

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การออกแบบวงจรกรองสัญญาณดิจิทัลแบบมีการชดเชย
บนพื้นฐานวิธีการ Newton-Raphson

COMPENSATION DIGITAL FILTER DESIGN BASED ON
NEWTON-RAPHSON METHOD



T148739



เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 148739
ชั้นเดือนปี 23 พ.ย. 2560

b. 00265360
i.

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ.2559

KMITL-2016-EN-D-018-172

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

COMPENSATION DIGITAL FILTER DESIGN BASED ON
NEWTON-RAPHSON METHOD



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
DOCTOR OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2016

KMITL-2016-EN-D-018-172

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้








COPYRIGHT 2016
FACULTY OF ENGINEERING
KING MON GKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การออกแบบวงจรกรองสัญญาณดิจิทัลแบบมีการชดเชย บนพื้นฐานวิธีการ
Newton- Raphson
Thesis Title Compensation Digital Filter Design based on Newton-Raphson Method
นักศึกษา นางสาวสงจรินทร์ บุญทวัน
รหัสประจำตัว 52610153
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ผศ.ดร.สิรภพ ตู้ประกาย
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ (ร่วม) รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ (ร่วม) รศ.ดร.สุรพันธ์ ยิ้มมัน
หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2016-EN-D-018-172

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.พิพัฒน์ พรหมมี	พรหมมี	
ผศ.ดร.ศรวดีมน์ ชิวปรีชา	ชิวปรีชา	
รศ.ดร.พีระพล ยุวภูษิตานนท์	ยุวภูษิตานนท์	
ผศ.ดร.สมเกียรติ ฤกษ์วัลญญ	ฤกษ์วัลญญ	
ผศ.ดร.สิรภพ ตู้ประกาย	ตู้ประกาย	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันจันทร์ที่ 19 กันยายน พ.ศ. 2559 เวลา 13.00-15.00 น.
สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 5 ห้องประชุม 3

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร. คมสัน มาลีสี)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ฉบับดี คณะวิศวกรรมศาสตร์
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
วันที่ 19 กันยายน พ.ศ. 2559

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การออกแบบวงจรรองสัญญาณดิจิทัลแบบมีการชดเชยบนพื้นฐานวิธีการ Newton-Raphson

นักศึกษา

นางสาวรสจรินทร์ บุญวัน

รหัสประจำตัว

52610153

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

พ.ศ.

2559

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สิรภพ ตู๊ประกาย

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม

รองศาสตราจารย์ ดร.กอบชัย เดชหาญ

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม

รองศาสตราจารย์ ดร.สุรพันธ์ ยิ้มมัน

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการออกแบบอัลกอริทึมสำหรับการชดเชยแบนด์วิทของตัวกรอง Reconstruction ในระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัลด้วยวิธี Pole-zero placement โดยการออกแบบจะใช้อัตราขยายของตัวกรอง Reconstruction ที่ความถี่ 0 ความถี่คัท-ออฟ และความถี่ Nyquist มาเป็นตัวแปรสำหรับสร้างสมการในการหาฟังก์ชันระบบ โดยสมการที่ได้จะเป็นระบบสมการไม่เป็นเชิงเส้น จากนั้นจะใช้วิธีการนิวตัน-ราฟสัน มาหาคำตอบในลักษณะวนลูบซึ่งคำตอบที่ได้ก็คือ ตำแหน่งของโพล-ซีโรและอัตราขยายของตัวกรองนั่นเอง ต่อจากนั้นจะนำฟังก์ชันระบบที่ได้ไปทำการอินเวิร์ส เพื่อชดเชยผลของตัวกรอง Reconstruction ต่อไป การจำลองทำงานจะใช้ความถี่คัท-ออฟ 2 ค่าด้วยกันคือ 1.5, 2 kHz และความถี่สุ่ม 3 ค่าคือ 10, 12 และ 14 kHz ซึ่งประโยชน์ที่เห็นได้อย่างชัดเจนก็คือแบนด์วิทของระบบประมวลผลสัญญาณตลอดความถี่ 0 จนถึง ความถี่ Nyquist จะไม่มีการลดทอนซึ่งจะทำให้ระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัลมีการทำงานที่เที่ยงตรงและมีประสิทธิภาพมากขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis	Compensation Digital Filter Design Based on Newton-Raphson Method
Student	Miss Rodjarin Boontawan
Student ID.	52610153
Degree	Doctor of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2016
Thesis Advisor	Asst. Prof.Dr. Siraphop Tooprakai
Thesis Co-advisor	Assoc. Prof.Dr. Kobchai Dejhan
Thesis Co-advisor	Assoc. Prof.Dr. Surapun Yimman

ABSTRACT

This thesis has proposed a novel algorithmic scheme of infinite impulse response (IIR) filter for bandwidth compensatory in digital signal processing (DSP) system based on the pole-zero placement technique. The scheme development started with the determination of the analog output or reconstruction filter gains at the zero, cut-off and Nyquist frequencies and then their respective nonlinear system equations. The Newton-Raphson method was subsequently applied for the positions of pole and zero and the gain of the output filter. The constants were re-substituted in the initial transfer function and an inversion carried out. To verify the applicability of the proposed scheme, simulations were carried out at two cut-off frequencies (i.e. 1.5 and 2 kHz) and three sampling frequencies (i.e. 10, 12 and 14 kHz). To further validate, experiments were undertaken whereby the algorithmic scheme was applied to a digital signal processing system. The simulation and experimental results revealed that the scheme implementation could effectively address the attenuation phenomenon, compensate the system bandwidth as well as enhance the time response of the output signal.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดี โดยได้รับความกรุณาจากอาจารย์ที่ปรึกษา
รองศาสตราจารย์ ดร.กอบชัย เดชหาญ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สิริภพ ตู้ประกาย และ
รองศาสตราจารย์ ดร.สุรพันธ์ ยิ้มมั่น ที่ให้ความช่วยเหลือ คำชี้แนะ ช่วยแก้ปัญหาตลอดจนให้
ความรู้และประสบการณ์ที่ดีในการศึกษาวิจัยครั้งนี้แก่ศิษย์ ลูกศิษย์ขอกราบขอบพระคุณในความ
กรุณาเป็นอย่างสูง

ขอขอบคุณ ดร.สุกัญญา แพรสมบุรณ์ ที่คอยช่วยเหลือ ให้ความรู้และชี้แนะแนวทางทำวิจัย
อาจารย์สุดารัตน์ สุนทโรภาส และอาจารย์ทุกท่าน ในภาควิชาฟิสิกส์อุตสาหกรรมและอุปกรณ์
การแพทย์ คณะวิทยาศาสตร์ประยุกต์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือที่ให้ความ
ช่วยเหลือในด้านต่างๆ

ขอขอบคุณภาควิชาฟิสิกส์อุตสาหกรรมและอุปกรณ์การแพทย์ คณะวิทยาศาสตร์ประยุกต์
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ที่เอื้อเฟื้อสถานที่ วัสดุอุปกรณ์ และเครื่องมือที่
ใช้ในการทำวิจัยและเก็บผลการทดลอง

ขอขอบคุณ คุณราเมศ รัตนสุนทร ที่เป็นผู้ชี้นำ คิดเป็นกำลังใจ และกำลังทรัพย์ที่ดีตลอดมา

สำหรับคุณงามความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบให้กับบิดา มารดา
ซึ่งเป็นที่รักและเคารพยิ่ง เป็นผู้ให้กำเนิดและทุกสิ่งทุกอย่างให้กับลูกคนนี้ตลอดมา ทำให้วิทยานิพนธ์
ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

ประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้เขียนขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

รสรจรินทร์ บุญทวัน

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VI
สารบัญภาพ.....	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการศึกษาวิจัย.....	2
1.3 ทฤษฎีแนวคิดที่ใช้ในการศึกษา.....	2
1.4 ขอบเขตของการวิจัย.....	2
1.5 ขั้นตอนของการศึกษาวิจัย.....	2
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ.....	3
2.1 สัญญาณแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา.....	3
2.2 ระบบแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา.....	5
2.3 การแปลงแซด.....	6
2.3.1 คุณสมบัติของการแปลงแซด.....	6
2.4 ตัวกรองอนาล็อก.....	8
2.4.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านลำดับที่ 1.....	9
2.5 ตัวกรองดิจิทัล.....	12
2.5.1 ตัวกรองดิจิทัลแบบไอโออาร์.....	13
2.6 ระบบสมการไม่เป็นเชิงเส้น.....	20
บทที่ 3 การออกแบบ.....	23
3.1 หลักการเดิม.....	23
3.2 หลักการที่นำเสนอ.....	25
บทที่ 4 ผลการทดลอง.....	30
4.1 การเปรียบเทียบผลการตอบสนองทางขนาด.....	30
4.2 การสร้างด้วยตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล.....	32

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัย.....	40
บรรณานุกรม.....	41
ภาคผนวก ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	43
ประวัติผู้เขียน	70



สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2-1 ตารางแสดงการลู่อเข้าของผลลัพธ์ของสมการไม่เป็นเชิงเส้น.....	22
3-1 อัตราขยายของตัวกรองดิจิทัลแบบไอโออาร์ ที่ความถี่ 0 , ω_c และ π	26
4-1 k, p_1, z_1 และ ฟังก์ชันระบบ $H(z)$	30
4-2 ค่าอัตราขยายที่ความถี่ 0 , ω_c และ π เปรียบเทียบกับตัวกรอง Reconstruction แบบอนาลอก.....	32
4-3 ค่าผลรวมความเพี้ยนสัญญาณฮามอนิกส์ (THD) ของสัญญาณเอาต์พุต.....	39



สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
2-1 สัญญาณต่อเนื่องทางเวลาและสัญญาณไม่ต่อเนื่องทางเวลา.....	3
2-2 ไดอะแกรมแสดงวงจรแปลงอนาลอกเป็นดิจิตอล.....	4
2-3 ไดอะแกรมของระบบแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา.....	5
2-4 ไดอะแกรมของระบบประมวลผลสัญญาณดิจิตอล.....	6
2-5 แสดงตัวอย่างกราฟตอบสนองของวงจรกรอง.....	8
2-6 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (ก) แบบพาสซีฟ (ข) แบบแอกทีฟ.....	9
2-7 ไดอะแกรมการทำงานของตัวกรองดิจิตอลพื้นฐาน.....	12
2-8 องค์ประกอบพื้นฐานทั้ง 3 ตัวที่ใช้เป็นส่วนประกอบของตัวกรองดิจิตอล.....	12
2-9 ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่เป็นช่วง (Discrete signal) กับสัญญาณที่ต่อเนื่องทางเวลา.....	13
2-10 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ passive ลำดับ 1	15
2-11 โครงสร้างตัวกรองดิจิตอลแบบความถี่ต่ำผ่านลำดับ 1.....	16
2-12 แสดงตัวอย่างโพล-ซีโรบนระนาบ z-plane.....	17
2-13 ผลตอบสนองความถี่ของระบบ $H(z) = \frac{z+1}{z}$	19
3-1 ไดอะแกรมของระบบประมวลผลสัญญาณดิจิตอล.....	23
3-2 แบนด์วิธของระบบประมวลผลสัญญาณดิจิตอล.....	23
3-3 ผลตอบสนองทางขนาดของตัวกรองดิจิตอลแบบไอโออาร์ลำดับที่ 1 ที่ออกแบบด้วยวิธี Approximation of derivative เปรียบเทียบกับตัวกรองอนาลอก.....	24
3-4 ผลตอบสนองทางขนาดของตัวกรองดิจิตอลแบบไอโออาร์ลำดับที่ 1.....	25
3-5 ไดอะแกรมการชดเชยผลของการกรอง Reconstruction ตามหลักการที่นำเสนอ.....	29
4-1 ผลตอบสนองทางขนาดเปรียบเทียบระหว่างหลักการที่นำเสนอกับการออกแบบด้วยวิธี Approximate of derivative และตัวกรอง Reconstruction แบบอนาลอก.....	31
4-2 ไดอะแกรมการทดลองด้วยตัวประมวลผลสัญญาณดิจิตอล TMS320C31.....	32
4-3 ผลของสัญญาณที่ความถี่คัท-ออฟ 1.5 kHz สัญญาณอินพุตเปลี่ยนแปลงตั้งแต่ 50 Hz, 500 Hz, 1 kHz, 3 kHz, และ 5 kHz.....	34
4-4 ผลของสัญญาณที่ความถี่คัท-ออฟ 2 kHz สัญญาณอินพุตเปลี่ยนแปลงตั้งแต่ 50 Hz, 500 Hz, 1 kHz, 3 kHz, และ 5 kHz.....	35
4-5 ผลการตอบสนองทางขนาดของระบบประมวลผลสัญญาณดิจิตอลที่ไม่มีการชดเชยและมีการ ชดเชยผลของตัวกรอง Reconstruction.....	36

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
4-6 ผลตอบสนองทางขนาดของระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัลที่ไม่มีการชดเชยและมีการชดเชยผลของตัวกรอง Reconstruction ด้วยวิธี Approximate of derivative.....	36
4-7 ผลตอบสนองทางเวลาแสดงเป็นค่า Rise time และ fall time ที่ความถี่คัท-ออฟ 1.5 kHz เปลี่ยนแปลง pulse width ตั้งแต่ 10 ms, 5 ms, 1 ms, และ 500 μ s.....	37
4-8 ผลตอบสนองทางเวลา แสดงเป็นค่า Rise time และ Fall time ที่ความถี่คัท-ออฟ 2 kHz เปลี่ยนแปลง Pulse width ตั้งแต่ 10 ms, 5 ms, 1 ms และ 500 μ s.....	38



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

เป็นที่ทราบกันโดยทั่วไประบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัล จะประกอบไปด้วย ตัวกรองทางด้านอินพุต วงจรแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิทัล (A/D) ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล วงจรแปลงดิจิทัลเป็นอนาลอก (D/A) และตัวกรองทางด้านเอาต์พุตหรือตัวกรอง Reconstruction ซึ่งแบนด์วิดท์ ของระบบจะถูกจำกัดด้วย 2 สาเหตุคือ ลักษณะของ D/A และ ตัวกรอง Reconstruction ซึ่งสาเหตุแรกเป็นผลจากโครงสร้างทางฮาร์ดแวร์ของ D/A ซึ่งเกือบทั้งหมดจะเป็นแบบ Zero order hold โดยผลตอบสนองทางขนาดของสัญญาณจะมีลักษณะเป็น Sinc function ซึ่งต่อมาได้มีผู้นำเสนอการแก้ปัญหาโดยใช้ Chip IC สำเร็จรูป ในลักษณะของ Pre-equalizing และ Post-equalizing [1] ส่วนสาเหตุที่ 2 ที่เกิดจากตัวกรอง Reconstruction และได้มีผู้นำเสนอการแก้ปัญหาโดยสร้างระบบชดเชยโดยเริ่มจากการออกแบบตัวกรอง Reconstruction แบบ passive ลำดับ 1 จากนั้นจะทำการออกแบบตัวกรองดิจิทัลแบบไอโออาร์ (Infinite impulse response filter: IIR) ด้วยวิธี Approximate of derivative และทำการอินเวอร์สระบบ จากนั้นจะนำระบบนี้ไปเปลี่ยนเป็นซอฟต์แวร์ และนำมาใช้ชดเชยต่อไป [2] แต่วิธีการดังกล่าวยังไม่เที่ยงตรงเนื่องจากความสัมพันธ์ระหว่างผลตอบสนองทางขนาดของตัวกรอง Reconstruction แบบอนาลอก กับตัวกรองดิจิทัลแบบไอโออาร์ ที่ถูกออกแบบด้วยวิธี Approximate of derivative มีความสัมพันธ์ในลักษณะที่ไม่เป็นเชิงเส้นหรือเกิด Warping ขึ้นโดยจะเริ่มจากความถี่ต่ำจนถึงความถี่ Nyquist ดังนั้นเมื่อนำตัวกรองดิจิทัลมาอินเวอร์สระบบ และนำมาทำการชดเชยผลของตัว Reconstruction ก็จะทำให้ไม่สามารถหักล้างผลการลดทอนของตัวกรอง Reconstruction ได้ทั้งหมด

ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จะเป็นการนำเสนอการออกแบบตัวกรองดิจิทัลแบบไอโออาร์ สำหรับชดเชยผลของตัวกรอง Reconstruction ด้วยวิธี Pole-zero placement โดยการออกแบบจะใช้ อัตราการขยายของตัวกรอง Reconstruction ที่ความถี่ 0, ความถี่คัท-ออฟและ ความถี่ Nyquist มาเป็นตัวแปรสำหรับสร้างสมการในการหาฟังก์ชันระบบ โดยสมการที่ได้จะเป็นระบบสมการไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear system equation) จากนั้นจะใช้วิธีนิวตัน-ราฟสัน มาหาคำตอบในลักษณะวนลูป ซึ่งคำตอบที่ได้ก็คือตำแหน่งของโพล-ซีโร่และอัตราขยายของตัวกรองนั่นเอง ต่อจากนั้นจะนำฟังก์ชันระบบที่ได้ไปทำการอินเวอร์สเพื่อชดเชยผลของตัวกรอง Reconstruction ต่อไป ซึ่งประโยชน์ที่เห็นได้อย่างชัดเจนก็คือแบนด์วิดท์ ของระบบประมวลผลสัญญาณตลอดความถี่ 0 จนถึง ความถี่ Nyquist จะไม่มีการลดทอนซึ่งจะทำให้ระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัลมีการทำงานที่เที่ยงตรงมากขึ้น

1.2 วัตถุประสงค์ของการศึกษาวิจัย

- 1.2.1 คิดค้นวิธีการใหม่สำหรับชดเชยผลของตัวกรอง Reconstruction
- 1.2.2 เพิ่มประสิทธิภาพของระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัล
- 1.2.3 เพิ่มประสิทธิภาพในการประยุกต์ใช้งานการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล

1.3 ทฤษฎีแนวคิดที่ใช้ในการศึกษา

จากปัญหาของระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัลที่แบนด์วิทถูกจำกัดโดยตัวกรอง Reconstruction มีผลทำให้สัญญาณที่ความถี่สูงถูกลดทอน ซึ่งเป็นผลเสียต่อการทำงานของระบบ ดังนั้นเพื่อแก้ปัญหาดังกล่าว วิทยานิพนธ์นี้จึงได้คิดค้นวิธีการชดเชยแบนด์วิทไม่ให้ถูกลดทอนที่ความถี่สูงและในขณะเดียวกันค่าผลรวมความเพี้ยนสัญญาณฮาร์โมนิกส์ (THD: Total harmonic distortion) ค่าผลตอบสนองทางเวลา (Time response) จะต้องมีค่าต่ำด้วย โดยทำการออกแบบตัวกรอง ดิจิตอลแบบโอโออาร์ ด้วยวิธี Pole-zero placement ให้มีผลการทำงานเหมือนกับตัวกรอง Reconstruction แบบอนาล็อกให้มากที่สุด โดยวิธีการนี้จะถูกกำหนดให้ทำงานในลักษณะซอฟต์แวร์ เพื่อทำการชดเชยผลของตัวกรอง Reconstruction ในระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัล

1.4 ขอบเขตของการวิจัย

หาหลักการสำหรับการออกแบบตัวกรองโอโออาร์ ให้มีผลการทำงานเหมือนตัวกรอง อนาล็อกให้มากที่สุด สำหรับการนำไปชดเชยผลการลดทอนสัญญาณที่ความถี่สูงในระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัล

1.5 ขั้นตอนของการศึกษาวิจัย

- 1.5.1 ศึกษาการทำงานของระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัล
- 1.5.2 ศึกษาคุณสมบัติและการสร้างตัวกรอง Reconstruction
- 1.5.3 หาหลักการใหม่สำหรับการออกแบบตัวกรองโอโออาร์ เพื่อนำไปชดเชยผลของตัวกรอง Reconstruction
- 1.5.4 ทดสอบหลักการใหม่โดยใช้โปรแกรมแมทแล็บ
- 1.5.5 นำไปสร้างจริงด้วยระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัล
- 1.5.6 เปรียบเทียบผลก่อนการชดเชยและหลังการชดเชย
- 1.5.7 สรุปผลการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

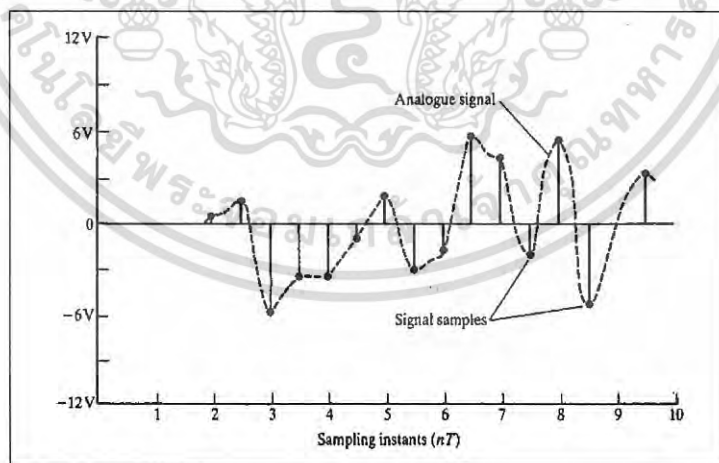
บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการ

2.1 สัญญาณแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา

โดยทั่วไปสัญญาณไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจากตัวตรวจจับ (Sensor) ส่วนใหญ่มักจะเป็นสัญญาณอนาล็อก ตัวอย่างเช่น สัญญาณเสียงที่ได้จากไมโครโฟน สัญญาณภาพที่ได้จากกล้องวิดีโอ สัญญาณทางการแพทย์ เช่น สัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ (Electrocardiogram : ECG) ซึ่งสัญญาณที่ได้กล่าวมาแล้วนี้เป็นสัญญาณอนาล็อก หรือสัญญาณที่มีความต่อเนื่องทางเวลา (Continuous time signal) ทั้งสิ้น ดังนั้นถ้าจะทำการวิเคราะห์สัญญาณเหล่านี้ด้วยระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัล จำเป็นต้องแปลงสัญญาณอนาล็อกหรือสัญญาณที่ต่อเนื่องทางเวลาให้เป็นสัญญาณดิจิทัลหรือสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องทางเวลา (Discrete time signal) โดยใช้วงจรแปลงอนาล็อกเป็นดิจิทัล (Analog to digital converter) [3]

สัญญาณที่มีความต่อเนื่องทางเวลา (Continuous time signal) [3] และ สัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องทางเวลา (Discrete time signal) นี้จะมีลักษณะดังรูปที่ 2-1 โดยจะเห็นได้ว่าสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องทางเวลา ก็คือสัญญาณค่าหนึ่ง ณ เวลาหนึ่งบนสัญญาณที่ต่อเนื่องแต่จะมีระยะเวลาห่างที่เท่ากันในแต่ละจุด เรียกระยะเวลาห่างที่เท่ากันนี้ว่า Sampling time, Sampling rate หรือ Sampling periods สัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องสามารถเรียกเป็นลำดับสัญญาณ (Sequence signal) ก็ได้ และสามารถเขียนแทนได้ด้วยสมการคณิตศาสตร์ได้ดังต่อไปนี้



รูปที่ 2-1 สัญญาณต่อเนื่องทางเวลาและสัญญาณไม่ต่อเนื่องทางเวลา

เขียนในรูปของฟังก์ชัน (Functional representation)

$$x(n) = \begin{cases} 1, n = 1, 3 \\ 4, n = 2, 4 \\ 0, n > 4 \end{cases} \quad (2-1)$$

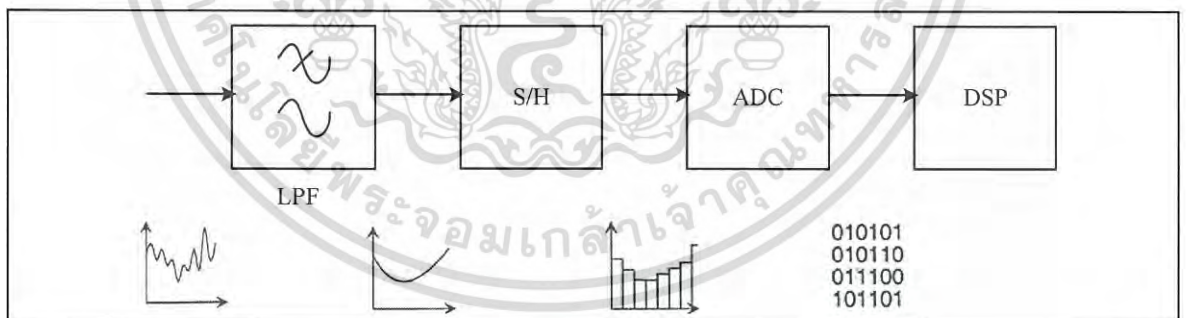
หรือ เขียนในรูปลำดับ (Sequence representation)

$$x(n) = \{\dots, 0, 0, 1, 4, 1, 0, 0, \dots\} \quad (2-2)$$

$$x(n) = \{0, 1, 4, 1\} \quad (2-3)$$

สมการที่ 2-2 เป็นลำดับแบบไม่มีจุดจบ (Infinite-duration signal or sequence) ส่วนสมการที่ 2-3 เป็นลำดับแบบมีจุดจบ (Finite-duration signal or sequence) [3]

จากที่กล่าวไว้ข้างต้นว่า ถ้าจะทำการวิเคราะห์สัญญาณเหล่านี้ด้วยระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัล จำเป็นต้องแปลงสัญญาณอนาลอกหรือสัญญาณที่ต่อเนื่องทางเวลา (Continuous time signal) ให้เป็นสัญญาณดิจิทัลหรือสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องทางเวลา (Discrete time signal) โดยใช้วงจรแปลงอนาลอกเป็นดิจิทัล (Analog to digital converter) ดังแสดงในรูปที่ 2-2



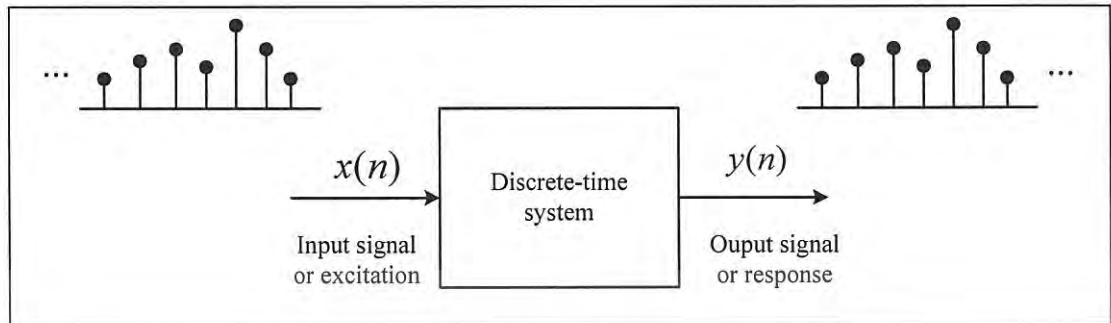
รูปที่ 2-2 ไตอะแกรมแสดงวงจรแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิทัล

จากรูปที่ 2-2 LPF หรือตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน คือ ตัวกรอง Anti-aliasing ซึ่งทำหน้าที่ในการป้องกันความถี่สูงที่มากกว่า $f_s/2$ เข้าสู่ระบบ และ S/H คือ Sample and Hold จะทำหน้าที่ล๊อคสัญญาณที่เข้ามาให้นิ่งเพื่อให้การแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิทัลเป็นไปอย่างถูกต้อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 ระบบแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา

ระบบแบบไม่ต่อเนื่องมีไดอะแกรมดังรูปที่ 2-3 [4,5]



รูปที่ 2-3 ไดอะแกรมของระบบแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา

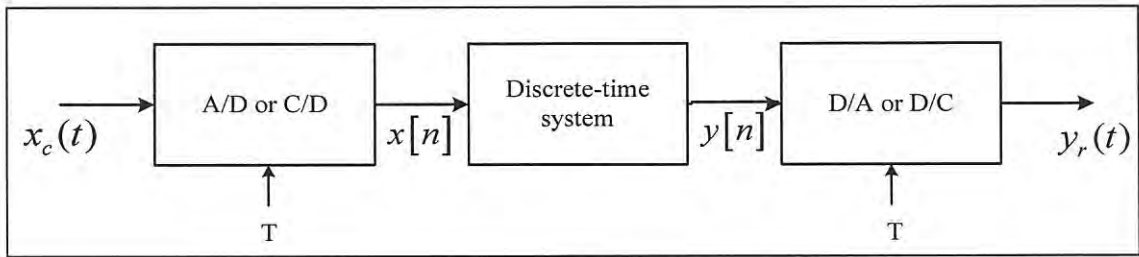
เมื่อ $x(n)$ เป็นสัญญาณอินพุตหรือ Excitation ของระบบแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา
 $y(n)$ เป็นสัญญาณเอาต์พุตหรือผลตอบสนองของระบบแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา

จากรูปที่ 2-3 สามารถนิยามความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตได้ดังสมการที่ 2-4

$$y(n) \equiv \tau[x(n)] \quad (2-4)$$

เมื่อ τ เป็นตัวกระทำ (Operator)

