

การนำเอาเทคนิคการคูณแบบทวินนีย์มาใช้สร้างสัญญาณดิจิทัลที่มีความถี่ปรับค่าได้
และประยุกต์ใช้ในการวัดค่าอิมพีแดนซ์

THE IMPLEMENTATION OF AN ADJUSTABLE PHASE DIGITAL SINE
WAVE OSCILLATOR WITH APPLICATION IN IMPEDANCE
MEASUREMENT

สงวน งามสารณ์

SOMPONG JONGSAWADORN

วิทยานิพนธ์นี้เป็นต้นฉบับของเอกสารต้นฉบับหรือต้นฉบับที่ส่งมาเพื่อพิจารณาเพื่อขอรับปริญญาวิทยาศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมคอมพิวเตอร์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2551

BMUTL 2005-EN-M-060-105

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การสร้างตัวกำเนิดสัญญาณไซน์แบบดิจิทัลที่สามารถปรับการเลื่อนเฟส
และประยุกต์ใช้ในการวัดค่าอิมพีแดนซ์

THE IMPLEMENTATION OF AN ADJUSTABLE PHASE DIGITAL SINE
WAVE OSCILLATOR WITH APPLICATION IN IMPEDANCE
MEASUREMENT



สมพงษ์ จองสถาพร

SOMPONG JONGSATAPORN

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 87861
วัน,เดือน,ปี..... 19 ส.ค. 2552

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมการวัดคุม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2551

KMITL-2008-EN-M-060-166

**THE IMPLEMENTATION OF AN ADJUSTABLE PHASE DIGITAL SINE
WAVE OSCILLATOR WITH APPLICATION IN IMPEDANCE
MEASUREMENT**

SOMPONG JONGSATAPORN

**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN INSTRUMENTATION ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2008**

KMITL-2008-EN-M-060-166

COPYRIGHT 2008

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การสร้างตัวกำเนิดสัญญาณไซน์แบบดิจิทัลที่สามารถปรับการเลื่อนเฟส และประยุกต์ใช้
ในการวัดค่าอิมพีแดนซ์

Thesis Title The Implementation of an Adjustable Phase Digital Sine Wave Oscillator with
Application in Impedance Measurement

นักศึกษ นายสมพงษ์ จองสถาพร

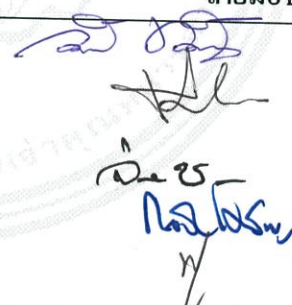
รหัสประจำตัว 46061710

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมการวัดคุม

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.ฟูศักดิ์ ชิวสุวิทย์

หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2008-EN-M-060-166

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.วิทยา	ทิพย์สุวรรณพร	
รศ.ศักดิ์รียา	ชิตวงศ์	
รศ.จิระศักดิ์	ชาญวุฒิธรรม	
รศ.ดร.กอบชัย	เดชหาญ	
รศ.ดร.ฟูศักดิ์	ชิวสุวิทย์	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันพุธที่ 24 กันยายน พ.ศ. 2551 เวลา 09.00-11.00 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 3 ห้องประชุม 1

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร.กอบชัย เดชหาญ)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 24 กันยายน พ.ศ. 2551

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การสร้างตัวกำเนิดสัญญาณชายน้แบบดิจิทัลที่สามารถปรับการ เลื่อนเฟส และประยุกต์ใช้ในการวัดค่าอิมพีแดนซ์
นักศึกษา	นายสมพงษ์ จองสถาพร
รหัสนักศึกษา	46061710
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมการวัดคุม
พ.ศ.	2551
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.ฟูศักดิ์ ชิวสุวิทย์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการวัดค่าอิมพีแดนซ์ ด้วยวงจรบริดจ์แบบกระแสสลับ โดยใช้ตัวกำเนิดสัญญาณชายน้แบบดิจิทัลที่ปรับการเลื่อนเฟสได้ ร่วมกับเทคนิคการประมาณค่าแบบต่อเนื่อง เพื่อหาค่าเฟสและขนาดของสัญญาณชายน้ที่เหมาะสม ซึ่งจะทำให้วงจรบริดจ์แบบกระแสสลับอยู่ในสถานะสมดุลอย่างรวดเร็ว โดยในการทดลองจะนำเสนอการหาอิมพีแดนซ์ที่ไม่ทราบค่าด้วยความถี่ 50Hz, 100Hz, 300Hz, 500Hz, 750Hz และ 1kHz เปรียบเทียบกับเครื่อง LCR มิเตอร์(Agilent 4284A) ซึ่งผลจากการทดลองพบว่า การวัดค่าอิมพีแดนซ์ด้วยหลักการที่นำเสนอจะมีความผิดพลาดเฉลี่ยประมาณ $\pm 1\%$

Thesis Title	The Implementation of an Adjustable Phase Digital Sine Wave Oscillator with Application in Impedance Measurement
Student	Mr. Sompong Jongsataporn
Student ID.	46061710
Degree	Master of Engineering
Programme	Instrumentation Engineering
Year	2008
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Fusak Cheevasuvit

ABSTRACT

This thesis proposed the AC bridge circuit, which can be used to measure unidentified impedance of the system. The AC bridge circuit takes the advance of both a digital sine-wave oscillator, which can promptly adjust the phase of generated signals, and a successive approximation technique, which can profoundly search for the unknown impedance. Therefore, the optimum phase and the suitable amplitude can be immediately determined for the AC bridge circuit. In this study, the unknown impedance were calculated by the AC bridge circuit at these following frequencies 50Hz, 100Hz, 300Hz, 500Hz, 750Hz and 1kHz. When compared with the LCR meter (Agilent 4284A), the result of the measured impedance from the AC bridge circuit has revealed the impedance with only $\pm 1\%$ average error, which suggested that AC bridge circuit is a perfectly innovation method for identifying the unknown impedance.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี ด้วยความกรุณาของ รศ.ดร.พุศกิติ์ ชิวสุวิทย์ อาจารย์ที่ปรึกษา ที่กรุณาแนะนำให้คำปรึกษา คำชี้แนะช่วยแก้ปัญหา ตลอดจนให้ความรู้และประสบการณ์ที่ดีในการศึกษาวิจัยครั้งนี้ และให้ความเมตตาแก่ศิษย์ด้วยดีเสมอมา ผู้เขียนรู้สึกซาบซึ้งในความกรุณาเป็นอย่างยิ่งและขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ รศ.ดร.สุรพันธ์ ยิ้มมั่น ที่ได้ให้ความรู้ต่างๆมากมายให้คำแนะนำและคำปรึกษาที่ดีมาโดยตลอด และขอขอบคุณอาจารย์ทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ต่างๆ ให้แก่ศิษย์

ขอขอบคุณ พี่ๆ เพื่อนๆ และน้องๆ นักศึกษาปริญญาโท ภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุกคนที่รู้จักสำหรับความเป็นมิตรและความช่วยเหลือต่างๆที่มีให้กันระหว่างศึกษาอยู่

ขอขอบคุณภาควิชาฟิสิกส์อุตสาหกรรมและอุปกรณ์การแพทย์ คณะวิทยาศาสตร์ประยุกต์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ที่เอื้อเฟื้อสถานที่ วัสดุอุปกรณ์ และเครื่องมือที่ใช้ในการทำวิจัย

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณ บิดา และ มารดา ผู้ให้กำเนิดและให้ทุกสิ่งทุกอย่างกับลูกมาโดยตลอด อีกทั้งครอบครัวของข้าพเจ้าที่เป็นกำลังใจและให้การสนับสนุนในทุกเรื่อง ทำให้ข้าพเจ้าสามารถทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมาจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้เขียนขอมอบแต่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

สมพงษ์ จองสถาพร

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญรูป.....	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	1
1.3 สมมุติฐานการศึกษา.....	2
1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	2
1.5 การเปรียบเทียบระหว่างวิธีการที่นำเสนอกับวิธีการแบบพื้นฐาน.....	2
1.6 ขอบเขตการวิจัย.....	2
1.7 ขั้นตอนของการศึกษา.....	3
บทที่ 2 ทฤษฎีการประมวลผลสัญญาณเชิงเลข.....	4
2.1 สัญญาณแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา.....	4
2.1.1 ลำดับสัญญาณตัวอย่าง 1 หน่วย.....	6
2.1.2 ลำดับสัญญาณขั้น 1 หน่วย.....	6
2.1.3 ลำดับรูปแบบเฉพาะแบบ exponential.....	6
2.1.4 ลำดับรูปแบบเฉพาะแบบชานน์.....	8
2.2 ลักษณะเฉพาะของสัญญาณแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา.....	9
2.2.1 สัญญาณพลังงานและสัญญาณกำลัง.....	9
2.2.2 สัญญาณมีคาบและสัญญาณไร้คาบ.....	9
2.2.3 สัญญาณคู่และสัญญาณคี่หรือสัญญาณสมมาตรและสัญญาณไม่สมมาตรก็ได้.....	10

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
2.3 การกระทำของสัญญาณแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา	11
2.3.1 การเลื่อนสัญญาณ	11
2.3.2 การบวก การคูณ การสเกลสัญญาณแบบไม่ต่อเนื่อง (Adding, Multiplication and scaling of Discrete Time Signal).....	11
2.4 ระบบแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา.....	12
2.4.1 ไคอะแกรมที่ใช้แสดงในระบบไม่ต่อเนื่อง (Block Diagram Representation of Discrete-Time System)	12
2.4.2 ชนิดของระบบแบบไม่ต่อเนื่อง	14
2.4.2.1 ระบบแบบ Static	14
2.4.2.2 ระบบแบบ Dynamic.....	14
2.4.2.3 ระบบแปรตามเวลา.....	14
2.4.2.4 ระบบเชิงเส้นและไม่เชิงเส้น (Linear and nonlinear system).....	15
2.4.2.5 ระบบแบบ Causal และแบบ Noncausal	16
2.4.2.6 ระบบแบบ Stable และระบบแบบ Unstable.....	16
2.4.3 การเชื่อมต่อระบบแบบไม่ต่อเนื่อง (Interconnection of Discrete-time System)	16
2.5 การวิเคราะห์ระบบแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลาแบบเชิงเส้นและแปรตามเวลา.....	17
2.5.1 Convolution Sum	17
2.6 โครงสร้างของระบบแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา.....	19
2.6.1 โครงสร้างของระบบเชิงเส้นที่แปรตามเวลา (Structures of the realization of linear time- invariant system).....	19
2.7 ทฤษฎีการสุ่มตัวอย่าง.....	22
2.8 สมการผลต่างสืบเนื่อง.....	25
2.9 การแปลงแซค	26
2.10 คุณสมบัติการแปลงแซค.....	26
2.10.1 คุณสมบัติความเป็นเชิงเส้น (Linearity Property)	26
2.10.2 คุณสมบัติการเลื่อนเฟส (Shift Property)	26
2.10.3 คุณสมบัติการประสาน (Convolution Property).....	27

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
2.11 การแปลงเซตในรูปเศษส่วน	29
2.11.1 โพลและซีโร (Pole and Zero)	29
2.11.2 ลักษณะสัญญาณและการวางตำแหน่งของโพล	29
2.12 การแปลงเซตผกผัน.....	31
2.12.1 การแปลงเซตผกผันด้วยวิธีอนุกรมอนันต์	31
2.12.2 การแปลงเซตผกผันด้วยวิธีแยกเศษส่วนย่อย.....	31
2.12.3 การแปลงเซตผกผันด้วยวิธี Residue.....	32
2.13 ฟังก์ชันระบบของระบบเชิงเส้นที่แปรตามเวลา	33
2.14 ผลตอบสนองทางเวลาของระบบแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา	34
2.15 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับมุมบนระนาบแซด.....	35
บทที่ 3 เทคนิคการวัดค่าอิมพีแดนซ์.....	37
3.1 การวัดอิมพีแดนซ์โดยใช้วงจรมอดัลแบบกระแสสลับ	37
3.2 ตัวกำเนิดสัญญาณไซน์แบบดิจิทัลที่สามารถควบคุมเฟสได้.....	38
3.2.1 ตัวอย่างการออกแบบตัวกำเนิดสัญญาณไซน์ที่สามารถควบคุมเฟสได้	42
3.3 การประมาณค่าแบบต่อเนื่อง (Successive approximation).....	47
3.3.1 วิธีหาค่าเฟส (ϕ) ที่ทำให้ขนาดของแรงดันผิดพลาด $e(t)$ มีค่าต่ำที่สุด.....	47
3.3.2 วิธีหาค่าขนาดอิมพีแดนซ์ของอุปกรณ์ที่ทำการวัด.....	48
3.3.2.1 วิธีการหาค่า Z_x	49
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	51
4.1 การทดลอง	51
4.2 ผลการทดลอง.....	52
4.2.1 การทดลองสร้างตัวกำเนิดสัญญาณไซน์ที่สามารถควบคุมเฟสได้.....	52
4.2.2 ทดลองวัดค่า R 27 Ω	55
4.2.3 ทดลองวัดค่า R 90 Ω	55
4.2.4 ทดลองวัดค่า R 120 Ω	56
4.2.5 ทดลองวัดค่า R 470 Ω	57
4.2.6 ทดลองวัดค่า R 1000 Ω	57

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
4.2.7 ทดลองวัดค่า R 3.3k Ω	58
4.2.8 ทดลองวัดค่า R 10k Ω	59
4.2.9 ทดลองวัดค่า R 27k Ω	59
4.2.10 ทดลองวัดค่า R 50k Ω	60
4.2.11 ทดลองวัดค่า R 120k Ω	61
4.2.12 ทดลองวัดค่า C 0.1 μ F	61
4.2.13 ทดลองวัดค่า C 0.1 μ F ขนานกับ R 4.7k Ω	63
4.2.14 ทดลองวัดค่า C 0.1 μ F อนุกรมกับ R 1k Ω	64
4.2.15 ทดลองวัดค่า L 25mH	65
4.2.16 ทดลองวัดค่า L 25mH ขนานกับ R 220 Ω	66
4.2.17 ทดลองวัดค่า L 25mH อนุกรมกับ R 220 Ω	67
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ	69
เอกสารอ้างอิง	70
ภาคผนวก	71
ภาคผนวก ก. บอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล TMS320C31 DSP Starter Kit	72
ภาคผนวก ข. การออกแบบบอร์ดต่อพ่วงสำหรับ TMS320C31 Starter Kit	82
ภาคผนวก ค. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่	89
ประวัติผู้เขียน	95

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 แสดงผลของการแปลงแซด	28
2.2 สัมพันธ์ระหว่างความถี่กับมุมบนระนาบแซด	36
3.1 ตัวอย่างค่าผิดพลาดที่ได้จากสัญญาณ $e(t)$ ในการหาค่าเฟส	48
3.2 ตัวอย่างค่าผิดพลาดที่ได้จากสัญญาณ $e(t)$ ในการหาค่าขนาดของอิมพีแดนซ์	50
4.1 ค่าอิมพีแดนซ์และเฟส ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิงของ $R\ 27\Omega$	55
4.2 ค่าอิมพีแดนซ์และเฟส ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิงของ $R\ 90\Omega$	55
4.3 ค่าอิมพีแดนซ์และเฟส ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิงของ $R\ 120\Omega$	56
4.4 ค่าอิมพีแดนซ์และเฟส ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิงของ $R\ 470\Omega$	57
4.5 ค่าอิมพีแดนซ์และเฟส ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิงของ $R\ 1000\Omega$	57
4.6 ค่าอิมพีแดนซ์และเฟส ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิงของ $R\ 3.3k\Omega$	58
4.7 ค่าอิมพีแดนซ์และเฟส ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิงของ $R\ 10k\Omega$	59
4.8 ค่าอิมพีแดนซ์และเฟส ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิงของ $R\ 27k\Omega$	59
4.9 ค่าอิมพีแดนซ์และเฟส ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิงของ $R\ 50k\Omega$	60
4.10 ค่าอิมพีแดนซ์และเฟส ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิงของ $R\ 120k\Omega$	61
4.11 ค่าอิมพีแดนซ์และเฟส ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิงของ $C\ 0.1\mu F$	61
4.12 ค่าอิมพีแดนซ์และเฟส ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิง ของ $C\ 0.1\mu F$ ขนานกับ $R\ 4.7k\Omega$	63
4.13 ค่าอิมพีแดนซ์และเฟส ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิง ของ $C\ 0.1\mu F$ อนุกรมกับ $R\ 1k\Omega$	64
4.14 ค่าอิมพีแดนซ์และเฟส ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิงของ $L\ 25mH$	65
4.15 ค่าอิมพีแดนซ์และเฟส ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิง ของ $L\ 25mH$ ขนานกับ $R\ 220\Omega$	66
4.16 ค่าอิมพีแดนซ์และเฟส ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิง ของ $L\ 25mH$ อนุกรมกับ $R\ 220\Omega$	67
ก.1 แสดงค่ารีจิสเตอร์ที่ความถี่สุ่มแตกต่างกัน 4 ค่า	81

