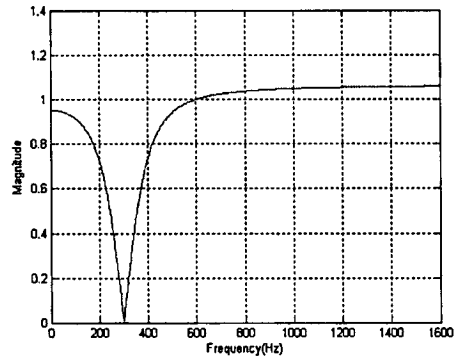
4.18(i) ผลลัพธ์ของ IIR Notch Filter วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer ที่ Notch Frequency 300 เฮิรท์ แบนด์วิดท์ เท่ากับ 500 เฮิรท์ (หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพลและเกนซ์)

4.4.10 การทดลองสร้างตัวกรองดิจิตอลแบบ ไอไออาร์ Notch Frequency 300 เฮิรท์ ความกว้างของแถบความถี่ (Bandwidth) เท่ากับ 200 เฮิรท์

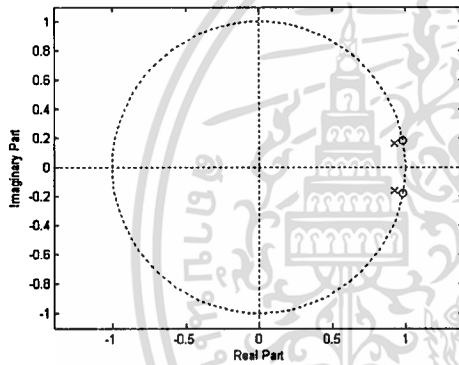
ผลการทดลองจำลองการทำงานด้วย MATLAB และสร้างจริงบน บอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิตอล TMS320C31 วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer ดังรูปที่ 4.19(a) – 4.17(i)



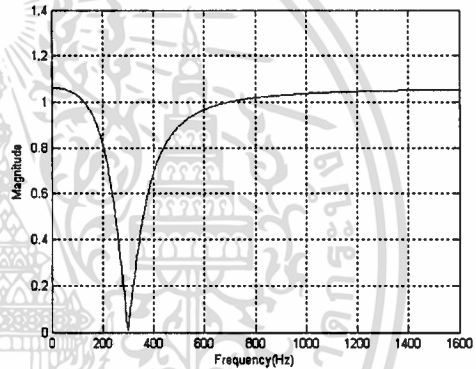
4.19(a) ตำแหน่ง โพล-ซีโร ของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency
300 เฮิรท์ แบนด์วิด เท่ากับ 200 เฮิรท์
(ก่อนการปรับปรุงตำแหน่งโพลและเกนซ์)



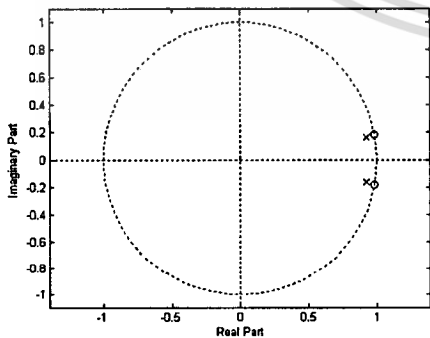
4.19(d) ผลลัพธ์แสดงจำลองการทำงานของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency
300 เฮิรท์ แบนด์วิด เท่ากับ 200 เฮิรท์
(ก่อนการปรับปรุงตำแหน่งโพลและเกนซ์)



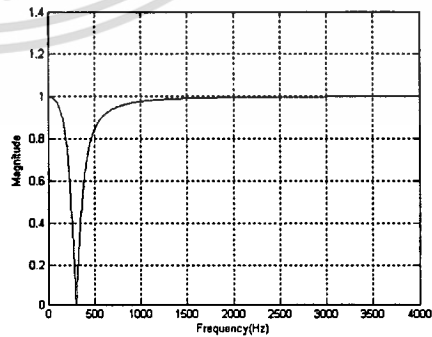
4.19(b) ตำแหน่ง โพล-ซีโร ของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency
300 เฮิรท์ แบนด์วิด เท่ากับ 200 เฮิรท์
(หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพล)



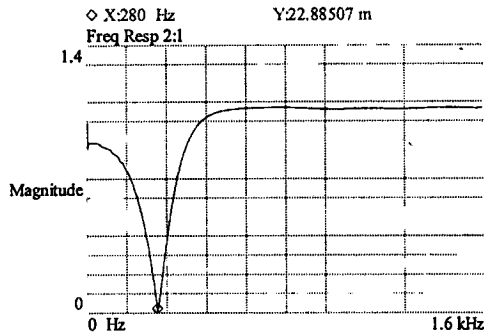
4.19(e) ผลลัพธ์แสดงจำลองการทำงานของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency
300 เฮิรท์ แบนด์วิด เท่ากับ 200 เฮิรท์
(หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพล)



4.19(c) แสดงตำแหน่ง โพล-ซีโร ของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency 300 เฮิรท์
แบนด์วิด เท่ากับ 200 เฮิรท์
(หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพลและเกนซ์)

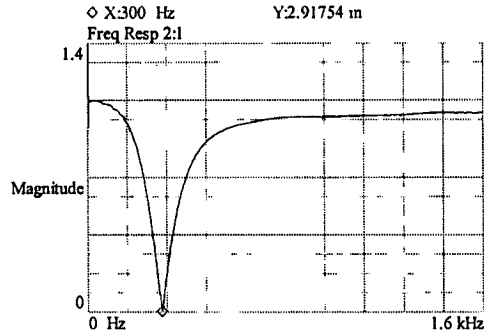


4.19(f) กราฟแสดงจำลองการทำงานของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency 300 เฮิรท์
แบนด์วิด เท่ากับ 200 เฮิรท์