จากที่กล่าวไว้ข้างต้นว่าถ้าจะทำการวิเคราะห์สัญญาณเหล่านี้ด้วยระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัล จำเป็นต้องแปลงสัญญาณอนาลอกหรือสัญญาณที่ต่อเนื่องทางเวลาให้เป็นสัญญาณดิจิทัลหรือสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องทางเวลา โดยใช้วงจรแปลงอนาลอกเป็นดิจิทัล(Continuous to discrete converter/Analog-to-digital converters) จากนั้นข้อมูลจะถูกส่งเข้าไปยังระบบประมวลผลสัญญาณแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา (Discrete time system) เพื่อทำการคำนวณ ผลที่ได้จากการคำนวณก็จะถูกแปลงกลับให้เป็นสัญญาณอนาลอกหรือสัญญาณที่ต่อเนื่อง โดยวงจรแปลงดิจิทัลเป็นอนาลอก (Discrete to continuous converter/Digital to analog converters) ดังแสดงดังรูปที่ 2-4 [4,5]



รูปที่ 2-4 ไตอะแกรมของระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัล

2.3 การแปลงแซด

การแปลงแซด (z-transform) ของสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องทางเวลา สามารถนิยามอยู่ในรูปของอนุกรมอนันต์ (Power series) ดังสมการที่ 2-5 เรียกสมการนี้ว่าการแปลงแซดแบบตรง (Direct z-transform) [4,5,6]

$$X(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)z^{-n} \quad (2-5)$$

เมื่อ z คือ ตัวแปรเชิงซ้อน (Complex variable)

$x(n)$ คือ ลำดับสัญญาณ (Sequence signal)

แต่สำหรับระบบหรือสัญญาณแบบ Causal การแปลงแซด สามารถเขียนได้ดังสมการที่ 2-6 เรียกสมการนี้ว่า การแปลงแซดด้านเดียว (One-Side z-transform)

$$X(z) = \sum_{n=0}^{\infty} x(n)z^{-n} \quad (2-6)$$

และการแปลงแซดของสัญญาณหรือระบบแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา เขียนแทนได้อีกรูปแบบหนึ่งดังสมการที่ (2-7)

$$X(z) = Z\{x(n)\} \quad (2-7)$$

2.3.1 คุณสมบัติของการแปลงแซด [4,5,6]

2.3.1.1 คุณสมบัติความเป็นเชิงเส้น (Linearity property)

แสดงดังสมการที่ 2-8

$$Z[ax_1(n) + bx_2(n)] = aX_1(z) + bX_2(z) \quad (2-8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.1.2 คุณสมบัติการเลื่อน (Shift property)

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

การแปลงแซตของ $y(n) = Y(z)$ เขียนแทนได้ ดังสมการที่ 2-9 และ 2-10

$$Y(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} y(n)z^{-n} \quad (2-9)$$

$$Y(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n - m)z^{-n} \quad (2-10)$$

กำหนดให้ระบบที่กำลังพิจารณาเป็นระบบแบบ Causal ดังนั้นสมการที่ 2-10 สามารถเขียนได้ใหม่ ดังสมการที่ 2-11 ถึง 2-14

$$Y(z) = \sum_{n=0}^{\infty} x(n - m)z^{-n} \quad (2-11)$$

$$Y(z) = z^{-m} [x(0) + x(1)z^{-1} + x(2)z^{-2} + \dots + x(n)z^{-n}] \quad (2-12)$$

$$Y(z) = z^{-m} \sum_{n=0}^{\infty} x(n)z^{-n} \quad (2-13)$$

$$Y(z) = X(z)z^{-m} \quad (2-14)$$

2.3.1.3 คุณสมบัติการประสาน (Convolution property)

จากสมการผลการประสาน

$$y(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(k)x(n - k) \quad (2-15)$$

$$y(n) = h(n) * x(n) \quad (2-16)$$

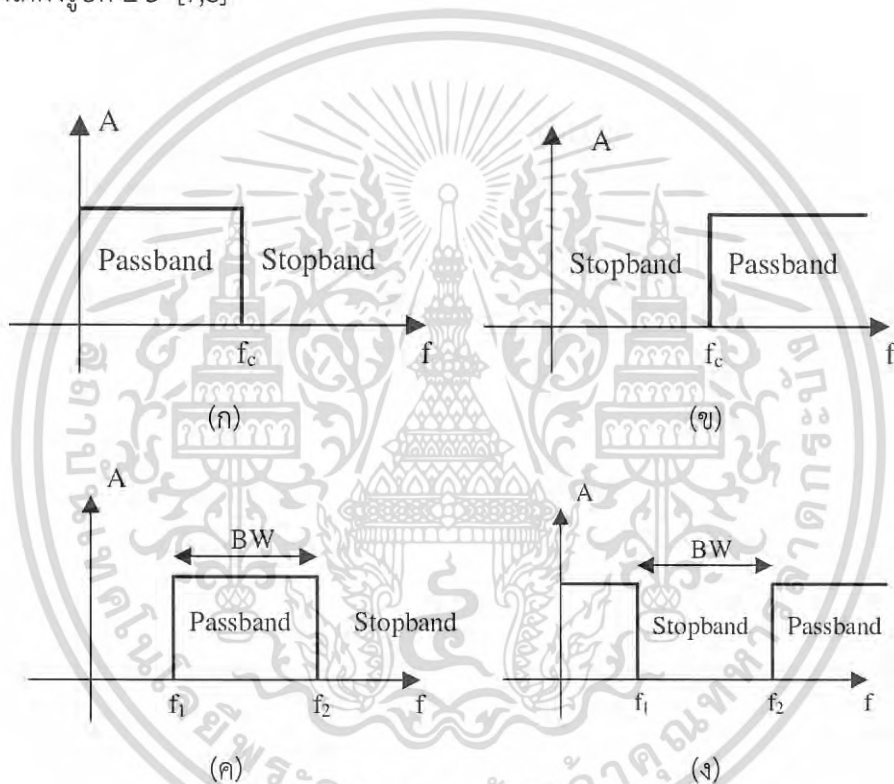
ทำการแปลงแซต $x(n)$, $h(n)$ ให้เป็น $X(z)$, $H(z)$ จะได้การประสาน ดังสมการที่ 2-17

$$Y(z) = H(z)X(z) \quad (2-17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 ตัวกรองอนาลอก

ตัวกรองอนาลอก (Analog filter) เป็นวงจรกรองความถี่แบ่งออกได้เป็น 2 ลักษณะตามอุปกรณ์ที่ใช้ งาน คือตัวกรองอนาลอกแบบพาสซีฟ (Analog passive filter) ซึ่งประกอบด้วยอุปกรณ์ RC, RL, LC หรือ RLC และตัวกรองอนาลอกแบบแอคทีฟ (Analog active filter) ซึ่งประกอบด้วยตัวกรองอนาลอกแบบ พาสซีฟทำงานร่วมกับอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ เช่น ทรานซิสเตอร์หรือออปแอมป์ ตัวกรองทั้ง 2 ลักษณะนี้ยังสามารถแบ่งออกตามผลตอบสนองทางขนาด (Magnitude response) ได้อีก 4 แบบคือวงจรกรองความถี่ ต่ำผ่าน (Lowpass filter) วงจรกรองความถี่สูงผ่าน (Highpass filter) วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (Bandpass filter) และวงจรกรองก้ำจืดแถบความถี่ (Bandreject filter) ซึ่งสามารถแสดงผลตอบสนอง ทางขนาดได้ดังรูปที่ 2-5 [7,8]



รูปที่ 2-5 แสดงตัวอย่างกราฟตอบสนองของวงจรกรอง

(ก) Lowpass filter (ข) Highpass filter (ค) Bandpass filter (ง) Bandstop filter

ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองอนาลอกโดยทั่วไปสามารถเขียนได้ดังสมการที่ 2-18

$$H(s) = \frac{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0} \quad (2-18)$$

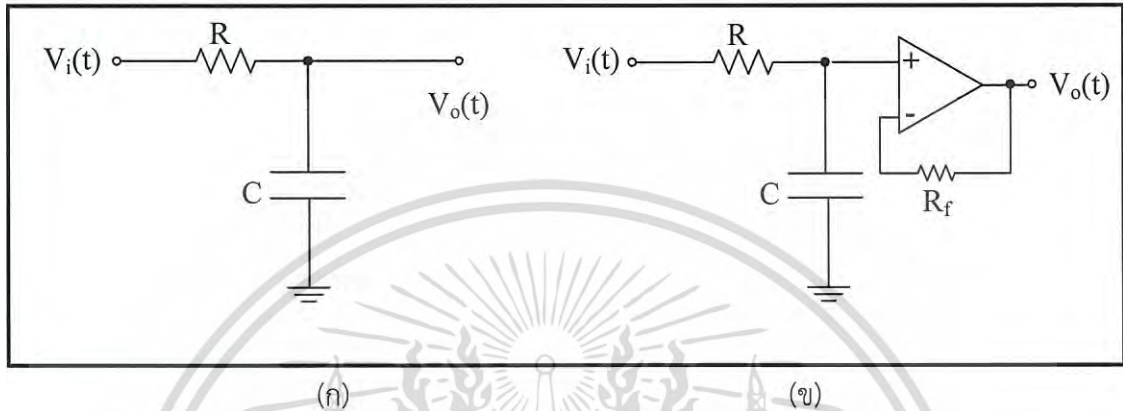
เมื่อ n คือ จำนวนลำดับของตัวกรองความถี่

เอกสารนี้เป็น $H(s)$ ารที่สือคือ ฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer function) ของตัวกรองอนาลอกที่ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือ สามารถเขียนได้ตามสมการที่ 2-19

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} \quad (2-19)$$

2.4.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านลำดับที่ 1



รูปที่ 2-6 ตัวกรองอนาล็อกแบบความถี่ต่ำผ่าน (ก) แบบพาสซีฟ (ข) แบบแอ็กทีฟ

พิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอน จากสมการที่ 2-20 สามารถหาผลตอบสนองทางขนาด ผลตอบสนองทางเฟสได้ดังนี้

$$v_o(s) = \frac{v_i(s) \frac{1}{sC}}{R + \frac{1}{sC}} \quad (2-20)$$

$$\frac{v_o(s)}{v_i(s)} = \frac{\frac{1}{sC}}{R + \frac{1}{sC}} \quad (2-21)$$

กำหนดให้
$$H(s) = \frac{v_o(s)}{v_i(s)}$$

ดังนั้น

$$H(s) = \frac{\frac{1}{sC}}{R + \frac{1}{sC}} \quad (2-22)$$

นำ RC คูณตลอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H(s) = \frac{1}{1+RCs} \quad (2-23)$$

แทนค่า $s = j\omega$

$$H(\omega) = \frac{1}{1+j\omega RC} \quad (2-24)$$

นำ คอนจูเกต คูณตลอด จะได้

$$H(\omega) = \frac{1-j\omega RC}{1+\omega^2 R^2 C^2} \quad (2-25)$$

ผลตอบสนองทางขนาดสามารถหาได้ดังนี้

กำหนดให้

$$|G| = |H(\omega)| = \left| \frac{v_o(\omega)}{v_i(\omega)} \right|$$

$$|G| = \sqrt{M_R^2(\omega) + H_I^2(\omega)} \quad (2-26)$$

$$H_R(\omega) = \frac{1}{1+\omega^2 R^2 C^2} \quad (2-27)$$

$$H_I(\omega) = \frac{-\omega RC}{1+\omega^2 R^2 C^2} \quad (2-28)$$

$$|G| = \sqrt{\frac{1}{(1+\omega^2 R^2 C^2)} + \frac{\omega^2 R^2 C^2}{(1+\omega^2 R^2 C^2)^2}} \quad (2-29)$$

$$= \sqrt{\frac{1+\omega^2 R^2 C^2}{(1+\omega^2 R^2 C^2)^2}} \quad (2-30)$$

$$|G| = \frac{1}{\sqrt{1+\omega^2 R^2 C^2}} \quad (2-31)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลตอบสนองทางเฟส (Phase response) ϕ

$$\phi = \tan^{-1} \frac{H_I(\omega)}{H_R(\omega)} \quad (2-32)$$

$$= \tan^{-1} \left[\frac{\frac{-\omega RC}{(1 + \omega^2 R^2 C^2)}}{\frac{1}{(1 + \omega^2 R^2 C^2)}} \right] \quad (2-33)$$

จะได้

$$\phi = -\tan^{-1}(\omega RC) \quad (2-34)$$

ความถี่คัท-ออฟ (Cut-off frequency)

จากสมการที่ 2-31 สามารถหาความถี่คัท-ออฟ ได้ดังนี้

$$|G| = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}} \quad (2-35)$$

เมื่อ $\omega = 2\pi f$ ที่ความถี่คัท-ออฟ $|G| = \frac{1}{\sqrt{2}}$ แทนค่าลงในสมการที่ 2-35 จะได้

$$\frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}} \quad (2-36)$$

$$\omega RC = 1 \quad (2-37)$$

$$\omega = \frac{1}{RC} = 2\pi f_c \quad (2-38)$$

$$2\pi f_c = \frac{1}{RC} \quad (2-39)$$

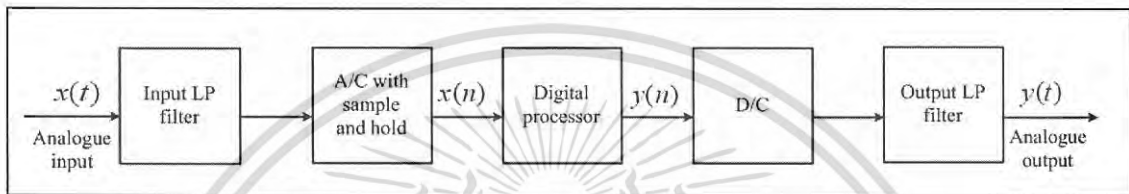
ดังนั้นความถี่คัท-ออฟจะแสดงได้ ดังสมการที่ 40

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2-40)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 ตัวกรองดิจิทัล

ตัวกรองดิจิทัล (Digital filter) เป็นตัวกรองรูปแบบหนึ่งที่ถูกออกแบบ และสร้างขึ้นโดยวงจรดิจิทัล มีไดอะแกรมการทำงานดังรูปที่ 2-7 จากรูปสัญญาณอนาล็อก $x(t)$ เป็นสัญญาณอินพุตจะถูกส่งเข้าไปยังตัวกรองความถี่ต่ำผ่านและจะถูกส่งผ่านวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อก $x(t)$ ให้เป็นสัญญาณดิจิทัล $x(n)$ และสัญญาณดิจิทัลนี้จะถูกส่งเข้าไปยังตัวประมวลผลดิจิทัล ผลที่ได้จากการคำนวณยังคงเป็นสัญญาณดิจิทัล $y(n)$ จากนั้นจะถูกส่งผ่านมายังวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลให้เป็นสัญญาณอนาล็อก ต่อจากนั้นจะถูกส่งต่อไปยังตัวกรองความถี่ต่ำผ่านหรือตัวกรอง Reconstruction เพื่อปรับสัญญาณให้ราบเรียบและออกไปเป็นสัญญาณเอาต์พุต $y(t)$ [9]



รูปที่ 2-7 ไดอะแกรมการทำงานของตัวกรองดิจิทัลพื้นฐาน

ตัวกรองดิจิทัลแบ่งออกได้ 2 ชนิดคือ [4,5,6]

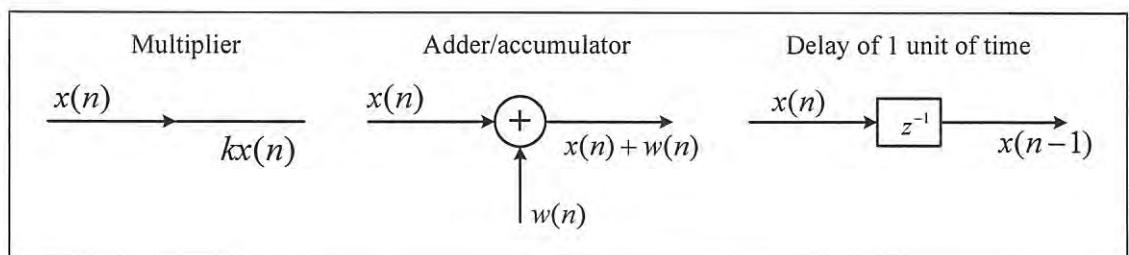
1. ตัวกรองดิจิทัลแบบเอฟไออาร์ (Finite impulse response filter: FIR)
2. ตัวกรองดิจิทัลแบบไอไออาร์ (Infinite impulse response filter: IIR)

องค์ประกอบของตัวกรองดิจิทัล

ตัวกรองดิจิทัลทั้งสองชนิดจะประกอบด้วยองค์ประกอบพื้นฐาน (Basic elements) ดังต่อไปนี้

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

สัญลักษณ์ขององค์ประกอบพื้นฐานทั้ง 3 ตัวสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2-8



รูปที่ 2-8 องค์ประกอบพื้นฐานทั้ง 3 ตัวที่ใช้เป็นส่วนประกอบของตัวกรองดิจิทัล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.1 ตัวกรองดิจิทัลแบบไอโออาร์

ฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer function) ของตัวกรองแบบไอโออาร์ สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังต่อไปนี้ [4,5,6]

$$H(z) = \frac{\sum_{k=0}^N b_k z^{-k}}{1 + \sum_{k=1}^N a_k z^{-k}} \quad (2-41)$$

จากสมการที่ 2-41 สามารถนำไปเขียนใหม่ได้ดังสมการที่ 2-42

$$H(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_N z^{-N}}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_N z^{-N}} \quad (2-42)$$

เมื่อ N คือจำนวนลำดับของตัวกรองไอโออาร์

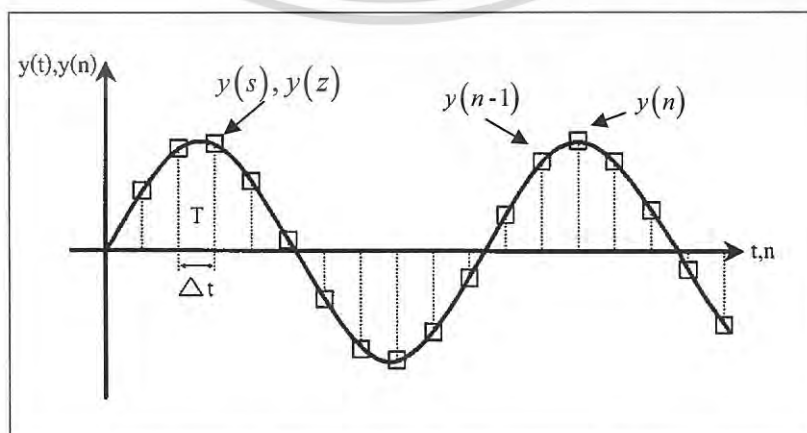
การออกแบบตัวกรองดิจิทัลแบบไอโออาร์ สามารถกระทำได้ 4 วิธี คือ

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

สำหรับในวิทยานิพนธ์นี้จะกล่าวเพียงวิธีที่ 1 และ วิธีที่ 2 เท่านั้น คือ แบบประมาณค่าเบี่ยงเบน (Approximation of derivatives) และแบบวางโพล-ซีโร (Pole-zero placement) ซึ่งเป็นวิธีที่นำมาใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

2.5.1.1 การออกแบบตัวกรองดิจิทัลแบบไอโออาร์ด้วยวิธีประมาณค่าเบี่ยงเบน

เป็นวิธีการหนึ่งที่ใช้แปลงเฮสโตแกรมไปสู่แซดโดเมน พิจารณารูปที่ 2-9 [4]



รูปที่ 2-9 ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องทางเวลากับสัญญาณที่ต่อเนื่องทางเวลา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาดูเท่านั้น เมื่อนำไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตให้นำไปเผยแพร่หรือใช้ในการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2-9 จะพบว่า

$$\frac{dy(t)}{dt} = \frac{\Delta y(t)}{\Delta t} \quad (2-43)$$

กำหนดให้ระยะห่างระหว่าง $n-1$ กับ n เท่ากับ Δt และมีเวลาเท่ากับ T ดังนั้น ณ เวลา t ใด ๆ จะได้ว่า

$$\Delta t = n - (n-1) = T \quad (2-44)$$

T คือ อัตราสุ่ม (Sampling rate) หรืออาจเขียนให้อยู่ในรูปความถี่สุ่ม, $f_s = \frac{1}{T}$ ก็ได้ ซึ่งค่า T นี้จะมีค่าเท่ากันทุกช่วงและจากรูปที่ 2-9 ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณ $y(t)$ และ $y(n)$ แสดงได้ดังสมการที่ 2-45

$$\frac{dy(t)}{dt} = \frac{y(n) - y(n-1)}{T} \quad (2-45)$$

จากสมการที่ 2-45 ทำการแปลงลาปลาซทางด้านซ้ายของสมการเนื่องจากเป็นสัญญาณที่ต่อเนื่องทางเวลา ส่วนด้านขวาทำการแปลงแซดเนื่องจากเป็นสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องทางเวลา ได้ดังสมการที่ 2-46

$$sH(s) = \frac{y(z) - y(z)z^{-1}}{T} \quad (2-46)$$

จะได้

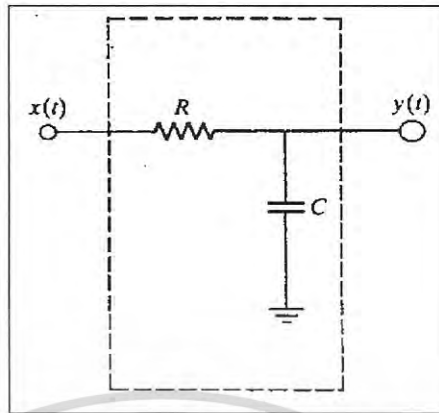
$$sH(s) = H(z) \frac{(1 - z^{-1})}{T} \quad (2-47)$$

ณ จุดใด ๆ บนกราฟในรูปที่ 2-9 $y(s)$ จะมีค่าเท่ากับ $y(z)$ จะได้ว่า

$$s = \frac{(1 - z^{-1})}{T} \quad (2-48)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาวงจรดังรูปที่ 2-9



รูปที่ 2-10 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบพาสซีฟลำดับ 1

จากรูปที่ 2-10 วงจรจะมีฟังก์ชันถ่ายโอนดังสมการ

$$H(s) = \frac{\frac{1}{RC}}{s + \frac{1}{RC}} \quad (2-49)$$

กำหนดให้ $a = \frac{1}{RC}$ จะได้

$$H(s) = \frac{a}{s+a} \quad (2-50)$$

จากสมการที่ 2-49 จะได้ $H(z)$ มีค่าดังสมการที่ 2-51

$$H(z) = \frac{aT}{1 + at - z^{-1}} \quad (2-51)$$

$$Vo(z) + aTVo(z) - Vo(z)z^{-1} = aTVi(z)$$

$$Vo(z) + aTVo(z) = aTVi(z) + Vo(z)z^{-1}$$

$$Vo(z)(1 + aT) = aTVi(z) + Vo(z)z^{-1}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_o(z) = \frac{aT V_i(z)}{(1+aT)} + \frac{V_o(z)z^{-1}}{(1+aT)} \quad (2-52)$$

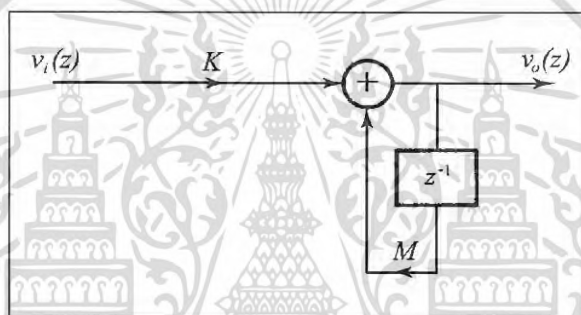
กำหนดให้

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

$$V_o(n) = K V_i(n) + M V_o(n-1) \quad (2-53)$$

$$V_o(z) = K V_i(z) + M V_o(z)z^{-1} \quad (2-54)$$

และจากสมการที่ 2-54 นำไปเขียนเป็นโครงสร้างได้ดังรูปที่ 2-11



รูปที่ 2-11 โครงสร้างตัวกรองดิจิทัลแบบความถี่ต่ำผ่านลำดับ 1

2.5.1.2 โพลและซีโร่

เป็นการเขียนโพลและซีโร่ลงในระนาบแซด (z-plane) ซีโร่แทนด้วยสัญลักษณ์ \circ ส่วนโพลแทนด้วยสัญลักษณ์ \times ซึ่งตำแหน่งการวางโพลบนระนาบแซด (z-plane) ของระบบใดๆ สามารถบอกได้ว่าระบบนั้นจะมีเสถียรภาพหรือไม่ โดยระบบที่ Stable โพลของระบบจะต้องอยู่ภายในวงกลมหนึ่งหน่วย (Unit circle) เท่านั้น ส่วนระบบที่ Un-stable จะมีโพลอย่างน้อย 1 ตัวอยู่นอกวงกลมหนึ่งหน่วย และจำนวนของโพลที่ปรากฏบนระนาบแซดก็คือ จำนวนลำดับของระบบ ในการเขียนฟังก์ชันที่ประกอบด้วยโพลและซีโร่สามารถเขียนได้ดังสมการ 2-55

$$H(z) = \frac{k(z-z_1)(z-z_2)\dots(z-z_N)}{(z-p_1)(z-p_2)\dots(z-p_N)} \quad (2-55)$$

เมื่อ z_1, z_2 จนถึง z_n แทนด้วยตำแหน่งของซีโร่ และ p_1, p_2 จนถึง p_n แทนด้วยตำแหน่งของโพล และ k คือ อัตราการขยายของระบบ

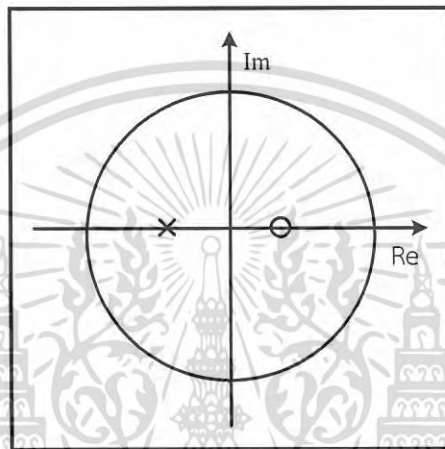
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวอย่างที่ 2-1 แสดงวิธีการหาโพล-ซีโร่

ถ้าพิจารณาจากสมการที่ 2-58

$$H(z) = \frac{1 - 0.3z^{-1}}{1 + 0.5z^{-1}} \quad (2-58)$$

ดังนั้นระบบจะมีโพล อยู่ที่ตำแหน่ง -0.5 และซีโร่อยู่ที่ตำแหน่ง +0.3



รูปที่ 2-12 แสดงตัวอย่างโพล-ซีโร่บนระนาบแซต

2.5.1.3 ผลตอบสนองความถี่ของระบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา [4,5,6]

พิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอน $H(z)$ ดังสมการที่ 2-59

$$H(z) = \frac{b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2} + \dots}{1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2} + \dots} \quad (2-59)$$

ในการหาผลตอบสนองทางความถี่ของระบบแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลานั้นจะแทน $z = e^{j\omega}$ ลงใน $H(z)$ ดังสมการที่ 2-60

$$H(\omega) = \frac{b_0 + b_1e^{-j\omega} + b_2e^{-2j\omega} + \dots}{1 + a_1e^{-j\omega} + a_2e^{-2j\omega} + \dots}$$

$$H(\omega) = H_R(\omega) + H_I(\omega) \quad (2-60)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นว่าสมการที่ 2-60 จะประกอบด้วยค่าที่เป็นจำนวนจริงและค่าที่เป็นจำนวนเชิงซ้อนซึ่งในการหาผลตอบสนองทางความถี่จะแบ่งการคำนวณออกเป็น 2 ลักษณะคือ

2.5.1.3.1 ผลตอบสนองทางขนาด (Magnitude Response) [4,5,6]

คำนวณได้โดยการหาค่าสัมบูรณ์ของสมการที่ 2-60 เขียนได้ดังสมการที่ 2-61

$$|H(\omega)| = \sqrt{H_R^2(\omega) + H_I^2(\omega)} \quad (2-61)$$

2.5.1.3.2 ผลตอบสนองทางเฟส (Phase Response)

คำนวณได้จากสมการที่ 2-62 ซึ่งผลตอบสนองทางเฟสจะถูกแทนด้วย $\Theta(\omega)$ หรือ $\angle H(\omega)$

$$\Theta(\omega) = \angle H(\omega) = \tan^{-1} \frac{H_I(\omega)}{H_R(\omega)} \quad (2-62)$$

ตัวอย่างที่ 2-2 จงหาผลตอบสนองทางความถี่ของระบบไม่ต่อเนื่องทางเวลาดังสมการที่ 2-63

$$H(z) = \frac{1+z}{z} \quad (2-63)$$

กำหนดให้ $z = e^{j\omega}$

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

$$H(\omega) = 1 + e^{-j\omega} \quad (2-64)$$

และจากสมการ $re^{j\omega} = r \cos(\omega) + jr \sin(\omega)$ ดังนั้นสมการที่ 2-64 สามารถเขียนใหม่ได้ดังสมการที่ 2-65

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

$$H(\omega) = 1 + \cos(\omega) - j \sin(\omega) \quad (2-65)$$

จากสมการที่ 2-65 จะพบว่าส่วนที่เป็นจำนวนจริงคือ $H_R(\omega) = 1 + \cos(\omega)$ และส่วนที่เป็นจำนวนเชิงซ้อนคือ $-\sin(\omega)$ ดังนั้นผลตอบสนองทางขนาดจะมีค่าดังสมการที่ 2-66