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 แผนผังของระบบประมวลสัญญาณเชิงเลข.....	4
2.2 สัญญาณต่อเนื่องและสัญญาณ ไม่ต่อเนื่อง.....	5
2.3 ลำดับสัญญาณตัวอย่าง 1 หน่วย.....	6
2.4 ลำดับสัญญาณขั้น 1 หน่วย.....	6
2.5 ลำดับรูปแบบเฉพาะแบบ exponential $x(n) = A\alpha^n$	7
2.6 ลำดับรูปแบบเฉพาะแบบชายนี่.....	8
2.7 สัญญาณมีคาบและสัญญาณ ไร้คาบ.....	10
2.8 สัญญาณคู่แบบสมมาตร	10
2.9 สัญญาณคี่แบบไม่สมมาตร	11
2.10 ใดอะแกรมของระบบแบบไม่ต่อเนื่อง.....	12
2.11 ใดอะแกรมการบวกในระบบแบบไม่ต่อเนื่อง	13
2.12 ใดอะแกรมตัวคูณคงที่ในระบบแบบไม่ต่อเนื่อง.....	13
2.13 ใดอะแกรมตัวคูณสัญญาณในระบบแบบไม่ต่อเนื่อง.....	13
2.14 ใดอะแกรมตัวห้วงในระบบแบบไม่ต่อเนื่อง.....	13
2.15 ใดอะแกรมตัวล้าหน้าในระบบแบบไม่ต่อเนื่อง.....	13
2.16 ตัวอย่างระบบแบบไม่ต่อเนื่องที่แปรตามเวลาและไม่แปรตามเวลา.....	15
2.17 ระบบ r เป็นระบบที่เชิงเส้นและระบบที่ไม่มีคุณสมบัติสอดคล้องกับหลักการของ Superposition จะเป็นระบบแบบไม่เชิงเส้น	15
2.18 การเชื่อมต่อระบบแบบไม่ต่อเนื่องแบบอนุกรม.....	16
2.19 การเชื่อมต่อระบบแบบไม่ต่อเนื่องแบบขนาน	16
2.20 คุณสมบัติการสลับที่.....	18
2.21 คุณสมบัติการจัดกลุ่ม.....	19
2.22 คุณสมบัติการกระจาย	19
2.23 โครงสร้างของระบบเชิงเส้นแปรตามเวลา.....	20
2.24 โครงสร้างแบบตรง I ของระบบไม่ต่อเนื่องแบบ Recursive.....	21
2.25 โครงสร้างแบบตรง II ของระบบไม่ต่อเนื่องแบบ Recursive.....	22
2.26 การสุ่มตัวอย่างสัญญาณเชิงอุปมาน	23
2.27 สัญญาณสุ่มตัวอย่าง.....	23

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.28 สเปกตรัมของสัญญาณจากการสุ่มตัวอย่าง	24
2.29 ความสัมพันธ์ระหว่างตำแหน่งของโพลกับลำดับสัญญาณ	29
2.30 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับมุมบนระนาบแซด	35
3.1 วงจรบริดจ์แบบกระแสสลับ	37
3.2 ลำดับสัญญาณ ของ $\cos(\omega_0 n)$	38
3.3 ตำแหน่งการวางโพลและซีโร	39
3.4 ลำดับสัญญาณของ $\cos(\omega_0 n + \phi)$	39
3.5 ตำแหน่งการวางโพลและซีโร	40
3.6 โครงสร้างของตัวกำเนิดสัญญาณไซน์แบบตรง	41
3.7 แบบไม่ต่อเนื่องที่นำมาต่อลำดับกับโครงสร้างในรูปที่ 3.6	41
3.8 โครงสร้างการต่อลำดับ	41
3.9 ลำดับของการประมาณค่าเฟสที่เหมาะสม	48
3.10 ลำดับการหาค่า $V_x(t)$ และ $V_r(t)$ ที่เหมาะสม	50
4.1 บล็อกไดอะแกรมการทดลอง	51
4.2 Hardware และเครื่องมือวัดที่ใช้ในการทดลองทั้งหมด	52
4.3 ผลการจำลองและสร้างตัวกำเนิดสัญญาณไซน์แบบดิจิทัล	
ที่ความถี่ $f=6\text{ Hz}$, $f_s = 500\text{ Hz}$, $\phi = \frac{\pi}{6}$	53
4.4 ผลการจำลองและสร้างตัวกำเนิดสัญญาณไซน์แบบดิจิทัล	
ที่ความถี่ $f=3\text{ Hz}$, $f_s = 500\text{ Hz}$, $\phi = \frac{\pi}{3}$	53
4.5 ผลการจำลองและสร้างตัวกำเนิดสัญญาณไซน์แบบดิจิทัล	
ที่ความถี่ $f=12\text{ Hz}$, $f_s = 5000\text{ Hz}$, $\phi = \frac{2\pi}{3}$	53
4.6 ผลการจำลองและสร้างตัวกำเนิดสัญญาณไซน์แบบดิจิทัล	
ที่ความถี่ $f=45\text{ Hz}$, $f_s = 5000\text{ Hz}$, $\phi = -\frac{3\pi}{4}$	54
4.7 ผลการจำลองและสร้างตัวกำเนิดสัญญาณไซน์แบบดิจิทัล	
ที่ความถี่ $f=80\text{ Hz}$, $f_s = 16\text{ kHz}$, $\phi = -\frac{\pi}{4}$	54

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.8 ผลการจำลองและสร้างตัวกำเนิดสัญญาณไซน์แบบดิจิทัล ที่ความถี่ $f=100\text{ Hz}$, $f_s = 16\text{ kHz}$, $\phi = \pi$	54
4.9 กราฟค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิง ของ R 27 Ω	55
4.10 กราฟค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิง ของ R 90 Ω	56
4.11 กราฟค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิง ของ R 120 Ω	56
4.12 กราฟค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิง ของ R 470 Ω	57
4.13 กราฟค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิง ของ R 1000 Ω	58
4.14 กราฟค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิง ของ R 3.3k Ω	58
4.15 กราฟค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิง ของ R 10k Ω	59
4.16 กราฟค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิง ของ R 27k Ω	60
4.17 กราฟค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิง ของ R 50k Ω	60
4.18 กราฟค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิง ของ R 120k Ω	61
4.19 กราฟค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิง ของ C 0.1 μF	62
4.20 กราฟค่าเฟสที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิง ของ C 0.1 μF	62
4.21 กราฟค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิง ของ C 0.1 μF ขนานกับ R 4.7k Ω	63
4.22 กราฟค่าเฟสที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิง ของ ของ C 0.1 μF ขนานกับ R 4.7k Ω	63
4.23 กราฟค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิง ของ C 0.1 μF อนุกรมกับ R 1k Ω	64
4.24 กราฟค่าเฟสที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิง ของ ของ C 0.1 μF อนุกรมกับ R 1k Ω	65
4.25 กราฟค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิง ของ L 25mH	65
4.26 กราฟค่าเฟสที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิง ของ L 25mH	66
4.27 กราฟค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิง ของ L 25mH ขนานกับ R 220 Ω	66
4.28 กราฟค่าเฟสที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิง ของ ของ L 25mH ขนานกับ R 220 Ω	67

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.29 กราฟค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิง ของ L 25mH อนุกรมกับ R 220Ω.....	67
4.30 กราฟค่าเฟสที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิง ของ L 25mH อนุกรมกับ R 220Ω.....	68
ก.1 ฮาร์ดแวร์ของบอร์ด TMS320C31 DSP Starter Kit	73
ก.2 บล็อกไดอะแกรมของบอร์ด TMS320C31 DSP Starter Kit.....	74
ก.3 การจัดแบ่งหน่วยความจำในโหมด Microcomputer/Boot Loader ของบอร์ด TMS320C31 DSP Starter Kit.....	75
ก.4 ฟังก์ชันไดอะแกรมของชิป TLC32040	76
ข.1 วงจรการติดต่อระหว่าง TMS320C31 DSK กับ RAM ภายนอก.....	84
ข.2 บล็อกไดอะแกรมการต่อวงจร DAC.....	85
ข.3 วงจรการติดต่อระหว่าง TMS320C31 DSK กับ DAC	86
ข.4 แสดงบอร์ดต่อพ่วงที่ใช้ในการทดลอง	87
ข.5 แสดงวงจรการติดต่อระหว่าง TMS320C31 DSK กับ IO Port	88

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในการวัดค่าอิมพีแดนซ์ที่แม่นยำมีความจำเป็นมากในงานที่ต้องการความละเอียดสูง เช่นสำหรับงานทางด้านระบบไฟฟ้ากำลัง งานทางด้านการแพทย์ โดยการวัดค่าอิมพีแดนซ์นั้นจะนิยมใช้วงจรบริดจ์แบบกระแสสลับ [1 - 3] ซึ่งแต่เดิมวงจรบริดจ์แบบกระแสสลับนั้นจะต่อร่วมกับวงจร อนุภาคเพื่อนำค่าที่ได้แสดงผล และเป็นที่ยอมรับกันโดยทั่วไปถึงข้อจำกัดของวงจรถูกกล่าวถึงคือมีความแม่นยำต่ำ และไม่สามารถต่อร่วมกับระบบอัตโนมัติได้อย่างสะดวก เพื่อแก้ไขปัญหาเหล่านี้จึงมีการพัฒนาวงจรแบบดิจิทัลขึ้น ซึ่งวงจรถูกกล่าวถึงสามารถทำงานร่วมกับระบบอัตโนมัติได้เป็นอย่างดี และมีข้อดีต่างๆ เมื่อเทียบกับ วงจรอนุภาคแบบเดิม เช่น มีความแม่นยำ มีความน่าเชื่อถือ และมีความยืดหยุ่นสูง

ต่อมาได้มีการเสนอแนวคิดของการควบคุมวงจรบริดจ์ดิจิทัลแบบกระแสสลับ โดยการใช้อยู่ไมโครโปรเซสเซอร์ ซึ่งใช้อัลกอริทึมของลีสควแควร์ (Least mean square : LMS) เพื่อสร้างสมมูลให้กับวงจรบริดจ์ แต่วิธีนี้ไม่มีความแม่นยำมากพอ นอกจากนี้เครื่องมือที่ใช้ภายใต้การทำงานของไมโครโปรเซสเซอร์ Intel 8085 (8 บิต) ซึ่งมีความสามารถที่จำกัดมาก [1] ดังนั้น จึงมีการพัฒนาแนวคิดใหม่โดยการวิเคราะห์ห้วงวงจรบริดจ์ เพื่อให้ได้สมการที่เหมาะสมสำหรับควบคุมพารามิเตอร์ เพื่อให้ผู้เข้าหาจุดสมมูลอย่างรวดเร็ว นอกจากนี้ยังออกแบบเครื่องมือและวิธีการใหม่โดยใช้ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล TMS320C25 อย่างไรก็ตามการทดลองนี้ยังมีข้อผิดพลาดที่เกิดจากการสร้างตัวกำเนิดสัญญาณไซน์จากวิธีการเปิดตาราง (Look Up Table : LUT) ทำให้การเลื่อนเฟสของสัญญาณไซน์เป็นแบบขั้น (Step) ซึ่งจะทำให้ไม่สามารถควบคุมสัญญาณได้ละเอียดตามต้องการ ดังนั้นเมื่อนำมาประยุกต์ใช้กับการวัด ผลที่ได้จึงมีลักษณะเป็นขั้นเช่นกัน

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มุ่งหวังการศึกษาการสร้างตัวกำเนิดสัญญาณไซน์แบบดิจิทัลที่สามารถกำหนดการเลื่อนเฟสได้ทุกตำแหน่งตามที่ต้องการ [4] เพื่อประยุกต์ใช้ในการวัดค่าอิมพีแดนซ์ด้วยวงจรบริดจ์แบบกระแสสลับ โดยเปรียบเทียบกับวิธีการสร้างสัญญาณไซน์แบบเปิดตาราง

1.3 สมมุติฐานของการศึกษา

ออกแบบและสร้างอุปกรณ์ที่สามารถวัดค่าอิมพีแดนซ์ให้มีความแม่นยำสูงโดยใช้เทคนิคการสร้างตัวกำเนิดสัญญาณชายน์ ที่สามารถกำหนดการเลื่อนเฟสได้อิสระ ร่วมกับเทคนิคการประมาณค่าแบบต่อเนื่อง (Successive approximation) [5] ซึ่งจะให้ค่าความผิดพลาดต่ำเมื่อเทียบกับอุปกรณ์ RLC Meter ที่มีราคาสูง

1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

นำเทคนิคการออกแบบตัวกำเนิดสัญญาณชายน์แบบดิจิทัลใช้คุณสมบัติของการวางโพลและซีโรบนระนาบแซด (z-plane) มาสร้างเป็นระบบแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา ซึ่งผลตอบสนองทางอิมพัลส์ ของระบบไม่ต่อเนื่องทางเวลาก็คือสัญญาณชายน์ ส่วนการเปลี่ยนแปลงเฟสของสัญญาณชายน์ ทำได้โดยการเปลี่ยนแปลงตำแหน่งการวางซีโรของระบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา มาใช้ในการสร้างตัวกำเนิดสัญญาณชายน์ เพื่อใช้ในการวัดค่าอิมพีแดนซ์ร่วมกับเทคนิคการประมาณค่าแบบต่อเนื่องในการหาจุดสมดุลของวงจรบริดจ์แบบกระแสสลับ

1.5 การเปรียบเทียบระหว่างวิธีการที่นำเสนอกับวิธีการแบบพื้นฐาน

การวัดค่าอิมพีแดนซ์ส่วนใหญ่จะสร้างตัวกำเนิดสัญญาณชายน์แบบดิจิทัลด้วยวิธีเปิดตาราง ไม่สามารถกำหนดการเลื่อนเฟสของสัญญาณให้เป็นไปตามต้องการได้ เนื่องจากการเก็บข้อมูลสัญญาณชายน์มีลักษณะเป็นแบบขั้น (Step) ส่วนหลักการที่นำเสนอสามารถกำเนิดสัญญาณชายน์ที่มีการเลื่อนเฟสได้ทุกจุดในช่วง 0 ถึง 2π ทำให้ผลการวัดมีความแม่นยำมากขึ้น

1.6 ขอบเขตการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้เสนอแนวคิดการสร้างตัวกำเนิดสัญญาณชายน์แบบดิจิทัล ที่สามารถปรับการเลื่อนเฟสได้ตามต้องการ ทำให้สามารถวัดค่าอิมพีแดนซ์แม่นยำมากขึ้น และเทคนิคการประมาณค่าแบบต่อเนื่องเพื่อสร้างสมดุลให้แก่วงจรบริดจ์แบบกระแสสลับอย่างรวดเร็ว โดยใช้ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (TMS320C31) โดยจะเปรียบเทียบความแม่นยำกับเครื่อง LCR มิเตอร์ และหาค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาด เพื่อเป็นตัวชี้วัดความแม่นยำของงานวิจัย

1.7 ขั้นตอนของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บทด้วยกัน คือ

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาของงานวิจัย ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ สมมุติฐาน ทฤษฎีที่ใช้ ขอบเขตของการวิจัย และขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการวิจัย ซึ่งจะประกอบด้วยทฤษฎีการประมวลผล สัญญาณเชิงเลข การวิเคราะห์ระบบแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา และการแปลงแซด

บทที่ 3 กล่าวถึงการวัดค่าอิมพีแดนซ์โดยใช้บริดจ์แบบกระแสสลับ การสร้างตัวกำเนิด สัญญาณไซน์แบบดิจิทัลที่สามารถปรับการเลื่อนเฟสได้ และเทคนิคการประมาณค่าแบบต่อเนื่อง

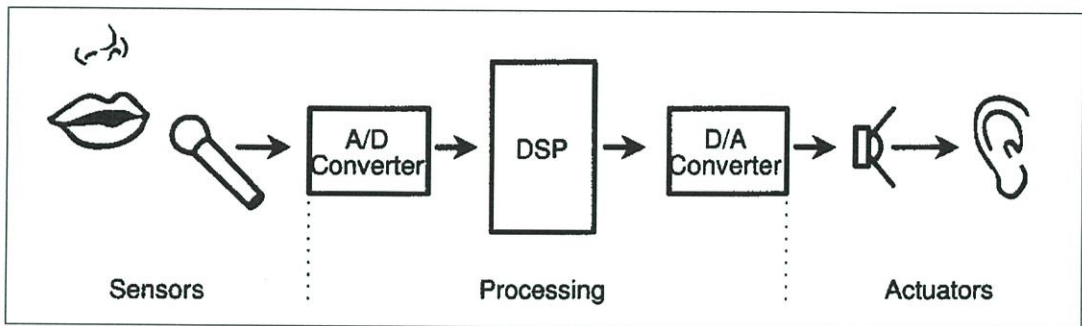
บทที่ 4 กล่าวถึงการทดลอง และแสดงผลการทดลองและหาค่า % ความผิดพลาด รวมถึง กราฟแสดงค่าความผิดพลาด

บทที่ 5 เป็นบทสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

บทที่ 2

ทฤษฎีการประมวลผลสัญญาณเชิงเลข

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

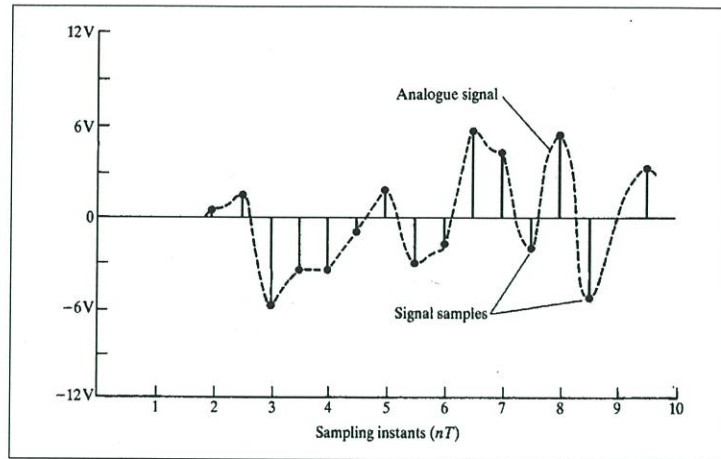


รูปที่ 2.1 แผนผังของระบบประมวลผลสัญญาณเชิงเลข

จากรูปที่ 2.1 จะเห็นได้ว่าสัญญาณอนาลอกจะถูกแปลงเป็นสัญญาณดิจิทัลด้วย A/D สัญญาณดิจิทัลจะถูกคำนวณโดยตัวประมวลผล และผลที่ได้จากการประมวลผลจะถูกส่ง D/A เพื่อแปลงกลับให้เป็นสัญญาณอนาลอกต่อไป

2.1 สัญญาณแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา [6, 7]

สัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องนี้จะมีลักษณะดังรูปที่ 2.2 โดยจะเห็นได้ว่าสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องก็คือสัญญาณค่าหนึ่ง ณ เวลาหนึ่งบนสัญญาณที่ต่อเนื่องแต่จะมีระยะเวลาห่างที่เท่ากันในแต่ละจุด เรียกระยะเวลาห่างที่เท่ากันนี้ว่า Sampling time, Sampling rate หรือ Sampling periods สัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องสามารถเรียกเป็นลำดับสัญญาณ (Sequence signal) ก็ได้ และสามารถเขียนแทนได้ด้วยสมการคณิตศาสตร์ได้หลายรูปแบบดังต่อไปนี้



รูปที่ 2.2 สัญญาณต่อเนื่องและสัญญาณไม่ต่อเนื่อง

- เขียนในรูปของฟังก์ชัน (Functional representation)

$$x(n) = \begin{cases} 1, n = 1, 3 \\ 4, n = 2, 4 \\ 0, n > 4 \end{cases} \quad (2.1)$$

- เขียนในรูปการแจกแจง (Tabular representation)

n	...	-2	-1	0	1	2	3	4	...
$x(n)$...	0	0	0	1	4	1	0	...