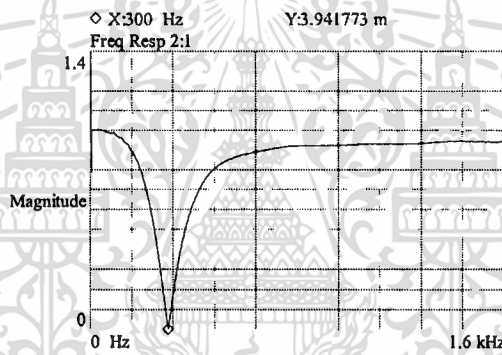
4.19(g) ผลลัพธ์ของ IIR Notch Filter

วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer ที่ Notch Frequency 280 เฮิรท์ แบนด์วิดท์ เท่ากับ 200 เฮิรท์ (ก่อนการปรับปรุงตำแหน่งโพลและเกนส์)



4.19(h) ผลลัพธ์ของ IIR Notch Filter

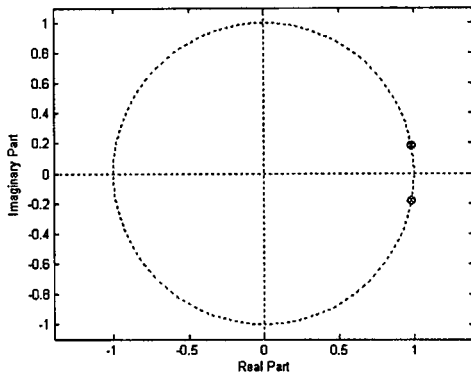
วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer ที่ Notch Frequency 300 เฮิรท์ แบนด์วิดท์ เท่ากับ 20 เฮิรท์ (หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพล)



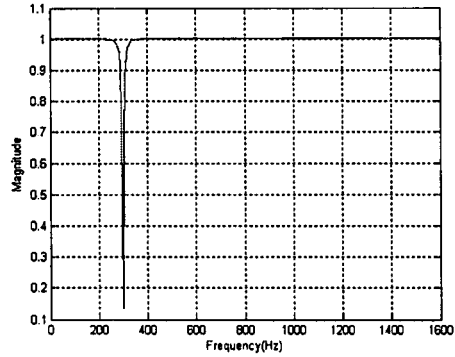
4.19(i) ผลลัพธ์ของ IIR Notch Filter วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer ที่ Notch Frequency 300 เฮิรท์ แบนด์วิดท์ เท่ากับ 200 เฮิรท์ (หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพลและเกนส์)

4.4.11 การทดลองสร้างตัวกรองดิจิตอลแบบ ไอไออาร์ Notch Frequency 300 เฮิรท์ ความกว้างของแถบความถี่ (Bandwidth) เท่ากับ 10 เฮิรท์

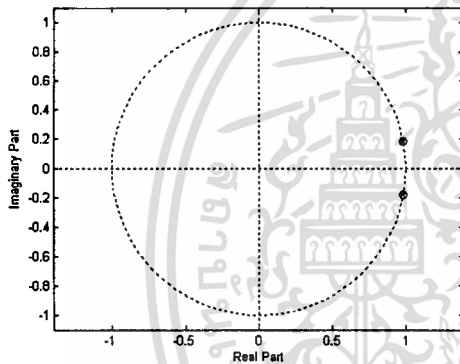
ผลการทดลองจำลองการทำงานด้วย MATLAB และสร้างจริงบนบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิตอล TMS320C31 วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer ดังรูปที่ 4.20(a) – 4.20(i)



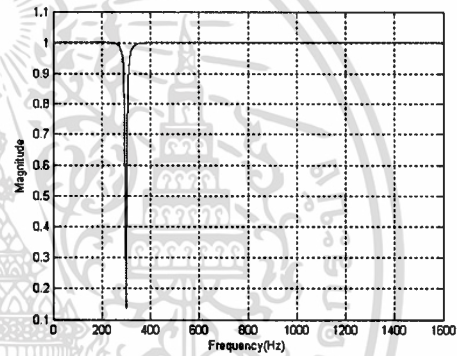
4.20(a) ตำแหน่ง โพล-ซีโร ของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency
300 เฮิรท์ แบนด์วิด เท่ากับ 10 เฮิรท์
(ก่อนการปรับปรุงตำแหน่งโพลและเกนซ์)



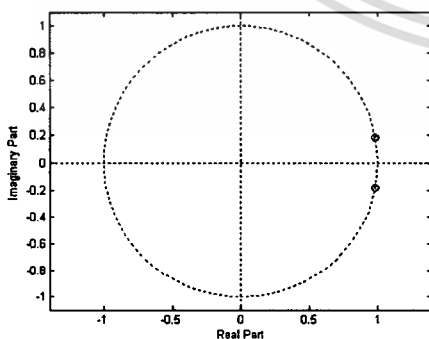
4.20(d) ผลลัพธ์แสดงจำลองการทำงานของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency
300 เฮิรท์ แบนด์วิด เท่ากับ 10 เฮิรท์
(ก่อนการปรับปรุงตำแหน่งโพลและเกนซ์)



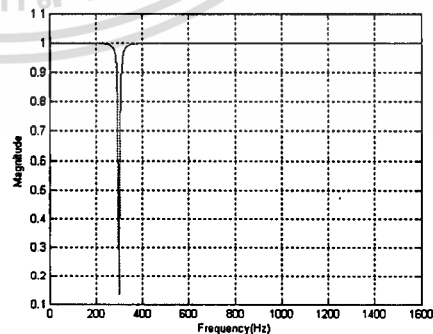
4.20(b) ตำแหน่ง โพล-ซีโร ของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency
300 เฮิรท์ แบนด์วิด เท่ากับ 10 เฮิรท์
(ก่อนการปรับปรุงตำแหน่งโพล)



4.20(e) ผลลัพธ์แสดงจำลองการทำงานของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency
300 เฮิรท์ แบนด์วิด เท่ากับ 10 เฮิรท์
(ก่อนการปรับปรุงตำแหน่งโพล)