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

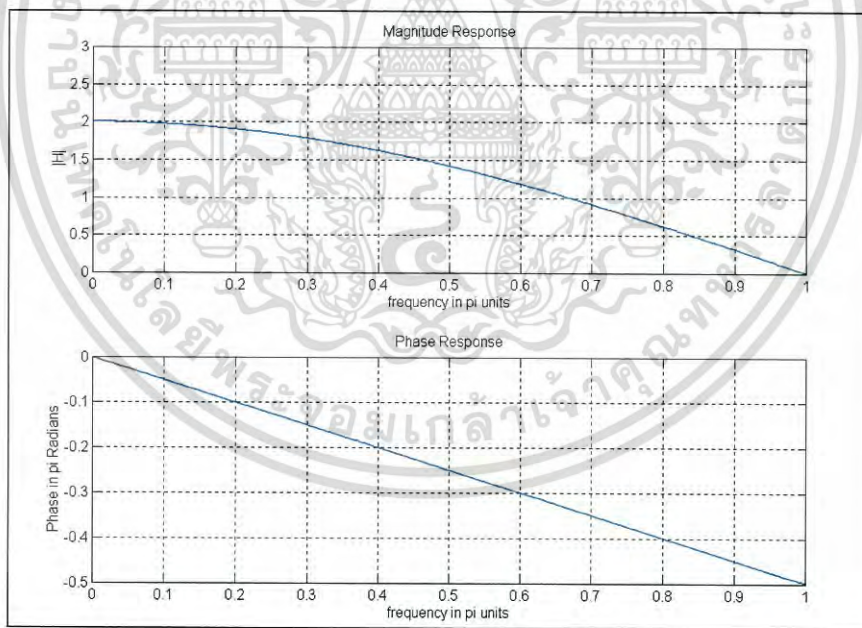
$$|H(\omega)| = \sqrt{1 + 2\cos(\omega) + \cos^2(\omega) + \sin^2(\omega)}$$

$$|H(\omega)| = \sqrt{2 + 2\cos(\omega)} \tag{2-66}$$

และผลตอบสนองทางเฟสเขียนได้จากสมการที่ 2-62 โดยนำค่าจำนวนจริงและจำนวนเชิงซ้อนจากสมการที่ 2-65 แสดงได้ดังสมการที่ 2-67

$$\Theta(\omega) = \angle H(\omega) = \tan^{-1} \frac{-\sin(\omega)}{1 + \cos(\omega)} \tag{2-67}$$

และจากสมการที่ 2-66 และ 2-67 เมื่อเปลี่ยนแปลงค่า ω ในช่วง $0 - \pi$ ทำให้เขียนกราฟผลตอบสนองความถี่ได้ดังรูปที่ 2-13



รูปที่ 2-13 ผลตอบสนองความถี่ของระบบ $H(z) = \frac{z+1}{z}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6 ระบบสมการไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear equation system)

ระเบียบวิธีของนิวตัน-ราฟสันเพื่อใช้แก้ระบบสมการไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งระบบสมการไม่เป็นเชิงเส้นเขียนได้ดังสมการที่ 2-68 [10-11]

$$\begin{aligned} f_1(x_1, x_2, \dots, x_n) &= 0 \\ f_2(x_1, x_2, \dots, x_n) &= 0 \\ &\vdots \\ f_n(x_1, x_2, \dots, x_n) &= 0 \end{aligned} \quad (2-68)$$

จากสมการของนิวตัน-ราฟสันแสดงได้ดังสมการที่ 2-69

$$x_{k+1} = x_k - J(x_k)^{-1} f(x_k) \quad (2-69)$$

เมื่อกำหนดให้

$$x_k = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix}, \quad f(x_k) = \begin{bmatrix} f_1(x_1, x_2, \dots, x_n) \\ f_2(x_1, x_2, \dots, x_n) \\ \vdots \\ f_n(x_1, x_2, \dots, x_n) \end{bmatrix}$$

เมื่อ J คือ จาคอเบียนเมทริกซ์ เขียนได้เป็น

$$J(x_k) = \begin{bmatrix} \left(\frac{\partial f_1}{\partial x_1}\right)(x) & \left(\frac{\partial f_1}{\partial x_2}\right)(x) & \dots & \left(\frac{\partial f_1}{\partial x_n}\right)(x) \\ \left(\frac{\partial f_2}{\partial x_1}\right)(x) & \left(\frac{\partial f_2}{\partial x_2}\right)(x) & \dots & \left(\frac{\partial f_2}{\partial x_n}\right)(x) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \left(\frac{\partial f_n}{\partial x_1}\right)(x) & \left(\frac{\partial f_n}{\partial x_2}\right)(x) & \dots & \left(\frac{\partial f_n}{\partial x_n}\right)(x) \end{bmatrix}$$

สามารถหาคำตอบสมการ n มิติ (n สมการ n ตัวแปร) โดยวิธีนิวตัน-ราฟสันได้ดังสมการที่ 2-70

$$\begin{bmatrix} x_{1(k+1)} \\ x_{2(k+1)} \\ \vdots \\ x_{n(k+1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{1k} \\ x_{2k} \\ \vdots \\ x_{nk} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \left(\frac{\partial f_1}{\partial x_1}\right)(x) & \left(\frac{\partial f_1}{\partial x_2}\right)(x) & \dots & \left(\frac{\partial f_1}{\partial x_n}\right)(x) \\ \left(\frac{\partial f_2}{\partial x_1}\right)(x) & \left(\frac{\partial f_2}{\partial x_2}\right)(x) & \dots & \left(\frac{\partial f_2}{\partial x_n}\right)(x) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \left(\frac{\partial f_n}{\partial x_1}\right)(x) & \left(\frac{\partial f_n}{\partial x_2}\right)(x) & \dots & \left(\frac{\partial f_n}{\partial x_n}\right)(x) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} f_1(x_k) \\ f_2(x_k) \\ \vdots \\ f_n(x_k) \end{bmatrix} \quad (2-70)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวอย่างที่ 2-3 การแก้ระบบสมการไม่เป็นเชิงเส้นโดยใช้วิธีของนิวตัน-กราฟสัน

$$\begin{aligned} 3x_1 - \cos(x_2x_3) - \frac{1}{2} &= 0, \\ x_1^2 - 81(x_2 + 0.1)^2 + \sin x_3 + 1.06 &= 0, \\ e^{-x_1x_2} + 20x_3 + \frac{10\pi - 3}{3} &= 0, \end{aligned} \quad (2-71)$$

ในการหาคำตอบ x_1 x_2 และ x_3 จะใช้สมการที่ 2-69 และจากสมการที่ 2-71 สามารถนำไปจัดรูปใหม่เพื่อให้ได้ $f(x_k)$ และ $J(x_k)$ ดังสมการที่ 2-72 และ 2-73

$$f(x_k) = \begin{bmatrix} 3x_1 - \cos(x_2x_3) - \frac{1}{2} \\ x_1^2 - 81(x_2 + 0.1)^2 + \sin x_3 + 1.06 \\ e^{-x_1x_2} + 20x_3 + \frac{10\pi - 3}{3} \end{bmatrix} \quad (2-72)$$

$$J(x_k) = \begin{bmatrix} 3 & x_3 \sin(x_2x_3) & -x_2 \sin(x_2x_3) \\ 2x_1 & -162(x_2 + 0.1) & \cos x_3 \\ -x_2 e^{-x_1x_2} & -x_1 e^{-x_1x_2} & 20 \end{bmatrix} \quad (2-73)$$

กำหนดให้ $k = 0$ จะได้ x_0 $f(x_0)$ และ $J(x_0)$ ดังสมการที่ 2-74 ถึง 2-76 และแทนค่าลงในสมการที่ 2-69 แสดงได้ดังสมการที่ 2-77 และได้ค่า x_1 ดังสมการที่ 2-78

$$x_0 = \begin{bmatrix} 0.1 \\ 0.1 \\ -0.1 \end{bmatrix} \quad (2-74)$$

$$f(x_0) = \begin{bmatrix} 0.3 - \cos(-0.01) - \frac{1}{2} \\ 0.01 - 3.24 + \sin(-0.1) + 1.06 \\ e^{-0.01} - 2_3 + \frac{10\pi - 3}{3} \end{bmatrix}$$

$$f(x_0) = \begin{bmatrix} -1.19995 \\ -2.269833417 \\ 8.462025346 \end{bmatrix} \quad (2-75)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$J(x_0) = \begin{bmatrix} 3 & (0.1)\sin(-0.01) & 0.1\sin(-0.01) \\ 0.2 & -32.4 & \cos(-0.1) \\ -0.1e^{-0.01} & -0.1e^{-0.01} & 20 \end{bmatrix}$$

$$J(x_0) = \begin{bmatrix} 3 & 0.000999983 & -0.000999983 \\ 0.2 & -32.4 & 0.995004165 \\ -0.099004984 & -0.099004983 & 20 \end{bmatrix} \quad (2-76)$$

$$x_1 = \begin{bmatrix} 0.1 \\ 0.1 \\ -0.1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 3 & 0.000999983 & -0.000999983 \\ 0.2 & -32.4 & 0.995004165 \\ -0.099004984 & -0.099004983 & 20 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -1.19995 \\ -2.269833417 \\ 8.462025346 \end{bmatrix} \quad (2-77)$$

$$x_1 = \begin{bmatrix} 0.50003702 \\ 0.01946686 \\ -0.52152047 \end{bmatrix} \quad (2-78)$$

ต่อจากนั้นกำหนดให้ $k=1,2,\dots,n$ เพื่อหาค่า x_2, x_3, \dots, x_{n+1} ต่อไปโดยจะกระทำจนกระทั่งผลลัพธ์ของสมการจะลู่เข้า ดังตารางที่ 2-1 และจากตารางพบว่าผลลัพธ์จะลู่เข้าที่ $k=4$

ตารางที่ 2-1 ตารางแสดงการลู่เข้าของผลลัพธ์ของสมการไม่เป็นเชิงเส้น

k	x_1	x_2	x_3
0	0.10000000	0.10000000	-0.10000000
1	0.50003702	0.01946686	-0.52152047
2	0.50004593	0.00158859	-0.52355711
3	0.50000034	0.00001244	-0.52359845
4	0.50000000	0.00000000	-0.52359877
5	0.50000000	0.00000000	-0.52359877

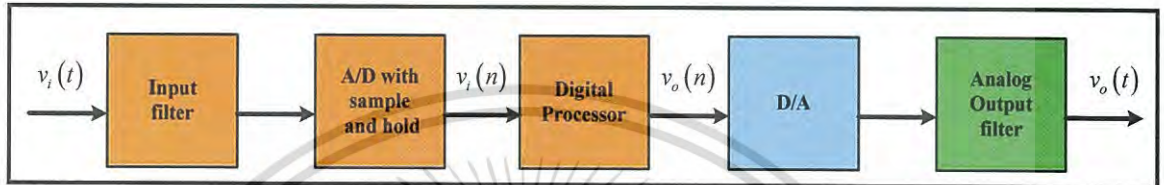
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การออกแบบ

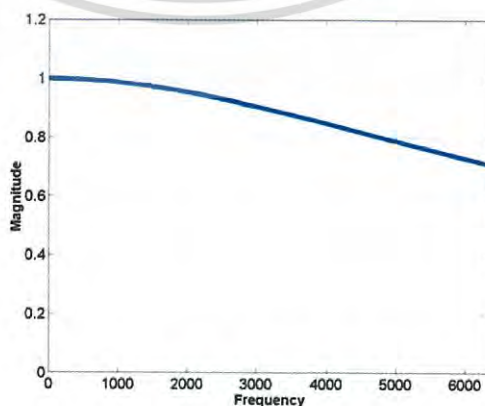
3.1 หลักการเดิม

ระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัลที่ถูกใช้กันโดยทั่วไปในปัจจุบันแสดงได้ดังรูปที่ 3-1 [12]



รูปที่ 3-1 ไคอะแกรมของระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัล

จากรูปที่ 3-1 สัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณอินพุตของตัวกรอง (Input filter) ซึ่งเป็นตัวกรองแบบความถี่ต่ำผ่าน ทำหน้าที่ป้องกันการเกิด Aliasing ส่วนอนาลอกเอาต์พุตฟิลเตอร์ ซึ่งเป็นตัวกรองแบบความถี่ต่ำผ่านเช่นกัน แต่จะทำหน้าที่ปรับสัญญาณที่เป็นขั้นจากเอาต์พุต (Output) ของวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลให้เป็นสัญญาณอนาลอก (D/A) ให้ราบเรียบ ซึ่งโดยทั่วไปค่าความถี่คัท-ออฟ (Cut-off frequency) (ω_c) จะมีค่าเท่ากับ $f_s/2$ [3] ดังนั้นแบนด์วิดท์ของระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัลก็จะถูกจำกัดโดยตัวกรอง Reconstruction ดังตัวอย่างเช่น ระบบประมวลผลสัญญาณทำงานที่ความถี่สุ่ม (Sampling frequency) 12.8 kHz ตัวกรอง Reconstruction มีความถี่คัท-ออฟเท่ากับ 6.4 kHz ดังนั้นแบนด์วิดท์ของระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัล จะมีลักษณะเหมือนกับผลตอบสนองทางขนาด (Magnitude response) ของตัวกรอง Reconstruction ดังแสดงในรูปที่ 3-2 ซึ่งจากรูปนี้จะเห็นได้ว่าแบนด์วิดท์ของระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัลจะถูกจำกัด โดยที่ความถี่สูงสัญญาณเอาต์พุตของระบบจะถูกลดทอน

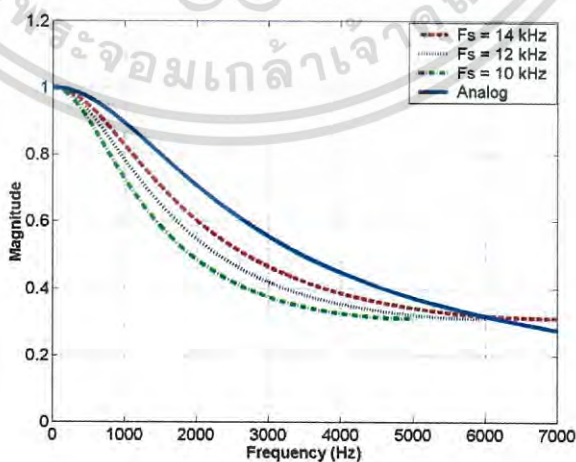


รูปที่ 3-2 แบนด์วิดท์ของระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการรับจ้างงานเพื่อการศึกษาด้านนี้ เมื่อผู้ยัดเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต่อมาได้มีผู้นำเสนอการชดเชยแบนด์วิทของระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัลที่เกิดจากผลของตัวกรอง Reconstruction โดยทำการออกแบบตัวกรองดิจิทัลแบบไอโออาร์ ด้วยวิธีการ Approximate of derivative ที่มีความถี่คัท-ออฟเท่ากับตัวกรอง Reconstruction และทำการอินเวิร์สระบบ เพื่อให้ผลการทำงานเป็นตรงข้ามและหักล้าง จากนั้นเปลี่ยนฟังก์ชันของระบบให้เป็นสมการผลต่าง โดยการชดเชยจะทำในลักษณะซอฟต์แวร์ [2] ซึ่งจากหลักการดังกล่าวสามารถชดเชยผลของตัวกรอง Reconstruction ได้โดยทำให้แบนด์วิทของระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัลเพิ่มขึ้น แต่อย่างไรก็ตามก็ยังมีค่าความคลาดเคลื่อนอยู่ ทั้งนี้เนื่องจากระบบชดเชยที่สร้างโดยตัวกรองดิจิทัลแบบไอโออาร์ ที่ออกแบบด้วยวิธี Approximation of derivative นั้นจะมีผลตอบสนองทางขนาดแตกต่างไปจากตัวกรอง Reconstruction ที่สร้างจาก Analog passive filter โดยจะเห็นได้จากตัวกรอง Reconstruction ลำดับที่ 1 มีความถี่คัท-ออฟเท่ากับ 2 kHz และ ตัวกรองดิจิทัลแบบไอโออาร์ที่ออกแบบด้วยวิธี Approximation of derivative ความถี่คัท-ออฟ เท่ากับ 2 kHz และความถี่สุมเท่ากับ 10 kHz, 12 kHz และ 14 kHz ตามลำดับ จะได้ผลตอบสนองทางขนาดแสดงดังรูปที่ 3-3

จากรูปที่ 3-3 จะเห็นได้ว่า ผลตอบสนองทางขนาดของตัวกรองดิจิทัลแบบไอโออาร์ที่ความถี่สูงจะมีค่าเข้าใกล้ผลตอบสนองทางขนาดของตัวกรองอนาล็อกและถ้าต้องการให้ใกล้เคียงกันมาก จำเป็นจะต้องใช้ค่าความถี่สุมที่สูงมากเช่นกัน แต่การเพิ่มค่าความถี่สุมให้สูงนั้นจะเกิดผลกระทบอยู่สองประการคือ ประการแรกระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัล จะไม่สามารถรองรับ Application software ที่มีการเปลี่ยนแปลงความถี่สุมได้ เพราะถ้ามีการเปลี่ยนแปลงในลักษณะลดค่าความถี่สุมลง จะทำให้ประสิทธิภาพการชดเชยสัญญาณลดลงไปด้วย ผลกระทบอีกประการหนึ่งก็คือฮาร์ดแวร์ที่ไม่สามารถทำงานที่ความถี่สุมสูงได้ ก็จะทำให้ประสิทธิภาพการชดเชยสัญญาณลดลงเช่นเดียวกัน



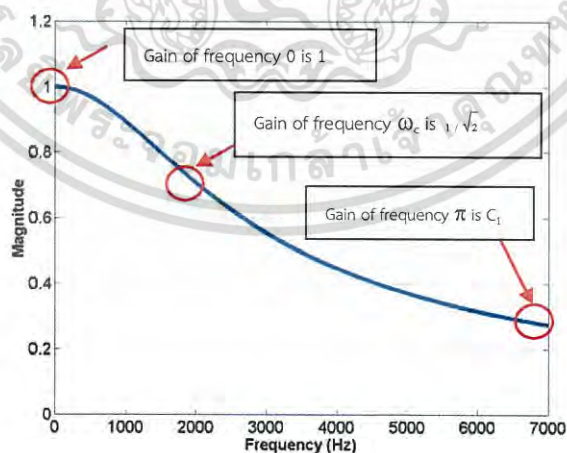
รูปที่ 3-3 ผลตอบสนองทางขนาดของตัวกรองดิจิทัลแบบไอโออาร์ลำดับที่ 1 ที่ออกแบบ

ด้วยวิธี Approximation of derivative เปรียบเทียบกับตัวกรองอนาล็อก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 หลักการที่นำเสนอ

จากที่ได้กล่าวมาแล้วจะเห็นได้ว่าปัจจัยที่มีผลต่อความเที่ยงตรงของการชดเชยผลของตัวกรอง Reconstruction ในระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัลก็คือผลตอบสนองทางขนาดของตัวกรองดิจิทัลแบบไอโออาร์ ที่จะนำมาสร้างระบบชดเชยจะต้องมีผลตอบสนองทางขนาดเหมือนหรือใกล้เคียงกับผลตอบสนองทางขนาดของตัวกรอง Reconstruction ที่เป็นอนาลอก ซึ่งสาเหตุที่ทำให้ตัวกรองดิจิทัลแบบไอโออาร์ มีผลตอบสนองทางขนาดแตกต่างไปจากตัวกรองอนาลอกก็คือ Warping frequency หรือความสัมพันธ์ที่ไม่เป็นเชิงเส้นของ Analog frequency กับ Digital frequency ซึ่งไม่ว่าจะออกแบบด้วยวิธี Approximation of derivative หรือ Bilinear transform ก็จะทำให้เกิด Warping frequency [3] เช่นกันโดยผลของ Warping frequency จะทำให้ผลตอบสนองทางขนาดของตัวกรองอนาลอกแตกต่างกับตัวกรองดิจิทัล ดังนั้นเพื่อให้ตัวกรองดิจิทัลแบบไอโออาร์ ที่จะนำมาสร้างระบบชดเชยมี ผลตอบสนองทางขนาดใกล้เคียงกับตัวกรองอนาลอกจำเป็นต้องลดผลของ Warping frequency ลงให้มากที่สุดเช่นเดียวกัน ผู้วิจัยจึงได้นำเสนอการออกแบบตัวกรองดิจิทัลแบบไอโออาร์ขึ้นใหม่โดยจะทำการควบคุม อัตราการขยาย (Gain) ของผลตอบสนองทางขนาดที่ความถี่ 0 , ω_c และ π ให้มีค่าเท่ากับ ตัวกรองอนาลอกตามรูปที่ 3-4 และตารางที่ 3-1 การทำเช่นนี้จะทำให้ความสัมพันธ์ของ Analog frequency กับ Digital frequency มีความเป็นเชิงเส้นมากขึ้น โดยที่ความถี่ 0 จะมีอัตราการขยายเท่ากับ 1 ที่ความถี่คัท-ออฟ จะมีอัตราการขยาย เท่ากับ $1/\sqrt{2}$ และที่ความถี่ Nyquist จะมีอัตราการขยายเท่ากับอัตราการขยายของตัวกรอง Reconstruction ที่ความถี่ Nyquist หรือเท่ากับ c_1 ซึ่งหาค่าได้จากสมการที่ 3-1 โดยการออกแบบจะใช้วิธีการกำหนดตำแหน่งโพล-ซีโร ซึ่งสามารถแสดง ฟังก์ชันของระบบ ได้ดังสมการที่ 3-2



รูปที่ 3-4 ผลตอบสนองทางขนาดของตัวกรองดิจิทัลแบบไอโออาร์ ลำดับที่ 1

ตารางที่ 3-1 อัตราขยายของตัวกรองดิจิทัลแบบไอโออาร์ ที่ความถี่ 0 , ω_c และ π

Frequency (ω)	Gain
0	1
ω_c	$\frac{1}{\sqrt{2}}$
π	c_1

$$c_1 = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{f_n^2}{f_c^2}}} \quad (3-1)$$

เมื่อ c_1 คือ อัตราการขยายของผลตอบสนองทางขนาดที่ความถี่ Nyquist

f_n คือ ความถี่ Nyquist

f_c คือ ความถี่คัท-ออฟ

$$H(z) = k \left(\frac{z - z_1}{z - p_1} \right) \quad (3-2)$$

แทนค่า $z = e^{j\omega}$ ลงในสมการที่ 3-2 จะได้ สมการที่ 3-3

$$H(\omega) = k \left(\frac{e^{j\omega} - z_1}{e^{j\omega} - p_1} \right) \quad (3-3)$$

ที่ $\omega = 0$ กำหนดให้อัตราการขยาย เท่ากับ 1 และแทนค่าลงในสมการที่ 3-3 แสดงได้ในสมการที่ 3-4 และจัดรูปใหม่ได้ดังสมการที่ 3-5

$$H(0) = k \left(\frac{e^{j0} - z_1}{e^{j0} - p_1} \right) \quad (3-4)$$

$$1 = k \left(\frac{e^{j0} - z_1}{e^{j0} - p_1} \right)$$

$$1 - p_1 = k(1 - z_1) \quad (3-5)$$

ส่วนที่ $\omega = \pi$ หรือ ความถี่ Nyquist กำหนดให้อัตราการขยายเท่ากับ c_1 แทนค่าลงในสมการที่ 3-3 ได้ดังสมการ 3-6 และสมการที่ 3-7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H(\pi) = k \left(\frac{e^{j\pi} - z_1}{e^{j\pi} - p_1} \right) \quad (3-6)$$

$$c_1 = k \left(\frac{e^{j\pi} - z_1}{e^{j\pi} - p_1} \right)$$

$$c_1(1 + p_1) = k(1 + z_1) \quad (3-7)$$

และที่ $\omega = \omega_c$ กำหนดให้อัตราการขยายเท่ากับ 0.707 หรือ $\frac{1}{\sqrt{2}}$ แทนค่าลงในสมการที่ 3-3 ได้ดังสมการที่ 3-8 และสมการที่ 3-9

$$H(\omega_c) = k \left(\frac{e^{j\omega_c} - z_1}{e^{j\omega_c} - p_1} \right) \quad (3-8)$$

$$\frac{1}{\sqrt{2}} = k \left(\frac{e^{j\omega_c} - z_1}{e^{j\omega_c} - p_1} \right) \quad (3-9)$$

กำหนดให้ $e^{j\omega_c} = \cos(\omega_c) + j\sin(\omega_c)$ แทนค่าลงในสมการที่ 3-9 จะได้สมการที่ 3-10 และผลตอบสนองทางขนาดตามสมการที่ 3-10 สามารถจัดรูปใหม่ได้ ดังสมการที่ 3-11

$$\frac{1}{\sqrt{2}} = k \left(\frac{\cos(\omega_c) + j\sin(\omega_c) - z_1}{\cos(\omega_c) + j\sin(\omega_c) - p_1} \right) \quad (3-10)$$

$$\frac{1}{2} = k^2 \left(\frac{(1 - 2p_1 \cos(\omega_c) + p_1^2 + (\cos(\omega_c) - p_1)(p_1 - z_1))^2 + (z_1 \sin(\omega_c) - p_1 \sin(\omega_c))^2}{(1 - 2p_1 \cos(\omega_c) + p_1^2)^2} \right) \quad (3-11)$$

จากสมการที่ 3-5 สมการที่ 3-7 และสมการที่ 3-11 เราจะนำมาใช้แก้สมการหาค่า k, z_1, p_1 แต่เนื่องจากสมการที่ 3-5 สมการที่ 3-7 และสมการที่ 3-11 เป็นระบบสมการที่ไม่เป็นเชิงเส้น ดังนั้นจึงจำเป็นต้องใช้วิธีนิวตัน-ราฟสัน มาช่วยหาคำตอบ ซึ่งรูปแบบทั่วไปของสมการนิวตัน-ราฟสัน แสดงได้ดังสมการที่ 3-12

$$\mathbf{x}_{n+1} = \mathbf{x}_n - \mathbf{J}(k_n, p_{1n}, z_{1n})^{-1} \mathbf{f}(k_n, p_{1n}, z_{1n}) \quad (3-12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดย

$$\mathbf{x}_n = \begin{bmatrix} k_n \\ p_{1n} \\ z_{1n} \end{bmatrix}, \mathbf{f}(k_n, p_{1n}, z_{1n}) = \begin{bmatrix} f_1(k_n, p_{1n}, z_{1n}) \\ f_2(k_n, p_{1n}, z_{1n}) \\ f_3(k_n, p_{1n}, z_{1n}) \end{bmatrix}, \mathbf{J}(k_n, p_{1n}, z_{1n}) = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial k} & \frac{\partial f_1}{\partial p_1} & \frac{\partial f_1}{\partial z_1} \\ \frac{\partial f_2}{\partial k} & \frac{\partial f_2}{\partial p_1} & \frac{\partial f_2}{\partial z_1} \\ \frac{\partial f_3}{\partial k} & \frac{\partial f_3}{\partial p_1} & \frac{\partial f_3}{\partial z_1} \end{bmatrix}$$

$$f_1 = k_n(1 - z_{1n}) - (1 - p_{1n}), \quad f_2 = k_n(1 + z_{1n}) - c_1(1 + p_{1n})$$

และ

$$f_3 = k_n^2 \left(\frac{(1 - 2p_{1n} \cos(\omega_c) + p_{1n}^2 + (\cos(\omega_c) - p_{1n})(p_{1n} - z_{1n}))^2 + (z_{1n} \sin(\omega_c) - p_{1n} \sin(\omega_c))^2}{(1 - 2p_{1n} \cos(\omega_c) + p_{1n}^2)^2} \right)$$

จากนั้นจะนำค่า k, z_1, p_1 ที่คำนวณได้จากสมการที่ 3-12 ไปแทนค่าลงในสมการที่ 3-2 ต่อจากนั้นจะทำการอินเวิร์สระบบในสมการที่ 3-2 แสดงได้ดังสมการที่ 3-13 และแปลงเป็นสมการผลต่าง (Difference equation) แสดงได้ดังสมการที่ 3-14 หลังจากนั้นนำไปต่อกับระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัลเพื่อชดเชยแบนด์วิธในรูปของซอฟต์แวร์ (Compensation filter software) แสดงได้ดังรูปที่ 3-5

$$H_1(z) = \frac{1}{k} \left(\frac{z - p_1}{z - z_1} \right) \quad (3-13)$$

$$y(n) = \frac{1}{k} x(n) - \frac{1}{k} p_1 x(n-1) + z_1 y(n-1) \quad (3-14)$$

เมื่อ $y(n)$ คือ เอาต์พุตของระบบชดเชย

$x(n)$ คือ อินพุตของระบบชดเชย

ตัวอย่างการออกแบบกำหนดให้ตัวกรอง Reconstruction ลำดับ 1 มีความถี่คัทออฟ (ω_c) มีค่าเท่ากับ 2 kHz และความถี่สุ่มเท่ากับ 14 kHz ตามลำดับ ดังนั้นจะได้ความถี่ Nyquist เท่ากับ 7 kHz และค่า c_1 สามารถหาค่าได้จากสมการที่ 3-1 และค่า ω_c หาได้จากสมการที่ 3-15 ซึ่งจะได้ค่า $c_1 = 0.2747211$ ค่า $\omega_c = 0.8975979$ จากนั้นนำค่า c_1 และ ω_c แทนค่าลงในสมการที่ 3-5, 3-7 และ 3-11 และใช้สมการที่ 3-12 หาค่า k, z_1, p_1 จะได้ค่า $k = 0.4976400$, $p_1 = 0.3852877$ และ $z_1 = -0.2352548$ ต่อจากนั้นจะนำค่า k, p_1 และ z_1 แทนค่าลงในสมการที่ 3-2 จะได้ฟังก์ชันระบบดังสมการที่ 3-16 และได้ผลตอบแทนของทางขนาดดังรูปที่ 3-6

$$\omega_c = 2 \frac{f_c}{f_s} \quad (3-15)$$

เมื่อ f_s คือ ความถี่สุ่ม (Sampling frequency)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