- เขียนในรูปลำดับ (Sequence representation)

$$x(n) = \{\dots, 0, 0, 1, \underset{\uparrow}{4}, 1, 0, 0, \dots\} \quad (2.2)$$

$$x(n) = \{0, 1, \underset{\uparrow}{4}, 1, 0, 0, \dots\} \quad (2.3)$$

$$x(n) = \{3, -1, -2, \underset{\uparrow}{5}, 0, 4, -1\} \quad (2.4)$$

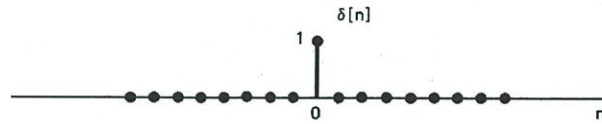
$$x(n) = \{0, \underset{\uparrow}{1}, 4, 1, \dots\} \quad (2.5)$$

สมการที่ 2.2 และ 2.3 เป็นลำดับแบบไม่มีจุดจบ (Infinite-duration signal or sequence) ส่วนสมการที่ 2.4 และ 2.5 เป็นลำดับแบบมีจุดจบ (Finite-duration signal or sequence)

2.1.1 ลำดับสัญญาณตัวอย่าง 1 หน่วย

มีนิยามดังสมการที่ 2.6 และมีรูปสัญญาณดังรูปที่ 2.3

$$\delta(n) = \begin{cases} 0, n \neq 0 \\ 1, n = 0 \end{cases} \quad (2.6)$$



รูปที่ 2.3 ลำดับสัญญาณตัวอย่าง 1 หน่วย

2.1.2 ลำดับสัญญาณขั้น 1 หน่วย

มีนิยามดังสมการที่ 2.7 และมีรูปสัญญาณดังรูปที่ 2.4

$$u(n) = \begin{cases} 0, n < 0 \\ 1, n \geq 0 \end{cases} \quad (2.7)$$

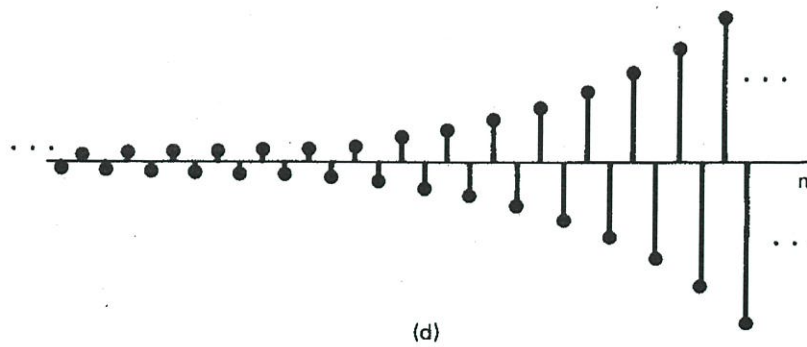
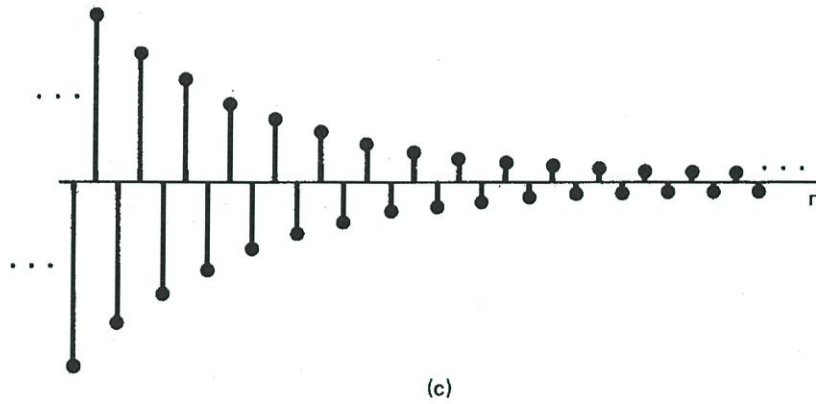
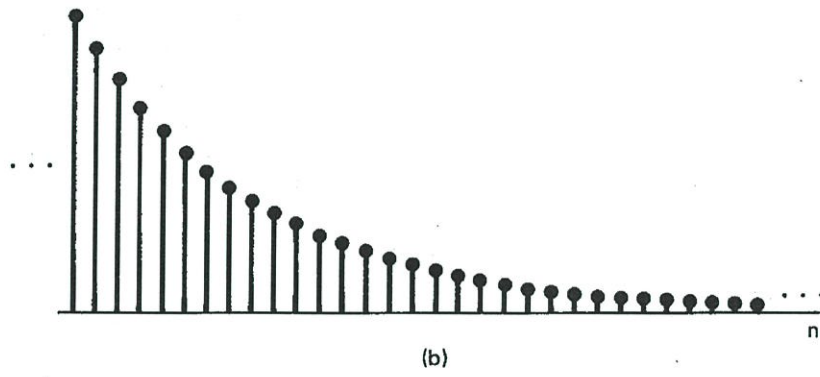
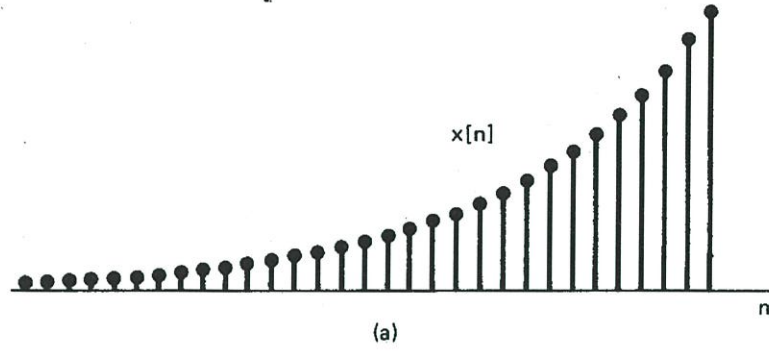


รูปที่ 2.4 ลำดับสัญญาณขั้น 1 หน่วย

2.1.3 ลำดับรูปแบบเฉพาะแบบ exponential

มีนิยามดังสมการที่ 2.8 และมีรูปสัญญาณดังรูปที่ 2.5

$$x(n) = \alpha^n \quad (2.8)$$



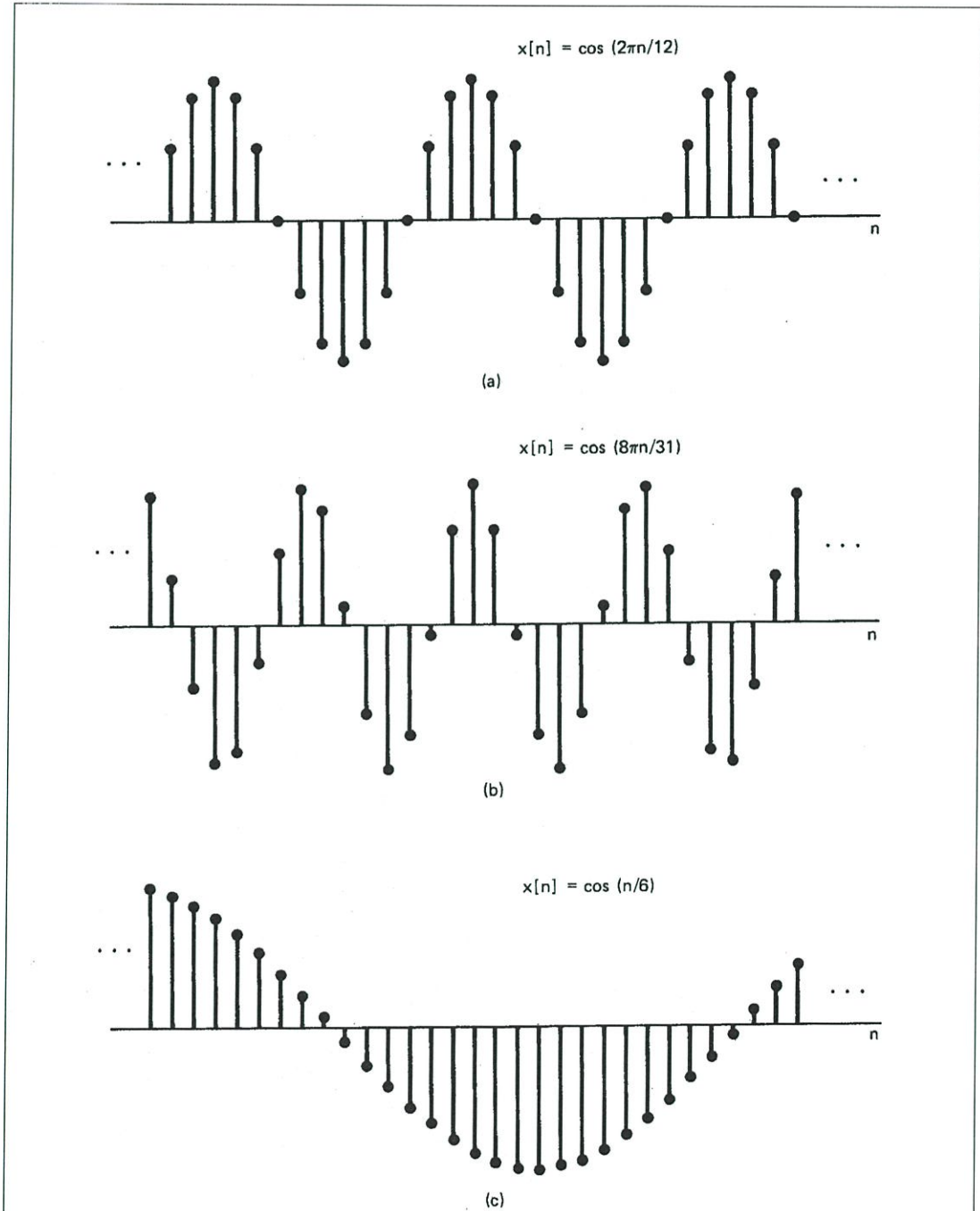
รูปที่ 2.5 ลำดับรูปแบบเฉพาะแบบ exponential $x(n) = A\alpha^n$

(a) $\alpha > 1$; (b) $0 < \alpha < 1$; (c) $-1 < \alpha < 0$; (d) $\alpha < -1$

2.1.4 ลำดับรูปแบบเฉพาะแบบซายน์

มีนิยามดังสมการที่ 2.9 และมีรูปสัญญาณดังรูปที่ 2.6

$$x(n) = A \cos(\omega_0 n + \phi) \quad (2.9)$$



รูปที่ 2.6 ลำดับรูปแบบเฉพาะแบบซายน์

2.2 ลักษณะเฉพาะของสัญญาณแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา [6, 7]

2.2.1 สัญญาณพลังงานและสัญญาณกำลัง

Energy ของสัญญาณไม่ต่อเนื่อง $x(n)$ สามารถหาได้จากสมการที่ 2.10

$$E = \sum_{n=-\infty}^{\infty} |x(n)|^2 \quad (2.10)$$

และ Power ของสัญญาณไม่ต่อเนื่อง $x(n)$ สามารถหาได้จากสมการที่ 2.11

$$P = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{2N+1} \sum_{n=-N}^N |x(n)|^2 \quad (2.11)$$

จากสมการที่ 2.5 กำหนดให้ n อยู่ในช่วง $-N$ ถึง N ดังสมการที่ 2.12

$$E_N = \sum_{n=-N}^N |x(n)|^2 \quad (2.12)$$

แทนค่า E ลงในสมการที่ 2.12 และสมการที่ 2.6 จะได้ Power ดังสมการที่ 2.13

$$P = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{2N+1} E_N \quad (2.13)$$

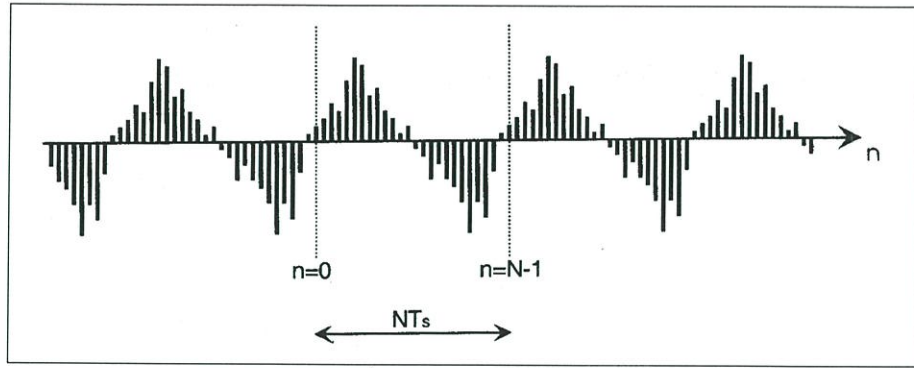
2.2.2 สัญญาณมีคาบและสัญญาณไร้คาบ

สัญญาณมีคาบเป็นสัญญาณที่มีคาบซ้ำมีนิยามดังสมการที่ 2.14 และแสดงสัญญาณได้ดังรูปที่

2.7

$$x(n+N) = x(n) \quad (2.14)$$

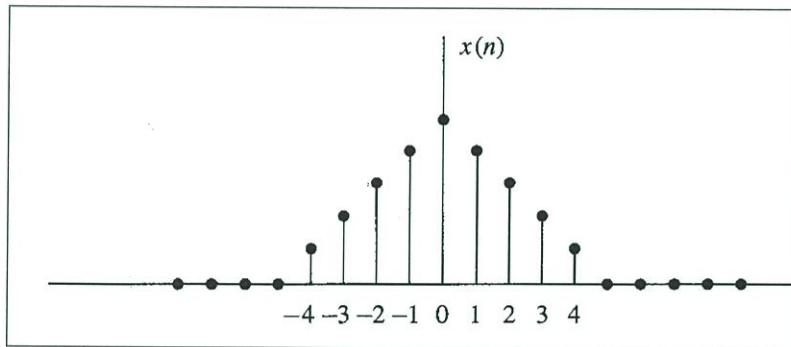
เมื่อ N คือ Fundamental period และลำดับที่ไม่เป็นดังสมการที่ 2.14 จะเป็นลำดับแบบ Aperiodic



รูปที่ 2.7 สัญญาณมีคาบ

2.2.3 สัญญาณคู่และสัญญาณคี่หรือสัญญาณสมมาตรและสัญญาณไม่สมมาตรก็ได้
ลำดับสัญญาณที่สมมาตรกัน(Symmetric) มีนิยามดังสมการที่ 2.15 มีรูปสัญญาณดังรูปที่ 2.8

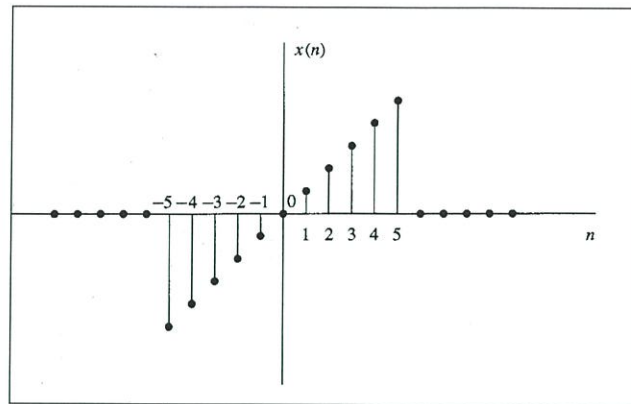
$$x(-n) = x(n) \quad (2.15)$$



รูปที่ 2.8 สัญญาณคู่แบบสมมาตร

ลำดับสัญญาณที่ไม่สมมาตรกัน(Asymmetric) มีนิยามดังสมการที่ 2.16 มีรูปสัญญาณดังรูปที่ 2.9

$$x(-n) = -x(n) \quad (2.16)$$



รูปที่ 2.9 สัญญาณคี่แบบไม่สมมาตร

2.3 การกระทำของสัญญาณแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา [6, 7]

2.3.1 การเลื่อนสัญญาณ

อาจเรียกว่าการหน่วงสัญญาณก็ได้เขียนเป็นสมการได้ดังสมการที่ 2.17

$$y(n) = x(n - k) \quad (2.17)$$

เมื่อ k เป็นจำนวนเต็ม (Integer)

2.3.2 การบวก การคูณและการสเกลสัญญาณแบบไม่ต่อเนื่อง (Adding, Multiplication, and Scaling of Discrete Time Signal)

- การบวกสัญญาณ 2 สัญญาณ หรือ k สัญญาณเข้าด้วยกัน แสดงได้ดังสมการที่ 2.18 และสมการที่ 2.19

$$y(n) = x_1(n) + x_2(n) \quad -\infty < n < \infty \quad (2.18)$$

$$y(n) = x_1(n) + x_2(n) + \dots + x_k(n) \quad -\infty < n < \infty \quad (2.19)$$