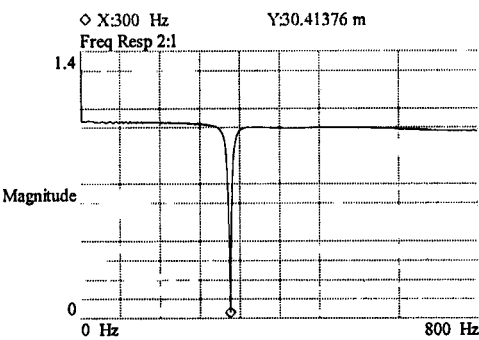


4.20(c) ตำแหน่ง โพล-ซีโร ของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency
300 เฮิรท์ แบนด์วิด เท่ากับ 10 เฮิรท์



4.20(f) ผลลัพธ์แสดงจำลองการทำงานของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency
300 เฮิรท์ แบนด์วิด เท่ากับ 10 เฮิรท์

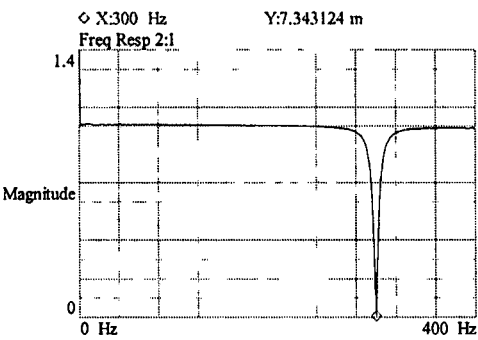
เอกสาร (หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพลและศูนย์เกนซ์) การ (หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพลและศูนย์เกนซ์) การค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



4.20(g) ผลลัพธ์ของ IIR Notch Filter

วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer ที่ Notch

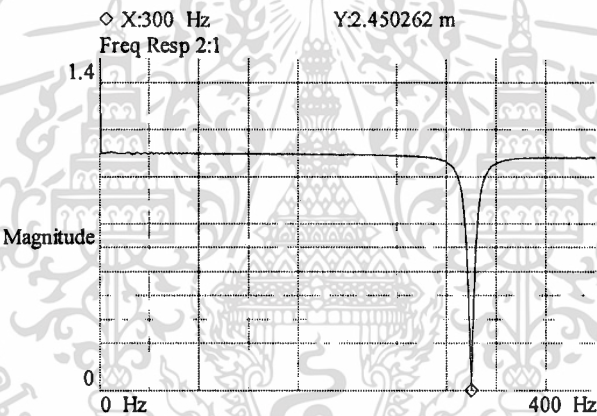
Frequency 300 เฮิรท์ แบนด์วิดท์ เท่ากับ 10 เฮิรท์
(ก่อนการปรับปรุงตำแหน่งโพลและเกนซ์)



4.20(h) ผลลัพธ์ของ IIR Notch Filter

วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer ที่ Notch

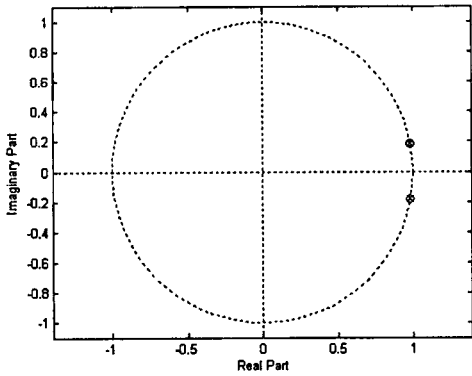
Frequency 300 เฮิรท์ แบนด์วิดท์ เท่ากับ 10 เฮิรท์
(หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพล)



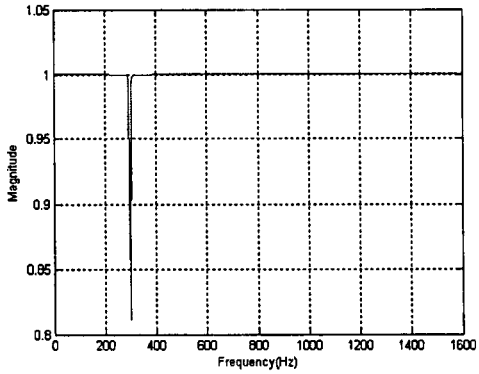
4.20(i) ผลลัพธ์ของ IIR Notch Filter วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer
ที่ Notch Frequency 300 เฮิรท์ แบนด์วิดท์ เท่ากับ 10 เฮิรท์
(หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพลและเกนซ์)

**4.4.12 การทดลองสร้างตัวกรองดิจิตอลแบบ ไอไออาร์ Notch Frequency 300 เฮิรท์
ความกว้างของแถบความถี่ (Bandwidth) เท่ากับ 1 เฮิรท์**

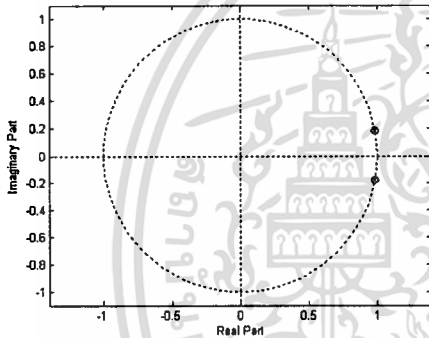
ผลการทดลองจำลองการทำงานด้วย MATLAB และสร้างจริงบนบอร์ด
ประมวลผลสัญญาณดิจิตอลTMS320C31วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer
ดังรูปที่ 4.21(a) – 4.21(i)