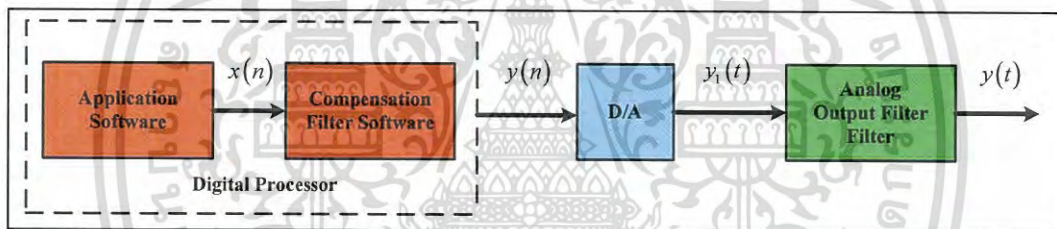
$$H(z) = 0.4976400 \left(\frac{z + 0.2352548}{z - 0.3852877} \right)$$

$$H(z) = 0.4976400 \left(\frac{1 + 0.2352548z^{-1}}{1 - 0.3852877z^{-1}} \right) \tag{3-16}$$

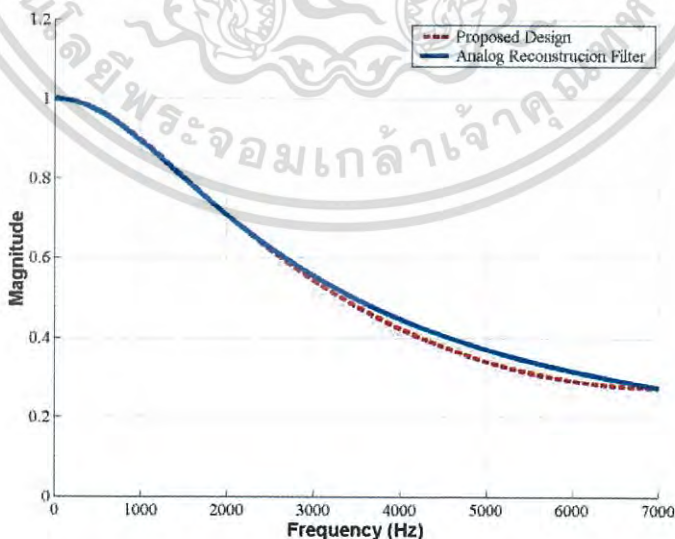
จากนั้นจะนำสมการที่ 3-16 มาทำการอินเวิร์สได้ดังสมการที่ 3-17 และแปลงเป็นสมการผลต่างตามสมการที่ 3-18 ต่อจากนั้นจะทำการเปลี่ยนให้เป็นซอฟต์แวร์เพื่อทำการชดเชยผลของตัวกรอง Reconstruction ต่อไป

$$H(z) = \frac{1}{0.4976400} \left(\frac{z - 0.3852877}{z + 0.2352548} \right) \tag{3-17}$$

$$y(n) = \frac{1}{0.4976400} x(n) - \frac{1}{0.4976400} (0.3852877)x(n-1) - (0.2352548)y(n-1) \tag{3-18}$$



รูปที่ 3-5 ไตอะแกรมการชดเชยผลของตัวกรอง Reconstruction ตามหลักการที่นำเสนอ



รูปที่ 3-6 ผลตอบสนองทางขนาด ของตัวกรองดิจิทัลแบบโอไออาร์

ที่ออกแบบตามหลักการที่นำเสนอเทียบกับตัวกรองอนาลอก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

ผลการทดลอง

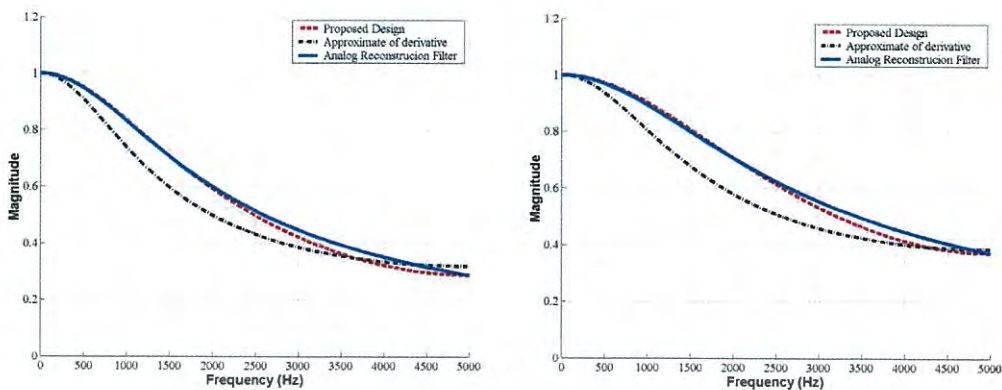
ในงานวิจัยนี้ได้กำหนดการทดลองออกเป็น 3 ส่วนคือ ส่วนที่หนึ่งเปรียบเทียบผลตอบสนองทางขนาดของตัวกรองดิจิทัลแบบไออาร์ (IIR) ที่ออกแบบด้วยหลักการที่นำเสนอเทียบกับผลตอบสนองทางขนาดของตัวกรอง Reconstruction ที่เป็นอนาล็อกด้วยโปรแกรมแมทแลป (Matlab software) ส่วนที่สองทดลองโดยใช้ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล TMS320C31 แสดงผลการชดเชยในรูปของผลตอบสนองทางขนาดผลตอบสนองทางเวลา (Time response) และค่าผลรวมความเพี้ยนสัญญาณฮาร์โมนิกส์ (THD: Total Harmonic Distortion)

4.1 การเปรียบเทียบผลตอบสนองทางขนาด

กำหนดให้ตัวกรอง Reconstruction เป็นแบบอนาล็อกความถี่ต่ำผ่านแบบพาสซีฟ ลำดับที่ 1 โดยมี ความถี่คัท-ออฟ เท่ากับ 1.5 kHz และ 2 kHz ตัวกรองดิจิทัลแบบไออาร์ที่ออกแบบตามหลักการที่นำเสนอ มีความถี่คัท-ออฟ เท่ากับ 1.5 kHz และ 2 kHz ความถี่ส้อม เท่ากับ 10 kHz 12 kHz และ 14 kHz โดยการออกแบบจะใช้สมการที่ 3-5, 3-7 และ 3-11 จะได้ค่า k , p_1 และ z_1 และ ฟังก์ชันระบบจะแสดงได้ดังตารางที่ 4-1 โดยผลของผลตอบสนองทางขนาดสามารถเปรียบเทียบระหว่างหลักการที่นำเสนอ กับการออกแบบด้วยวิธี Approximate of derivative และตัวกรอง Reconstruction แบบอนาล็อกแสดงดังรูปที่ 4-1 และค่าอัตราขยายที่ความถี่ 0 , ω_c และ π เปรียบเทียบกับตัวกรอง Reconstruction แบบอนาล็อก แสดงได้ดังตารางที่ 4-2

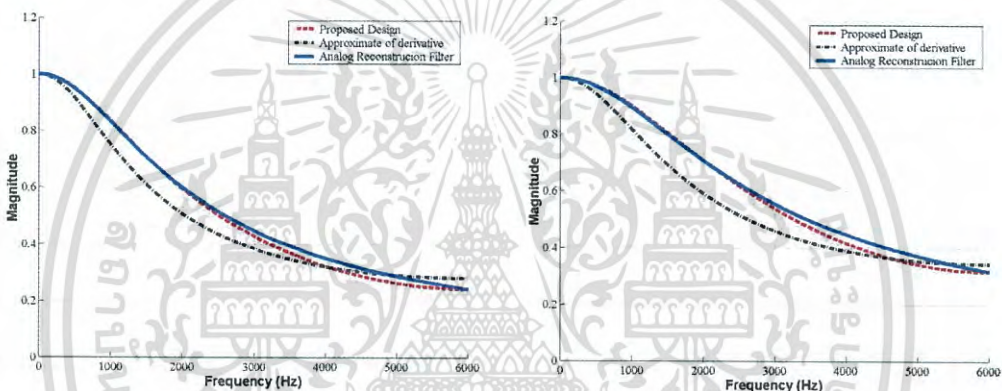
ตารางที่ 4-1 k , p_1 , z_1 และ ฟังก์ชันระบบ $H(z)$

Cut-off frequency	Sampling frequency	k	p_1	z_1	$H(z)$
1.5 kHz	10 kHz	0.51373309	0.36466839	-0.23669589	$H(z) = 0.51373309 \left(\frac{1+0.23669589z^{-1}}{1-0.36466839z^{-1}} \right)$
	12 kHz	0.45470299	0.43979577	-0.23202228	$H(z) = 0.45470299 \left(\frac{1+0.23202228z^{-1}}{1-0.43979577z^{-1}} \right)$
	14 kHz	0.40753197	0.49902550	-0.22928882	$H(z) = 0.40753197 \left(\frac{1+0.22928882z^{-1}}{1-0.49902550z^{-1}} \right)$
2 kHz	10 kHz	0.61155251	0.23589475	-0.24945155	$H(z) = 0.61155251 \left(\frac{1+0.24945155z^{-1}}{1-0.23589475z^{-1}} \right)$
	12 kHz	0.54908122	0.31891514	-0.2404082	$H(z) = 0.54908122 \left(\frac{1+0.2404082z^{-1}}{1-0.31891514z^{-1}} \right)$
	14 kHz	0.49764004	0.38528771	-0.23525486	$H(z) = 0.49764004 \left(\frac{1+0.23525486z^{-1}}{1-0.38528771z^{-1}} \right)$



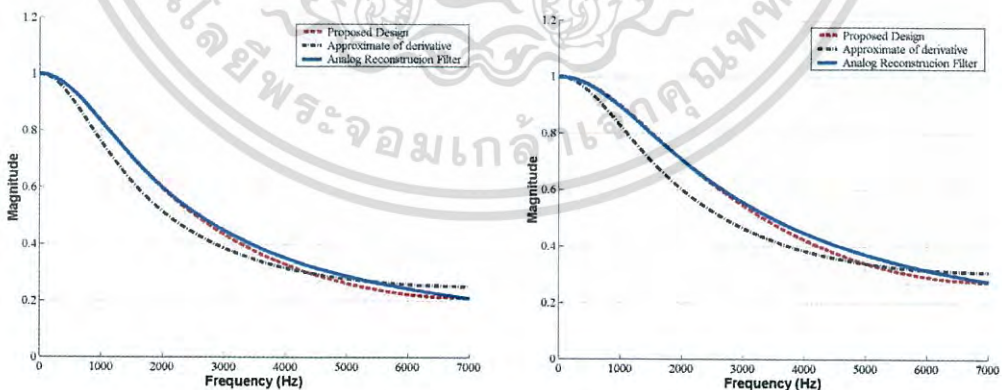
(ก) $f_c = 1.5 \text{ kHz}, f_s = 10 \text{ kHz}$

(ข) $f_c = 2 \text{ kHz}, f_s = 10 \text{ kHz}$



(ค) $f_c = 1.5 \text{ kHz}, f_s = 12 \text{ kHz}$

(ด) $f_c = 2 \text{ kHz}, f_s = 12 \text{ kHz}$



(จ) $f_c = 1.5 \text{ kHz}, f_s = 14 \text{ kHz}$

(ฉ) $f_c = 2 \text{ kHz}, f_s = 14 \text{ kHz}$

รูปที่ 4-1 ผลตอบสนองทางขนาดเปรียบเทียบระหว่างหลักการที่นำเสนอกับการออกแบบด้วยวิธี Approximate of derivative และตัวกรอง Reconstruction แบบอนาลอก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

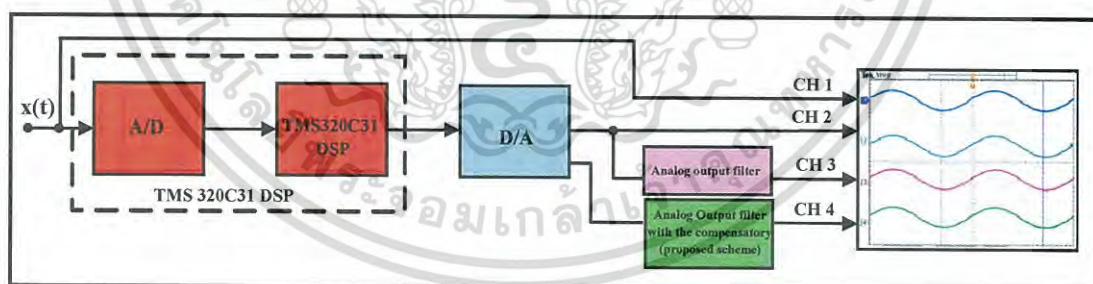
ตารางที่ 4-2 ค่าอัตราขยายที่ความถี่ 0, ω_c และ π เปรียบเทียบกับตัวกรอง Reconstruction แบบอนาล็อก

Cut-off frequency	Analog filter			IIR Digital filter with proposed design			
	Gain at frequencies			Sampling frequency (f_s)	Gain at frequencies		
	0	ω_c	$f_s / 2$		0	ω_c	π
1.5 kHz	1.00000000	0.70710678118655	0.28734788556635	10 kHz	1.0000000000000000	0.707181730704827	0.287347919701994
	1.00000000	0.70710678118655	0.24253562503633	12 kHz	1.0000000000000000	0.707168132255925	0.242535645161976
	1.00000000	0.70710678118655	0.20952908873087	14 kHz	1.0000000000000000	0.707158805634759	0.209529101558967
2 kHz	1.00000000	0.70710678118655	0.37139067635410	10 kHz	1.0000000000000000	0.707185249255396	0.371390720121469
	1.00000000	0.70710678118655	0.31622776601684	12 kHz	1.0000000000000000	0.707170108198330	0.316227792016905
	1.00000000	0.70710678118655	0.27472112789738	14 kHz	1.0000000000000000	0.707160027764203	0.274721144576873

4.2 การสร้างด้วยตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล [13,14,15,16,17]

ประกอบด้วย Hardware ดังต่อไปนี้

- 4.2.1 บอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล TMS320C31 DSP Starter Kit เชื่อมต่อกับ D/A ขนาด 12 บิต MAX547
- 4.2.2 ตัวกรอง Reconstruction แบบอนาล็อกความถี่ต่ำผ่านลำดับที่ 1-2 วงจร
- 4.2.3 ตัวกำเนิดสัญญาณแบบ Arbitrary Tektronix AFG 320
- 4.2.4 ออสซิลอสโคปแบบดิจิทัล Tektronix TDS-3014
- 4.2.5 ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลทำงานที่ความถี่สุ่มเท่ากับ 21.853 kHz



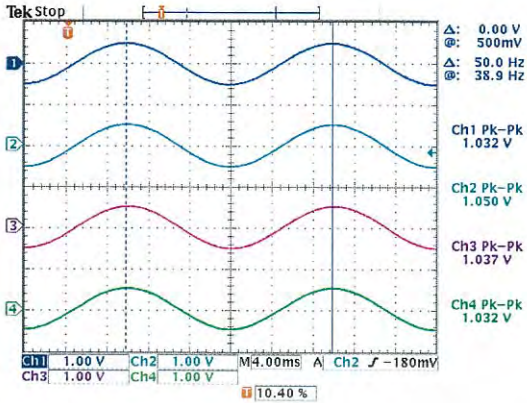
รูปที่ 4-2 ไดอะแกรมการทดลองด้วยตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล TMS320C31

จากรูปที่ 4-2 แสดงไดอะแกรมการทดลองด้วยตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล TMS320C31 ซึ่งประกอบไปด้วย สัญญาณอินพุต $x(t)$ สัญญาณเอาต์พุตของ D/A MAX547 ที่ไม่ผ่านตัวกรอง Reconstruction สัญญาณเอาต์พุตของ D/A ที่ผ่านตัวกรอง Reconstruction สัญญาณเอาต์พุตของ D/A ที่ผ่านตัว Reconstruction และมีการชดเชยต่อเข้ากับออสซิลอสโคป ช่องสัญญาณที่ 1 ถึง 4 ตามลำดับ ซอฟแวร์ที่ใช้ในการทดสอบกำหนดให้ระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัลทำงานเป็นวงจรขยายที่มีอัตราขยายเท่ากับ 1 (Unity Gain Amplifier) ในส่วนของการทดลองที่ทำการหาผลตอบสนองทางขนาด กำหนดให้ตัวกรอง Reconstruction ความถี่คัท-ออฟ มีค่าเท่ากับ

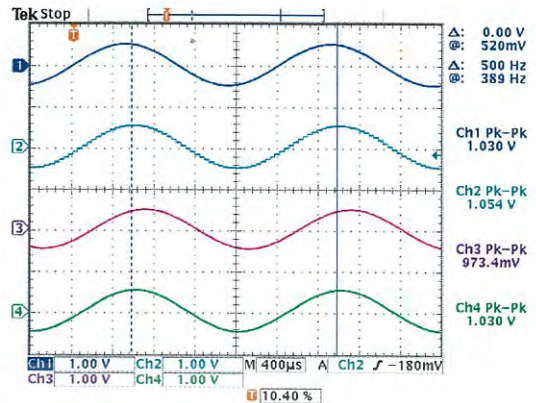
1.5 kHz และ 2 kHz สัญญาณอินพุตจะเปลี่ยนแปลงความถี่ตั้งแต่ 50 Hz ถึง 5 kHz หรือใกล้กับค่า $f_s/4$ ผลการทดลองแสดงดังรูปที่ 4-3 และรูปที่ 4-4 ผลตอบสนองทางขนาดของระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัลที่ไม่มีการชดเชยและมีการชดเชยผลของตัวกรอง Reconstruction ตามหลักการที่นำเสนอและชดเชยโดยใช้หลักการ Approximate of derivative แสดงดังรูปที่ 4-5 และรูปที่ 4.6 ส่วนการทดลองเพื่อหาผลตอบสนองทางเวลา (Time response) จะกำหนดให้อินพุตของระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัล เป็น Square ที่ความถี่ 50 Hz, 100 Hz, 500 Hz และ 1 kHz หรือ Positive pulse width เท่ากับ 10 ms, 5 ms, 1 ms และ 500 μ s ผลของผลตอบสนองทางเวลาแสดงเป็นค่า Rise time และ Fall time ได้ดังรูปที่ 4-7 และ 4-8 ส่วนค่าผลรวมความเพี้ยนสัญญาณฮาร์โมนิกส์ (THD) [18] ทำการวัดโดยใช้ Dynamic signal analyzer ที่ความถี่ 50 Hz ถึง 5 kHz จำนวนฮาร์โมนิกส์เท่ากับ 10 จุด ค่าผลรวมความเพี้ยนสัญญาณฮาร์โมนิกส์ (THD) แสดงได้ดังตารางที่ 4-3



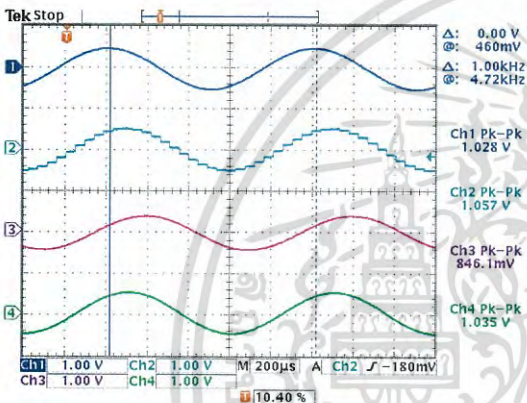
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



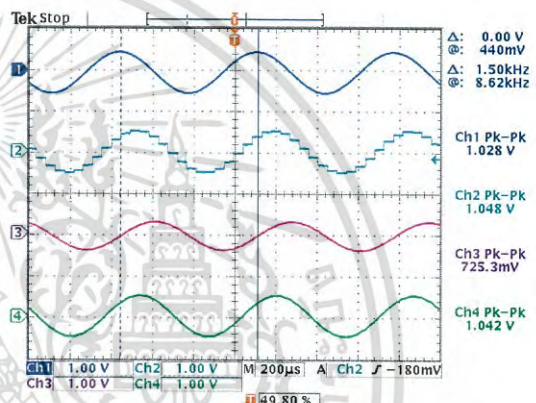
(ก) 50 Hz



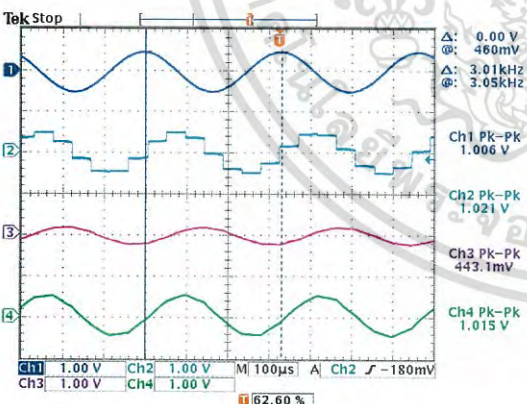
(ข) 500 Hz



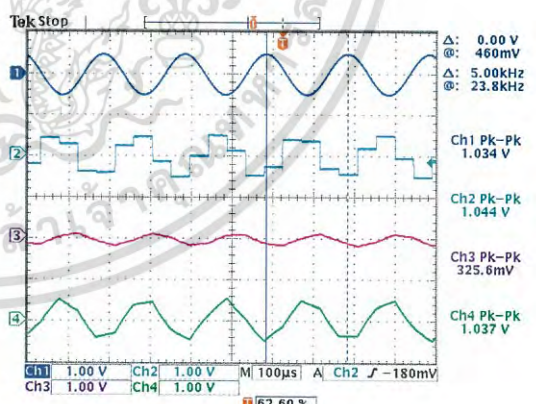
(ค) 1 kHz



(ง) 1.5 kHz



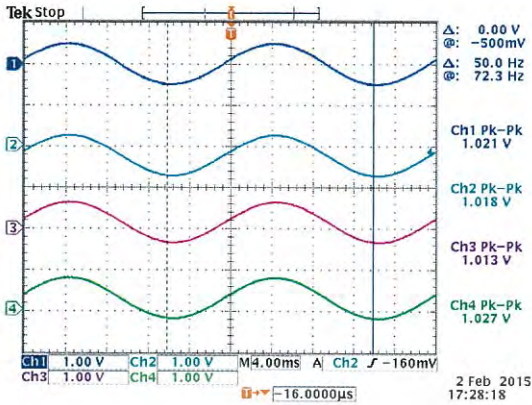
(จ) 3 kHz



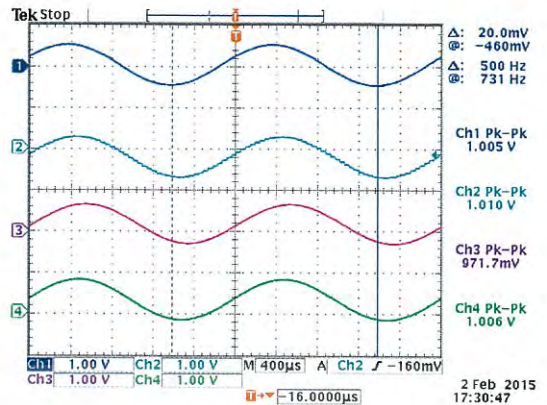
(ฉ) 5 kHz

รูปที่ 4-3 ผลของสัญญาณที่ความถี่คัท-ออฟ 1.5 kHz สัญญาณอินพุตเปลี่ยนแปลงตั้งแต่ 50 Hz, 500 Hz, 1 kHz, 1.5 kHz, 3 kHz และ 5 kHz

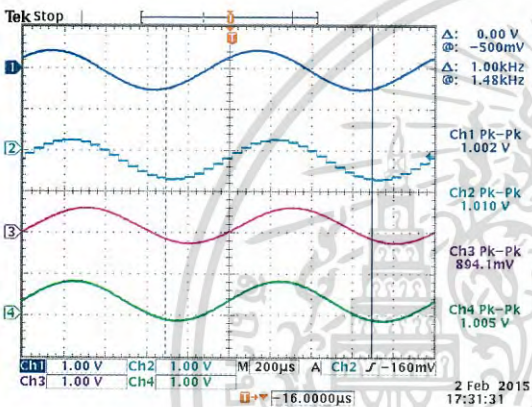
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



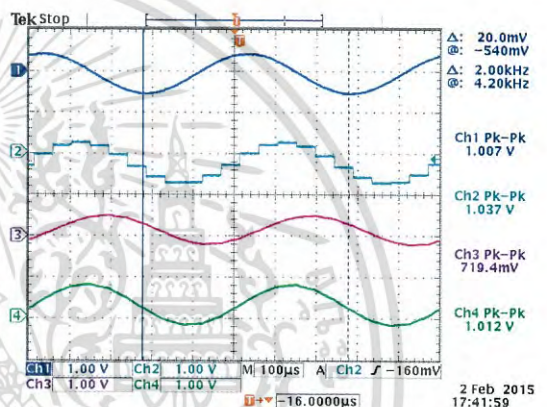
(ก) 50 Hz



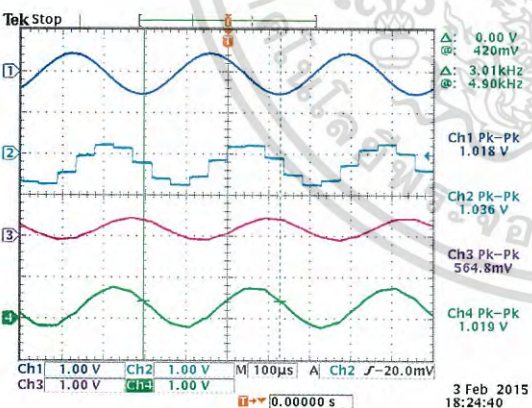
(ข) 500 Hz



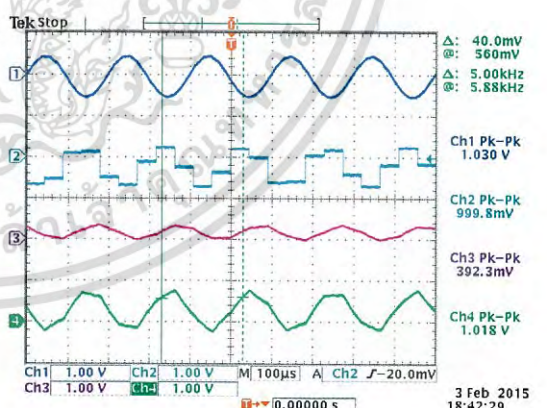
(ค) 1 kHz



(ง) 1.5 kHz



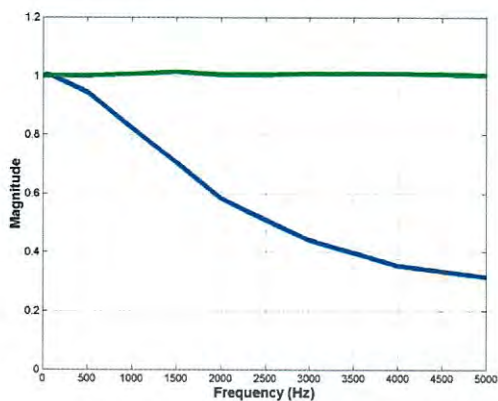
(จ) 3 kHz



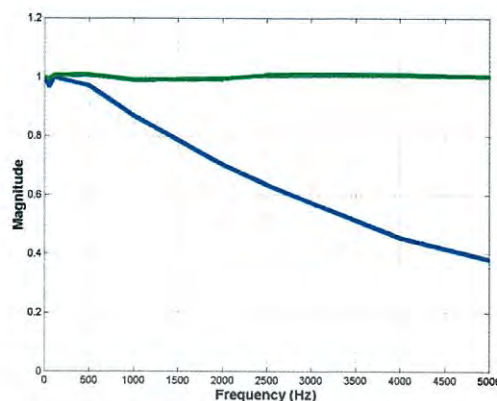
(ฉ) 5 kHz

รูปที่ 4-4 ผลของสัญญาณที่มีความถี่ท-ออฟ 2 kHz สัญญาณอินพุตเปลี่ยนแปลงตั้งแต่ 50 Hz, 500 Hz, 1 kHz, 1.5 kHz, 3 kHz และ 5 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

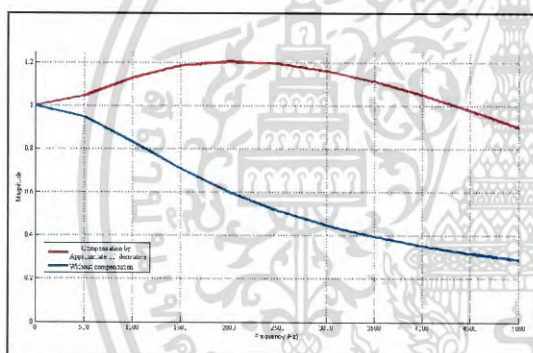


(ก) 1.5 kHz

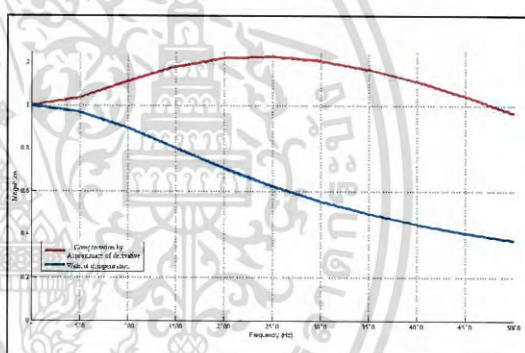


(ข) 2 kHz

รูปที่ 4-5 ผลตอบสนองทางขนาดของระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัลที่ไม่มีการชดเชย และมีการชดเชยผลของตัวกรอง Reconstruction