- การคูณสัญญาณ 2 สัญญาณ หรือ k สัญญาณเข้าด้วยกัน แสดงได้ดังสมการที่ 2.20 และสมการที่ 2.21

$$y(n) = x_1(n)x_2(n) \quad -\infty < n < \infty \quad (2.20)$$

$$y(n) = x_1(n)x_2(n)\dots x_k(n) \quad -\infty < n < \infty \quad (2.21)$$

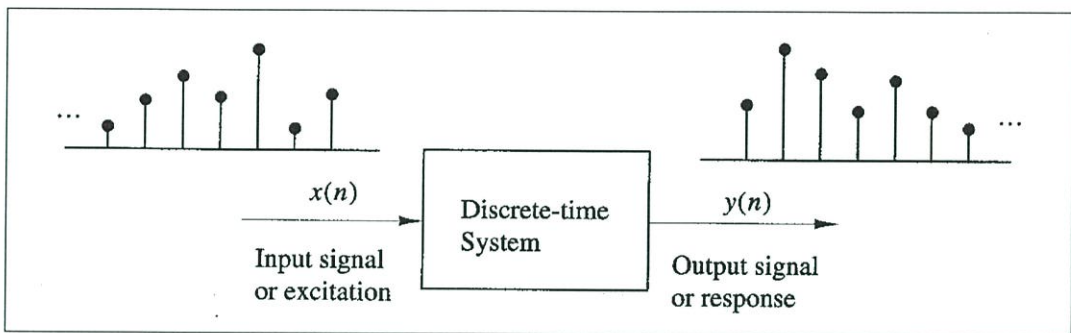
- การสเกลสัญญาณเป็นการปรับขนาดสัญญาณ กระทำได้โดยการคูณสัญญาณเข้ากับค่าคงที่ ดังสมการที่ 2.22

$$y(n) = Ax(n) \quad -\infty < n < \infty \quad (2.22)$$

เมื่อ A เป็นค่าคงที่

2.4 ระบบแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา [6, 7]

ระบบแบบไม่ต่อเนื่องมีไดอะแกรมดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 ไดอะแกรมของระบบแบบไม่ต่อเนื่อง

เมื่อ $x(n)$ เป็นสัญญาณอินพุตหรือ Excitation ของระบบแบบไม่ต่อเนื่อง

$y(n)$ เป็นสัญญาณเอาต์พุตหรือผลตอบสนองของระบบแบบไม่ต่อเนื่อง

จากรูปที่ 2.10 สามารถนิยามความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตได้ดังสมการที่ 2.23

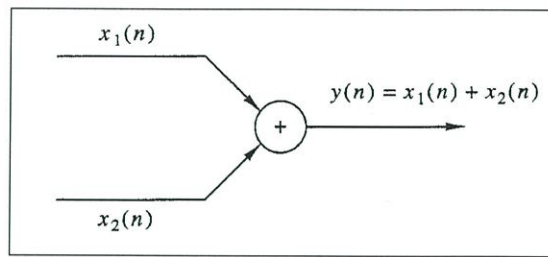
$$y(n) \equiv \tau[x(n)] \quad (2.23)$$

เมื่อ τ เป็นตัวกระทำ (Operator)

2.4.1 ไดอะแกรมที่ใช้แสดงในระบบไม่ต่อเนื่อง (Block Diagram Representation of Discrete-Time Systems)

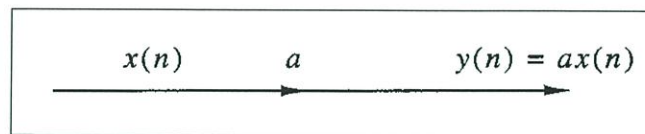
ในระบบแบบไม่ต่อเนื่องสามารถแทนได้ด้วยไดอะแกรมดังต่อไปนี้

- ตัวบวก (Adder) ใช้สำหรับบวกสัญญาณเข้าด้วยกันดังรูปที่ 2.11



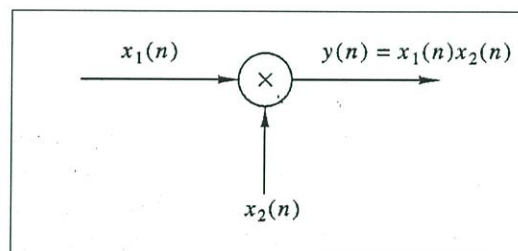
รูปที่ 2.11 ไคอะแกรมการบวกในระบบแบบไม่ต่อเนื่อง

- ตัวคูณคงที่ (Constant multiplier) ใช้คูณค่าคงที่กับสัญญาณดังรูปที่ 2.12



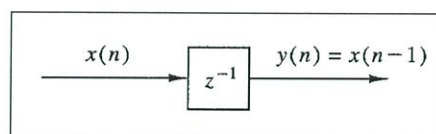
รูปที่ 2.12 ไคอะแกรมตัวคูณคงที่ในระบบแบบไม่ต่อเนื่อง

- ตัวคูณสัญญาณ (Signal multiplier) ใช้สำหรับคูณสัญญาณเข้าด้วยกันดังรูปที่ 2.13



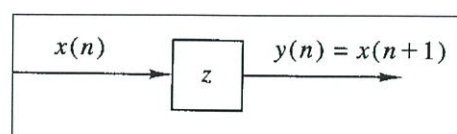
รูปที่ 2.13 ไคอะแกรมตัวคูณสัญญาณในระบบแบบไม่ต่อเนื่อง

- ตัวหน่วง (Delay element) ใช้สำหรับหน่วงสัญญาณดังรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.14 ไคอะแกรมตัวหน่วงในระบบไม่ต่อเนื่อง

- ตัวล้ำหน้า (Advance element) ใช้สำหรับกำหนดค่าล่วงหน้าให้กับระบบดังรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 ไคอะแกรมตัวล้ำหน้าในระบบไม่ต่อเนื่อง

2.4.2 ชนิดของระบบแบบไม่ต่อเนื่อง

2.4.2.1 ระบบแบบ Static

เป็นระบบที่ไม่มีหน่วยความจำ ซึ่งสมการของระบบแสดงได้ดังสมการที่ 2.24 และสมการที่ 2.25

$$y(n) = ax(n) \quad (2.24)$$

$$y(n) = nx(n) + bx^3(n) \quad (2.25)$$

2.4.2.2 ระบบแบบ Dynamic

เป็นระบบที่มีหน่วยความจำซึ่งหมายถึงเป็นระบบที่สามารถบันทึกค่าอินพุตหรือเอาต์พุตที่เวลาผ่านไปแล้ว สมการของระบบดังสมการที่ 2.26 - 2.28

$$y(n) = x(n) + 3x(n-1) \quad (2.26)$$

$$y(n) = \sum_{k=0}^n x(n-k) \quad (2.27)$$

$$y(n) = \sum_{k=0}^{\infty} x(n-k) \quad (2.28)$$

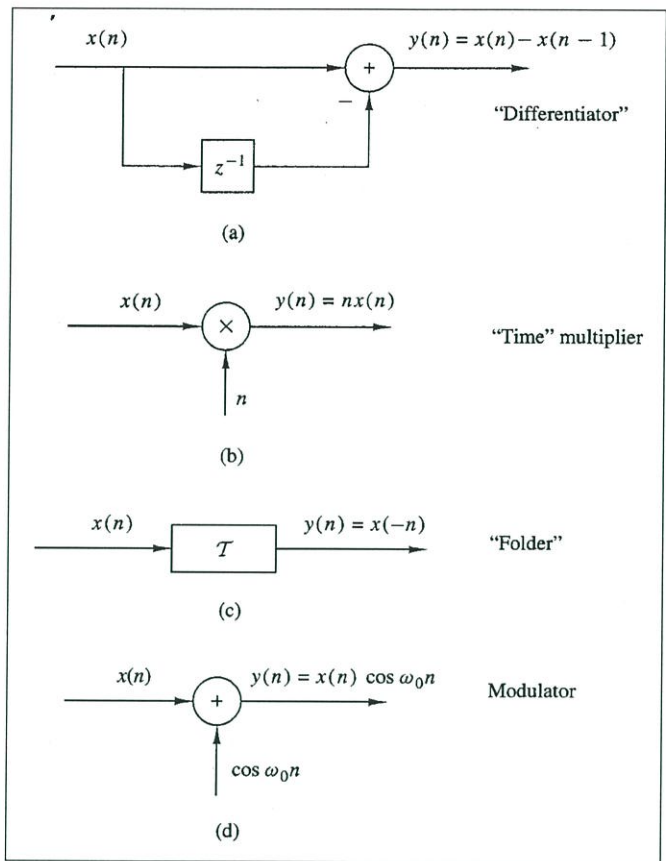
2.4.2.3 ระบบแบบแปรตามเวลา (Time-invariant system)

กำหนดให้ τ เป็นระบบไม่ต่อเนื่อง $x(n)$ เป็นอินพุตของระบบ $y(n)$ เป็นเอาต์พุตของระบบ ดังสมการที่ 2.29 ถ้ามีการหน่วงอินพุตเป็น $x(n-k)$ ถ้าเอาต์พุตที่ได้ถูกหน่วงไปเป็น $y(n-k)$ เช่นเดียวกับอินพุตดังสมการที่ 2.30 สามารถสรุปได้ว่าระบบไม่ต่อเนื่อง τ เป็นระบบไม่ต่อเนื่องที่แปรตามเวลา

$$x(n) \xrightarrow{\tau} y(n) \quad (2.29)$$

$$x(n-k) \xrightarrow{\tau} y(n-k) \quad (2.30)$$

และระบบที่อินพุตถูกหน่วงไป $x(n-k)$ แต่ได้เอาต์พุตของระบบไม่เท่ากับ $y(n-k)$ ระบบนั้นเป็นระบบที่ไม่แปรตามเวลา (Time-variant system หรือ Time-varying system) รูปที่ 2.16 แสดงตัวอย่างระบบไม่ต่อเนื่องที่แปรตามเวลาและไม่แปรตามเวลา

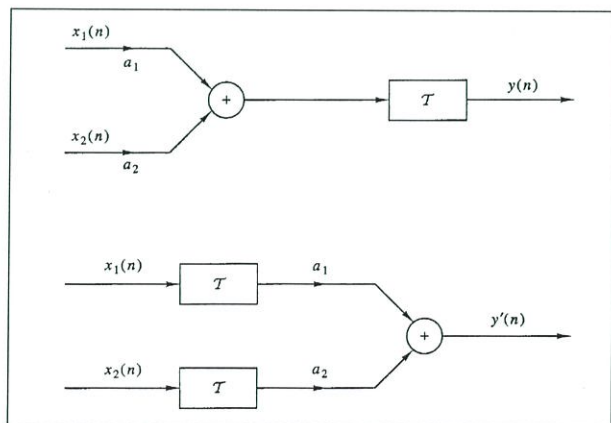


รูปที่ 2.16 ตัวอย่างระบบไม่ต่อเนื่องที่แปรตามเวลาและไม่แปรตามเวลา
 (a) ระบบแปรตามเวลา (b) - (d) ระบบที่ไม่แปรตามเวลา

2.4.2.4 ระบบแบบเชิงเส้นและไม่เชิงเส้น (Linear and nonlinear systems)

ระบบไม่ต่อเนื่องแบบเชิงเส้นจะต้องมีคุณสมบัติสอดคล้องกับหลักการของ Superposition ดังสมการที่ 2.31 หรืออธิบายได้ดังรูปที่ 2.17

$$\tau[a_1x_1(n) + a_2x_2(n)] = a_1\tau[x_1(n)] + a_2\tau[x_2(n)] \tag{2.31}$$



รูปที่ 2.17 ระบบ τ เป็นระบบที่เชิงเส้นและระบบที่ไม่มีคุณสมบัติสอดคล้องกับหลักการของ Superposition จะเป็นระบบแบบไม่เชิงเส้น

2.4.2.5 ระบบแบบ Causal และแบบ Noncausal

ระบบแบบ Causal เป็นระบบที่สร้างได้จริงมีสมการของระบบดังสมการที่ 2.32

$$y(n) = F[x(n), x(n-1), x(n-2), \dots, x(n-k), \dots, y(n-1), y(n-2), \dots, y(n-k)]$$

$$y(n) = 2x(n) + 4.5x(n-2) - 3y(n-1) + 0.5y(n-2) \quad (2.32)$$

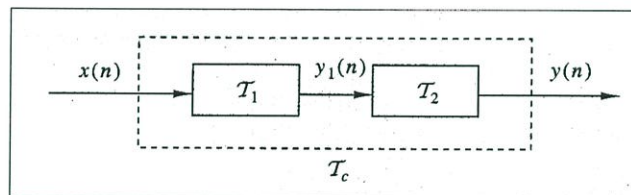
จะเห็นได้ว่าระบบแบบ Causal จะประกอบด้วยเทอมอินพุตปัจจุบัน อินพุตในอดีตหรือเอาต์พุตในอดีตเท่านั้น ระบบที่ไม่เป็นดังสมการที่ 2.32 จะเป็นระบบแบบ Noncausal

2.4.2.6 ระบบแบบ Stable และระบบแบบ Unstable

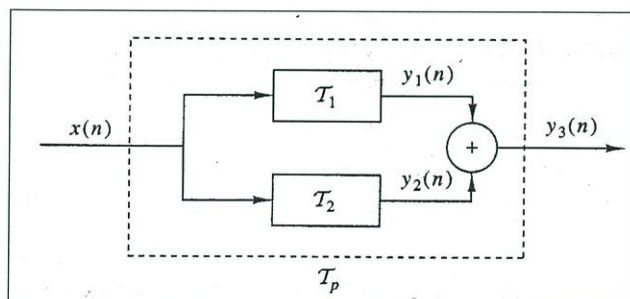
ระบบที่มีเอาต์พุตขึ้นอยู่กับอินพุตจะเป็นระบบแบบ Stable ส่วนระบบที่มีเอาต์พุตไม่ขึ้นอยู่กับอินพุตจะเป็นระบบแบบ Unstable

2.4.3 การเชื่อมต่อระบบไม่ต่อเนื่อง (Interconnection of Discrete-time Systems)

กระทำได้ 2 ลักษณะคือ การเชื่อมต่อระบบแบบอนุกรม (Cascade) ดังรูปที่ 2.18 และการเชื่อมต่อแบบขนาน (Parallel) ดังแสดงดังรูปที่ 2.19



รูปที่ 2.18 การเชื่อมต่อระบบไม่ต่อเนื่องแบบอนุกรม



รูปที่ 2.19 การเชื่อมต่อระบบไม่ต่อเนื่องแบบขนาน

ในการเชื่อมต่อระบบดังรูปที่ 2.18 เขียนเป็นสมการได้ดังสมการที่ 2.33 – 2.34

$$y_1(n) = \tau_1[x(n)] \quad (2.33)$$

$$y(n) = \tau_2[y_1(n)] \quad (2.34)$$

แทนสมการที่ 2.35 ลงในสมการที่ 2.36 จะได้สมการ $y(n)$ ดังสมการที่ 2.35

$$y(n) = \tau_2 \{ \tau_1 [x(n)] \} \quad (2.35)$$

กำหนดให้ $\tau_c = \tau_1 \tau_2$ จะได้ $y(n)$ ดังสมการที่ 2.36

$$y(n) = \tau_c [x(n)] \quad (2.36)$$

และถ้ามีการสลับที่ระบบ τ_1 กับ τ_2 ค่า $y(n)$ จะเปลี่ยนแปลงไปดังนั้นจึงสรุปได้ว่า

$$\tau_1 \tau_2 \neq \tau_2 \tau_1 \quad (2.37)$$

นอกจากนี้ถ้าระบบ τ_1 และระบบ τ_2 เป็นระบบที่แปรตามเวลา ก็จะได้ $\tau_1 \tau_2$ หรือ τ_c เป็นระบบที่แปรตามเวลาด้วยดังสมการที่ 2.38

$$\begin{aligned} x(n-k) &\xrightarrow{\tau_1} y_1(n-k) \\ y_1(n-k) &\xrightarrow{\tau_2} y(n-k) \\ x(n-k) &\xrightarrow{\tau_c = \tau_1 \tau_2} y(n-k) \end{aligned} \quad (2.38)$$

ส่วนการเชื่อมต่อแบบระบบขนานเขียนเป็นสมการได้ดังสมการที่ 2.39

$$\begin{aligned} y_3(n) &= y_1(n) + y_2(n) \\ &= \tau_1 [x(n)] + \tau_2 [x(n)] \\ &= (\tau_1 + \tau_2) [x(n)] \\ &= \tau_p [x(n)] \end{aligned} \quad (2.39)$$

เมื่อ $\tau_p = \tau_1 + \tau_2$

2.5 การวิเคราะห์ระบบไม่ต่อเนื่องทางเวลาแบบเชิงเส้นและแปรตามเวลา [6, 7]

2.5.1 Convolution Sum

เป็นการผสมผสานระหว่างสัญญาณแบบไม่ต่อเนื่อง $x(n)$ กับผลตอบสนองทางอิมพัลส์ของระบบไม่ต่อเนื่อง $h(n)$ เขียนได้ดังสมการที่ 2.40

$$y(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(k)x(n-k) \quad (2.40)$$

เมื่อ $h(k)$ คือ ผลตอบสนองทางอิมพัลส์ของระบบไม่ต่อเนื่อง
 $x(n)$ คือ สัญญาณแบบไม่ต่อเนื่อง