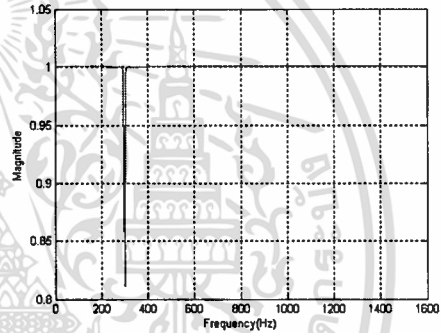
4.21(a) ตำแหน่ง โพล-ซีโร ของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency
300 เฮิรท์ แบนด์วิด เท่ากับ 1 เฮิรท์
(ก่อนการปรับปรุงตำแหน่งโพลและเกนซ์)



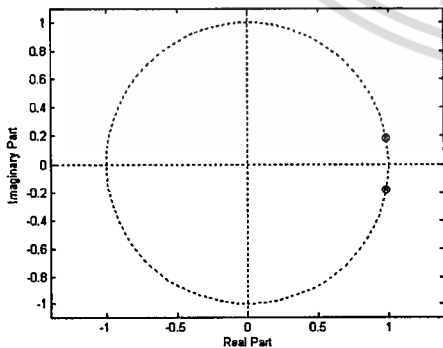
4.21(d) ผลลัพธ์แสดงจำลองการทำงานของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency
300 เฮิรท์ แบนด์วิด เท่ากับ 1 เฮิรท์
(ก่อนการปรับปรุงตำแหน่งโพลและเกนซ์)



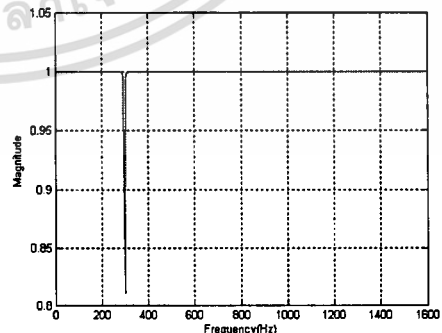
4.21(b) ตำแหน่ง โพล-ซีโร ของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency
300 เฮิรท์ แบนด์วิด เท่ากับ 1 เฮิรท์
(หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพล)



4.21(e) ผลลัพธ์แสดงจำลองการทำงานของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency
300 เฮิรท์ แบนด์วิด เท่ากับ 1 เฮิรท์
(หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพล)



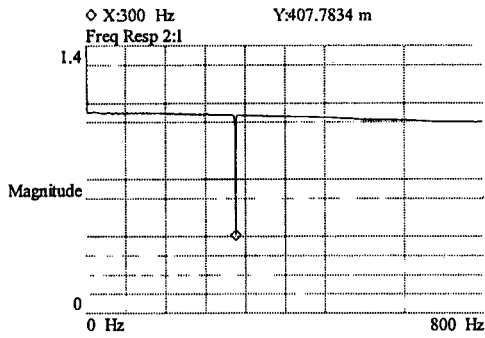
4.21(c) ตำแหน่ง โพล-ซีโร ของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency
300 เฮิรท์ แบนด์วิด เท่ากับ 1 เฮิรท์



4.21(f) ผลลัพธ์แสดงจำลองการทำงานของ
IIR Notch Filter ที่ Notch Frequency
300 เฮิรท์ แบนด์วิด เท่ากับ 1 เฮิรท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี การนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย

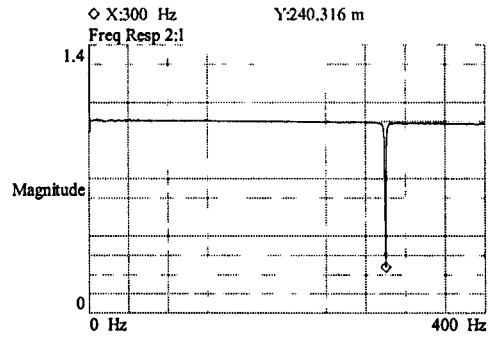
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



4.21(g) ผลลัพธ์ของ IIR Notch Filter

วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer ที่ Notch

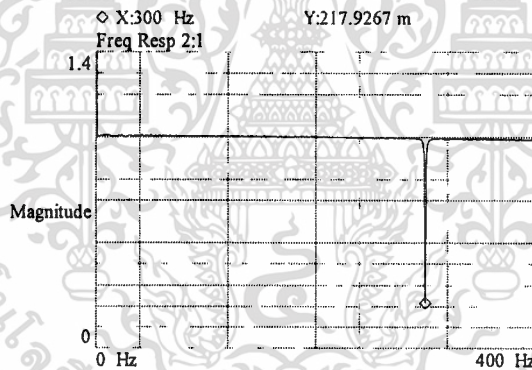
Frequency 300 เฮิรท์ แบนด์วิดท์ เท่ากับ 11 เฮิรท์ (ก่อนการปรับปรุงตำแหน่งโพลและเกนซ์)



4.21(h) ผลลัพธ์ของ IIR Notch Filter

วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer ที่ Notch

Frequency 300 เฮิรท์ แบนด์วิดท์ เท่ากับ 11 เฮิรท์ (หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพล)



4.21(i) ผลลัพธ์ของ IIR Notch Filter วัดด้วย Dynamic Signal Analyzer

ที่ Notch Frequency 300 เฮิรท์ แบนด์วิดท์ เท่ากับ 1 เฮิรท์

(หลังการปรับปรุงตำแหน่งโพลและเกนซ์)

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

ตัวกรองเชิงเลข IIR แบบ Notch ให้ผลตอบสนองทางความถี่ในรูปแบบการกรองความถี่ผ่าน สามารถออกแบบสร้างได้โดยวิธีการกำหนดตำแหน่งโพลและซีโรลงบนวงกลมรัศมีหนึ่งหน่วยในระนาบเชิงเลข