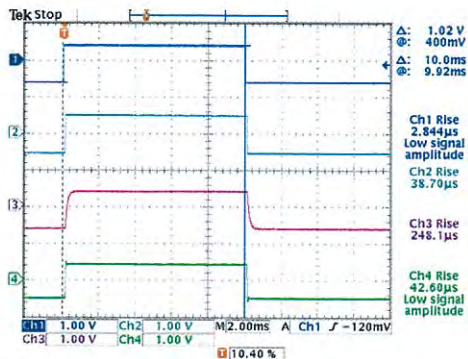
(ก) 1.5 kHz



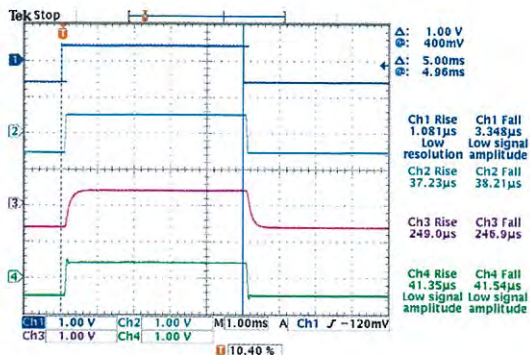
(ข) 2 kHz

รูปที่ 4-6 ผลตอบสนองทางขนาดของระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัลที่ไม่มีการชดเชย และมีการชดเชยผลของตัวกรอง Reconstruction ด้วยวิธี Approximate of derivative

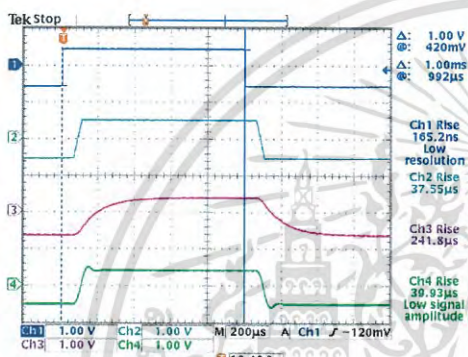
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



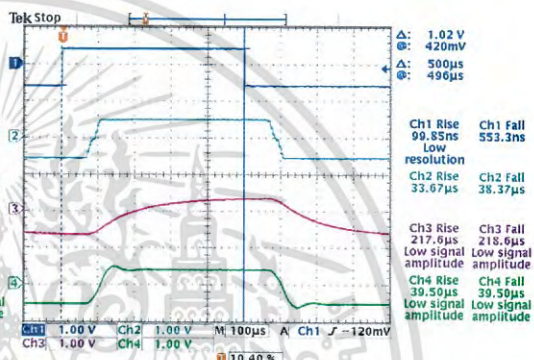
(ก) 10 ms



(ข) 5 ms



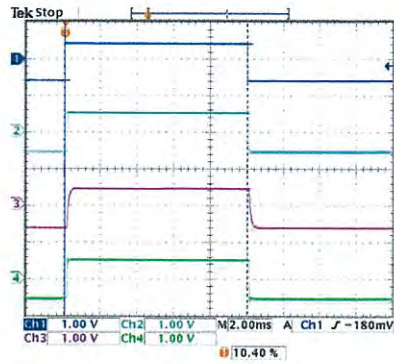
(ค) 1 ms



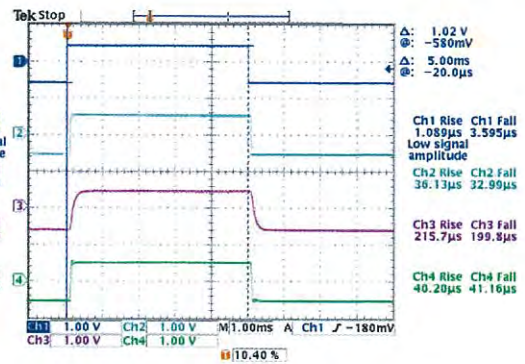
(ง) 500 μs

รูปที่ 4-7 ผลตอบสนองทางเวลา แสดงเป็นค่า Rise time และ Fall time ที่ความถี่คัท-ออฟ 1.5 kHz เปลี่ยนแปลง Pulse width ตั้งแต่ (ก) 10 ms (ข) 5 ms (ค) 1 ms และ(ง) 500 μs
 CH1 : คือ สัญญาณอินพุต
 CH2 : คือ สัญญาณเอาต์พุตของ D/A ที่ไม่ผ่านตัวกรอง Reconstruction
 CH3 : คือ สัญญาณเอาต์พุตของ D/A ที่ผ่านตัวกรอง Reconstruction
 CH4 : คือสัญญาณเอาต์พุตของ D/A ที่ผ่านตัวกรอง Reconstructionc และมีการชดเชย

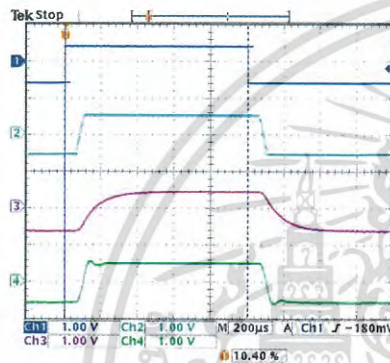
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



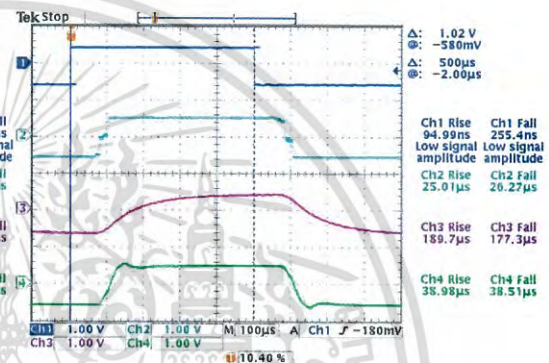
(ก) 10 ms



(ข) 5 ms



(ค) 1 ms

(ง) 500 μ s

- รูปที่ 4-8 ผลตอบสนองทางเวลา แสดงเป็นค่า Rise time และ Fall time ที่ความถี่คัท-ออฟ 2 kHz เปลี่ยนแปลง Pulse width ตั้งแต่ (ก) 10 ms (ข) 5 ms (ค) 1 ms และ (ง) 500 μ s
- (ก) CH1 : คือ สัญญาณอินพุต
 - (ข) CH2 : คือ สัญญาณเอาต์พุตของ D/A ที่ไม่ผ่านตัวกรอง Reconstruction
 - (ค) CH3 : คือ สัญญาณเอาต์พุตของ D/A ที่ผ่านตัวกรอง Reconstruction
 - (ง) CH4 : คือสัญญาณเอาต์พุตของ D/A ที่ผ่านตัวกรอง Reconstruction และมีการชดเชย

ตารางที่ 4-3 ค่าผลรวมความเพี้ยนสัญญาณฮาร์โมนิกส์ (THD) ของสัญญาณเอาต์พุต

Frequency (Hz)	THD (%)					
	Signal generator (THD)	D/A output without the analog output filter	The 1.5 kHz cut-off frequency of analog output filter		The 2 kHz cut-off frequency of analog output filter	
			Without compensation	With compensation	Without compensation	With compensation
50	0.0312	0.0731	0.0730	0.0680	0.0749	0.0646
100	0.0304	0.0751	0.0760	0.0710	0.0744	0.0645
200	0.0305	0.0758	0.0630	0.0630	0.0682	0.0595
500	0.0304	0.0784	0.0460	0.0490	0.0547	0.0480
1000	0.0304	0.0805	0.0350	0.0350	0.0375	0.0463
1500	0.0305	0.0864	0.0330	0.0350	0.0355	0.0459
2000	0.0305	0.0891	0.0360	0.0320	0.0325	0.0423
2500	0.0305	0.0990	0.0430	0.0350	0.0313	0.0383
3000	0.0308	0.1290	0.0490	0.0400	0.0335	0.0396
3500	0.0308	0.1058	0.0500	0.0420	0.0458	0.0409
4000	0.0309	0.1089	0.0600	0.0550	0.0463	0.0471
4500	0.0312	0.1142	0.0670	0.0750	0.0501	0.0671
5000	0.0316	0.2282	0.0770	0.0950	0.0655	0.0873
Average	0.0307	0.1033	0.0544	0.0534	0.0500	0.0531

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัย

จากผลการทดลองพบว่าตัวกรองดิจิตอลแบบโอไออาร์ สำหรับชดเชยผลของตัวกรอง Reconstruction ที่ออกแบบตามหลักการที่นำเสนอจะมีผลตอบสนองทางขนาดใกล้เคียงกับตัวกรอง Reconstruction แบบอนาล็อก ดังแสดงในรูปที่ 4-1 และตารางที่ 4-2 ซึ่งจะให้ผลดีกว่าเมื่อเทียบกับการออกแบบตัวกรองดิจิตอลแบบโอไออาร์ ด้วยวิธี Approximation of derivative โดยหลักการที่นำเสนอนี้ สามารถควบคุมอัตราขยาย ที่ความถี่ 0 ความถี่คัท-ออฟ และความถี่ Nyquist และบริเวณความถี่ต่ำได้อย่างเที่ยงตรง จะมีความคลาดเคลื่อนบ้างเล็กน้อย ในช่วงความถี่ระหว่าง $f_s/4$ จนถึงความถี่ Nyquist ซึ่งในขณะทำการออกแบบด้วยวิธี Approximation of derivative มีความคลาดเคลื่อนตั้งแต่ความถี่ต่ำ จนถึง ความถี่ Nyquist ดังนั้นเมื่อนำตัวกรองดิจิตอลแบบโอไออาร์ ที่ออกแบบตามหลักการที่นำเสนอมาทำการชดเชยผลของตัวกรอง Reconstruction ในระบบประมวลผลสัญญาณดิจิตอล จะได้ผลการชดเชย ผลตอบสนองทางขนาดที่มีประสิทธิภาพดังแสดงในรูปที่ 4-3 ถึง 4-5 ซึ่งจะเห็นได้ว่าขนาดสัญญาณที่ความถี่สูงจะไม่ถูกกลทอน แต่ในขณะเดียวกันสัญญาณก็มีความราบเรียบหรือไม่เป็นขั้น ส่วนผลการชดเชยของผลตอบสนองทางเวลา ในรูปที่ 4-6 และ 4-7 พบว่าหลักการที่นำเสนอสามารถชดเชยค่า Rise time กับ Fall time ได้เป็นอย่างดี โดยจะเห็นได้ว่าสัญญาณที่ไม่ผ่านการชดเชยจะมีค่า Rise time กับ Fall time สูง แต่ในขณะที่สัญญาณที่ถูกชดเชยจะมีค่า Rise time กับ Fall time ต่ำและใกล้เคียงกับสัญญาณที่ไม่ผ่านตัวกรอง Reconstruction สำหรับค่าผลรวมความเพี้ยนสัญญาณฮามอนิกส์ (THD) ตามตารางที่ 4-3 จะเห็นว่าสัญญาณที่ไม่ผ่านตัวกรอง Reconstruction จะให้ค่าผลรวมความเพี้ยนสัญญาณฮามอนิกส์สูง เนื่องจากสัญญาณมีลักษณะเป็นขั้น แต่เมื่อผ่านตัวกรอง Reconstruction และยังไม่ได้ทำการชดเชยพบว่าผลรวมความเพี้ยนสัญญาณฮามอนิกส์จะลดลง แต่ขนาดของสัญญาณจะถูกกลทอน และเมื่อทำการชดเชยพบว่าผลรวมความเพี้ยนสัญญาณฮามอนิกส์จะมีค่าลดลงไปอีก แต่ในขณะเดียวกันขนาดของสัญญาณจะไม่ถูกกลทอน ดังแสดงได้ดังรูปที่ 4-5

ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าการชดเชยผลของตัวกรอง Reconstruction ตามหลักการที่นำเสนอสามารถชดเชยได้ทั้งผลตอบสนองทางขนาด ผลตอบสนองทางเวลา และให้ค่าผลรวมความเพี้ยนสัญญาณฮามอนิกส์ต่ำ ทำให้เพิ่มประสิทธิภาพของระบบประมวลผลสัญญาณดิจิตอลให้สามารถประยุกต์ใช้งานทางด้าน Digital filter, Digital control, Biomedical signal processing และงานอื่น ๆ ให้ดีขึ้น

บรรณานุกรม

- [1] <http://www.maximic.com/appnotes/index.mvp/id/3853>
- [2] S. Praesomboon, K. Dejhan and S. Yimman, "Compensation of Reconstruction Filter Effect in Digital Signal processing System", Journal of Signal Processing, Vol.18, No.3, PP.121-134, May 2014.
- [3] E. C. Ifeachor and B. W. Jervis, "Digital Signal Processing", A Practical Approach, Addison Wesley, 1996.
- [4] J. G. Proakis and D. G. Manolakis, "Digital Signal Processing Principle, Algorithms, and Applications", Prentice Hall, 1996.
- [5] A. V. Oppenheim, R. W. Schaffer and J. R. Buck, "Discrete-Time Signal Processing", Prentice Hall, 1999.
- [6] S. K. Mitra, "Digital Signal Processing", A Computer -Based Approach, McGraw-Hill, 2001.
- [7] G. Daryanani, "Principles of Active Network Synthesis and Design", John Wiley & Sons, 1976.
- [8] D. J. Dailey, "Operational Amplifiers and Linear Integrated Circuits", Theory and Applications, McGraw-Hill, 1989.
- [9] S. J. Orfanidis, "Introduction to Signal Processing", Prentice Hall, 1995.
- [10] W.Hager, "Applied Numerical Linear Algebra", Prentice-Hall, Englewoodcliffs, N.J.,1988.
- [11] W.Demmel, "Applied numerical linear algebra", University of California, Berkeley, California, 1997.
- [12] C. Marven and G. Ewers, "A Simple Approach to Digital Signal Processing", John Wiley & Sons, 1996.
- [13] TMS320C3x User's Guide, Texas Instruments Inc., 1994.
- [14] TMS320C3x DSP Starter Kit User's Guide, Texas Instruments Inc., 1996.
- [15] TMS320C3x/4x Optimizing C Compiler User's Guide, Texas Instruments Inc., 1998.
- [16] H. V. Sorensen and J.P. Chen, "A Digital Signal Processing Laboratory Using theTMS320C30", Prentice Hall, 1997.
- [17] <https://www.maximintegrated.com/en/pst/run.mvp?q=MAX547>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [18] J. Mittal and B.S.Kumar, "Total Harmonic Distortion Measurement and Establishment of Traceability of Distortion Factor Using Attenuation Standard and Spectrum Analyzer", No. EM 016, AdMet, 2012.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The seal of Rajabhat Buriram University is a circular emblem. It features a central five-tiered umbrella (parasol) with a sunburst above it. The emblem is flanked by two smaller three-tiered umbrellas. The entire design is set against a background of stylized floral and flame patterns. The Thai text "สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง" is written around the perimeter of the seal.

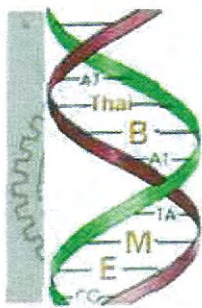
ภาคผนวก
ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. R. Boontawan, K Dejhan, S. Yimman, "Discrete mathematical model of chest thickness using kernel function for optimum kVp and mAs of computed radiography", Biomedical Engineering International Conference (BMEiCON), 2011, 29-31 Jan. 2012, Page(s):242 – 245,Thailand.
2. R. Boontawan, K Dejhan, S. Yimman, "Uroflowmetry Recording Design", IEEE TENCON-2014, 2014, 22-25 Oct 2014, Page(s):1 – 5 Bangkok, Thailand.
3. R. Boontawan, K Dejhan, S. Yimman, "Algorithmic Scheme-Integrated Bandwidth Compensatory Reconstruction Filter of Digital Signal Processing System", Journal of Signal Processing, Vol.20, No. 3, Page(s):91 - 103, May 2016.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ThaiBME.org

4th Biomedical Engineering International Conference (BMEiCON-2011)

29-30-31 January 2012, Chiang Mai, Thailand



Proceedings:

IEEE Catalog Number: CFP1158R-CDR

ISBN: 978-1-4577-2188-5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Discrete Mathematical Model of Chest thickness Using Kernel Function for Optimum kVp and mAs of Computed Radiography

Sudarath Suntaropas Surapun Yimman
Department of Industrial Physics & Medical Instrumentation
King Mongkut's University of Technology North, Bangkok,
10800 Thailand.(Tel : +66-2-913-2500)
E-mail: rodjarinb@yahoo.com

Rodjarin Boontawan Kobchai Dejhan
Faculty of Engineering
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang,
Bangkok, 10520, Thailand.

Abstract— The plain chest radiograph is the basic tool in diagnosis and follow-up patients in general times with inexpensive imaging and to demonstrate pathological lesions. Selection an optimum kVp and mAs for the thickness of the Patient can give a qualified radiography and accurate diagnosis. The aim of this study is designing the mathematical model in polynomial equation by using kernel function and least square approximation. And the polynomial equation implemented by the AVR Mega32 microcontroller for calculating the optimum kVp and mAs. The results of this study has shown that this equipment show the properly value of the optimum exposure and the patient's thickness and which it has an accurate and efficiency. So, this equipment is properly use for radiographic diagnosis with high performance.

Keywords: kVp, mAs, least square, approximation, Microcontroller, Kernel function

I. INTRODUCTION

Configuration the optimum of kVp and mAs is the most important factor for chest radiograph. The optimum kVp and mAs will create high-resolution radiography, high contrast radiography, good quality of radiography, and clearly detail on radiography, which it makes diagnostic more accurately. In addition, the measurement of patient chest thickness is an important step and necessary for chest radiograph. In general, the kVp and mAs settings, it also relies on estimates by the sight and the kVp and mAs by radiological technologist, resulting in errors in determining the optimum kVp and mAs, which it causes of low quality of radiograph and it causes of errors in diagnostic [1,2].

So, this research presents the designing of the patient chest thickness measurement by using infrared technology to get the kVp and mAs, and created the polynomial equation by using kernel function and least square approximation. The kernel function gives a reduce error of estimate.

The optimum kVp and mAs of patient chest thickness are calculated by polynomial equations with microcontroller and monitor on LCD display. The optimum kVp and mAs that will be very useful for creating the high quality chest radiograph.

II. METHOD

To find the optimum kVp and mAs, used the relationship between chest thickness with the actual kVp and mAs for set the optimum radiation. The kVp, mAs and chest thickness of 388 thai patients are average in 15 record as shown in table 1 and the kVp is 110 kV set by radiological technologist, which the standard that adults should be obtained from the radiation and define the chest thickness patient is x_i variable and mAs is y_i variable.

The original data of the chest thickness patient will be scale by modify quartic kernel function k_i [3,4] as show in equation (1) and figure 1. The chest thickness patient scale by modify quartic kernel function can be shown in equation (2) and table 2.

$$k_i = 1 - \frac{15}{16} (1 - u^2)^2 ; u = \frac{x_i}{15}, i = 1, 2, 3, \dots, 15 \quad (1)$$

$$y_{ki} = k_i y_i \quad (2)$$

From table 2, then each of the chest thickness and mAs data with kernel function to create a mathematical model in polynomial equation from using discrete least square techniques [5,6] have shown that the equation (4), the matrix for calculate of coefficients $a_0, a_1, a_2, \dots, a_n$ can be shown in equation (3). After that, the result of mAs from equation (4) will be scale by inverse kernel function as shown in equation (5) and the error from equation (5) calculate by equation (7).

$$\begin{bmatrix} \sum_{i=1}^{15} x_i^0 & \sum_{i=1}^{15} x_i^1 & \sum_{i=1}^{15} x_i^2 & \dots & \sum_{i=1}^{15} x_i^n \\ \sum_{i=1}^{15} x_i^1 & \sum_{i=1}^{15} x_i^2 & \sum_{i=1}^{15} x_i^3 & \dots & \sum_{i=1}^{15} x_i^n \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \sum_{i=1}^m x_i^n & \sum_{i=1}^m x_i^{n+1} & \sum_{i=1}^m x_i^{n+2} & \dots & \sum_{i=1}^m x_i^{2n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ \dots \\ a_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^{15} y_{ki} x_i^0 \\ \sum_{i=1}^{15} y_{ki} x_i^1 \\ \dots \\ \sum_{i=1}^{15} y_{ki} x_i^n \end{bmatrix} \quad (3)$$

Where x : patient size (cm)
 n : degree of equation

$$y_k = a_0 + a_1 x + a_2 x^2 + \dots + a_n x^n ; 14 \leq x \leq 28 \quad (4)$$

$$\text{And } y = \frac{y_k}{k} \quad (5)$$

$$k = 1 - \frac{15}{16} (1 - u^2)^2 ; u = \frac{x}{28} ; 14 \leq x \leq 28 \quad (6)$$

Where x : actual patient size

$$mAs_{(error)} = y_{original} - y_{estimate} \quad (7)$$

III. HARDWARE DESIGN

Figure 3 as shown a diagram of hardware, the 8 bits microcontroller AVR Mega32 and the SHARP model GP2Y0A700K0F is distance sensor have used in this experiment. The patient chest thickness is measured from the difference of distance x_1 and x_2 as shown in figure 2. The x_1 is standard distance without patient and x_2 is distance with patient. The patient chest thickness will be processed equation (8) by microcontroller and shown the optimum mAs on LCD display.

$$x = x_1 - x_2 \quad (8)$$

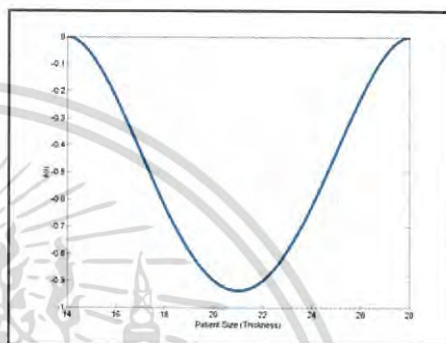


Figure 1. Modify kernel function

Table 1: Original chest thickness and mAs data

i	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Patient size(cm) (x_i)	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28
mAs (y_i)	6.125	7	7.231	7.305	8.063	8.117	9.482	10.774	11.536	12.085	12.969	13.846	14.875	16.167	18.75

Table 2: Chest thickness and mAs data with kernel function

i	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Patient size(cm) (x_i)	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28
mAs (y_{ki})	2.8950	3.6637	4.1563	4.5750	5.4607	5.9018	7.3494	8.8407	9.9524	10.8864	12.1132	13.3121	14.6104	16.0924	18.7500

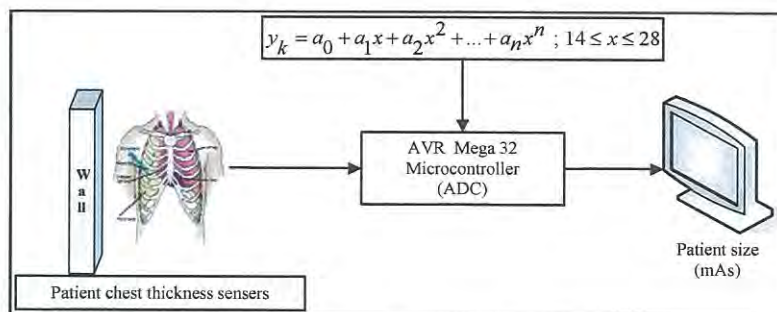
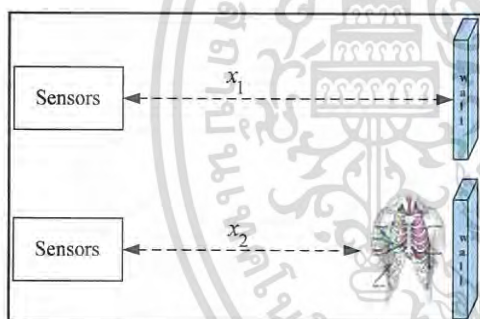


Figure3. Diagram of hardware in the experiment

$$y_k = 6.978148585187261 \times 10^{-8} x^{12} - 1.763643596779441 \times 10^{-5} x^{11} + 2.033642299047663 \times 10^{-3} x^{10} - 1.414604091813971 \times 10^{-1} x^9 + 6.610737905506898 \times 10 x^8 - 2.186378988979921 \times 10^2 x^7 + 5.247166248986884 \times 10^3 x^6 - 9.206698061407186 \times 10^4 x^5 + 1.172091723289423 \times 10^6 x^4 - 1.055819278572661 \times 10^7 x^3 + 6.387600634237345 \times 10^7 x^2 - 2.330261178666181 \times 10^8 x + 3.876541063471993 \times 10^8$$

Figure4. Discrete mathematical model of chest thickness with kernel function n=12

Figure 2. The patient chest thickness is measured from the difference of distance x_1 and x_2

IV. CONCLUSIONS

The experiment results show that the discrete mathematical model of chest thickness used the kernel function and least square approximation technique can be created the optimum mAs with the high accuracy. The kernel function, will be allowing the mAs estimation have the minimum error, which the optimum mAs have accord the chest thickness is necessary to select the radiation dose for radiographic. However, it is necessary to use a mathematical model with high order for implementation, because the order number of mathematical model will affect the error of estimation.

V. EXPERIMENT AND RESULT

In the experiment of proposed design, used the original data in table 1 and data with modify by kernel function in table2, used equations 3 and 4 and selected $n = 12$. The discrete mathematical model of chest thickness in polynomial equation can be shown in figure 4. And the mAs with proposed design generated by equation (3) with $n = 10, 11, 12$ and 13 compare with mAs original and error is shown in figure 5.

REFERENCES

- [1] Y.Lin,J.X.Chen,and Y.Liu,"Virtual Human Anatomy," *Computing in Science & Eng.*, vol. 7, no. 5, 2005, pp. 71-73.
- [2] Willis j. Tompkins.1993. Biomedical "Digital Signal Processing." Prentice-Hall International, Inc.
- [3] L.Wasserman,"All of Statistics:A Concise Course in Statistical Inference"Springer Texts in Statistics,2005.
- [4] Desyoo, P., Praesomboon, S., Sangpetch, W., and Suracherdkiat, W. "Discrete Mathematical Model for ECG Waveform using Kernel Function." ICROS-SICE International Joint Conference 2009. (18-21 Aug. 2009): 5296-5300.
- [5] W.Hager,W"Applied Numerical Linear Algebra.", Prentice hall 1988.
- [6] Steven J.Leon."Linear Algebra with Applications", Prentice hall 2000.