สำหรับระบบแบบ Causal การทำ Convolution จะทำตามสมการที่ 2.41

$$y(n) = \sum_{k=0}^n h(k)x(n-k) \quad (2.41)$$

นอกจากนี้สมการ Convolution สามารถเขียนได้อีกแบบหนึ่งดังสมการที่ 2.42

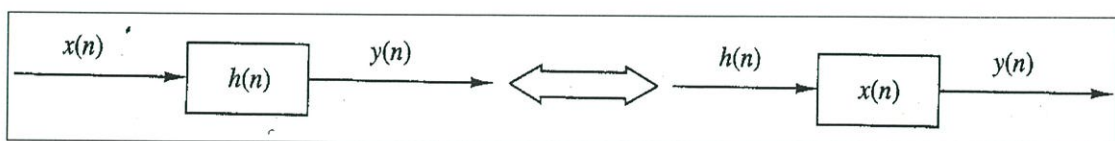
$$y(n) = h(n) * x(n) \quad (2.42)$$

คุณสมบัติของการ Convolution และการเชื่อมต่อระบบ

- คุณสมบัติการสลับที่ (Commutative law)

$$x(n) * h(n) = h(n) * x(n) \quad (2.43)$$

เขียนเป็นไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 2.20



รูปที่ 2.20 คุณสมบัติการสลับที่

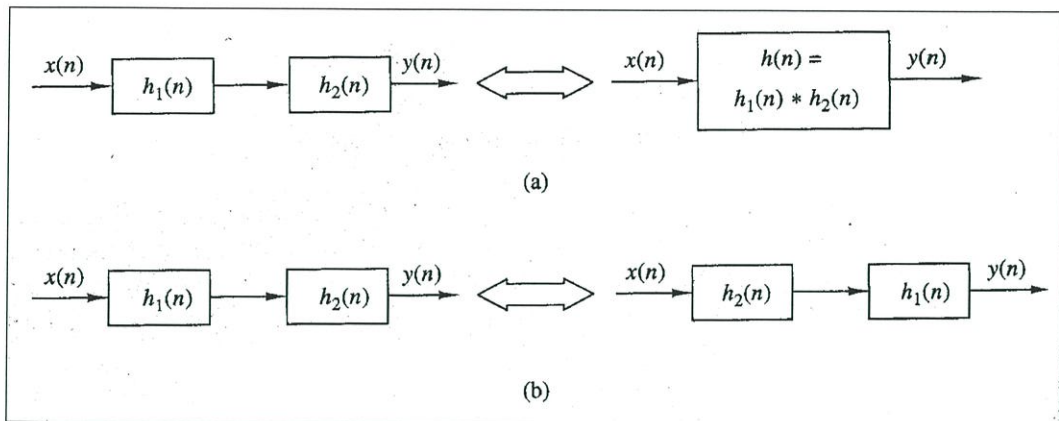
$$y(n) = x(n) * h(n) \quad (2.44)$$

$$y(n) = h(n) * x(n) \quad (2.45)$$

- คุณสมบัติการจัดกลุ่ม (Associative law)

$$[x(n) * h_1(n)] * h_2(n) = x(n) * [h_1(n) * h_2(n)] \quad (2.46)$$

เขียนเป็นไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 2.21

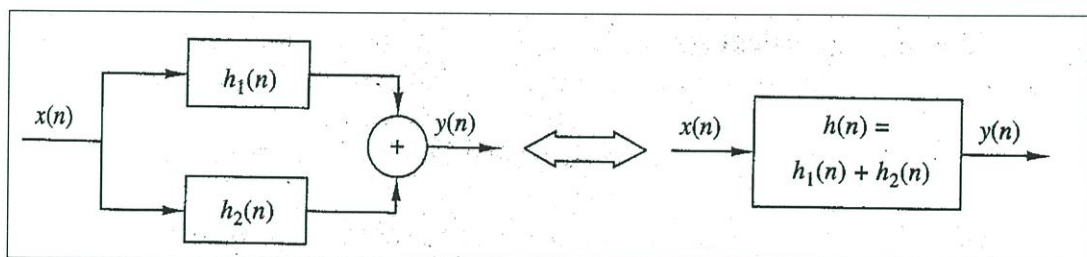


รูปที่ 2.21 คุณสมบัติการจับกลุ่ม

- Distributive law

$$x(n) * [h_1(n) + h_2(n)] = x(n) * h_1(n) + x(n) * h_2(n) \tag{2.47}$$

จากสมการที่ 2.49 สามารถเขียนเป็นไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 2.22



รูปที่ 2.22 คุณสมบัติการกระจาย

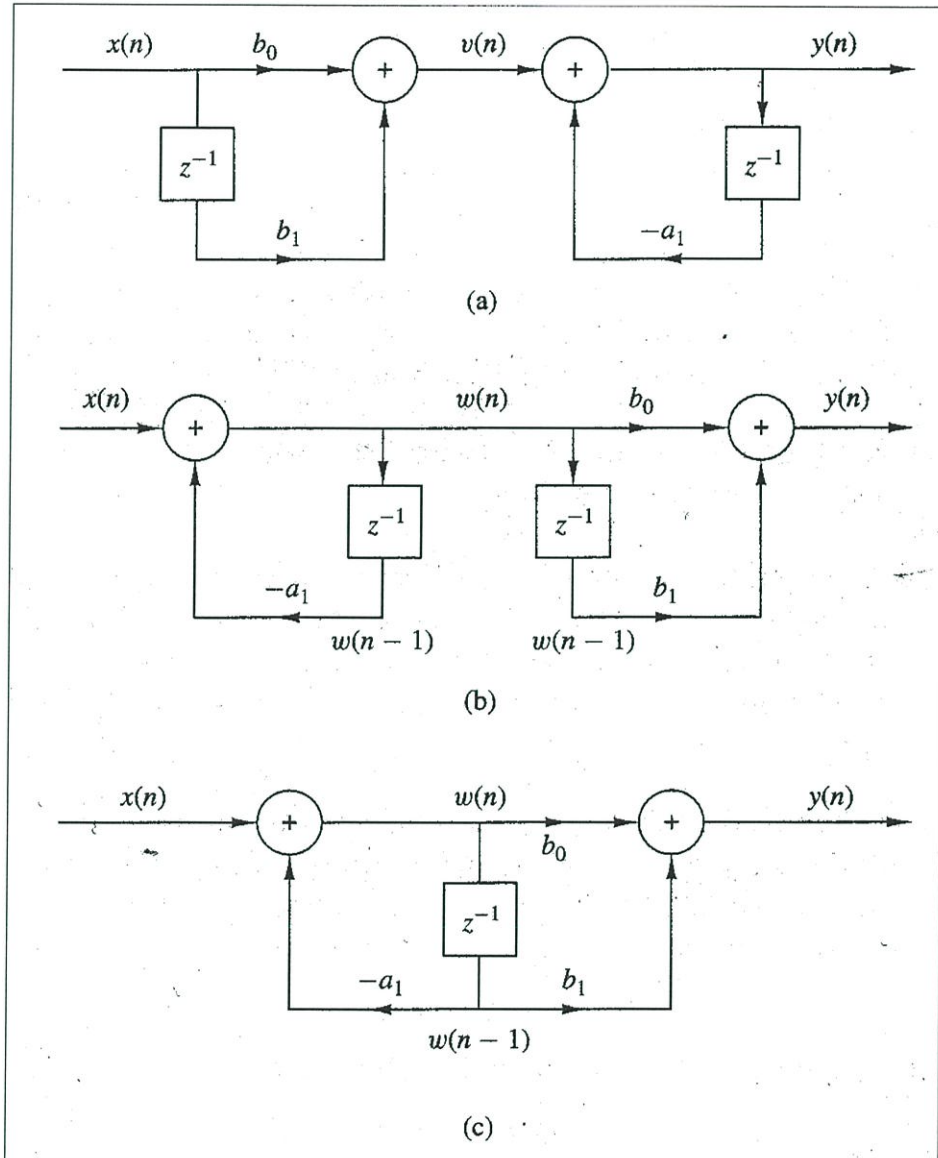
2.6 โครงสร้างของระบบแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา [6, 7]

2.6.1 โครงสร้างของระบบเชิงเส้นที่แปรตามเวลา (Structures for the realization of linear time-invariant systems)

ระบบเชิงเส้นที่แปรตามเวลาจะมีสมการดังสมการที่ 2.48 และนำไปเขียนเป็นโครงสร้างได้ดังรูปที่ 2.23 (a)

$$\begin{aligned} y(n) &= -a_1 y(n-1) + b_0 x(n) + b_1 x(n-1) \\ v(n) &= b_0 x(n) + b_1 x(n-1) \\ y(n) &= -a_1 y(n-1) + v(n) \end{aligned} \tag{2.48}$$

จากรูปที่ 2.23(a) พบว่าระบบได้แยกออกเป็น 2 ระบบโดย $v(n)$ เป็นจุดเชื่อมต่อและจากคุณสมบัติการจัดกลุ่มในหัวข้อ 2.5.1 ทำการสลับที่ระบบในรูปที่ 2.23(a) ให้เป็นดังรูปที่ 2.23(b) เมื่อสลับที่แล้วพบว่าระบบทั้ง 2 ระบบสามารถใช้ตัวหน่วงร่วมกันได้ ทำให้เขียนเป็นโครงสร้างใหม่ได้ดังรูปที่ 2.23(c) และเขียนเป็นสมการได้ดังสมการที่ 2.49



รูปที่ 2.23 โครงสร้างของระบบเชิงเส้นแปรตามเวลา

$$\begin{aligned} w(n) &= -a_1 w(n-1) + x(n) \\ y(n) &= b_0 w(n) + b_1 w(n-1) \end{aligned} \quad (2.49)$$

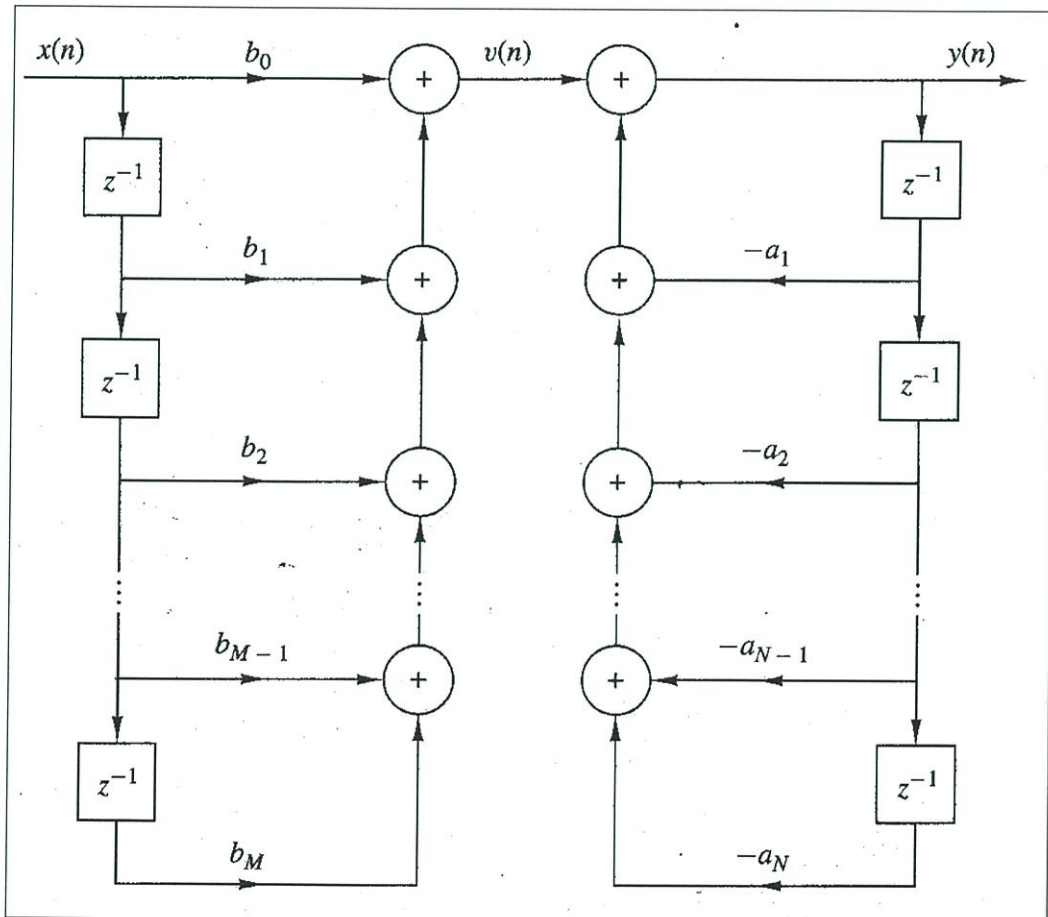
เรียกโครงสร้างที่แสดงดังรูปที่ 2.23(a) ว่าเป็นโครงสร้างแบบตรง I (Direct form I) ส่วนรูปที่ 2.23 (c) นั้นเรียกว่าโครงสร้างแบบ (Direct form II) และอาจเรียกกระบบเชิงเส้นที่แปรตามเวลานี้

ว่าระบบแบบ Recursive นอกจากนี่ยังระบบเชิงเส้นที่แปรตามเวลาสามารถเขียนในรูปสมการทั่วไป ได้ดังสมการที่ 2.52

$$y(n) = -\sum_{k=1}^N a_k y(n-k) + \sum_{k=0}^M b_k x(n-k) \quad (2.50)$$

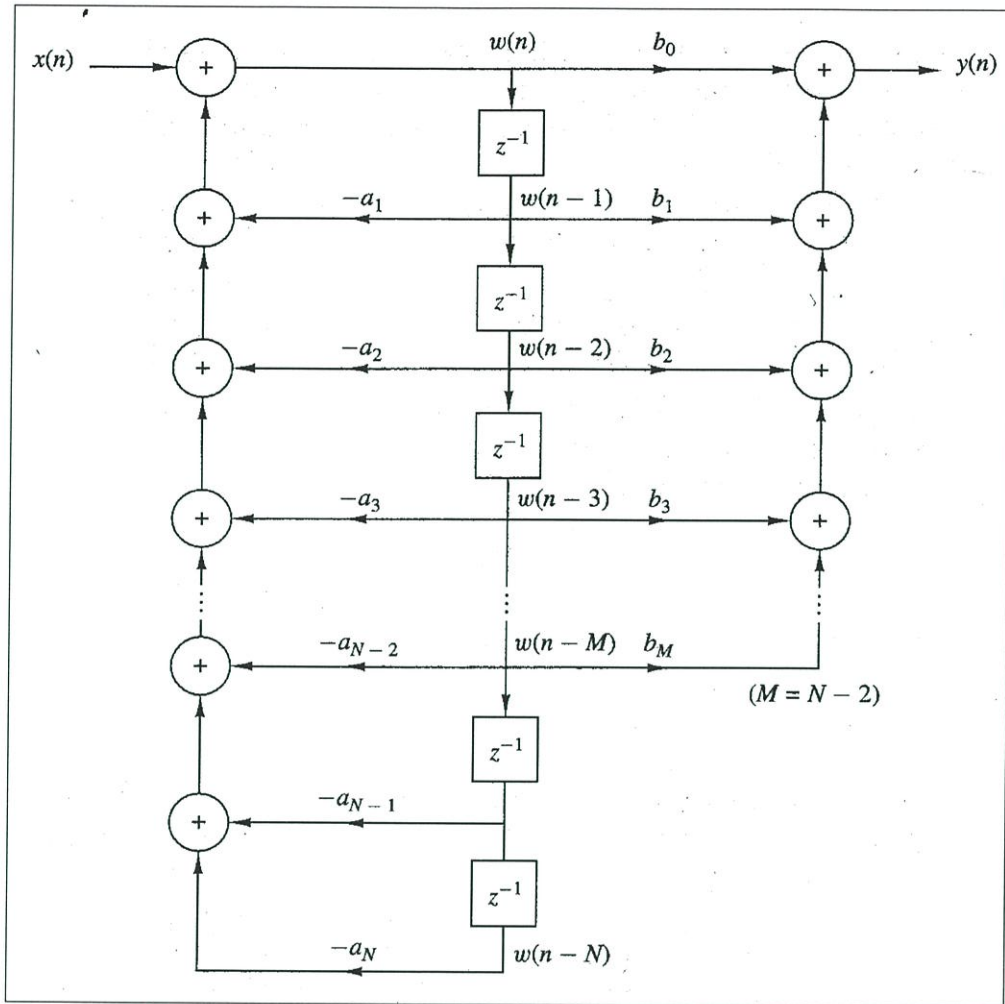
กำหนดให้ $v(n) = \sum_{k=0}^M b_k x(n-k)$ แทนค่าลงในสมการที่ 2.50 จะได้ดังสมการที่ 2.51 และนำไปเขียนโครงสร้างได้ดังรูปที่ 2.24

$$y(n) = -\sum_{k=1}^N a_k y(n-k) + v(n) \quad (2.51)$$



รูปที่ 2.24 โครงสร้างแบบตรง I ของระบบไม่ต่อเนื่องแบบ Recursive

และจากสมการที่ 2.48 และสมการที่ 2.49 สามารถแปลงโครงสร้างแบบตรง I ดังรูปที่ 2.24 เป็นโครงสร้างแบบตรง II ดังรูปที่ 2.25



รูปที่ 2.25 โครงสร้างแบบตรง II ของระบบไม่ต่อเนื่องแบบ Recursive

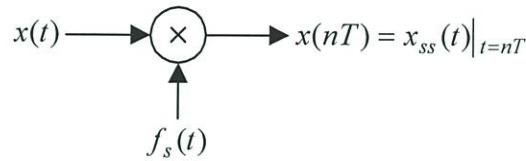
2.7 ทฤษฎีการสุ่มตัวอย่าง [6, 7, 8]

ในการเปลี่ยนสัญญาณที่ต่อเนื่องทางเวลาไปเป็นสัญญาณไม่ต่อเนื่องทางเวลานั้น จำเป็นจะต้องมีการสุ่มตัวอย่าง (Sampling) ซึ่งความถี่ในการสุ่มตัวอย่างโดยที่ไม่ทำให้สัญญาณสูญเสียข้อมูลที่สำคัญไปนั้นต้องเป็นไปตามทฤษฎีการสุ่มตัวอย่าง (Sampling theory) ของแชนนอน (Shannon) ซึ่งกล่าวไว้ว่า ถ้าสัญญาณเชิงอนุพันธ์ $x(t)$ ซึ่งมีแบนด์วิดท์เท่ากับ f_0 แล้ว จะสามารถทำการสุ่มตัวอย่างโดยสัญญาณที่ได้ ไม่สูญเสียข้อมูลที่สำคัญ ก็ต่อเมื่อความถี่ในการสุ่มตัวอย่าง f_s มีค่ามากกว่าหรือเท่ากับสองเท่าของความถี่ f_0 ดังสมการที่ 2.52

$$f_s \geq 2f_0 \quad (2.52)$$

โดยทั่วไปอาจทำการสุ่มตัวอย่างด้วยความถี่ $f_{sn} = 2f_0$ พอดี ซึ่งค่าความถี่นี้เรียกว่าความถี่ไนควิสต์ (Nyquist frequency) และคาบเวลา $T_n = 1/2f_0$ นี้ เรียกว่า ช่วงเวลาสุ่มตัวอย่างไนควิสต์ (Nyquist interval) แต่ในทางปฏิบัติเพื่อหลีกเลี่ยงผลของปรากฏการณ์ไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinearity)