ในการวิจัยจะออกแบบการปรับปรุงการกำหนดตำแหน่งโพลใหม่ ทำให้ตัวกรองเชิงเลขที่สร้างขึ้นสามารถกำหนดค่าความถี่หยุด ความกว้างของแบนด์วิดได้ ในการกำหนดความกว้างแถบความถี่ของตัวกรองเชิงเลขแบบ Notch นั้น ขึ้นอยู่กับระยะรัศมี(r)ของตำแหน่งโพล หากค่า r มีค่าเข้าใกล้ 1 หรือเข้าใกล้เส้นรอบวง ก็จะทำให้ความกว้างของแถบความถี่แคบลง ส่วนตำแหน่งของซีโรยังคงตำแหน่งเดิมอยู่ที่เส้นรอบวง แต่อัตราการขยายในช่วงแถบความถี่ผ่านแต่ละความถี่นั้นจะไม่สมมาตรและมีการขยายไม่เท่ากัน ซึ่งตัวแปร r จะมีผลโดยตรงต่ออัตราการขยายที่ไม่สมมาตรกัน ดังนั้น จึงจำเป็นต้องออกแบบการวางตำแหน่งของโพลที่เหมาะสมใหม่ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงตำแหน่งของโพลทำให้ได้สมการ Transfer Function ของตัวกรองเชิงเลขแบบ Notch ในรูปแบบใหม่นำมาสร้างจริงบนบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล TMS320C31

การออกแบบนั้นจะใช้โปรแกรม MATLAB จำลองการทำงาน โดยโปรแกรมจะแสดงค่าสัมประสิทธิ์ พร้อมกับแสดงผลการจำลองการทำงานออกมาในรูปแบบของกราฟผลตอบสนองขนาด (Magnitude Response), กราฟผลตอบสนองขนาดเป็นเดซิเบล (Magnitude Response, dB), กราฟผลตอบสนองทางเฟส (Phase Response) และตำแหน่งโพล-ซีโร (Pole-Zero plot) นำค่าที่ได้จากการจำลองผลการทำงานด้วย MATLAB เปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการสร้างจริงบนบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล TMS320C31

จากผลการทดลองจะเห็นได้ว่าการออกแบบตัวกรองเชิงเลข IIR แบบ Notch โดยวิธีการปรับปรุงอัลกอริทึมการวางตำแหน่ง Pole-Zero จะมี การตอบสนองทางขนาดที่สมมาตรกันในช่วงแถบความถี่ผ่านและสามารถควบคุมอัตราขยาย ให้เป็นไปตามต้องการได้ ซึ่งจะให้ผลดีกว่าหลักการเดิม แต่ขั้นตอนการออกแบบจะมีความซับซ้อนขึ้นกว่าเดิม

อนึ่ง ผลที่ได้จากการวิจัยในครั้งนี้ยังสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานในการกำจัดสัญญาณเฉพาะความถี่ได้ ตัวอย่างเช่นการตัดสัญญาณรบกวนที่เกิดจากกระแสไฟฟ้าสลับความถี่ 50 Hz ในเครื่องมือวัดของวงการแพทย์ อาทิเช่น เครื่องมือวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจและอื่นๆ

เอกสารอ้างอิง

- [1] G. Daryanani, Principles of Active Network Synthesis and Design, John Wiley and Sons Inc., New York, 1976.
- [2] J. G. Proakis and D. G. Manolakis, Digital Signal Processing Principles, Algorithms, and Application, Prentice Hall, 1996.
- [3] ว้ลลท สุระกำพลทร, การประมวลผลสัญญาณเชิงเลข, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง , 2533.
- [4] เอก ไชยสวัสดิ์, สัญญาณและระบบ, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี, 2538.
- [5] E. C. Ifeachor, and B. W. Jervis, Digital Signal Processing A Practical Approach, Addison Wesley., 1993.
- [6] S. J. Orfanidis, Introduction to Signal Processing, Prentice Hall., 1996.
- [7] L. C. Ludeman, Fundamentals of Digital Signal Processing, Harper and Row Publisher., 1986.
- [8] G. Zelniker and F. J. Taylor, Advanced Digital Signal Processing Theory and Application, Marcel Dekker Inc., 1996.
- [9] ไพรัช รัชชพงษ์, การประมวลผลสัญญาณดิจิทัล ตอนการออกแบบวงจรกรองดิจิทัล, ศูนย์เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์แห่งชาติ, 2535.
- [10] H. Nielinger, "Digital (IIR) Filter Biquad Section Simulated with PSPICE," IEEE Trans. Education, Vol. 36, No. 2, pp. 383 – 385, Nov., 1993.
- [11] D. J. Shpak, "The Analytical Design of Biquadratic Parametric Filters," IEEE Pacific Rim Conference on Communications, Computers and Signal Processing, pp. 649 – 652, May., 1991.
- [12] P. K. Sim, "Design of Orthogonal Biquad Digital Filters," IEEE Trans. Circuits and Systems, Vol. 37, No. 8, pp. 1043 - 1048, Aug., 1990.
- [13] Y. V. Ramana Rao, and C. Eswaran, "Constant – Input Stability of Some Known Digital Biquads," Electronics Letters, Vol. 25, No. 12, pp. 762 – 763, Jun., 1989.
- [14] C. Eswaran, K. Manivannan, and A. Antoniou, "An Alternative Sensitivity Measure for Designing Low – Sensitivity Digital Biquads," IEEE Trans. Circuits and System, Vol. 38, No. 2, pp. 218 - 221, Feb., 1991.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [15] K. S. Prasad, and C. Eswaran, "Limit – Cycle Free Complex Biquad Recursive Digital Filters," IEEE Trans. Circuits and Systems, Vol. 36, No. 2, pp. 280 - 285, Feb., 1989.
- [16] R. H. Brackert, H. J. Orchard and A. N. Willson, "A Theorem Providing Bounds on Digital Filter Scaling Factors," IEEE Trans. Signal Processing, Vol. 39, No. 4, pp. 956 - 958, Apr., 1991.
- [17] S. D. Stearns and R. A. David, Signal Processing Algorithms in Matlab, Prentice Hall Inc., 1996.
- [18] S. K. Mitra, Digital Signal Processing A Computer Based Approach," McGraw-Hill Company 2001
- [19] R. Chassaing, Digital Signal Processing Laboratory Experiments Using C and the TMS320C31 DSK, John Wiley and Sons Inc., New York, 1999.
- [20] TMS320C3X User's Guide, Texas Instruments Inc., Dallas, Tx., 1997.
- [21] ชูสิทธิ์ ประดับเพชร, มณฑล ลีลาจินดาไกรฤกษ์ และ สุรพันธ์ ยิ้มมัน, "การเพิ่มประสิทธิภาพบอร์ดประมวลผลสัญญาณ TMS320C3x DSP Starter Kit," วิศวกรรมลาดกระบัง, ปีที่ 18, ฉบับที่ 1, หน้า 1- 6, มีนาคม 2544.
- [22] TLC32040 Analog Interface Circuit, Texas Instruments Inc., Dallas, Tx., 1997.