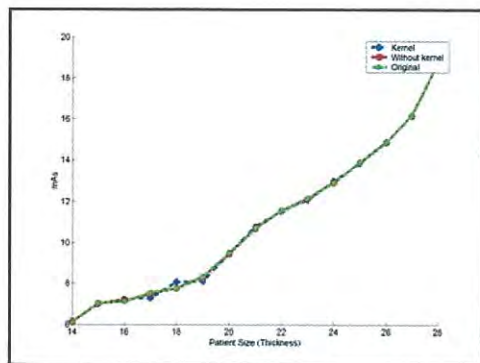


Figure 5.1 (a) n=10

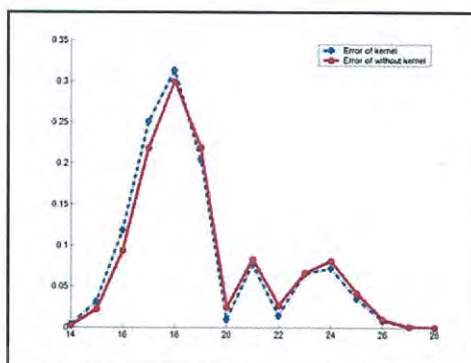


Figure 5.1 (b) n=10

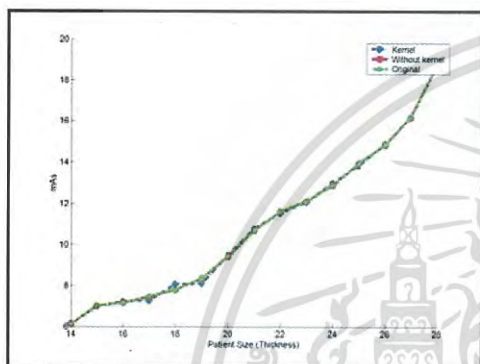


Figure 5.2 (a) n=11

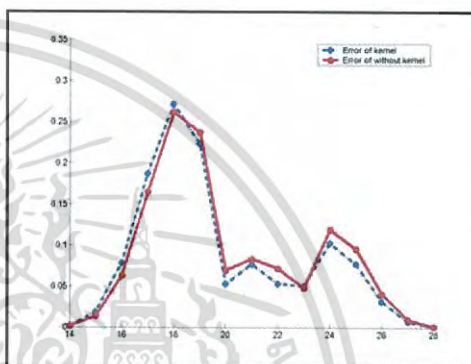


Figure 5.1 (b) n=11

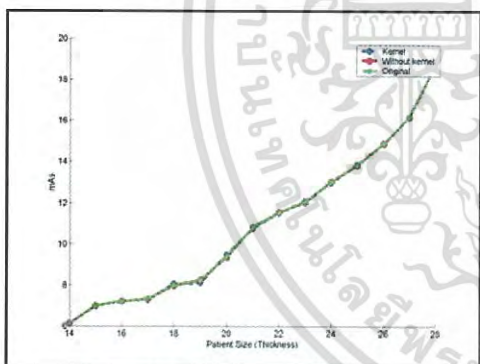


Figure 5.3 (a) n=12

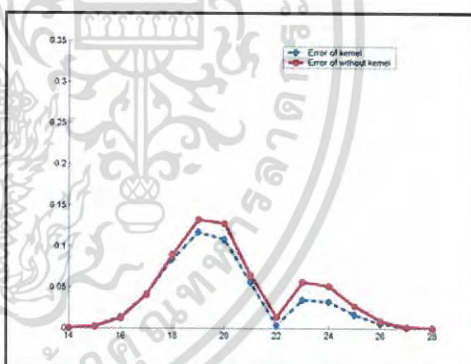


Figure 5.1 (b) n=12

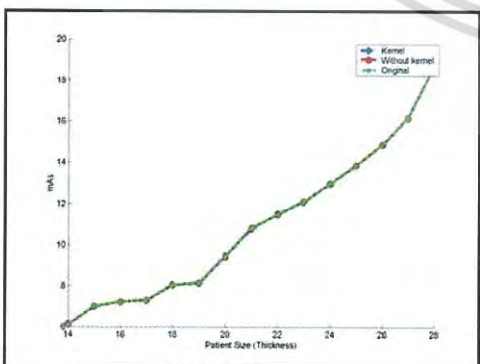


Figure 5.4 (a) n=13

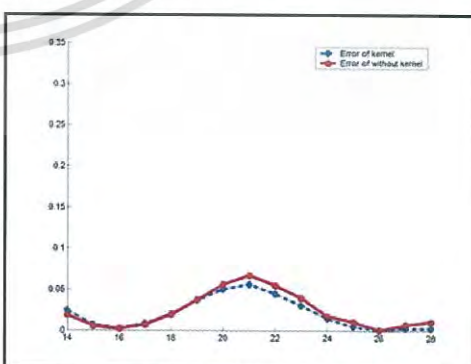
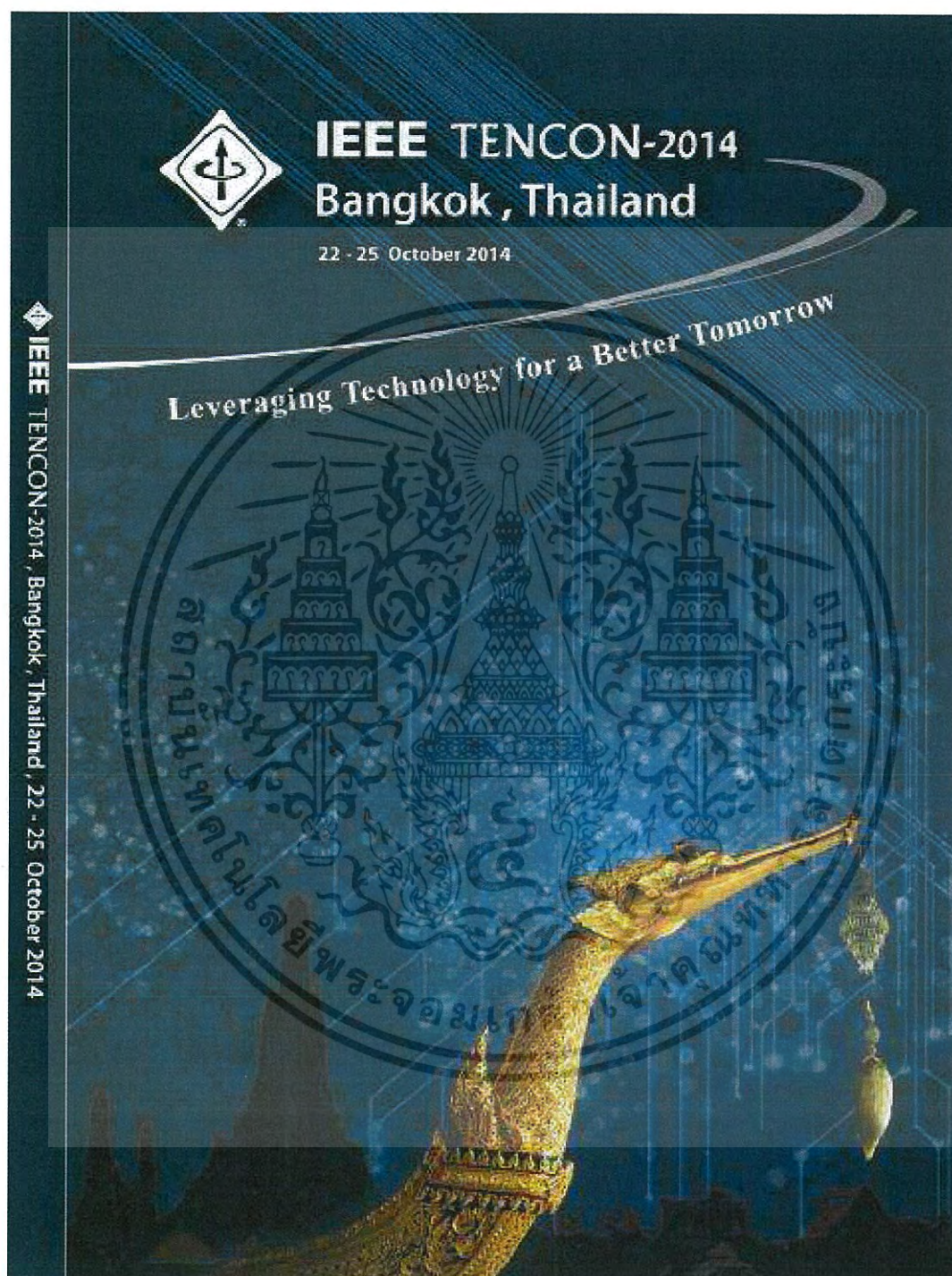


Figure 5.1 (b) n=13

Figure 5. (a) Original mAs and optimum mAs with proposed design
(b) Error of proposed design

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น 245 ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Rodjarin Boontawan Kobchai Dejhan

Faculty of Engineering
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang,
Bangkok, Thailand
E-mail: rodjarinb@yahoo.com

Surapun Yimman

Faculty of Applied Science
King Mongkut's University of Technology North Bangkok,
Bangkok, Thailand
E-mail: sym4412@gmail.com

Abstract— This research presents the design and construction of a rotating-disc uroflowmetry machine which reduces the energy that collides with the disc, displays results on a Smartphone, and is able to record data. The machine consists of direct current motor, rotating disc, current sensor circuit, filter circuit and processor. The machine works by having a patient's urine directed onto the rotating disc causing change in the current received by the motor. This current can be used to calculate urine volume and flow rate which, in turn, can be used to detect urine abnormalities in patients with urinary tract related diseases. The accuracy of the results from the uroflowmetry machine is tested by a comparison with Torricelli's Law of fluid flow. The results from the comparison showed the uroflowmetry machine to be accurate and efficient for used in practical.

Keywords— Uroflowmetry; Uroflow; Flow rate; Rotating disc.

I. INTRODUCTION

Urinary tract related diseases can be diagnosed by testing urine flow, a technique commonly being used due to simplicity and convenience [1,2]. The technique also requires neither surgical operation nor instrument penetration. Urinary Tract related diseases include benign prostatic hypertrophy, Urinary tract infection, prostate cancer, chronic bacterial prostatitis. General diagnosis procedure requires patient to urinate into the uroflowmetry machine at a hospital. However, factors including holding of urine, travel and unfamiliarity of environment affect the flow of urine, and may consequently deviate the results of a diagnosis. Moreover, one event of urination is not sufficient to accurately identify any abnormalities. An accurate diagnosis requires results from multiple urinations from consecutive days; but it is difficult to have patients make several visits to the hospital for this purpose. A way to resolve this problem would be to have patients take home the uroflowmetry machine. However, due to the complexity in handling this machine, complications remain. Moreover, the machine currently being used can only display results in graphs; it is still not able to record urine flow data. In addition, due to the machine's high price, health care providers do not have enough of the uroflowmetry machine for all patients. Thus, this research presents the design and construction of a low-priced urine flow measuring machine

which utilizes gravity reduction by rotation that is able to record results [3]. The patients will be able to urinate onto this machine and have urine flow data recorded the into the SD memory from which data can be extracted for future use. The machine will be able present results in graphs, as well as provide data on flow rate, volume, and date and time which can be used for further diagnosis by physicians.

II. THEORY

Testing for urine abnormalities requires urine flow rate to be measured from the beginning until the end of flow. The measured rates of urine flow are presented in a graph as shown below in figure 1. The following parameters can be derived from the graph for further diagnosis [1]:

- flow rate : volume of urine through urethra per unit time, expressed in ml/sec
- max flow rate : maximum measured flow rate
- voided volume : total volume expelled through urethra
- flow time: total time over which measurable flow occurs
- average flow rate : voided volume / flow time
- time to maximum flow : elapsed time from onset of flow to maximum flow
- voiding time : total time of flow

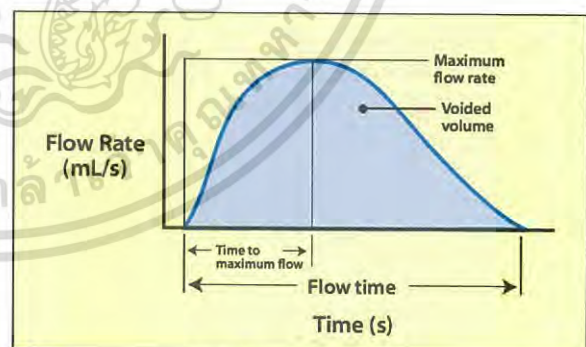


Fig. 1. Flow pattern of urine.

Physicians base their diagnosis on the urine flow rate at the position closest to the origin of flow where urine exits the patient's body [4]. However, this diagnosis method is difficult in practice due to gender, patient's physical condition and hygiene. Thus, measuring urine flow rate are done at a distance away from a patient's body; which leads to the

invention of urine flow rate measuring machines. There are currently 2 models being used for measuring urine flow rate. The first model uses load cell [5,6,7] with strain gauge as depicted in figure 2 to measure energy generated from urine. Patients urinate onto the load cell where energy is converted into electrical resistance and, eventually, converted to flow rate. This method, however, is prone to inaccuracy due to patients' height difference; as energy generated by urination onto the load cell varies with height.

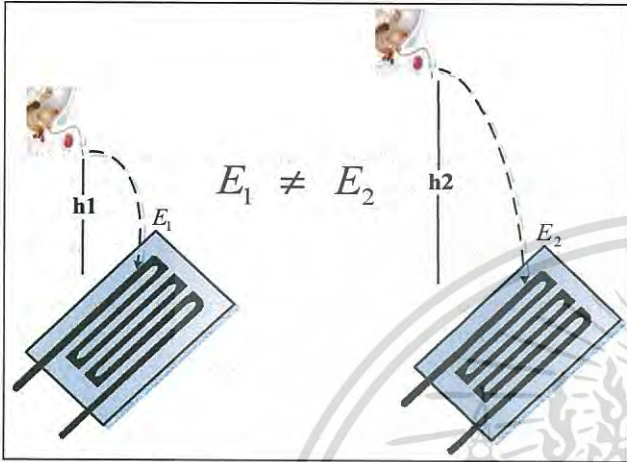


Fig. 2. Measuring urine flow rate using Load cell model.

Subsequently, urine flow rate measuring machine equipped with motor and rotating disc was introduced [3]. The rotating disc gauges the energy and converts it to urine flow rate as illustrated in figure 3. With the rotating disc, the energy measured will not be affected by patients' height differences.

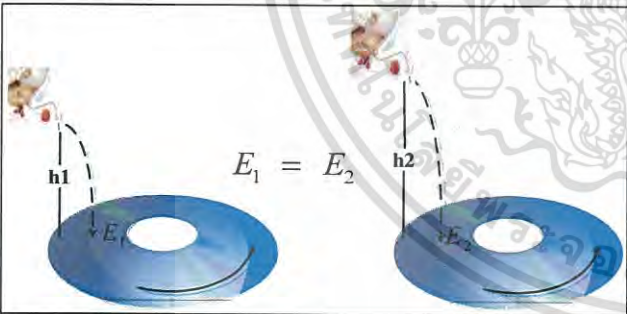


Fig. 3. Measuring urine flow rate using rotating disc model.

This research based its design on the rotating disc model due to its greater accuracy compared to the load cell model. The calculation for urine flow rate is the same as that of fluid because of their similar specific gravity [8]. The calculation is based on Torricelli's Law as shown in equation (1). Assuming the cylindrical tank has radius r_t is shown in figure 4:

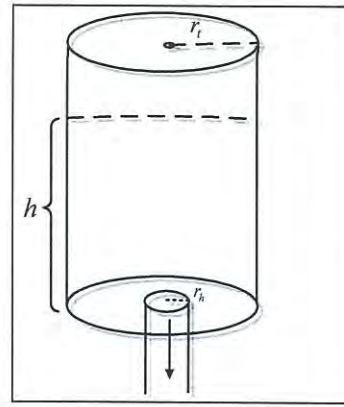


Fig. 4. Cylindrical tank with bottom hole.

$$h = \frac{v^2}{2g} \tag{1}$$

By rearranging equation (1), the velocity is as shown in equation (2) and the flow rate is as shown in equation (3):

$$v = \sqrt{2gh} \tag{2}$$

$$\frac{dV}{dt} = -\pi r_h^2 \sqrt{2gh} \tag{3}$$

- Where
- h : height of fluid
 - v : velocity
 - g : gravity
 - V : volume
 - r_h : radial of a bottom hole

The equation (3) shows the volume of fluid.

$$V(h) = \pi r_t^2 h \tag{4}$$

Where $V(h)$: volume of fluid

So
$$dV = \pi r_t^2 dh \tag{5}$$

From equation (3), substitute the volume dV into equation (5) as shown in equation (6). The height $h(t)$ can be calculated by equation (7) - (10).

$$-\pi r_h^2 \sqrt{2gh} dt = \pi r_t^2 dh \tag{6}$$

$$\frac{dh}{\sqrt{h}} = -\frac{\pi r_h^2 \sqrt{2g}}{\pi r_t^2} dt \tag{7}$$

$$\int \frac{dh}{\sqrt{h}} = - \int_0^t \frac{\pi r_h^2 \sqrt{2g}}{\pi r_i^2} dt \quad (8)$$

$$h(t) = \left(-\frac{\pi r_h^2 \sqrt{2g}}{2\pi r_i^2} t + \frac{C}{2} \right)^2 \quad (9)$$

For equation (9), if $t = 0$, the maximum height of fluid is h_0 or $h(0) = h_0$ and the initial condition C is $2\sqrt{h_0}$. The flow rate from equation (3) can be rewritten as shown in equation (11). For example, if $h_0 = 8 \text{ cm}$, $r_i = 8.5 \text{ cm}$ and $r_h = 0.48 \text{ cm}$ is used in equations 10 and 11.

The Matlab simulations of the height of fluid $h(t)$ and flow rate $Q(t)$ are shown in figure 5 and 6.

$$h(t) = \left(-\frac{\pi r_h^2 \sqrt{2g}}{2\pi r_i^2} t + \sqrt{h_0} \right)^2 \quad (10)$$

$$Q(t) = -\frac{d}{dt} [h(t) \times \pi r_i^2] \quad (11)$$

The flow rate value from equation (11) can be used to construct a flow pattern and determine voiding time, flow time, time to max flow, max flow rate, average flow rate and voided volume by using basic mathematical principle.

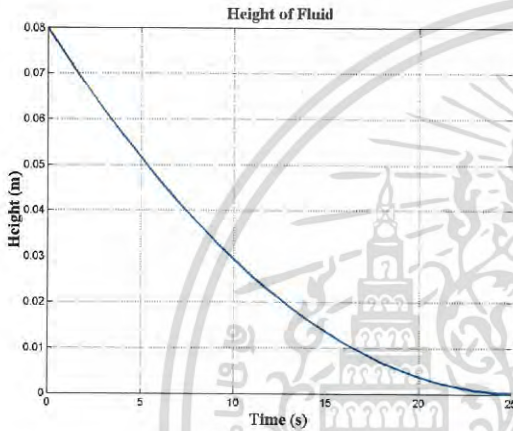


Fig. 5. Height of fluid.

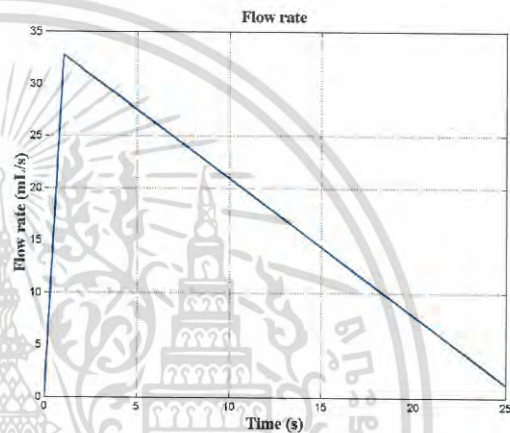


Fig. 6. Flow rate of fluid.

III. DESIGN EXAMPLE

This research had chosen the rotating disc model to measure urine flow as the model is unaffected by the height of patients. This design for the uroflowmetry machine differs from an existing one by its ability to record and display data on a Smartphone. Further, the machine is able to print out the flow rate graphs via a laser printer as well as calculate urine volume. The diagram for this uroflowmetry is presented below in figure 7.

As illustrated the diagram in figure 7, a patient urinates onto the rotating disc which is connected to DC-servo motor's shaft coupling. The motor rotates at 1,500 rpm. A patient's urine hitting the rotating disc is equivalent to motor shaft loading which induce change to the motor's current. The change in current is then detected by the current sensing circuit. It is this altered current value which can be used to calculate urine flow rate. Subsequently, the second order active low pass filter attenuates high frequency noises in the signal from the current sensing circuit and passes the signal onto 10 Bits A/D of the microcontroller Atmel ATmega128 [10]. The microcontroller then processes the data and sends it to a Smartphone with android operating system by wireless bluetooth interface for display the flow pattern of urine.

In the same time, the data is also recorded onto the SD card. The LCD display is only for displaying the device's information.

A. Current sensing circuit

Detection of the current flow through the motor is a significant part in this research. DC-servo motor model portescap28dt12 [9] was used and assembled with the rotating disc for which diameter is 12 cm. A CD/DVD drive, an equipment at hand, was used in this research and was assembled with the motor as shown in figure 8.

For the detection of motor current is series a resistor to the motor as shown in figure 9. This current sensing circuit was chosen because of the easily accessible equipments and the simplicity of the circuit. The differential amplifier with adjustable offset voltage with gain of 50 was used for this machine. For adjusting the offset voltage will make the motor run when there is no urination onto the disc. The R value was adjusted until the output voltage is zero before high frequency signal or noises is attenuated by the second order active low pass filter and passed on to the microcontroller for further processing.

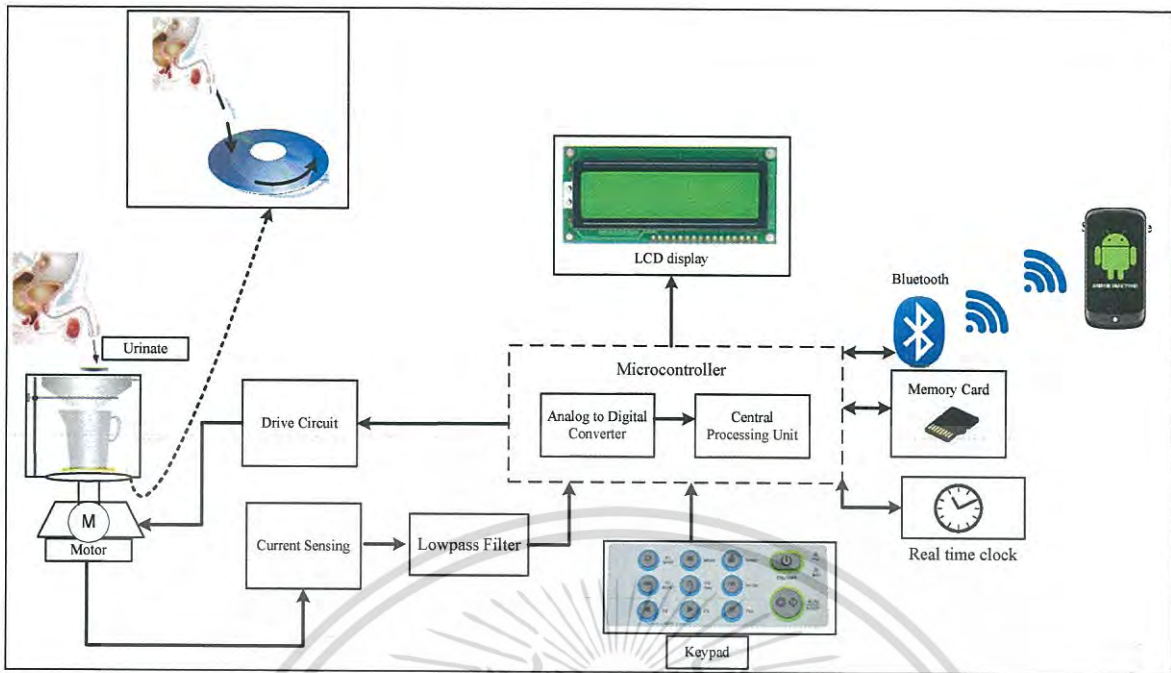


Fig. 7. Functions of the uroflowmetry.



Fig. 8. DC-servo motor with rotating disc.

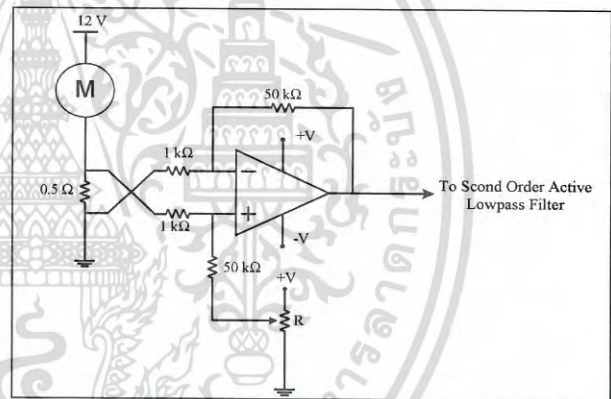


Fig. 9. Current sensing circuit.

B. Data Recording

For data recording, in this research used the SD card interface with ATmega128 by SPI and real time clock interface by I²C. The sampling frequency of A/D is 1 kHz, the A/D data and time, date from real time clock are stored in the internal SRAM of ATmega128 and send data 512 bytes from SRAM to SD card. After that, the data in SD card can be read and processing by computer.

IV. RESULT

The experiment uses 250, 300, 350 and 400 ml of fluid to load into the cylindrical tank with a 0.53cm hole at the bottom as previously shown in figure 4. Fluid were let flow from the height 30, 40 and 60 cm onto the uroflowmetry. The flow rates of fluid measured with this method are

compared with Matlab flow simulation to check for accuracy as shown in figure 10. Data is displayed as flow pattern, voiding time, flow time, time to max flow, max flow rate, average flow rate and voided volume on the Smartphone as in figure 11.

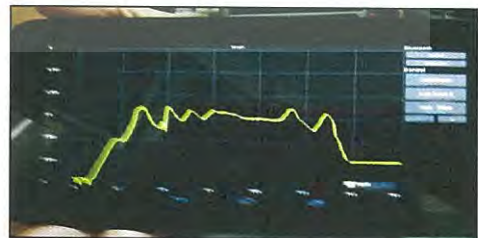


Fig. 11. Flow pattern of patient urine on Smartphone.

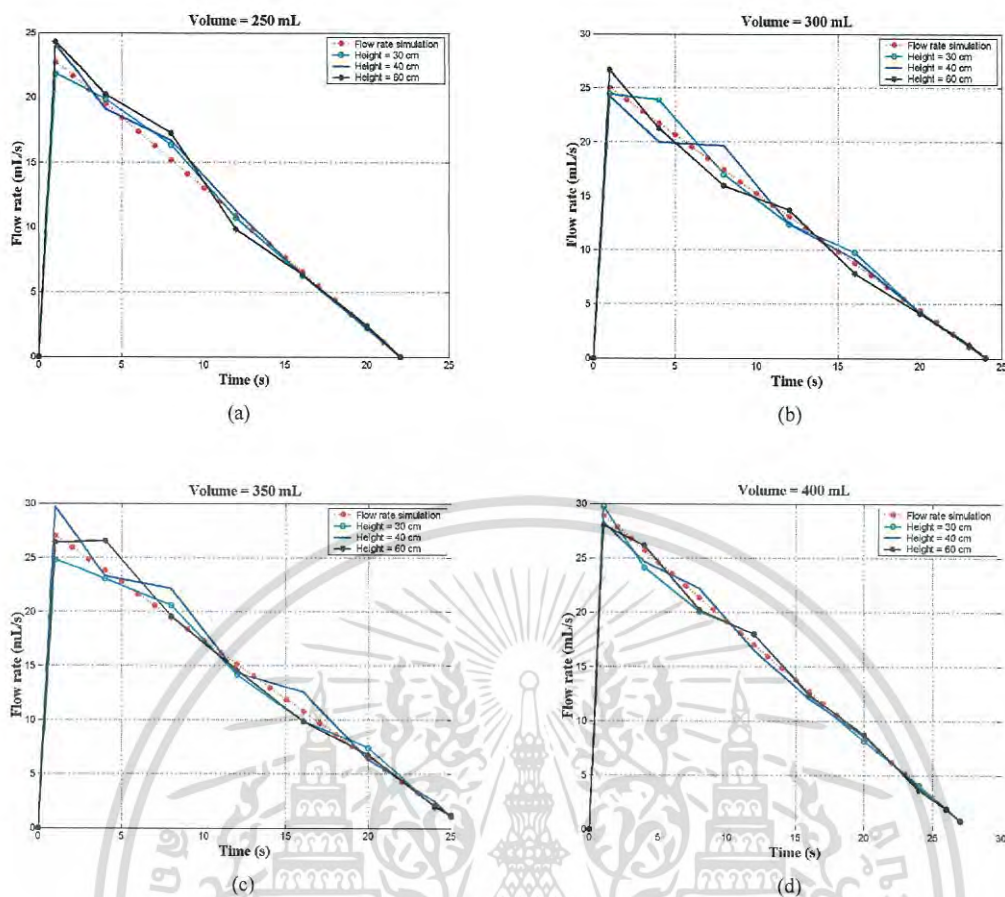


Fig. 10. Flow rate from proposed principle compare with fluid simulation

(a) Volume = 250 ml (b) Volume = 300 ml
(c) Volume = 350 ml (d) Volume = 400 ml

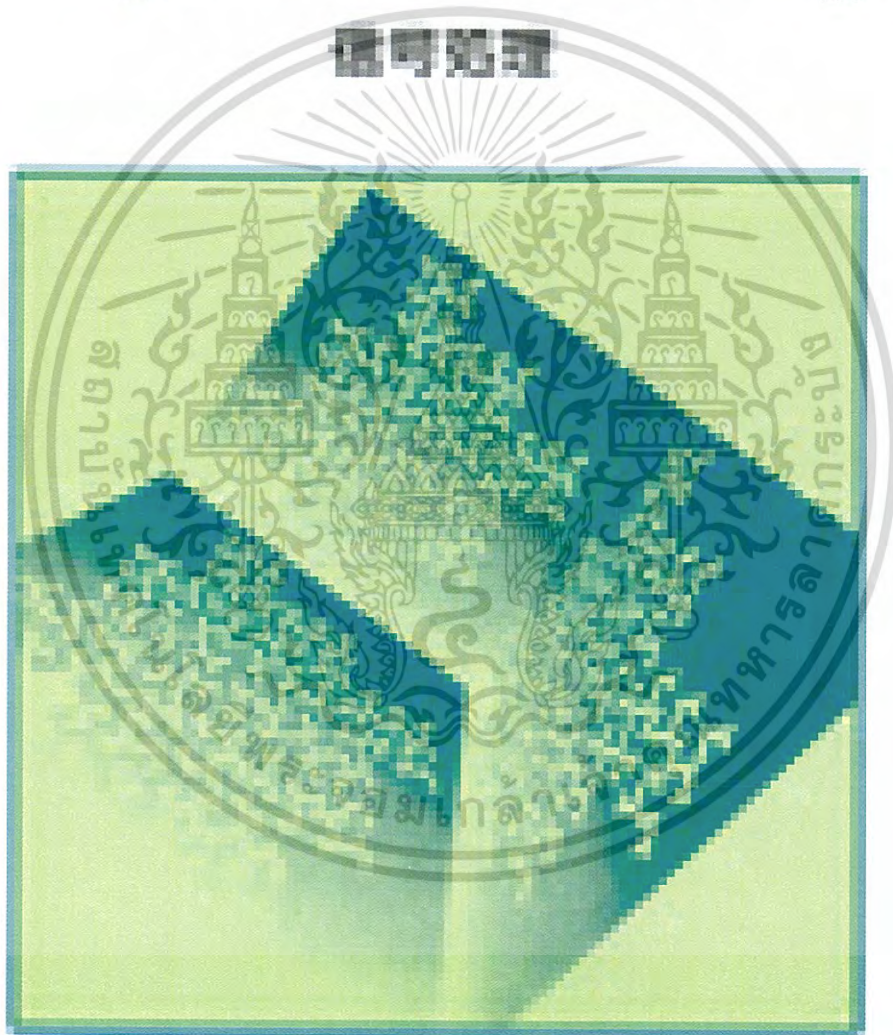
V. CONCLUSION

The results obtained from testing the rotating disc equipped uroflowmetry machine using 250, 300, 350 and 400 ml of fluid released at height 30-60 cm accurately matches the simulation by Matlab software. It is evident that the measured flow rates remain similar with varying heights; which in practice, the rotating disc will be placed no more than 60 cm away from the height at which urine is released. The flow pattern graph along with voiding time, flow time, time to max flow, max flow rate, average flow rate and voided volume displayed on the Smartphone will also be accurate as they are derived from the same measured flow rate. For further development, the uroflowmetry should integrate a function that offers interpretation of results under different patient condition this function will be useful for diagnosis.