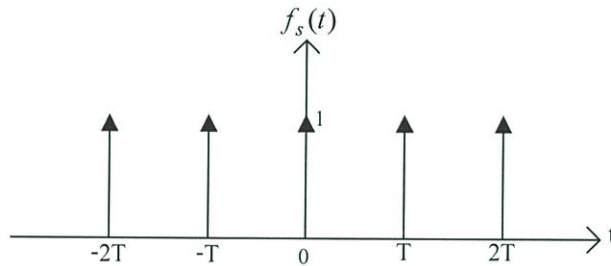
ที่อาจเกิดจากการสุ่มตัวอย่าง จึงมักใช้ความถี่ในการสุ่มตัวอย่าง f_s มากกว่าค่าความถี่ในควิสต์ f_{sn} ขึ้นไป ส่วนจะมีค่ามากกว่าเท่าใดนั้นขึ้นกับลักษณะงาน ไม่ได้มีการกำหนดค่าที่แน่นอน



รูปที่ 2.26 การสุ่มตัวอย่างสัญญาณเชิงอุปมาน

รูปที่ 2.26 แสดงการสุ่มตัวอย่างในโดเมนเวลาซึ่งก็คือการคูณสัญญาณที่ต่อเนื่องทางเวลา $x(t)$ กับลำดับของอิมพัลส์หนึ่งหน่วย $f_s(t)$ โดยที่อิมพัลส์แต่ละตัวสมมุติให้มีความห่างเท่ากับ T วินาที ซึ่งสามารถแทนได้ด้วยสมการ

$$f_s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT) \quad (2.53)$$

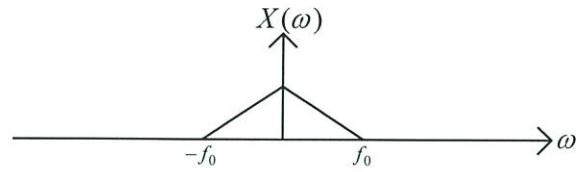
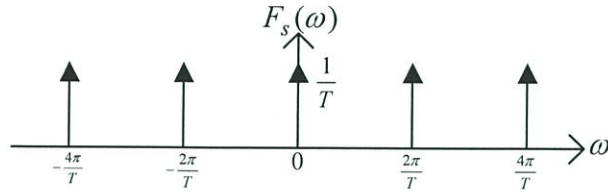
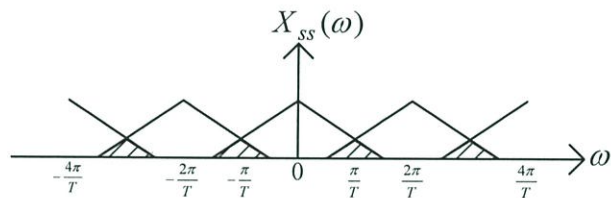


รูปที่ 2.27 สัญญาณสุ่มตัวอย่าง

และเมื่อทำการแปลงฟูเรียร์ เพื่อทำการหาค่าสเปกตรัมความถี่ของ $f_s(t)$ จะได้

$$F_s(\omega) = \mathcal{F}\{f_s(t)\} = \frac{2\pi}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - n\omega_s) \quad (2.54)$$

ซึ่งแสดงให้เห็นว่า เมื่อพิจารณาในโดเมนความถี่ สเปกตรัมความถี่ของสัญญาณ $f_s(t)$ เป็นอิมพัลส์ที่วางตัวห่างเท่าๆ กัน ไปบนแกนความถี่เช่นกัน ดังรูปที่ 2.28(b)

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

รูปที่ 2.28 สเปกตรัมของสัญญาณจากการสุ่มตัวอย่าง

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

$$x_{ss}(t) = f_s(t)x(t) \quad (2.55)$$

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

$$X_{ss}(\omega) = F_s(\omega) * X(\omega) \quad (2.56)$$

การคอนโวลูชันนี้แสดงเป็นแผนรูปดังรูปที่ 2.28 ซึ่งผลลัพธ์ที่ได้จะเห็นว่าสเปกตรัมของสัญญาณที่ได้จากการสุ่มตัวอย่าง $X_{ss}(\omega)$ เป็นการนำสเปกตรัมของ $X(\omega)$ มาวางเรียงห่างเท่าๆ กันไปตลอดบนแกนความถี่ ω ซึ่งจากรูปที่ 2.28(c) จะเห็นว่า ถ้าความถี่ของสัญญาณสุ่มตัวอย่าง $f_s(t)$ มีค่าน้อยกว่าความถี่ในควิสต์จะทำให้ช่วงห่างของแต่ละกลุ่มของสเปกตรัมเข้ามาเกยทับกัน ผลนี้ทำให้เกิดความผิดเพี้ยนไปของสเปกตรัมของสัญญาณเดิมซึ่งผลนี้มีชื่อเรียกว่า ผลการเอเลสซิง (Aliasing effect) นอกจากนี้ รูปที่ 2.28 ยังแสดงให้เห็นว่าผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลข

จะมีผลตอบสนองความถี่ที่มีลักษณะเป็นคาบ คือ เริ่มซ้ำค่าเดิมที่จุดที่มีค่าความถี่เป็น $2\pi/T$ หรือ $f_s/2$ ซึ่งความถี่นี้เรียกว่า ความถี่พับ ซึ่งการที่ผลตอบสนองความถี่ที่มีลักษณะเป็นคาบก็เนื่องมาจากการสุ่มตัวอย่างสัญญาณนั่นเอง

2.8 สมการผลต่างสืบเนื่อง [6, 7, 8]

ในการวิเคราะห์ระบบเชิงแบบต่อเนื่องทางเวลา คุณสมบัติของระบบในโดเมนเวลา จะสามารถเขียนอธิบายโดยใช้สมการเชิงอนุพันธ์ (Differential equation) เช่นเดียวกันในระบบเชิงเลข ก็จะมีสมการผลต่างสืบเนื่อง (Difference equation) ไว้ใช้ในการอธิบายคุณสมบัติของระบบในโดเมนเวลา ซึ่งสมการผลต่างสืบเนื่องอันดับที่ n สามารถเขียนได้ดังสมการที่ 2.57

$$y(n) = \sum_{k=0}^n b_k x(n-k) - \sum_{k=1}^m a_k y(n-k) \quad (2.57)$$

โดยที่ $x(n)$ เป็นลำดับสัญญาณขาเข้า $y(n)$ เป็นลำดับสัญญาณขาออกและ a_k, b_k เป็นค่าสัมประสิทธิ์ สมการผลต่างสามารถแสดงในรูปสมการฟังก์ชันถ่ายโอนโดยใช้คุณสมบัติการหน่วงเวลาของการแปลงแซดดังสมการที่ 2.58 – 2.59

$$a_k x(n) \leftrightarrow a_k X(z) \quad (2.58)$$

$$a_k x(n-k) \leftrightarrow a_k z^{-k} X(z) \quad (2.59)$$

จากสมการที่ (2.57) เมื่อใช้คุณสมบัติการแปลงแซดจะได้

$$Y(z) = \sum_{k=0}^n b_k z^{-k} X(z) - \sum_{k=1}^m a_k z^{-k} Y(z) \quad (2.60)$$

จัดรูปสมการเพื่อเขียนให้อยู่ในรูปสมการฟังก์ชันถ่ายโอน

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{\sum_{k=0}^n b_k z^{-k}}{\left(1 + \sum_{k=1}^m a_k z^{-k}\right)} \quad (2.61)$$

2.9 การแปลงแซด [6, 7]

การแปลงแซด (z-transform) ของสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องสามารถนิยามอยู่ในรูปของอนุกรมอนันต์ (Power series) ดังสมการที่ 2.62 เรียกสมการที่ 2.62 นี้ว่า การแปลงแซดแบบตรง (Direct z-transform)

$$X(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)z^{-n} \quad (2.62)$$

เมื่อ z คือ ตัวแปรเชิงซ้อน (Complex variable)

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

แต่สำหรับระบบแบบ Causal การแปลงแซดของสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องสามารถเขียนได้ดังสมการที่ 2.63 เรียกสมการที่ 2.63 นี้ว่า การแปลงแซดด้านเดียว (One-Side z-transform)

$$X(z) = \sum_{n=0}^{\infty} x(n)z^{-n} \quad (2.63)$$

การแปลงแซดของสัญญาณแบบไม่ต่อเนื่องเขียนแทนได้อีกในรูปแบบหนึ่ง ดังสมการที่ (2.64)

$$X(z) = Z\{x(n)\} \quad (2.64)$$

และจากสมการที่ 2.62 และ 2.63 จะเห็นได้ว่าผลการแปลงแซด ก็คืออนุกรมอนันต์ ดังนั้นจะมีค่า z ที่ทำให้ $X(z)$ หาคำตอบได้เรียกค่า z นี้ว่า Region of Convergence (ROC) โดยค่า z นี้จะมีค่าเป็นจำนวนเชิงซ้อน

2.10 คุณสมบัติของการแปลงแซด [6, 7]

2.10.1 คุณสมบัติความเป็นเชิงเส้น (Linearity property)

แสดงดังสมการที่ 2.65

$$Z[ax_1(n) + bx_2(n)] = aX_1(z) + bX_2(z) \quad (2.65)$$

2.10.2 คุณสมบัติการเลื่อน (Shift property)

กำหนดให้ $y(n) = x(n-m)$ $m \geq 0$

การแปลงแซดของ $y(n) = Y(z)$ เขียนแทนได้ ดังสมการที่ 2.66 และ 2.67

$$Y(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} y(n)z^{-n} \quad (2.66)$$

$$Y(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n-m)z^{-n} \quad (2.67)$$

กำหนดให้ระบบที่กำลังพิจารณาเป็นระบบแบบ Causal ดังนั้นสมการที่ (2.67) สามารถเขียนได้ใหม่ดังสมการที่ 2.68 - 2.71

$$Y(z) = \sum_{n=0}^{\infty} x(n-m)z^{-n} \quad (2.68)$$

$$Y(z) = z^{-m}[x(0) + x(1)z^{-1} + x(2)z^{-2} + \dots + x(n)z^{-n}] \quad (2.69)$$

$$Y(z) = z^{-m} \sum_{n=0}^{\infty} x(n)z^{-n} \quad (2.70)$$

$$Y(z) = X(z)z^{-m} \quad (2.71)$$

2.10.3 คุณสมบัติการประสาน (Convolution property)

จากสมการผลการประสาน

$$y(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(k)x(n-k) \quad (2.72)$$

$$y(n) = h(n) * x(n) \quad (2.73)$$

ทำการแปลงแซด $x(n)$, $h(n)$ ให้เป็น $X(z)$, $H(z)$ จะได้การประสาน ดังสมการที่ 2.74

$$Y(z) = H(z)X(z) \quad (2.74)$$

ซึ่งผลการแปลงแซดของฟังก์ชันสัญญาณไม่ต่อเนื่องดังตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 ผลของการแปลงแซด

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

2.11 การแปลงแซดในรูปเศษส่วน [6, 7]

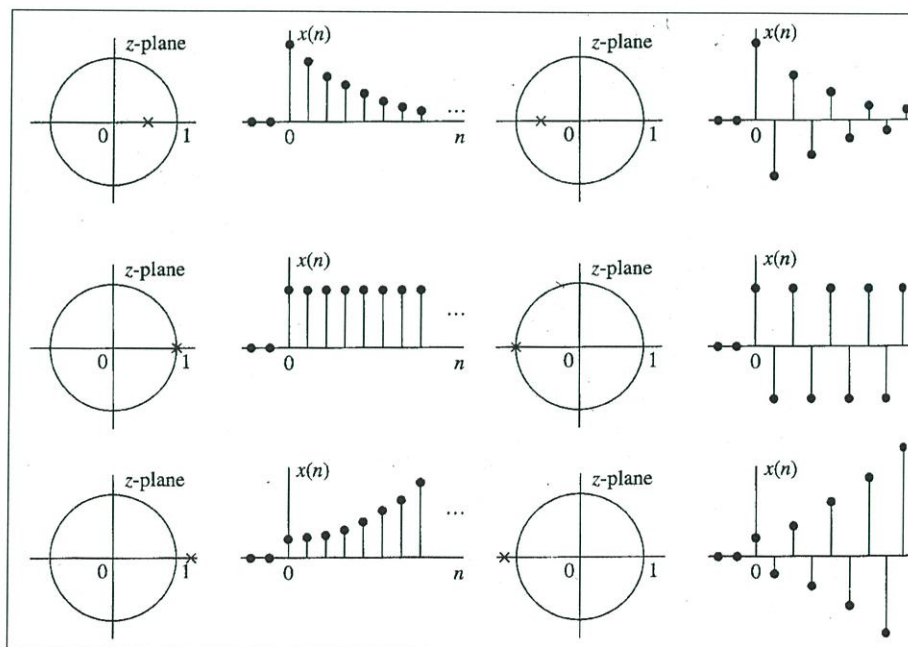
สัญญาณแบบไม่ต่อเนื่อง $x(n]$ หรือระบบแบบไม่ต่อเนื่อง $y(n]$ สามารถเขียนให้อยู่ในรูป $X(z)$ หรือ $Y(z)$ ได้โดยการแปลงแซด ค่า $X(z)$ หรือ $Y(z)$ นี้เมื่อจัดให้อยู่ในรูปเศษส่วน (Rational) สามารถบอกรายละเอียดคุณลักษณะของสัญญาณและระบบได้

2.11.1 โพลและซีโร (Pole and Zero)[9, 10, 11]

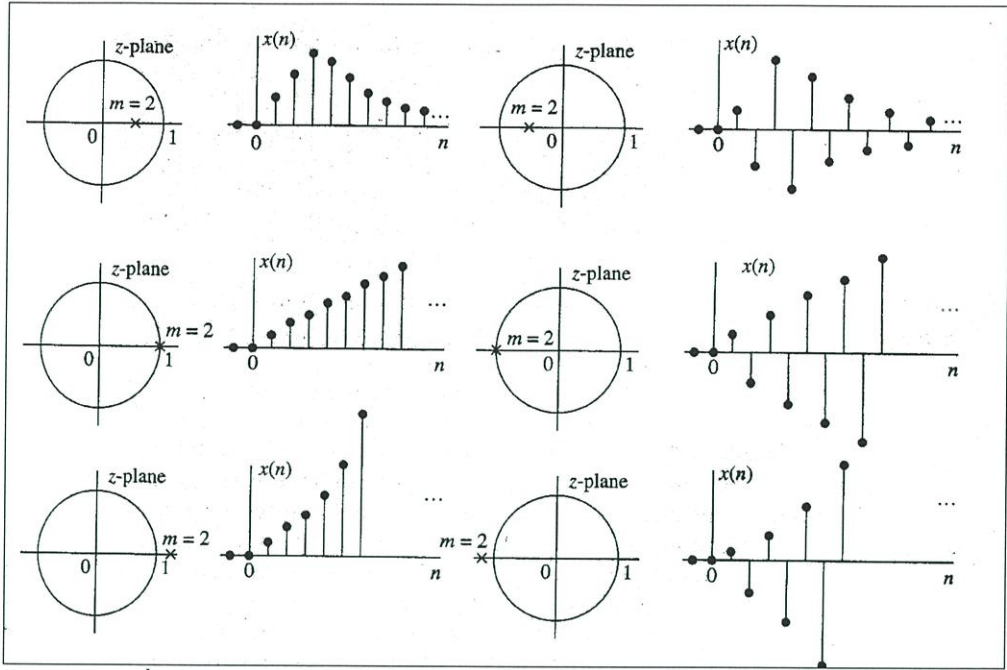
เป็นการนำค่า $X(z)$ หรือ $Y(z)$ ไปแก้สมการหาค่า z และนำคำตอบของ z ไปเขียนตำแหน่งลงในระนาบแซดเชิงซ้อน (Complex z -plane) ค่า z ที่เป็นคำตอบของเศษเรียกว่า ซีโร แทนด้วยสัญลักษณ์ \circ ค่า z ที่เป็นคำตอบของส่วนเรียกว่า โพล แทนด้วยสัญลักษณ์ \times เช่นการหาค่าตำแหน่งโพลและซีโรของสัญญาณ

2.11.2 ลักษณะสัญญาณกับการวางตำแหน่งของโพล

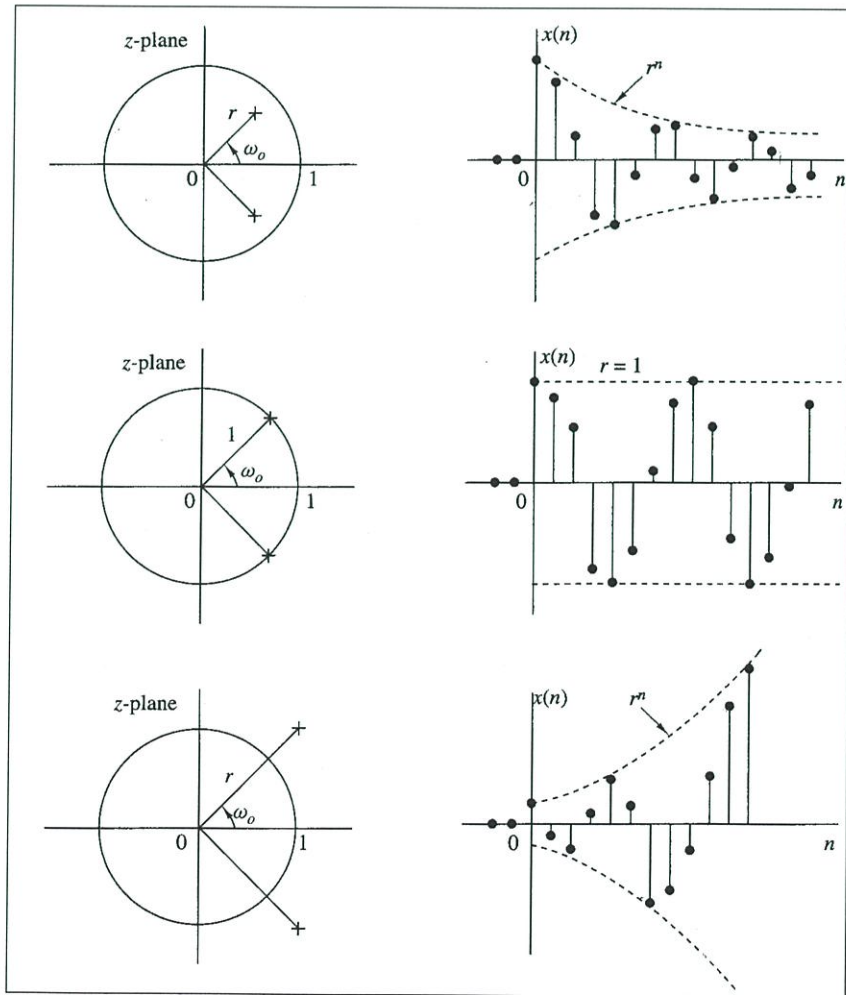
ตำแหน่งของโพลในระนาบแซด สามารถบ่งบอกลักษณะของลำดับสัญญาณใน Time-domain ได้ ซึ่งลักษณะของลำดับสัญญาณที่เกิดขึ้นสามารถคำนวณได้จากการแปลงแซดผกผัน (Inverse z -transform) และแสดงได้ดังรูปที่ 2.29