ภาคผนวก ก.

บอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล TMS320C31

DSP Starter Kit



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

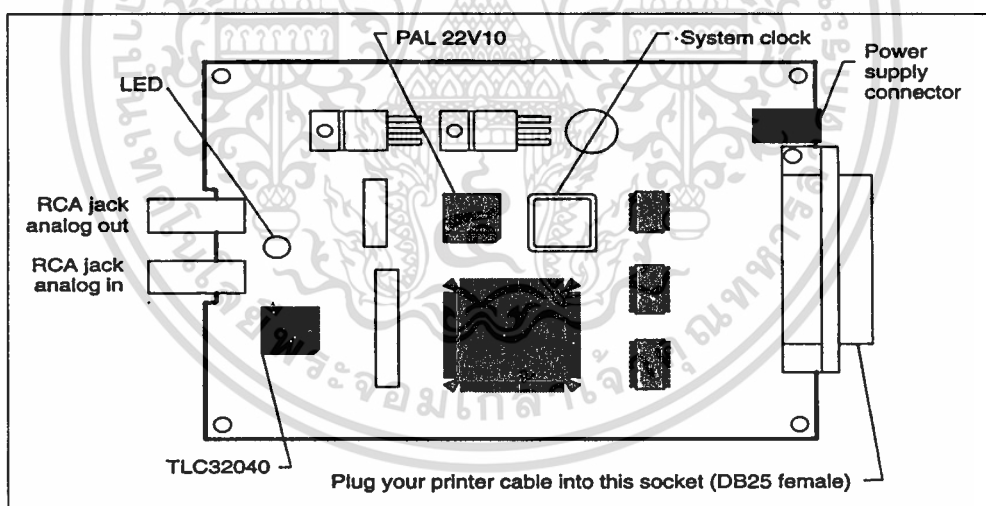
บอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล TMS320C31 DSP Starter Kit

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

1. ลักษณะของบอร์ด TMS320C31 DSP Starter Kit (DSK)

ฮาร์ดแวร์ของบอร์ด TMS320C31 DSK มีส่วนประกอบพื้นฐานที่ประกอบด้วย

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



รูปภาคผนวก ก.1 แสดงฮาร์ดแวร์ของบอร์ด TMS320C31 DSP Starter Kit

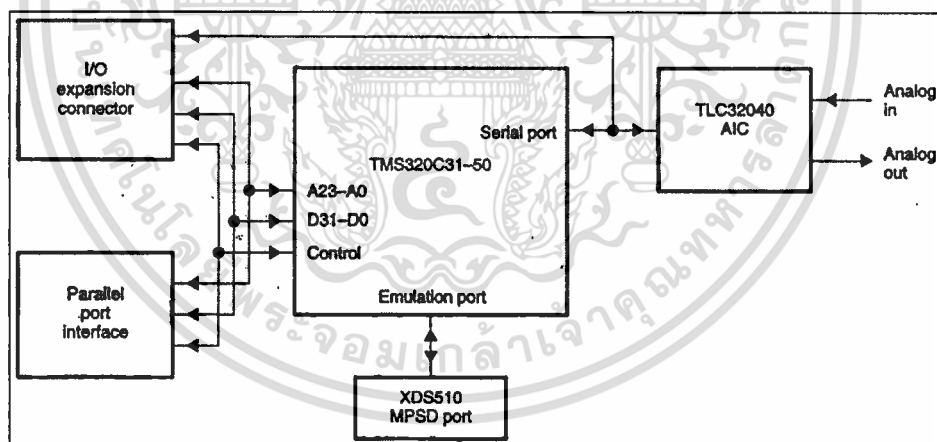
จากรูปภาคผนวกที่ 1 จะเห็นว่าอุปกรณ์บนบอร์ด DSK จะประกอบด้วย

- Header ขนาด 32 pin จำนวน 4 แถว สัญญาณทุกเส้นของ TM320C31 DSK ที่ ส่งออกไปภายนอกบอร์ดจะต้องผ่าน Header ชุดนี้ซึ่งประกอบด้วย JP2 JP3 JP5 JP6
- Jumper block header ขนาด 11 pin (JP4) จะทำหน้าที่ควบคุมการส่งข้อมูลของพอร์ตอนุกรมของวงจรถ่ายโอนอินเตอร์เฟซ TLC32040

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

จากที่กล่าวมาข้างต้นสามารถแสดงเป็นรูปบล็อกไดอะแกรมได้ ดังรูปภาคผนวกที่ 2



รูปภาคผนวก ก.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมของบอร์ด TMS320C31 DSP Starter Kit