References

- [1] Tanagho E, McAninch JW, "Smith's General Urology," 15th ed. San Francisco, McGraw-Hill, 2000.
- [2] Christopher E. Kelly, "Evaluation of Voiding Dysfunction and Measurement of Bladder Volume," vol. 6 suppl. 1, reviews in urology, s32-s37, 2004.
- [3] Andrzej Wilk, "Experimental laboratory tests of the pressure drop resulting from the liquid flow through orifices in a rotating disc," Experimental Thermal and Fluid Science 54, p297-303, 2014.
- [4] Khan M.S., Mannan A., Tasneem R.A., "Evaluating Urological Residents on Interpretation of Uroflowmetry Graphs," Annals vol 13, no. 4 oct.-dec. 2007, p252-254.
- [5] Ding T, Zhang Z, Wei Y, inventors; Momentum method for measuring uroflow parameters and the uroflow flowmeter. USA patent 5,078,012. 1992 January 7.
- [6] Kim KA, Cha EJ, Choi SS, inventors; Method and system for measuring urinary flow rate. USA patent 2010/0152684. 2010 June 17.
- [7] Cha EJ, Cha EJ, Kim KA, inventors; uroflowmeter attachable to toilet. USA patent 2011/0265576, 2011 Nov 3.
- [8] Munson Bruce R, Young Donald F, Okiishi Theodore H, "Fundamentals of Fluid Mechanics," John Wiley and Sons, 1990.
- [9] www.portescap.com/products/brush-dc-motor/28dt12, download on 2014.
- [10] www.atmel.com "ATMega128 Microcontroller" download on 2011.

Journal of Signal Processing



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PAPER

Algorithmic Scheme-Integrated Bandwidth Compensatory Reconstruction Filter of Digital Signal Processing System

Rodjarin Boontawan¹, Siraphop Tooprakai¹, Kobchai Dejhan¹ and Surapun Yimman²

¹Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand

²Faculty of Applied Science, King Mongkut's University of Technology North Bangkok 10800, Thailand

E-mail: rodjarinb@yahoo.com, siraphop@telecom.kmitl.ac.th, kobchai@telecom.kmitl.ac.th, syn4412@gmail.com

Abstract This research has proposed a novel algorithmic scheme of infinite impulse response (IIR) filter for bandwidth compensatory in digital signal processing (DSP) system based on the pole-zero placement technique. The scheme development started with the determination of the analog output or reconstruction filter gains at the zero, cut-off and Nyquist frequencies and then their respective nonlinear system equations. The Newton-Raphson method was subsequently applied for the positions of pole and zero and the gain of the output filter. The constants were re-substituted in the initial transfer function and an inversion carried out. To verify the applicability of the proposed scheme, simulations were carried out at two cut-off frequencies (i.e. 1.5 and 2kHz) and three sampling frequencies (i.e. 10, 12 and 14kHz). To further validate, experiments were undertaken whereby the algorithmic scheme was applied to a digital signal processing system. The simulation and experimental results revealed that the scheme implementation could effectively address the attenuation phenomenon, compensate the system bandwidth as well as enhance the time response of the output signal.

Keywords: bandwidth compensation, reconstruction filter, Newton-Raphson method, pole-zero placement

1. Introduction

A typical digital signal processing (DSP) system consists of an input filter, an analog-to-digital converter (A/D), a digital processor, a digital-to-analog converter (D/A) and an output or reconstruction filter [1-4]. In operation, the DSP system bandwidth is governed by the D/A sampling property and the output filter. Most commonly available D/A converters are of zero order hold type whose magnitude response is of sinc envelop function. To tackle the sinc envelope issue requires the application of either the pre-equalizing or post-equalizing technique [5,6]. In the pre-equalizing technique, a finite impulse response filter (FIR) with high order is deployed before the D/A converter, while the post-equalizing technique enquires an analog active filter subsequent to the reconstruction filter [7].

In [8], the authors proposed a bandwidth compensation scheme based on the analog transfer function of the output filter whereby the function was first converted into a discrete time system using the approximation of derivative technique and subsequently inverted for compensation of the DSP system bandwidth.

However, the method suffers from low accuracy due to the utilization of the approximation of derivative technique and the subsequent discrepancy between the magnitude responses of the discrete-time system and the analog output filter. The discrepancy in turn contributes to the unsatisfactory bandwidth compensation of the DSP system.

To address the magnitude response discrepancy, this research has thus proposed a novel scheme of IIR filter based on the pole-zero placement technique. In the scheme development, the gains of the output filter at the zero, cut-off and Nyquist frequencies were determined and subsequently substituted in the initial transfer function for their respective nonlinear system equations prior to the application of the Newton-Raphson method for the positions of pole (p_1) and zero (z_1) and the gain (k) of the IIR filter. The constants were re-substituted in the transfer function which was subsequently inverted. The research findings have showed that the implementation of the proposed scheme could address the attenuation phenomenon, compensate the system bandwidth and enhance the time response of the output signal.

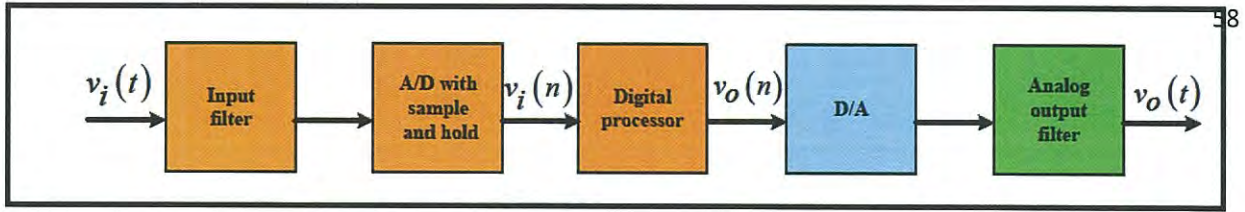


Fig. 1 Depiction of a conventional digital signal processing system

2. Conventional Design

Figure 1 illustrates a typical digital signal processing (DSP) system in which the input filter is of low pass filter whose function is to prevent the high frequency signal input entering the system, and the output filter is also of low pass filter that transforms the staircase signal from the D/A converter into a continuous signal. In theory, the cut-off frequency (ω_c) of the output filter is $f_s/2$ (i.e. the Nyquist frequency) [1-6]. The DSP bandwidth is thus governed by the cut-off frequency of the analog output filter, e.g. for a digital signal processing system operating at the 12.8kHz sampling frequency (f_s), the cut-off frequency of the analog output filter is half of f_s or 6.4kHz. Figure 2 depicts the bandwidth of a conventional DSP system which suffers from the attenuation phenomenon which is more pronounced approaching the Nyquist frequency.

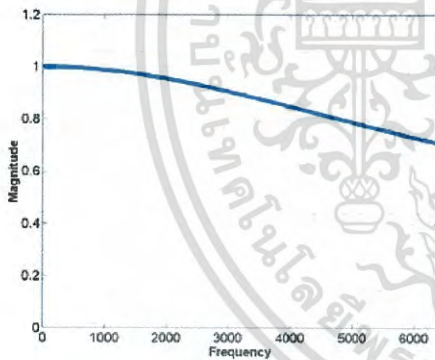


Fig. 2 Bandwidth of conventional digital signal processing system

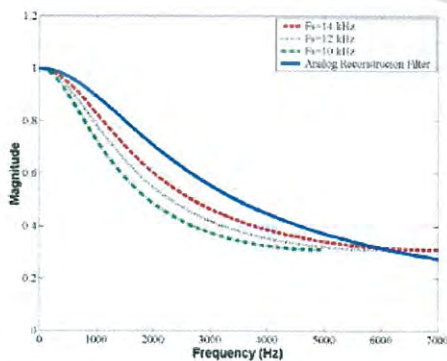


Fig. 3 Magnitude responses of the first-order IIR digital filter based on the approximation of derivative technique at F_s of 10, 12 and 14kHz vis-à-vis that of the output filter

In [8], the design of an IIR digital filter in the DSP system using the approximation of derivative method was proposed, whose cut-off frequency is equal to that of the analog output filter. The IIR transfer function was inverted and then converted into a difference equation for bandwidth compensation. Despite the bandwidth enhancement, the technique suffers from the discrepancy in the magnitude responses of the IIR digital filter and the analog output filter, a phenomenon attributable to the fact that the development of the IIR digital filter was predicated on the approximation of derivative technique. For instance, Fig. 3 compares the magnitude responses of the first-order analog output filter and the IIR filter at the 10, 12 and 14 kHz sampling frequencies, given that the cut-off frequency is 2kHz.

Interestingly, at the 14kHz sampling frequency, the magnitude response of the IIR filter increasingly resembles that of the output filter, indicating that the higher sampling frequency, the more resembling the IIR filter magnitude response to the analog output filter's. Notwithstanding, considerable computing resources are required for the high sampling frequency.

3. Proposed Digital Signal Processing System

The bandwidth compensation performance in a digital signal processing system is positively correlated to the degree of resemblance between the magnitude responses of the IIR filter and the analog output filter. In fact, the magnitude responses belonging to the IIR and analog output filters differ due to the warping frequency or the nonlinear relationship between the analog and digital frequencies. The warping frequency is attributable to the utilization of the approximation of derivative technique or the bilinear transform technique [1,2] and contributes to the discrepancy in the magnitude responses of the IIR and analog output filters. To address the discrepancy issue and thus enhance the compensation performance, it is necessary to keep the warping frequency incidence to a minimum.

The proposed scheme aims to achieve the magnitude response gains of the IIR filter at the 0, ω_c and π frequencies that are identical to those of the analog output filter. The respective magnitude response gains of both filters are thus 1, $1/\sqrt{2}$ and c_1 [9,10], as shown in Fig. 4 and Table 1. The sameness renders the relationship between the analog and digital frequencies linear. The parameter c_1 (i.e. the magnitude response gain at the Nyquist frequency) and the transfer function of the IIR filter using the pole-zero placement technique are respectively expressed in Eqs. (1) and (2).

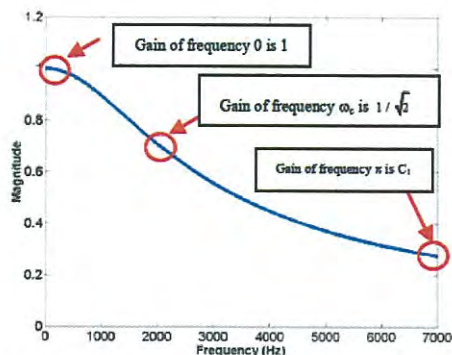


Fig.4 Magnitude response of first order analog output filter

Table 1 Gain of IIR compensation filter at frequencies 0, ω_c and π

Frequency (ω)	Gain
0	1
ω_c	$\frac{1}{\sqrt{2}}$
π	c_1

$$c_1 = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{f_n^2}{f_c^2}}} \quad (1)$$

where c_1 is the magnitude response gain at the Nyquist frequency, f_n is the Nyquist frequency and f_c is the cut off frequency.

$$H(z) = k \left(\frac{z - z_1}{z - p_1} \right) \quad (2)$$

Substitute z in Eq. (2) with $z = e^{j\omega}$ to derive Eq. (3).

$$H(\omega) = k \left(\frac{e^{j\omega} - z_1}{e^{j\omega} - p_1} \right) \quad (3)$$

At $\omega=0$ where the magnitude response gain is 1, substitute the values in Eq. (3) to obtain Eq. (4) which is then rearranged into Eq. (5).

$$\frac{1}{2} = k^2 \left(\frac{(1 - 2p_1 \cos(\omega_c) + p_1^2 + (\cos(\omega_c) - p_1)(p_1 - z_1))^2 + (z_1 \sin(\omega_c) - p_1 \sin(\omega_c))^2}{(1 - 2p_1 \cos(\omega_c) + p_1^2)^2} \right) \quad (11)$$

$$H(0) = k \left(\frac{e^{j0} - z_1}{e^{j0} - p_1} \right) \quad (4)$$

$$1 = k \left(\frac{e^{j0} - z_1}{e^{j0} - p_1} \right)$$

$$1 - p_1 = k(1 - z_1) \quad (5)$$

At $\omega=\pi$ where the magnitude response gain is c_1 , substitute the values in Eq. (3) to obtain Eq. (6) which is then rearranged into Eq. (7). Meanwhile, at $\omega=\omega_c$ where the magnitude response gain is $1/\sqrt{2}$, substitute the values in Eq. (3) to obtain Eq. (8) which is then rearranged into Eq. (9) and then Eq. (10) until arriving at Eq. (11).

The parameters k , p_1 and z_1 are concurrently solved using Eqs. (5), (7) and (11). Since these equations are nonlinear, the Newton-Raphson method [11,12] is thus used and expressed in Eq. (12).

$$H(\pi) = k \left(\frac{e^{j\pi} - z_1}{e^{j\pi} - p_1} \right) \quad (6)$$

$$c_1 = k \left(\frac{e^{j\pi} - z_1}{e^{j\pi} - p_1} \right)$$

$$c_1(1 + p_1) = k(1 + z_1) \quad (7)$$

$$H(\omega_c) = k \left(\frac{e^{j\omega_c} - z_1}{e^{j\omega_c} - p_1} \right) \quad (8)$$

$$\frac{1}{\sqrt{2}} = k \left(\frac{e^{j\omega_c} - z_1}{e^{j\omega_c} - p_1} \right) \quad (9)$$

Define $e^{j\omega_c} = \cos(\omega_c) + j \sin(\omega_c)$

$$\frac{1}{\sqrt{2}} = k \left(\frac{\cos(\omega_c) + j \sin(\omega_c) - z_1}{\cos(\omega_c) + j \sin(\omega_c) - p_1} \right) \quad (10)$$

$$\mathbf{x}_{n+1} = \mathbf{x}_n - \mathbf{J}(k_n, p_{1n}, z_{1n})^{-1} \mathbf{f}(k_n, p_{1n}, z_{1n})$$

where

$$\mathbf{x}_n = \begin{bmatrix} k_n \\ p_{1n} \\ z_{1n} \end{bmatrix}, \mathbf{f}(k_n, p_{1n}, z_{1n}) = \begin{bmatrix} f_1(k_n, p_{1n}, z_{1n}) \\ f_2(k_n, p_{1n}, z_{1n}) \\ f_3(k_n, p_{1n}, z_{1n}) \end{bmatrix}, \mathbf{J}(k_n, p_{1n}, z_{1n}) = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial k} & \frac{\partial f_1}{\partial p_1} & \frac{\partial f_1}{\partial z_1} \\ \frac{\partial f_2}{\partial k} & \frac{\partial f_2}{\partial p_1} & \frac{\partial f_2}{\partial z_1} \\ \frac{\partial f_3}{\partial k} & \frac{\partial f_3}{\partial p_1} & \frac{\partial f_3}{\partial z_1} \end{bmatrix}$$

$$f_1 = k_n(1 - z_{1n}) - (1 - p_{1n}), f_2 = k_n(1 + z_{1n}) - c_1(1 + p_{1n})$$

and

$$f_3 = k_n^2 \left(\frac{(1 - 2p_{1n} \cos(\omega_c) + p_{1n}^2 + (\cos(\omega_c) - p_{1n})(p_{1n} - z_{1n}))^2 + (z_{1n} \sin(\omega_c) - p_{1n} \sin(\omega_c))^2}{(1 - 2p_{1n} \cos(\omega_c) + p_{1n}^2)^2} \right)$$

In Eq. (12), given that the iteration number (n) is 1, the vector \mathbf{x}_1 is then the initial value within the -1 to 1 interval inside the unit circle. The iteration is repeated until the convergence of k , p_1 and z_1 are achieved and subsequently substituted in Eq. (2) to derive the transfer function of the IIR filter. To arrive at the bandwidth compensatory scheme, the transfer function is inverted and then converted into the difference equation, as respectively presented by Eqs. (13) and (14). Figure 5 illustrates the digital signal processing system integrated with the proposed bandwidth compensatory scheme.

$$H_I(z) = \frac{1}{k} \left(\frac{z - p_1}{z - z_1} \right) \tag{13}$$

$$y(n) = \frac{1}{k} x(n) - \frac{1}{k} p_1 x(n-1) + z_1 y(n-1) \tag{14}$$

where $x(n)$ and $y(n)$ are respectively the input and output of the compensated DSP system.

As an example, given the cutoff (ω_c) and sampling frequencies of 2 kHz and 14 kHz, respectively, the Nyquist frequency (π) is 7 kHz and c_1 and ω_c , as respectively calculated by Eqs. (1) and (15), are 0.2747211 and 0.8975979. Substitute c_1 and ω_c into Eqs. (5), (7) and (11) for $k = 0.4976400$, $p_1 = 0.3852877$ and $z_1 = -0.2352548$ which are subsequently substituted in Eq. (2) for the IIR filter transfer function (Eq.(16)). Figure 6 compares the magnitude responses of the analog output filter and the IIR filter integrated with the proposed compensatory scheme.

$$\omega_c = 2\pi \frac{f_c}{f_s} \tag{15}$$

where f_s is the sampling frequency.

$$H(z) = 0.4976400 \left(\frac{z + 0.2352548}{z - 0.3852877} \right)$$

$$H(z) = 0.4976400 \left(\frac{1 + 0.2352548z^{-1}}{1 - 0.3852877z^{-1}} \right) \tag{16}$$

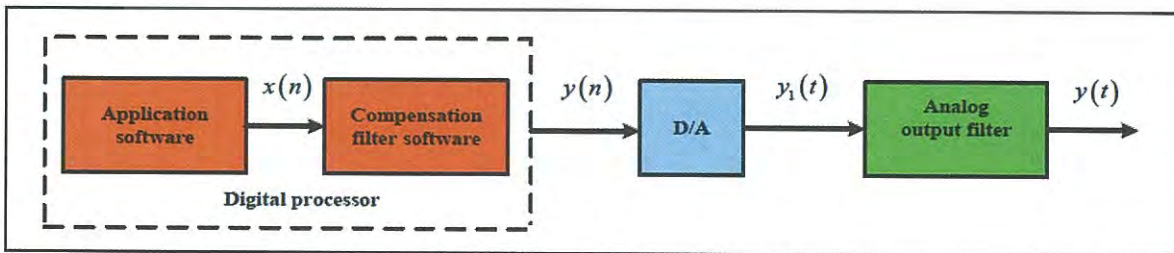


Fig. 5 Digital signal processing system integrated with the proposed bandwidth compensatory scheme

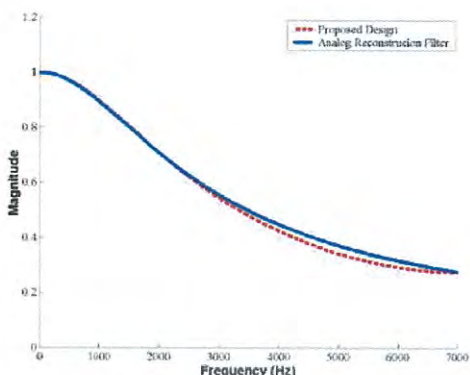


Fig. 6 Magnitude response of proposed method compared to analog output filter

4. Simulation and Experimental Results

To verify the effectiveness with regard to the bandwidth compensation of the proposed scheme, simulations were carried out using MATLAB. In the simulation, the cut-off frequencies were either 1.5kHz or 2 kHz, while the sampling frequencies were 10 kHz, 12 kHz and 14 kHz. Table 2 tabulates the simulated k , z_1 , p_1 and the IIR filter transfer functions under investigation. In Figs. 7(a)-(f), comparisons are made between the simulated magnitude response of the proposed scheme, that of the analog output filter and that based on the approximation of derivative for the two cut-off and three sampling frequencies under study. Table 3 compares the simulated magnitude response gains of the analog output filter and IIR filter at the 0, ω_c and π frequencies.

To further validate its bandwidth compensatory capability, the proposed scheme was experimented

using a TMS320C31 DSP starter kit [13-16] connected to the MAX-547 12-bit external D/A interface board which is connected to two first order analog output filters. The A/D converter is of 14-bit resolution (TLC32040) and the digital signal processor is of TMS320C31 operating at the 21.853-kHz sampling frequency. In addition, the Tektronix TDS-3014 digital oscilloscope and the Tektronix AFG 320 arbitrary signal generator were utilized in the experiments. Due to the idiosyncratic characteristics of the TLC32040 A/D converter, the sampling frequency is not a whole number. Moreover, in the experiments, the maximum capacity of the A/D converter (i.e. 21.853 kHz) was deliberately used as the sampling frequency.

In Fig. 8, the input signal ($x(t)$), the output signals of D/A MAX547 in the absence of the analog output filter, in the presence of the analog output filter, and in the presence of the analog output filter with the bandwidth compensatory scheme, using the oscilloscope, are respectively represented by channels (CH) 1-4. The unity gain amplifier software program was utilized in the experiments. In determination of the magnitude response, two cut-off frequencies of 1.5kHz and 2kHz were used and the input signal frequency was varied from 50Hz, 500Hz, 1kHz, 1.5kHz, 3kHz to 5kHz. Figures 9(a)-(f) illustrate the input signal ($x(t)$), the output signals in the absence and presence of the analog output filter, and in the presence of the analog output filter with the bandwidth compensatory scheme for the 1.5kHz cut-off frequency for the various input signal frequencies under investigation. Figures 10(a)-(f) depict those of the 2kHz cut-off frequency for the same input signal frequencies. Meanwhile, Fig. 11 compares the magnitude responses of the non-compensated and compensated output filters at the 1.5kHz and 2kHz cut-off frequencies.

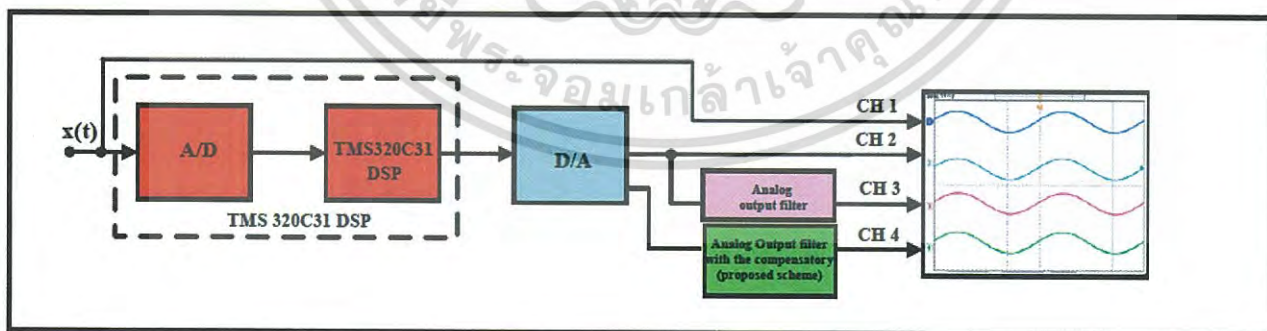


Fig. 8 Comparison of the input signal (CH1), the output signals in the absence (CH2) and presence (CH3) of the analog output filter and in the presence of the analog output filter with the bandwidth compensatory scheme (CH4)

Table 2 Simulated k , p_1 , z_1 and the IIR filter transfer functions, $H(z)$, at the cut-off and sampling frequencies under investigation

Cut-off frequency	Sampling frequency	k	p_1	z_1	$H(z)$
1.5kHz	10kHz	0.51373309	0.36466839	-0.23669589	$H(z) = 0.51373309 \left(\frac{1+0.23669589z^{-1}}{1-0.36466839z^{-1}} \right)$
	12kHz	0.45470299	0.43979577	-0.23202228	$H(z) = 0.45470299 \left(\frac{1+0.23202228z^{-1}}{1-0.43979577z^{-1}} \right)$
	14kHz	0.40753197	0.49902550	-0.22928882	$H(z) = 0.40753197 \left(\frac{1+0.22928882z^{-1}}{1-0.49902550z^{-1}} \right)$
2kHz	10kHz	0.61155251	0.23589475	-0.24945155	$H(z) = 0.61155251 \left(\frac{1+0.24945155z^{-1}}{1-0.23589475z^{-1}} \right)$
	12kHz	0.54908122	0.31891514	-0.2404082	$H(z) = 0.54908122 \left(\frac{1+0.2404082z^{-1}}{1-0.31891514z^{-1}} \right)$
	14kHz	0.49764004	0.38528771	-0.23525486	$H(z) = 0.49764004 \left(\frac{1+0.23525486z^{-1}}{1-0.38528771z^{-1}} \right)$

Table 3 Simulated magnitude response gains of the analog and IIR filters at the 0, ω_c and π frequencies

Cut-off frequency	Analog filter			Sampling frequency (f_s)	IIR Digital filter with proposed design		
	Gain at frequencies				Gain at frequencies		
	0	ω_c	$f_s/2$		0	ω_c	π
1.5 kHz	1.00000000	0.70710678118655	0.28734788556635	10kHz	1.0000000000000000	0.707181730704827	0.287347919701994
	1.00000000	0.70710678118655	0.24253562503633	12kHz	1.0000000000000000	0.707168132255925	0.242535645161976
	1.00000000	0.70710678118655	0.20952908873087	14kHz	1.0000000000000000	0.707158805634759	0.209529101558967
2kHz	1.00000000	0.70710678118655	0.37139067635410	10kHz	1.0000000000000000	0.707185249255396	0.371390720121469
	1.00000000	0.70710678118655	0.31622776601684	12kHz	1.0000000000000000	0.707170108198330	0.316227792016905
	1.00000000	0.70710678118655	0.27472112789738	14kHz	1.0000000000000000	0.707160027764203	0.274721144576873

Table 4 Rise time and fall time at the 1.5kHz and 2kHz cut-off frequencies for various pulse widths

Pulse width	The 1.5kHz cut-off frequency of analog output filter						The 2kHz cut-off frequency of analog output filter					
	Without the analog output filter		With the analog output filter		Propose design		Without the analog output filter		With the analog output filter		Propose design	
	Rise time (μs)	Fall time (μs)	Rise time (μs)	Fall time (μs)	Rise time (μs)	Fall time (μs)	Rise time (μs)	Fall time (μs)	Rise time (μs)	Fall time (μs)	Rise time (μs)	Fall time (μs)
10 ms	32.70	39.25	248.1	248.8	42.60	43.43	34.70	33.12	203.4	211.9	39.40	41.92
5 ms	37.23	38.21	249.0	246.9	41.35	41.54	36.13	32.99	215.7	199.8	40.20	41.16
1 ms	37.55	37.73	241.8	245.8	39.93	40.68	32.36	33.32	204.6	200.1	39.70	39.73
500 μs	33.67	38.37	217.6	218.6	39.50	39.50	25.01	26.27	189.7	177.3	38.98	38.51