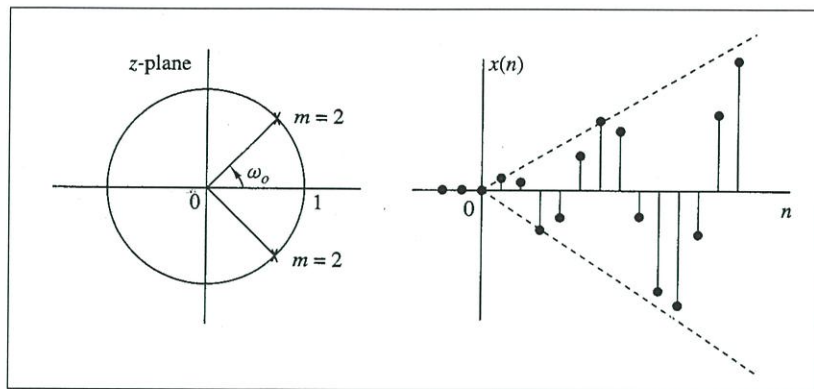
รูปที่ 2.29(a) ความสัมพันธ์ระหว่างตำแหน่งของโพลกับลำดับสัญญาณ



รูปที่ 2.29(b) ความสัมพันธ์ระหว่างตำแหน่งของโพลกับลำดับสัญญาณ



รูปที่ 2.29(c) ความสัมพันธ์ระหว่างตำแหน่งของโพลกับลำดับสัญญาณ



รูปที่ 2.29(d) ความสัมพันธ์ระหว่างตำแหน่งของโพลกับลำดับสัญญาณ

2.12 การแปลง z ผกผัน (Inversion of z-transform) [6, 7, 8]

เป็นการแปลง $X(z)$ กลับเป็น $x(n)$ ทำได้ 3 วิธีดังต่อไปนี้

- วิธีอนุกรมอนันต์ (Power series method)
- วิธีแยกเศษส่วนย่อย (Partial-fraction expansion method)
- Residue method

2.12.1 การแปลงเขตผกผันด้วยวิธีอนุกรมอนันต์

กำหนดให้ $X(z)$ เป็น z-transform ของ Causal sequence ดังสมการที่ 2.71 ซึ่งสมการนี้สามารถจัดให้เป็นอนุกรมอนันต์ในรูป z หรือ z^{-1} โดยใช้การหารยาว (Long division)

$$X(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_N z^{-N}}{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_M z^{-M}} \quad (2.71)$$

เมื่อทำการหารยาวสมการที่ 2.71 จะได้ค่า $X(z)$ ดังสมการที่ 2.72

$$X(z) = x(0) + x(1)z^{-1} + x(2)z^{-2} + x(3)z^{-3} + \dots \quad (2.72)$$

2.12.2 การแปลงเขตผกผันด้วยวิธีแยกเศษส่วนย่อย

ทำโดยจัดสมการ $X(z)$ ให้อยู่ในรูปเศษส่วนย่อยจากนั้นนำสมการที่จัดรูปได้แปลงให้เป็น $x(n)$ โดยใช้ตาราง z-transform พิจารณา $X(z)$ ดังสมการที่ 2.71 การจัดรูปสมการจะเป็นไปตามตำแหน่งของโพลในระนาบเขตซึ่งแบ่งออกได้ดังต่อไปนี้

- กรณีโพลมีตำแหน่งไม่ซ้ำกัน สมการ $X(z)$ สมการที่ 2.71 สามารถจัดรูปได้ดังสมการที่

$$X(z) = B_0 + \frac{C_1}{1-p_1z^{-1}} + \frac{C_2}{1-p_2z^{-1}} + \dots + \frac{C_3}{1-p_3z^{-1}} \quad (2.73)$$

$$X(z) = B_0 + \frac{C_1z}{z-p_1} + \frac{C_2z}{z-p_2} + \dots + \frac{C_Mz}{z-p_M}$$

$$X(z) = B_0 + \sum_{k=1}^M \frac{C_kz}{z-p_k} \quad (2.74)$$

- กรณีโพลอยู่มากกว่าหนึ่งตัวอยู่ตำแหน่งซ้ำกัน สมการ $X(z)$ สมการที่ 2.116 สามารถจัดรูปได้ดังสมการที่ 2.75

$$X(z) = \sum_{i=1}^m \frac{D_i}{(z-p_k)^i} \quad (2.75)$$

และค่า D_i หาได้จากสมการที่ 2.124

$$D_i = \frac{1}{(m-i)!} \frac{d^{m-i}}{dz^{m-i}} [(z-p_k)^m X(z)]_{z=p_k} \quad (2.76)$$

แต่ถ้าระบบหรือลำดับสัญญาณมีโพลมากกว่าหนึ่งตัวและตำแหน่งของโพลอยู่ในตำแหน่งที่ซ้ำกันและไม่ซ้ำกันตัวอย่างเช่นระบบมีโพลทั้งหมด 3 ตัว มีโพล 2 ตัวอยู่ตำแหน่งเดียวกันส่วนอีก 1 ตัวอยู่คนละตำแหน่งการจัดสมการในรูปเศษส่วนย่อยก็จะใช้สมการที่ 2.74 และ 2.75 รวมกัน แต่ถ้าระบบหรือลำดับสัญญาณมีโพลมากกว่าหนึ่งตัวและตำแหน่งของโพลอยู่ในตำแหน่งที่ซ้ำกันและไม่ซ้ำกันตัวอย่างเช่นระบบมีโพล ทั้งหมด 3 ตัว มีโพล 2 ตัวอยู่ตำแหน่งเดียวกันส่วนอีก 1 ตัวอยู่คนละตำแหน่งการจัดสมการในรูปเศษส่วนย่อยก็จะใช้สมการที่ 2.74 และ 2.75 รวมกัน

2.12.3 การแปลงเขตผกผันโดยวิธี Residue

การแปลงเขตผกผันด้วยวิธีนี้ค่า $x(n)$ จะถูกแทนด้วยการอินทิเกรตกรบรอบ (Contour integral) ดังสมการที่ 2.77

$$x(n) = \frac{1}{2\pi j} \int_C z^{n-1} X(z) dz \quad (2.77)$$

เมื่อ c คือเส้นทางการอินทิเกรตกรบรอบโพลของ $X(z)$ ที่อยู่ในรูปเศษส่วนและโพลิโนเมียล (Rational and polynomials) การอินทิเกรตกรบรอบดังสมการที่ 2.77 คำตอบจะถูกแทนอยู่ในรูปตัว

แปรเชิงซ้อนด้วยทฤษฎีของ Cauchy's residue [12] ดังนั้นอาจกล่าวได้ว่า $x(n)$ ก็คือผลรวมของการทำ Residue เฉพาะโพลในบริเวณ c ของฟังก์ชัน $z^{n-1}X(z)$ เขียนได้ดังสมการที่ 2.78

$$\text{Res}[F(z), p_k] = \frac{1}{(m-1)!} \frac{d^{m-1}}{dz^{m-1}} [(z-p_k)F(z)]_{z=p_k} \quad (2.78)$$

เมื่อ $F(z) = z^{n-1}X(z)$

2.13 ฟังก์ชันระบบของระบบเชิงเส้นที่แปรตามเวลา

ในการหาผลตอบสนองทางเอาต์พุตของระบบที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาสามารถกระทำได้โดยใช้หลักการ Convolution ซึ่งการหาจะต้องทราบค่าของ $x(n)$ และ $h(n)$ แต่จากคุณสมบัติของการแปลงแซดทำให้การหาผลตอบสนองทางเอาต์พุตหาได้จากสมการที่ 2.79

$$Y(z) = H(z)X(z) \quad (2.79)$$

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

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

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

ดังนั้นถ้ารู้ค่า $x(n)$ และ $h(n)$ ก็สามารหาค่า $X(z)$ และ $H(z)$ ได้โดยการแปลงแซดและเมื่อนำมาคูณกันดังสมการที่ 2.79 ก็จะได้ $Y(z)$ และสามารถหาค่า $y(n)$ ได้โดยการแปลงแซดผกผัน $Y(z)$ และในทางกลับกันถ้ารู้ค่า $x(n)$ และ $y(n)$ ก็สามารหาค่า $H(z)$ ได้ดังสมการที่ 2.80

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} \quad (2.80)$$

เพื่อความชัดเจนจะเห็นได้ว่าคุณสมบัติของระบบนั้นอธิบายได้ 2 ลักษณะคือ $h(n)$ และ $H(z)$ โดย $h(n)$ นั้นจะอธิบายถึงคุณสมบัติของระบบในโดเมนเวลา ส่วน $H(z)$ จะอธิบายถึงคุณสมบัติในโดเมนแซด ซึ่งแท้ที่จริงแล้ว $H(z)$ และ $h(n)$ นั้นเหมือนกันเพียงแต่อยู่กันคนละโดเมน และโดยทั่วไปจะเรียก $H(z)$ ในสมการที่ 2.80 ว่า ฟังก์ชันระบบ (System function) หรือ ฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer function)

สำหรับระบบที่เป็นแบบเชิงเส้นและมีค่าสัมประสิทธิ์คงที่ (Linear constant-coefficient difference equation) ดังสมการที่ 2.81 สามารถใช้คุณสมบัติของการแปลงแซดเขียนเป็นฟังก์ชันถ่ายโอน $H(z)$ ได้ดังสมการที่ 2.82

$$y(n) = -\sum_{k=1}^N a_k y(n-k) + \sum_{k=0}^M b_k x(n-k) \quad (2.81)$$

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

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

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

$$H(z) = \frac{\sum_{k=0}^M b_k z^{-k}}{1 + \sum_{k=1}^N a_k z^{-k}} \quad (2.82)$$

และระบบที่เป็นแบบ Non-recursive ดังสมการที่ 2.83 สามารถเขียนเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังสมการที่ 2.84

$$y(n) = \sum_{k=0}^M h(k)x(n-k) \quad (2.83)$$

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

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

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \sum_{k=0}^M h(k)z^{-k} \quad (2.84)$$

2.14 ผลตอบสองทางเวลาของระบบแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา

การหาฟังก์ชันระบบและผลตอบสนองของ Unit sample กำหนดให้ระบบแบบไม่ต่อเนื่องมีสมการผลต่างดังสมการที่ 2.85

$$y(n) = \frac{1}{2}y(n-1) + 2x(n) \quad (2.85)$$

ใช้การแปลงแซด แปลงสมการที่ 2.85 และจัดสมการได้ฟังก์ชันระบบดังสมการที่ 2.86

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

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{2}{1 - \frac{1}{2}z^{-1}} \quad (2.86)$$

ส่วนผลตอบสนองของ Unit sample หาได้จากสมการที่ (2.87)

$$Y(z) = \frac{2}{1 - \frac{1}{2}z^{-1}} X(z) \quad (2.87)$$

เมื่ออินพุตของระบบ $x(n) = \delta(n)$ ดังนั้น $X(z) = 1$ จะได้ $Y(z)$ ดังสมการที่ (2.88)

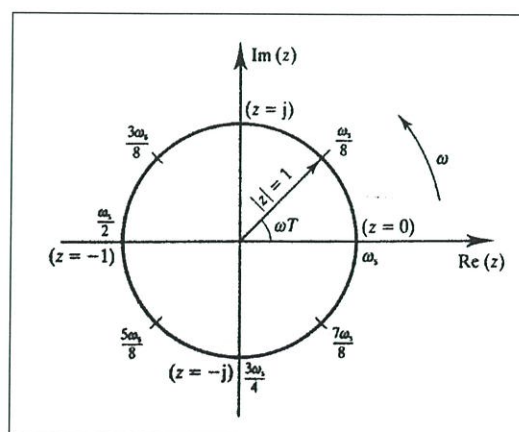
$$Y(z) = \frac{2}{1 - \frac{1}{2}z^{-1}} \quad (2.88)$$

จากตารางที่ 2.1 สามารถแปลง $Y(z)$ ให้เป็น $y(n)$ (ใช้สูตรที่ 5) ดังสมการที่ (2.89)

$$y(n) = 2\left(\frac{1}{2}\right)^n u(n) \quad (2.89)$$

2.15 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับมุมบนระนาบแซด [8, 13, 11]

ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับมุมบนระนาบแซด แสดงได้ดังรูปที่ 2.30



รูปที่ 2.30 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับมุมบนระนาบแซด

จากรูปที่ 2.30 จะเห็นได้ว่ามุม ω จะอยู่ในช่วง $0-2\pi$ และในระบบไม่ต่อเนื่องความถี่ สุ่มของระบบจะมีค่าเท่ากับ ω_s แต่ความถี่ที่สามารถใช้งานได้จริงในระบบจะมีค่าเพียง $\frac{\omega_s}{2}$ เท่านั้น ดังนั้นความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับมุมบนระนาบแซด จะอยู่ในช่วง $0-\pi$ เท่านั้น

ตารางที่ 2.2 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับมุมบนระนาบแซด

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

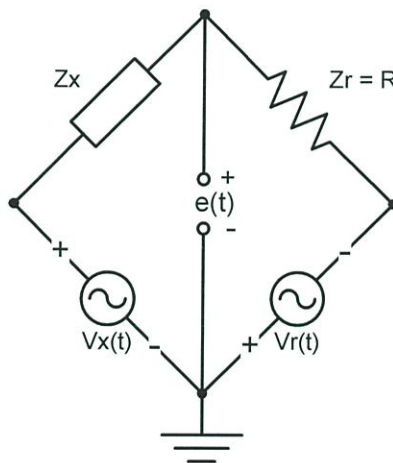
บทที่ 3

เทคนิคการวัดค่าอิมพีแดนซ์

3.1 การวัดอิมพีแดนซ์ โดยใช้วงจรบริดจ์แบบกระแสสลับ [1, 2]

วิธีที่ได้รับความนิยมเพื่อใช้ตรวจวัดค่าอิมพีแดนซ์ที่ไม่ทราบค่า โดยส่วนใหญ่จะใช้วงจรบริดจ์แบบกระแสสลับซึ่งแสดงดังรูปที่ 3.1 ในวงจรบริดจ์แบบกระแสสลับ กำหนดให้ค่า $V_r(t)$ และ $V_x(t)$ เป็นแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับรูปคลื่นไซน์ซึ่งมีความถี่เดียวกันที่ ω_0 แต่มีค่าขนาดและมุมเฟสต่างกัน โดย $V_r(t)$ เป็นแหล่งกำเนิดแรงดันอ้างอิงมีมุมเฟสเป็นศูนย์ และ $V_x(t)$ เป็นแหล่งกำเนิดแรงดันที่มีค่าขนาดและมุมเฟสแปรผันได้ ดังนั้น $V_r(t)$ และ $V_x(t)$ สามารถเขียนสมการ ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} V_r(t) &= A \sin(\omega_0 t) \\ V_x(t) &= B \sin(\omega_0 t + \phi) \end{aligned} \quad (3.1)$$



รูปที่ 3.1 วงจรบริดจ์แบบกระแสสลับ

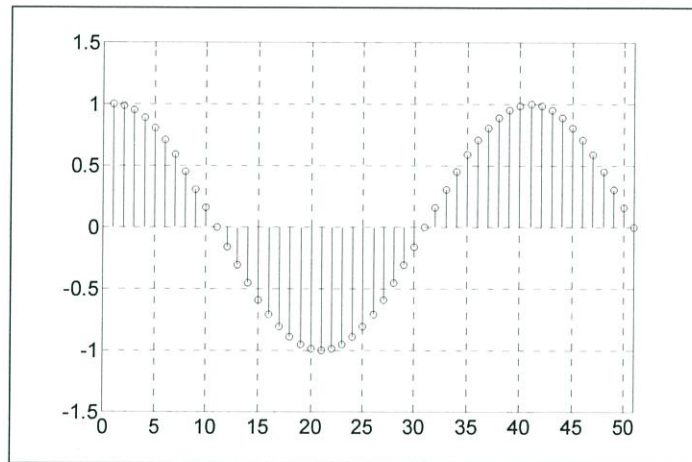
เมื่อ A , B และ ϕ สามารถควบคุมได้อย่างอิสระเพื่อสร้างสมดุลแก่วงจรบริดจ์ ส่วนประกอบที่สำคัญอีกสองส่วนของวงจรบริดจ์ คือ อิมพีแดนซ์อ้างอิง Z_r และอิมพีแดนซ์ที่ยังไม่ทราบค่า Z_x เพื่อความง่าย Z_r จะถูกเลือกเป็นค่าความต้านทาน ดังนั้น $Z_r = R$ เมื่อวงจรบริดจ์อยู่ในสภาวะสมดุล (แรงดัน $e(t) = 0$) จะสามารถหาค่า Z_x ได้ดังสมการที่ (3.2)

$$Z_x = R \frac{B}{A} \angle \phi \quad \text{ที่ความถี่ } \omega_0 \quad (3.2)$$