2. คุณสมบัติของบอร์ด TMS320C31 DSP STARTER KIT

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

MFLOP : Million Floating-point Intention Per Second

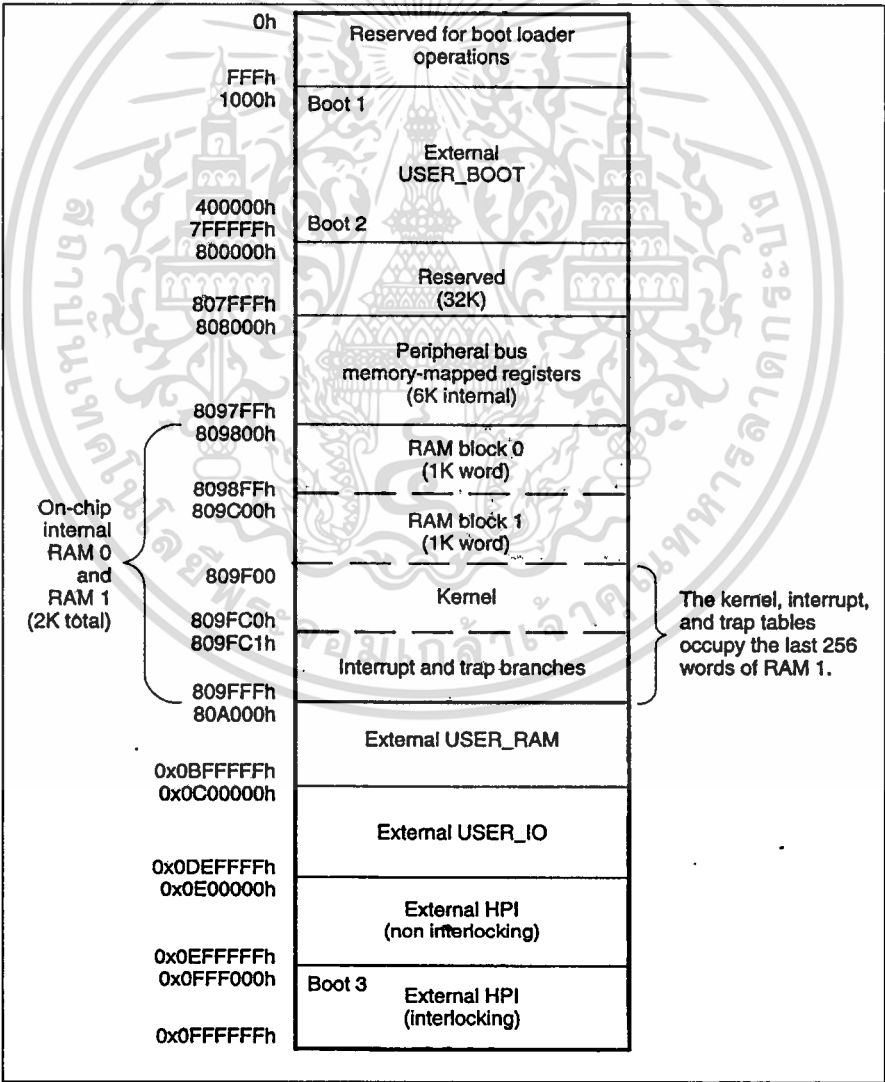
MIPS : Million Intention Per Second

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

3. การจัดหน่วยความจำบนบอร์ด TMS320C31 DSP STARTER KIT

บอร์ด TMS320C31 DSK ได้จัดแบ่งหน่วยความจำให้อยู่ในโหมด Microcomputer/Boot Loader ดังรูปภาคผนวกที่ 3



รูปภาคผนวก ก.3 แสดงการจัดแบ่งหน่วยความจำในโหมด Microcomputer/Boot Loader ของ

บอร์ด TMS320C31 DSP Starter Kit

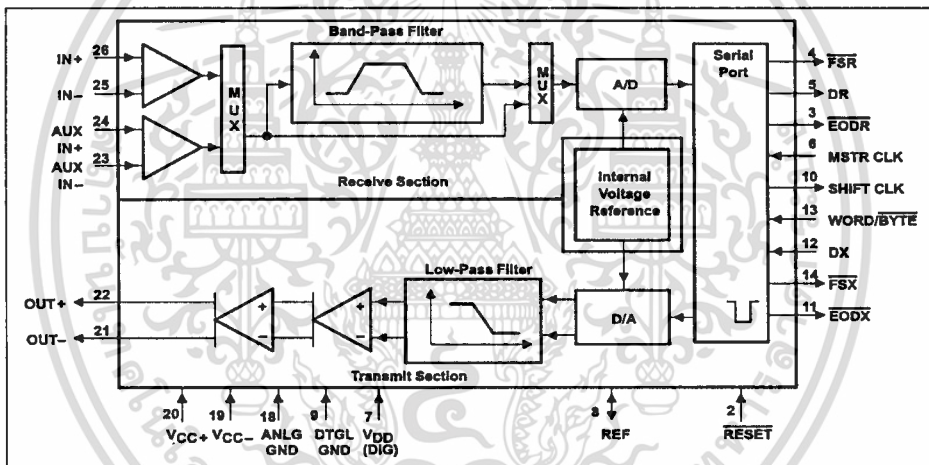
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. วงจรอินเทอร์เฟซสัญญาณอนาล็อก TLC32040

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

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

ฟังก์ชันไดอะแกรม ดังรูปภาคผนวกที่ 4



รูปภาคผนวก ก.4 แสดงฟังก์ชันไดอะแกรมของชิป TLC32040

5. การควบคุมวงจรถอนาล็อกอินเทอร์เฟซ

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

ตำแหน่งบิตที่ใช้สำหรับควบคุมการส่งและรับของรีจิสเตอร์ TA และ RA เป็น

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

(

ตำแหน่งบิตที่ใช้สำหรับควบคุมการส่งและรับของรีจิสเตอร์ TB และ RB เป็น

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

AIC สามารถกำหนดค่าความถี่สุ่มและค่าแบนด์วิด โดยการใชการติดต่อดระดับ 2 โดยให้ตั้งค่าเป็น 1 ใน 2 บิตแรก (LSBs) ทำให้การติดต่อดระดับ 2 มีค่าเหมือนการติดต่อดระดับ 1 ลำดับข้อมูลจะถูกโหลดจากรีจิสเตอร์ส่งข้อมูลพอร์ตอนุกรม และเซต LSBs ทั้ง 2 เป็น 1 สำหรับการติดต่อดระดับ 2 ในแต่ละครั้งมีดังนี้