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

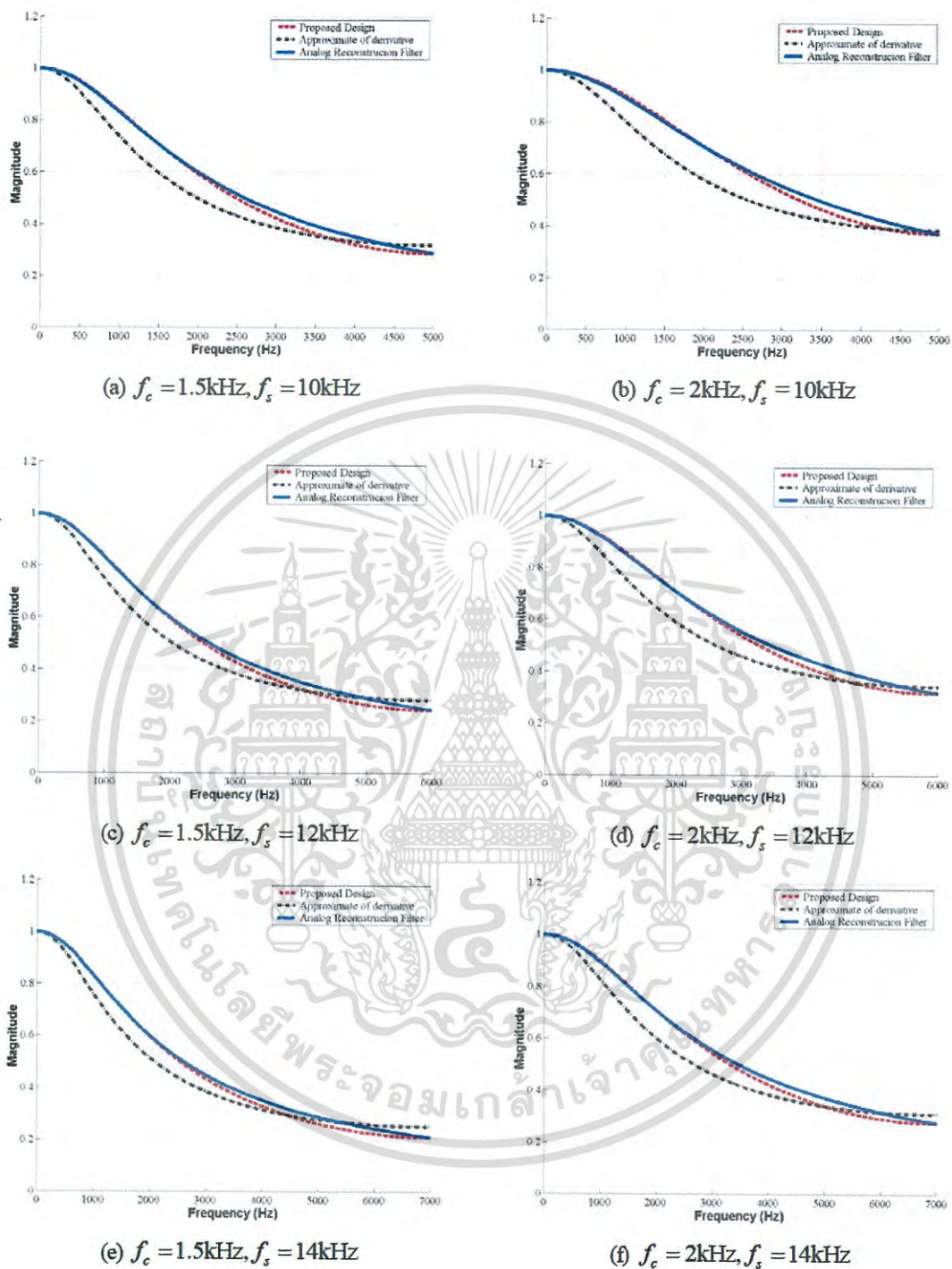
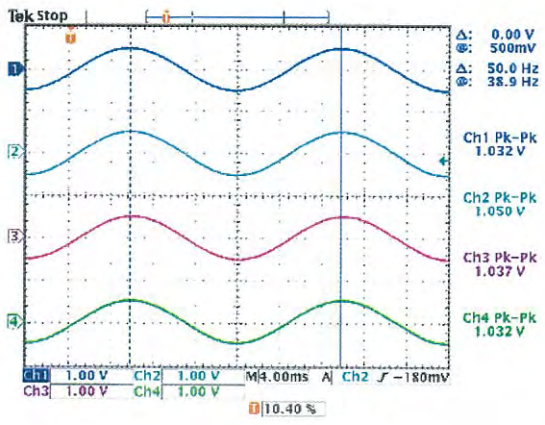
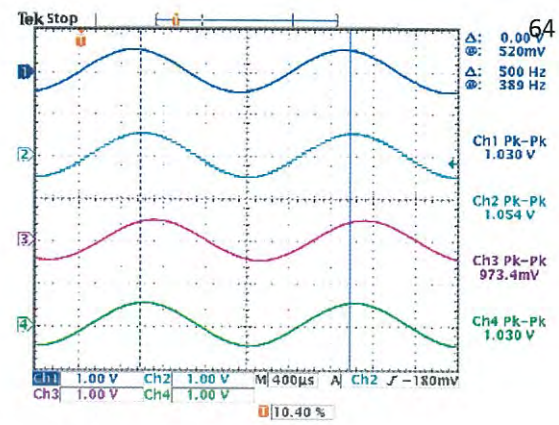


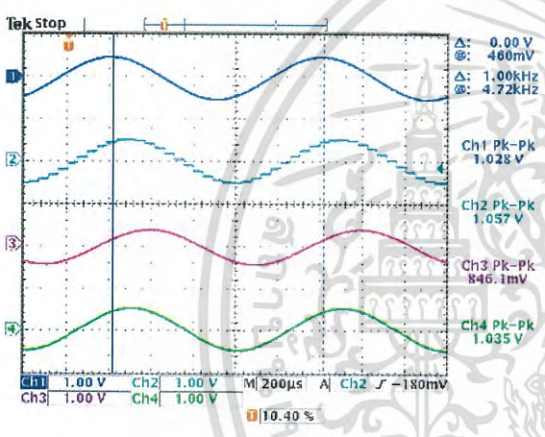
Fig.7 Simulated magnitude responses of the approximate of derivative-based scheme, the proposed schemes and the analog output filter



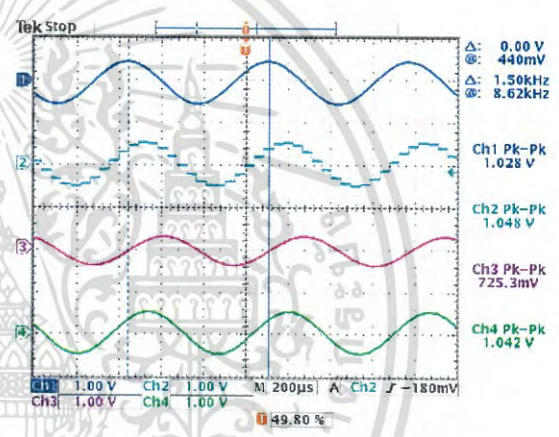
(a) 50Hz



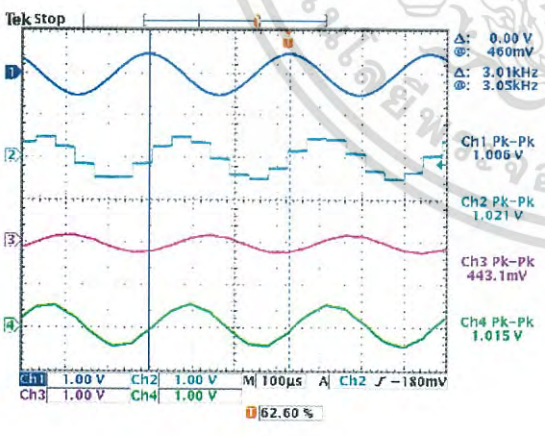
(b) 500Hz



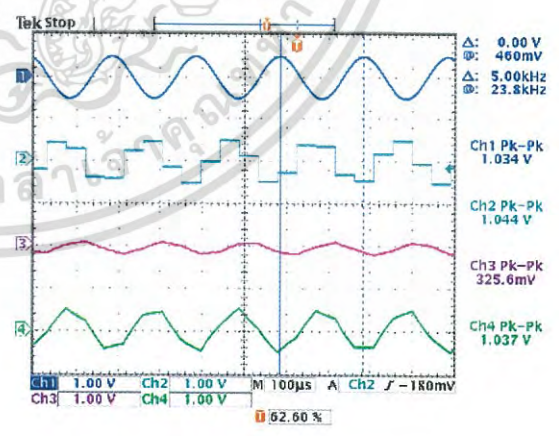
(c) 1kHz



(d) 1.5kHz



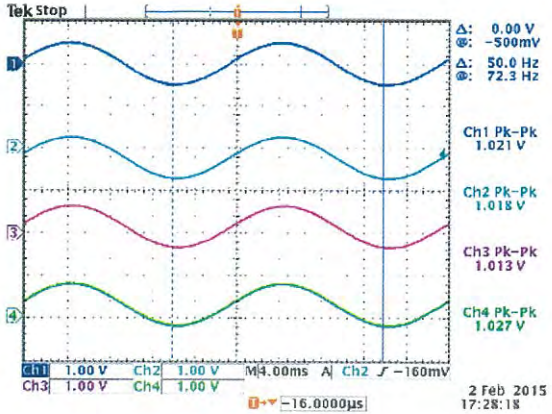
(e) 3kHz



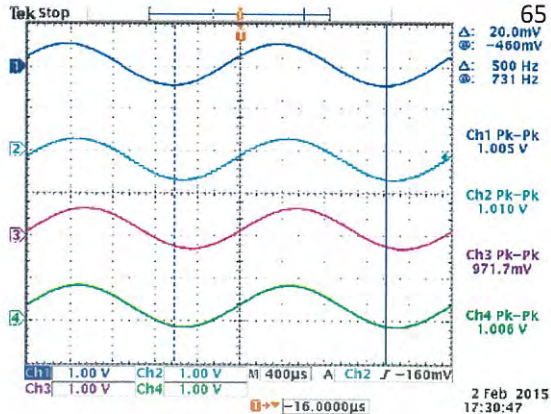
(f) 5kHz

Fig. 9 Input and output signals at the 1.5 kHz cut-off frequency for the various input signal frequencies of 50Hz, 500Hz, 1kHz, 1.5kHz, 3kHz and 5kHz, where CH1, CH2, CH3 and CH4 respectively represent the input signal, the output signals in the absence and presence the analog output filter and in the presence of the analog output filter with the compensatory scheme

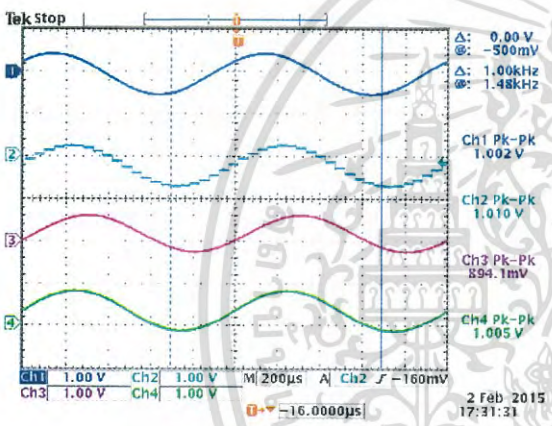
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า



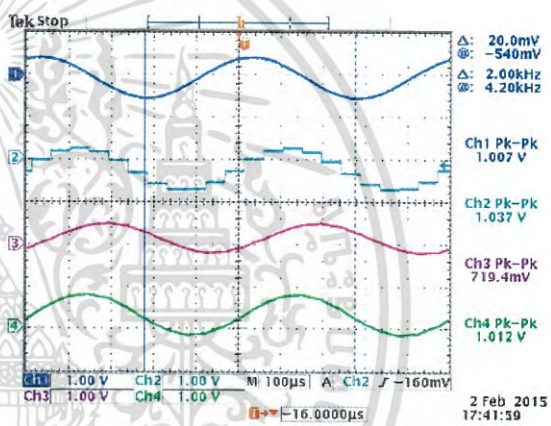
(a) 50Hz



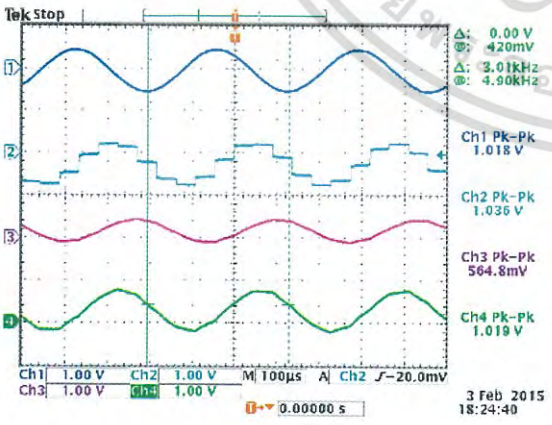
(b) 500Hz



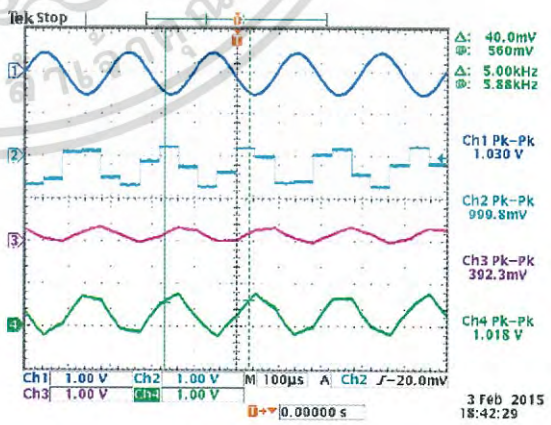
(c) 1kHz



(d) 1.5kHz



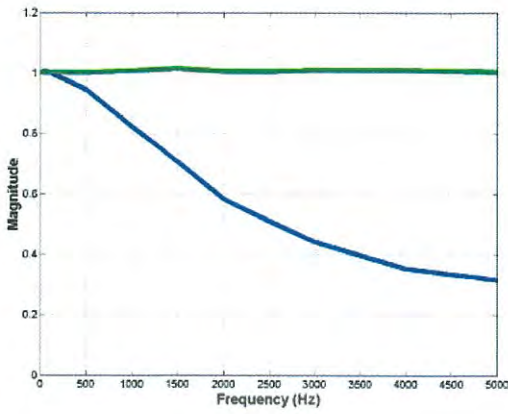
(e) 3kHz



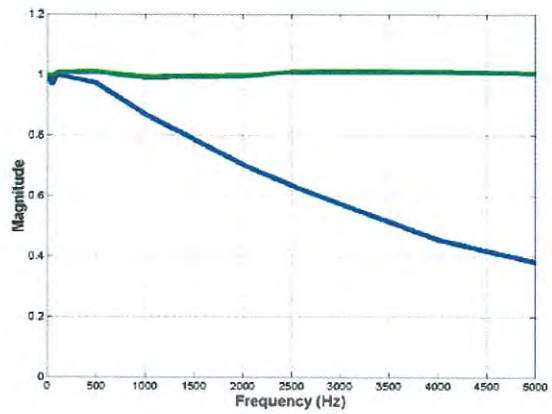
(f) 5kHz

Fig.10 Input and output signals at the 2 kHz cut-off frequency for the various input signal frequencies of 50Hz, 500Hz, 1kHz, 1.5kHz, 3kHz and 5kHz, where CH1, CH2, CH3 and CH4 respectively represent the inputsignal, the output signals in the absence and presence the analog output filter and in the presence of the analog output filter with the compensatory scheme

เอกสารนี้เป็นเอกสารทบทวนวิชาหรือเพื่อการเรียนการสอน ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า



(a) 1.5kHz

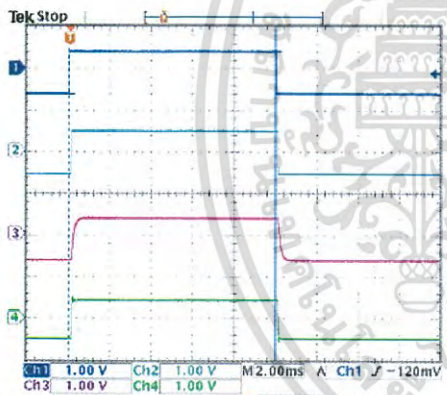


(b) 2kHz

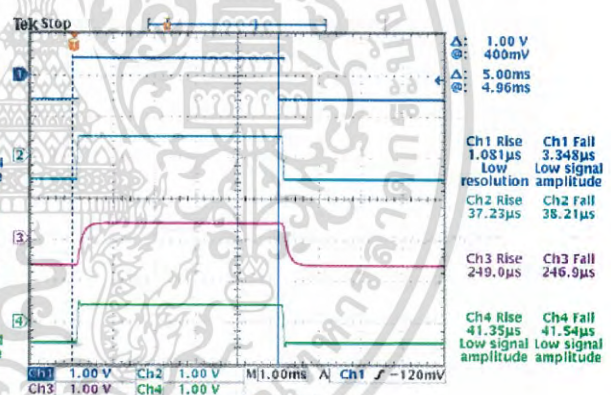
Fig. 11 Magnitude responses of the non-compensated output filter (blue line) and the compensated analog output filter (green line)

Figures 12(a)-(d) respectively illustrate the time responses at the 1.5kHz cut-off frequency for the square wave input signal with the pulse widths of 10ms, 5ms, 1ms and 100 μs, while Figs. 13(a)-(d) depict those at the 2kHz cut-off frequency under the same conditions. Table 4 compares the rise time and fall time at both cut-off frequencies for the various pulse widths under study.

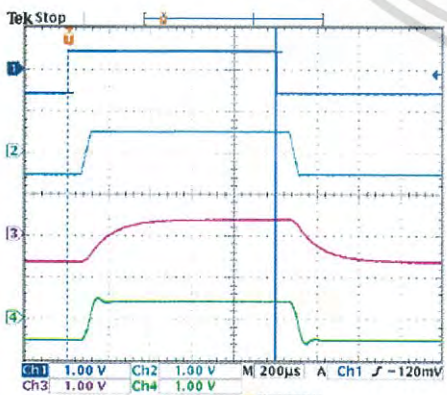
In this research, the measurements of total harmonic distortion (THD) [17] were taken using a dynamic signal analyzer Agilent 35670A at the frequency range of 50Hz-5kHz. Table 5 tabulates the THD (%) from the fundamental frequency through to 10th harmonic frequencies for the frequency range under study.



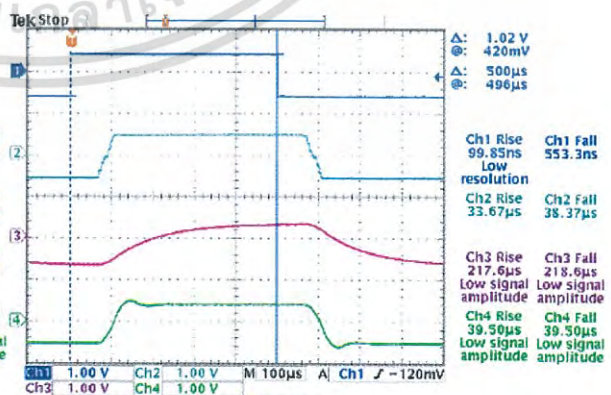
(a) 10ms



(b) 5ms



(c) 1ms



(d) 500μs

Fig.12 Time response at the 1.5kHz cut-off frequency for the various pulse widths of 10ms, 5ms, 1ms and 500 us, where CH1, CH2, CH3 and CH4 respectively represent the input signal, the output signals in the absence and presence of the analog output filter and in the presence of the analog output filter with the compensatory scheme

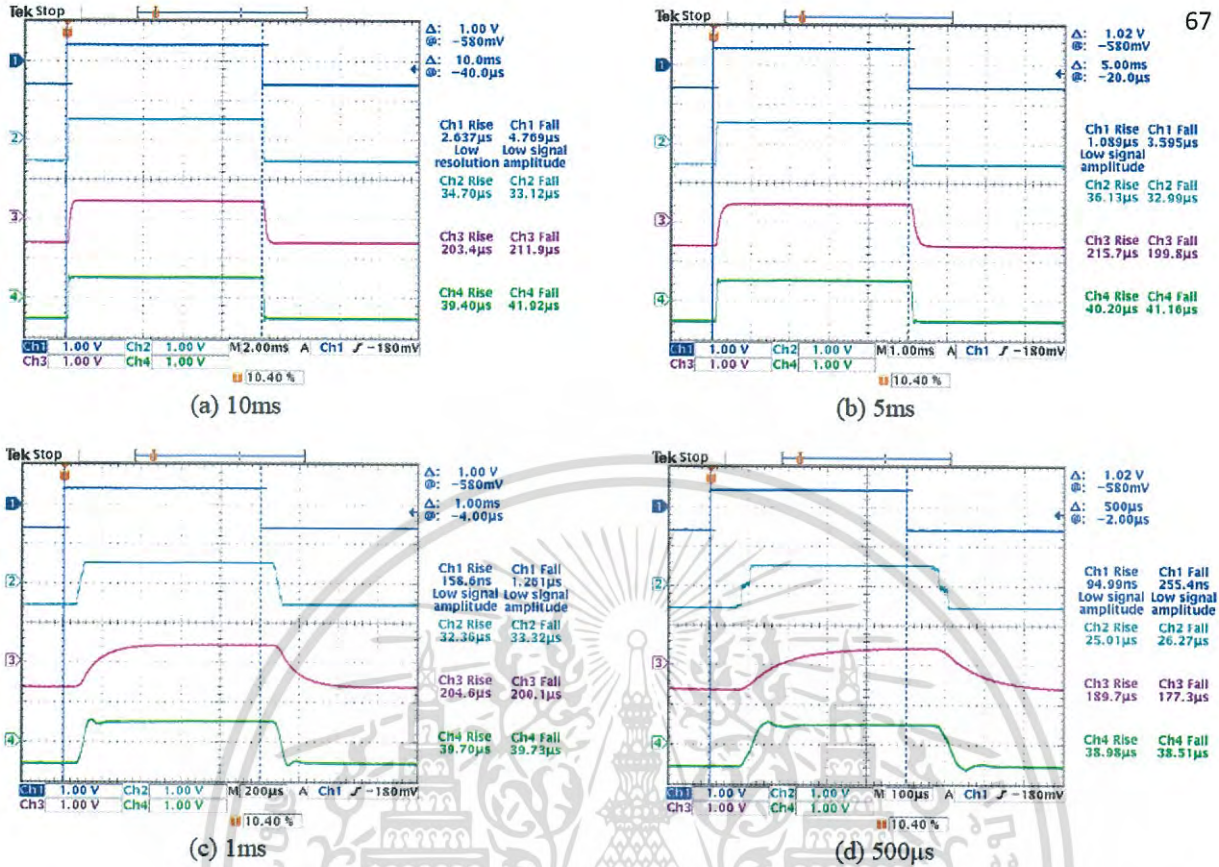


Fig.13 Time response at the 2kHz cut-off frequency for the various pulse widths of 10ms, 5ms, 1ms and 500 us, where CH1, CH2, CH3 and CH4 respectively represent the input signal, the output signals in the absence and presence the analog output filter and in the presence of the analog output filter with the compensatory scheme

Table 5 Total harmonic distortion (THD) of the output signal

Frequency (Hz)	Signal generator (THD)	D/A output without the analog output filter	THD (%)			
			The 1.5kHz cut-off frequency of analog output filter		The 2kHz cut-off frequency of analog output filter	
			Without compensation	With compensation	Without compensation	With compensation
50	0.0312	0.0731	0.0730	0.0680	0.0749	0.0646
100	0.0304	0.0751	0.0760	0.0710	0.0744	0.0645
200	0.0305	0.0758	0.0630	0.0630	0.0682	0.0595
500	0.0304	0.0784	0.0460	0.0490	0.0547	0.0480
1000	0.0304	0.0805	0.0350	0.0350	0.0375	0.0463
1500	0.0305	0.0864	0.0330	0.0350	0.0355	0.0459
2000	0.0305	0.0891	0.0360	0.0320	0.0325	0.0423
2500	0.0305	0.0990	0.0430	0.0350	0.0313	0.0383
3000	0.0308	0.1290	0.0490	0.0400	0.0335	0.0396
3500	0.0308	0.1058	0.0500	0.0420	0.0458	0.0409
4000	0.0309	0.1089	0.0600	0.0550	0.0463	0.0471
4500	0.0312	0.1142	0.0670	0.0750	0.0501	0.0671
5000	0.0316	0.2282	0.0770	0.0950	0.0655	0.0873
Average	0.0307	0.1033	0.0544	0.0534	0.0500	0.0531

This research has proposed the novel algorithmic scheme to tackle the bandwidth attenuation problem commonly found in the conventional digital signal processing (DSP) system. The scheme development started with the determination of the analog output filter gains at the zero, cut-off (ω_c) and Nyquist ($f_s/2$) frequencies and then their respective nonlinear system equations. The Newton-Raphson method was subsequently applied for the positions of pole (p_1) and zero (z_1) and the gain (k) of the IIR filter. The constants were re-substituted in the initial transfer function and an inversion carried out. The aim of the scheme implementation is to achieve the identical magnitude responses of the target (compensation) filter and the conventional analog output filter. To verify the proposed scheme, the simulations were carried out at the two cut-off frequencies (i.e. 1.5 and 2kHz) for the three sampling frequencies of 10, 12 and 14kHz. The simulation results demonstrated that the magnitude responses of the compensation (IIR) and conventional analog output filters are more in sync than are those of the approximation of derivative-based and conventional filters. To further validate the effectiveness of the scheme, the experiments were undertaken and the findings showed that the initially staircase output signal becomes flat (i.e. continuous) and non-attenuating and the bandwidth compensated. Moreover, the time response of the output signal under the proposed scheme is considerably shorter relative to that of the non-compensated output filter. It can thus be concluded that the proposed algorithmic scheme is both highly operationally efficient and cost-effective in tackling the attenuation problem through the bandwidth compensation.

Acknowledgment

The authors would like to express their sincere thanks to all reviewers of the Journal of Signal Processing for his kind suggestions.

- [1] J. G. Proakis and D. G. Manolakis: Digital Signal Processing Principle, Algorithms, and Applications, Prentice Hall, 1996.
- [2] E. C. Ifeachor and B. W. Jervis: Digital Signal Processing, A Practical Approach, Addison Wesley, 1996.
- [3] A. V. Oppenheim, R. W. Schaffer and J. R. Buck, Discrete-Time Signal Processing, Prentice Hall, 1999.
- [4] S. K. Mitra: Digital Signal Processing, A Computer-Based Approach, McGraw-Hill, 2001.
- [5] S. J. Orfanidis: Introduction to Signal Processing, Prentice Hall, 1995.
- [6] C. Marven and G. Ewers, A Simple Approach to Digital Signal Processing, John Wiley & Sons, 1996.
- [7] <http://www.maximic.com/appnotes/index.mvp/id/3853>
- [8] S.Praesomboon, K.Dejhan and S.Yimman: Compensation of Reconstruction Filter Effect in Digital Signal Processing System, Journal of Signal Processing, Vol.18, No.3, PP.121-134, May 2014.
- [9] G. Daryanani: Principles of Active Network Synthesis and Design, John Wiley & Sons, 1976.
- [10] D. J. Dailey: Operational Amplifiers and Linear Integrated Circuits, Theory and Applications, McGraw-Hill, 1989.
- [11] W.Hager: Applied Numerical Linear Algebra, Prentice-Hall, Englewoodcliffs, N.J., 1988.
- [12] W.Demmel, Applied Numerical Linear Algebra, University of California, Berkeley, California, 1997.
- [13] TMS320C3x User's Guide, Texas Instruments Inc., 1994.
- [14] TMS320C3x DSP Starter Kit User's Guide, Texas Instruments Inc., 1996.
- [15] TMS320C3x/4x Optimizing C Compiler User's Guide, Texas Instruments Inc., 1998.
- [16] H. V. Sorensen and J.P. Chen: A Digital Signal Processing Laboratory Using the TMS320C30, Prentice Hall, 1997.
- [17] J. Mittal and B.S.Kumar: Total Harmonic Distortion Measurement and Establishment of Traceability of Distortion Factor Using Attenuation Standard and Spectrum Analyzer, No. EM 016, AdMet, 2012.



Rodjarin Boontawan received her B.Sc. degree in physics of science and her M. Sc. degree in medical instrumentation of industrial physics and medical instrumentation of applied science from the King Mongkut's University of Technology North Bangkok, Bangkok, Thailand, in 2003 and 2006, respectively.

She has studied in the doctoral degree program in electrical engineering at King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok Thailand. Her research interests are digital filter and application.



Siraphop Tooprakai received his B.S. in materials science from Chiang Mai University, Chiang Mai, Thailand, in 1995 and his M. Eng. and D. Eng. degrees in electrical engineering from the King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Bangkok, Thailand, in

1998 and 2008, respectively. Since 2007, he has been a member of the Department of Telecommunication Engineering at Faculty of Engineering, KMITL, where he is currently an Assistant Professor of telecommunication. His research interests are in the digital circuit design, communication network and communication circuit design.



Kobchai Dejhan received his B. Eng. and M. Eng. degrees in electrical engineering from the King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Bangkok, Thailand in 1978 and 1980, respectively, and his Doctoral degree in telecommunications from the Ecole Nationale Supérieure des Telecommunications

(ENST) Paris, France (Telecom Paris) in 1989. Since 1980, he has been a member of the Department of Telecommunication at Faculty of Engineering, KMITL. He is an Associate Professor. He also was with the Research Center for Communication and Information Technology (ReCCIT) at KMITL as a Chief of Communications Circuit Designs Laboratory. His research interests are in the area of communication circuit designs, signal processing, VLSI and CMOS integrated circuit design. He is a member of IEICE, Japan, and a senior member of IEEE, USA.



Surapun Yimman received his M. Eng. degree from the King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok, Bangkok, and D. Eng. degree from the King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, all in electrical engineering in 1999 and

2007, respectively. He is an Associate Professor of Department of Industrial Physics and Medical Instrument at Faculty of Applied Science at the King Mongkut's University of Technology North Bangkok, Bangkok. His research interests are in the digital signal processing and applications.

(Received October 22, 2015; revised February 25, 2016)

ประวัติผู้เขียน

นางสาวรสจรินทร์ บุญทวัน เกิดเมื่อวันที่ 19 มิถุนายน พ.ศ. 2523 ที่จังหวัดยโสธร สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี วิทยาศาสตร์บัณฑิต สาขาวิชาฟิสิกส์ มหาวิทยาลัยราชภัฏ อุบลราชธานี ระดับปริญญาโท วิทยาศาสตร์มหาบัณฑิต สาขาวิชาอุปกรณ์การแพทย์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยี พระจอมเกล้าพระนครเหนือ ประสบการณ์การทำงานเริ่มต้นจากมิถุนายน พ.ศ.2547 ถึง มีนาคม พ.ศ.2549 ตำแหน่งอาจารย์พิเศษ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ มกราคม พ.ศ.2550 ถึง พ.ศ.2553 ตำแหน่งอาจารย์ มหาวิทยาลัยคริสเตียน และพฤษภาคม พ.ศ.2553 ถึง ปัจจุบัน ตำแหน่งอาจารย์ ประจำภาควิชาฟิสิกส์อุตสาหกรรมและอุปกรณ์การแพทย์ คณะวิทยาศาสตร์ประยุกต์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้