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

สามารถหาค่า A และ B เพื่อออกแบบค่าความถี่สุ่มและค่าแบนด์วิด (BW)

6. การคำนวณหาค่า A และ B เพื่อออกแบบค่าความถี่สุ่มและค่าแบนด์วิด

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

สัญญาณนาฬิกาสูงสุด (Timer Frequenct) เป็น $MCLK = (CLKIN/4) = 12.5\text{ MHz}$ ซึ่งสูงกว่าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

Switched – Capacitor Filter Frequency (SCF) เป็นความสัมพันธ์จากรีจิสเตอร์การส่งของ A

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

และความถี่ส่วนเป็นความสัมพันธ์จาก การส่งค่าในรีจิสเตอร์ของ A และ B

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

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

6.1 ออกแบบ $F_s = 8 \text{ kHz}$

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

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

จากสมการที่ (2)

$$\begin{aligned} TB &= MCLK / (2 \times TA \times Fs) \\ &= 6.25 \text{ MHz} / (2 \times 11 \times 8000) \\ &= 35.51 \approx 36 = (100100)_2 \end{aligned}$$

จากสมการที่ (3) จะได้ SCF (ปฏิบัติ) เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่ง SCF สำหรับการ 6.25 MHz / (2 × TA) นั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

= 284.09 kHz

Cutoff Frequency หรือ Input Filter Bandwidth

BW = 3600 (New SCF / Set SCF)
= 3600(284.09 KHz/ 288 KHz)
= 3551.14 Hz

จะได้ความถี่สุ่มเป็น

Fs = 6.25 MHz / (2×TA×TB)
= 6.25 MHz / (2×11×36)
= 7891.41 Hz

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

00|01011|00|01011|00 → 162Ch
xx| TA |xx| RA |

แยกบิตที่จะนำไปใช้เป็น 4 กลุ่มโดยค่า A = 162Ch TB = RB ก็เช่นเดียวกัน

0|100100|0|100100|10 → 4892h
x| TB |x| RB |

6.2 ออกแบบ Fs = 10 kHz

ใช้ Cutoff frequency หรือ BW สำหรับ Input Antialiasing Filter เหมือนกับ Fs = 8 kHz, TA = 11 จะได้

TB = 6.25 MHz / (2×11×10000)
= 28.41 ≈ 28 = (011100)₆

ความถี่สุ่มเป็น

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

ค่า B ได้

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

หรือ B = 3872h

6.3 ออกแบบ $F_s = 20 \text{ kHz}$

ออกแบบ BW = 8000 Hz จาก
 BW = 3600 (New SCF / Set SCF)

ค่า Switched – Capacitor Filter Frequency ค่าใหม่เป็น
 SCF = $8000(288 \text{ K}) / 3600 = 640 \text{ KHz}$

ค่า TA และ TB เป็น

$$\begin{aligned} T_A &= 6.25 \text{ MHz} / (2 \times 640 \text{ k}) \\ &= 4.88 \approx 5 = (00101)_2 \\ T_B &= 6.25 \text{ MHz} / (2 \times 5 \times 20000) \\ &= 31.25 \approx 31 = (011111)_2 \end{aligned}$$

ได้ SCF (ปฏิบัติ) เป็น

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

ได้ Bandwidth (ปฏิบัติ) เป็น

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

ความถี่สุ่ม (ปฏิบัติ) เป็น

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

ค่า A จะได้

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

หรือ $A = 0A14h$

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

หรือ $B = 3E7Eh$

ดังนั้นสามารถสรุปค่าของรีจิสเตอร์ที่ความถี่สุ่มแตกต่างกัน 4 ค่าดังตารางภาคผนวกที่ 1

ตารางภาคผนวก ก.1 แสดงค่ารีจิสเตอร์ที่ความถี่สุ่มแตกต่างกัน 4 ค่า

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

ภาคผนวก ข.
การเผยแพร่งานวิจัย

1. เพียว ฐปเหลืออง, นภัทร สระเอี่ยม, เชื้อ นกอยู่, ชัยรินทร์ สุนย์ขัน และกอบชัย เดชหาญ
“วงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์โหมคกระแสโดยใช้วงจรตามกระแส”, วิศวกรรมลาดกระบัง,
ปีที่ 16, ฉบับที่ 2, หน้า 62-66 , มิถุนายน 2542
2. K. Dejhan, P. Thooplurang, S.Yimmun, W. Hinjit, W. Ussawongaraya “Design and
Implementation of IIR Multiple Notch Filter with Modified Pole Zero Placement
Algorithm” International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS 2003)
22-25 October 2003 Gyeongju TEMF Hotel, Gyeongju, Korea.



ประวัติผู้เขียน

นางพเยาว์ รูปเหลือง เกิดเมื่อวันที่ 31 กรกฎาคม พ.ศ. 2506 ที่จังหวัดนครสวรรค์ สำเร็จ
การศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาไฟฟ้า-สื่อสาร วิทยาลัยเทคโนโลยีและอาชีว
ศึกษา ปีการศึกษา 2529

ปี พ.ศ. 2530-2531 รับราชการที่โรงเรียนกัลยาณีศรีธรรมราช อ.เมือง จ.นครศรีธรรมราช

ปี พ.ศ. 2531-2534 รับราชการที่วิทยาลัยเทคนิคอุดรดิตถ์ อ.เมือง จ.อุดรดิตถ์

ปี พ.ศ. 2535-ปัจจุบัน ทำงานที่ กองแผนงานโทรคมนาคม การสื่อสารแห่งประเทศไทย
ถ.แจ้งวัฒนะ หลักสี่ กทม. (ปัจจุบันคือ บริษัท กสท.โทรคมนาคม จำกัด (มหาชน))



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้