จากหลักการดังที่ได้กล่าวมาแล้วจะเห็นได้ว่า การวัดอิมพีแดนซ์จำเป็นต้องใช้สัญญาณขาเข้าที่สามารถปรับแต่งเฟสและขนาดได้ โดยอิสระจำนวน 2 สัญญาณ เป็นองค์ประกอบที่สำคัญ

3.2 ตัวกำเนิดสัญญาณขาเข้าแบบดิจิทัลที่สามารถควบคุมเฟสได้[4]

กำหนดให้ลำดับสัญญาณ $x_1(n) = \cos(\omega_0 n)$ ดังรูปที่ 3.2 และ z-transform [8] ของ $x_1(n)$ สามารถนิยามได้ดังสมการที่ 3.3



รูปที่ 3.2 ลำดับสัญญาณของ $\cos(\omega_0 n)$

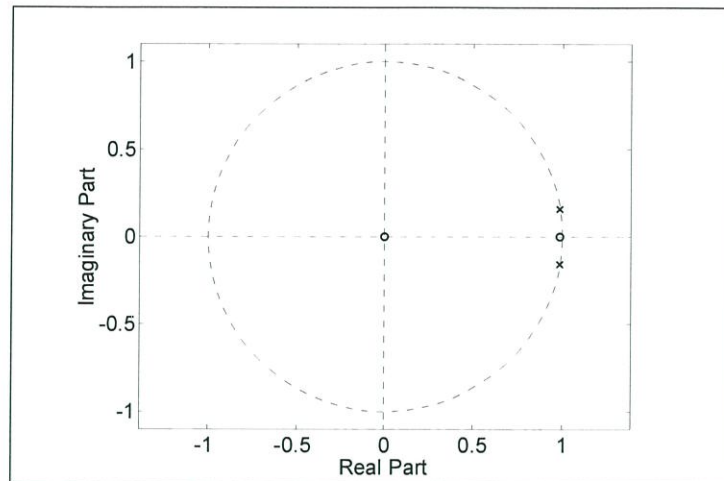
$$X_1(z) \equiv Z\{x_1(n)\}$$

$$X_1(z) = \frac{1 - \cos(\omega_0)z^{-1}}{1 - 2\cos(\omega_0)z^{-1} + z^{-2}} \quad (3.3)$$

ถ้ากำหนดให้ระบบแบบไม่ต่อเนื่องมี Transfer function ดังสมการที่ 3.3 สามารถนำมาเขียนใหม่ได้ดังสมการที่ 3.4 ซึ่งตำแหน่งการวางโพลและซีโรแสดงดังรูปที่ 3.3 และจากสมการที่ 3.4 ถ้ากำหนดให้อินพุตของระบบแบบไม่ต่อเนื่องเป็น $\delta(n)$ ดังนั้นจะได้ผลตอบสนองทางเอาต์พุต หรือผลตอบสนองทางอิมพัลส์ $h_1(n)$ ดังสมการที่ 3.5

$$H_1(z) = \frac{1 - \cos(\omega_0)z^{-1}}{1 - 2\cos(\omega_0)z^{-1} + z^{-2}} \quad (3.4)$$

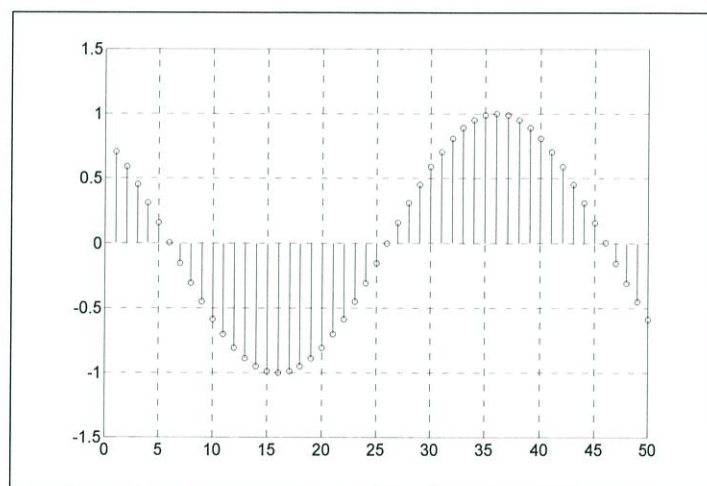
$$h_1(n) = \cos(\omega_0 n) \quad (3.5)$$



รูปที่ 3.3 ตำแหน่งการวางโพลและซีโร

จากรูปที่ 3.3 จะเห็นได้ว่าระบบแบบไม่ต่อเนื่องจะมีซีโร 2 ตัว วางอยู่ที่จุดกำเนิด 1 ตัว ส่วนอีกหนึ่งตัววางอยู่บนแกนเวลาจริงและถ้ากำหนดให้ลำดับสัญญาณ $x_2(n) = \cos(\omega_0 n + \phi)$ แสดงดังรูปที่ 3.4 z-transform ของ $x_2(n)$ แสดงได้ดังสมการที่ 3.6

$$X_2(z) = \frac{\cos(\phi) - \cos(\omega_0 - \phi)z^{-1}}{1 - 2\cos(\omega_0)z^{-1} + z^{-2}} \quad (3.6)$$

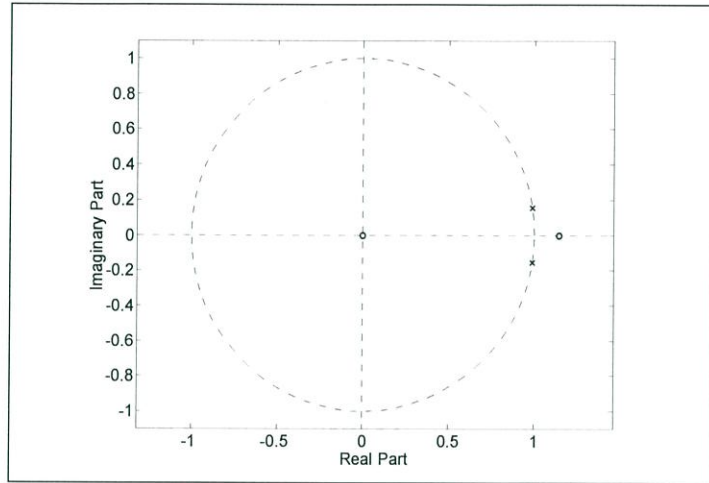


รูปที่ 3.4 ลำดับสัญญาณของ $\cos(\omega_0 n + \phi)$

ถ้ากำหนดให้ระบบแบบไม่ต่อเนื่องมี Transfer function ดังสมการที่ 3.6 สามารถนำมาเขียนใหม่ได้ดังสมการที่ 3.7 และมีตำแหน่งการวางโพลและซีโร ของระบบดังรูปที่ 3.5 และจากสมการที่ 3.7 ถ้ากำหนดให้อินพุตของระบบไม่ต่อเนื่องเป็น $\delta(n)$ ดังนั้นจะได้ผลตอบสนองทางเอาต์พุต หรือผลตอบสนองทางอิมพัลส์ $h_2(n)$ ดังสมการที่ 3.8

$$H_2(z) = \frac{\cos(\phi) - \cos(\omega_0 - \phi)z^{-1}}{1 - 2\cos(\omega_0)z^{-1} + z^{-2}} \quad (3.7)$$

$$h_2(n) = \cos(\omega_0 n + \phi) \quad (3.8)$$

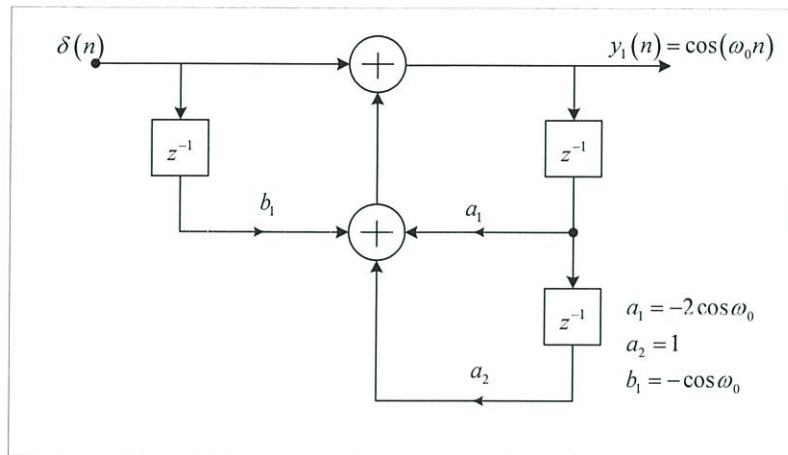


รูปที่ 3.5 ตำแหน่งการวางโพลและซีโร

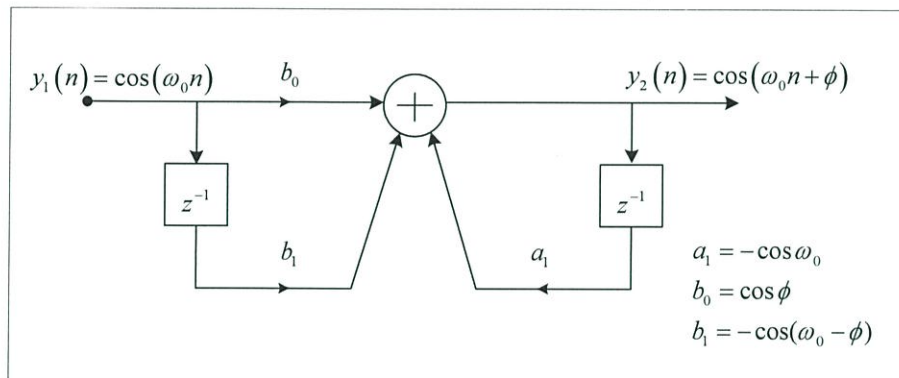
จากตำแหน่งการวางโพลและซีโร ในรูปที่ 3.3 และ 3.5 จะเห็นได้ว่าตำแหน่งการวางซีโรบนแกนเวลาจริงมีความแตกต่างกันนั้นหมายความว่า การเปลี่ยนตำแหน่งซีโรบนแกนเวลาจริง จะส่งผลให้สัญญาณ $\cos(\omega_0 n)$ สามารถเปลี่ยนแปลงเฟสได้

ดังนั้นการสร้างตัวกำเนิดสัญญาณไซน์ที่มีการเลื่อนเฟสจะเริ่มจากการนำ Transfer function ของระบบแบบไม่ต่อเนื่องดังสมการที่ 3.4 มาเขียนเป็นโครงสร้างแบบตรงได้ดังรูปที่ 3.6 และในการเปลี่ยนแปลงตำแหน่งของซีโรบนแกนเวลาจริงสามารถทำได้โดยการสร้างระบบแบบไม่ต่อเนื่องอีกระบบหนึ่งที่มี Transfer function แสดงดังสมการที่ 3.9 และมีโครงสร้างดังรูปที่ 3.7 เรียกระบบนี้ว่า Phase shift system จากนั้นนำโครงสร้างทั้ง 2 มาต่อลำดับกันดังรูปที่ 3.8

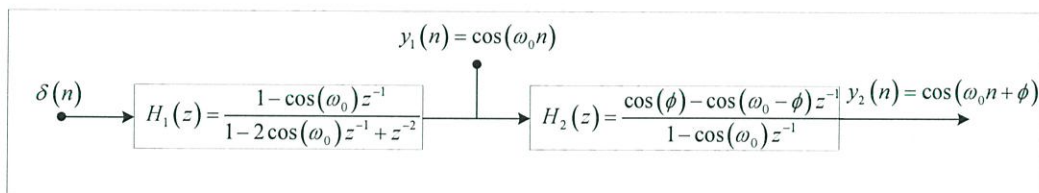
$$H(z) = \frac{\cos(\phi) - \cos(\omega_0 - \phi)z^{-1}}{1 - \cos(\omega_0)z^{-1}} \quad (3.9)$$



รูปที่ 3.6 โครงสร้างของตัวกำเนิดสัญญาณซายน์แบบตรง



รูปที่ 3.7 ระบบแบบไม่ต่อเนื่องที่นำมาต่อลำดับกับโครงสร้างในรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.8 โครงสร้างการต่อลำดับ

จากรูปที่ 3.8 จะเห็นได้ว่าเมื่อทำการป้อนอินพุตของระบบแบบไม่ต่อเนื่องเป็น $\delta(n)$ ดังนั้นจะได้ผลตอบสนองทางเอาต์พุตหรือผลตอบสนองทางอิมพัลส์ $y_1(n)$ และ $y_2(n)$ ดังสมการที่ 3.11 และ 3.13 ตามลำดับ

$$\frac{Y_1(z)}{X_1(z)} = \frac{1 + b_1 z^{-1}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} = \frac{1 - \cos(\omega_0)z^{-1}}{1 - 2 \cos(\omega_0)z^{-1} + z^{-2}} \quad (3.10)$$

$$y_1(n) = h_1(n) = \cos(\omega_0 n) \quad (3.11)$$

$$\frac{Y_2(z)}{X_1(z)} = \left(\frac{1+b_1z^{-1}}{1+a_1z^{-1}+a_2z^{-2}} \right) \left(\frac{b_2+b_3z^{-1}}{1+a_3z^{-1}} \right) \quad (3.12)$$

$$\frac{Y_2(z)}{X_1(z)} = \left(\frac{1-\cos(\omega_0)z^{-1}}{1-2\cos(\omega_0)z^{-1}+z^{-2}} \right) \left(\frac{\cos\phi - \cos(\omega_0 - \phi)z^{-1}}{1-\cos(\omega_0)z^{-1}} \right)$$

$$\frac{Y_2(z)}{X_1(z)} = \frac{\cos\phi - \cos(\omega_0 - \phi)z^{-1}}{1-2\cos(\omega_0)z^{-1}+z^{-2}}$$

$$y_2(n) = h_2(n) = \cos(\omega_0 n + \phi) \quad (3.13)$$

3.2.1 ตัวอย่างการออกแบบตัวกำเนิดสัญญาณซายน์ที่สามารถควบคุมเฟสได้

การออกแบบและสร้างตัวกำเนิดสัญญาณซายน์แบบดิจิทัลที่มีการเลื่อนเฟส ได้กำหนดความถี่ในช่วง 1 - 100 Hz โดยทุกความถี่จะมีการเลื่อนเฟสของสัญญาณซายน์ที่ $\phi = \pm \frac{\pi}{6}\pi, \pm \frac{3\pi}{4}, \pm \frac{\pi}{4}, \pm \frac{2\pi}{3}, \pm \frac{\pi}{3}, \pm \frac{\pi}{2}, \pi$ และความถี่สุ่ม $f_s = 500\text{Hz}, 5\text{ kHz}$ และ 16 kHz ซึ่งตัวอย่างการออกแบบแสดงได้ดังนี้

การออกแบบที่ 1 กำหนดให้ความถี่สุ่ม $f_s = 500\text{Hz}$, $f = 1\text{Hz}$ และ $\phi = \frac{\pi}{6}$

วิธีการ การออกแบบเริ่มจากหาค่าความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับมุมในหัวข้อที่ 2.15 ทำให้มุมของโพล (ω_0) มีค่าดังสมการที่ 3.14

$$\omega_0 = \frac{2\pi \times 1}{500} = 0.004\pi \quad (3.14)$$

จากนั้นนำค่า ω_0 ที่คำนวณได้จากสมการที่ 3.14 แทนลงในสมการที่ 3.10 เพื่อหาค่า $y_1(n)$ จะได้

$$\frac{Y_1(z)}{X_1(z)} = \frac{1 - \cos(0.004\pi)z^{-1}}{1 - 2\cos(0.004\pi)z^{-1} + z^{-2}}$$

$$y_1(n) = x_1(n) - \cos(0.004\pi)x_1(n-1) + 2\cos(0.004\pi)y_1(n-1) - y_1(n-2) \quad (3.15)$$

และหาค่า $y_2(n)$ จากสมการที่ 3.13 จะได้

$$\frac{Y_2(z)}{X_1(z)} = \left(\frac{1 - \cos(0.004\pi)z^{-1}}{1 - 2\cos(0.004\pi)z^{-1} + z^{-2}} \right) \left(\frac{\cos\left(\frac{\pi}{6}\right) - \cos\left(0.004\pi - \frac{\pi}{6}\right)z^{-1}}{1 - \cos(0.004\pi)z^{-1}} \right)$$

$$\frac{Y_2(z)}{X_2(z)} = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{6}\right) - \cos\left(0.004\pi - \frac{\pi}{6}\right)z^{-1}}{1 - 2\cos(0.004\pi)z^{-1} + z^{-2}}$$

$$y_2(n) = \cos\left(\frac{\pi}{6}\right)x_2(n) - \cos\left(0.004\pi - \frac{\pi}{6}\right)x_2(n-1) + 2\cos(0.004\pi)y_2(n-1) - y_2(n-2)$$
(3.16)

การออกแบบที่ 2 กำหนดให้ความถี่สุ่ม $f_s = 500\text{Hz}$, $f = 3\text{Hz}$ และ $\phi = -\frac{\pi}{3}$

วิธีการ การออกแบบเริ่มจากหาค่าความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับมุมในหัวข้อที่ 2.15 ทำให้มุมของโพล (ω_0) มีค่าดังสมการที่ 3.17

$$\omega_0 = \frac{2\pi \times 3}{500} = 0.012\pi$$
(3.17)

จากนั้นนำค่า ω_0 ที่คำนวณได้จากสมการที่ 3.17 แทนลงในสมการที่ 3.10 เพื่อหาค่า $y_1(n)$ จะได้

$$\frac{Y_1(z)}{X_1(z)} = \frac{1 - \cos(0.012\pi)z^{-1}}{1 - 2\cos(0.012\pi)z^{-1} + z^{-2}}$$

$$y_1(n) = x_1(n) - \cos(0.012\pi)x_1(n-1) + 2\cos(0.012\pi)y_1(n-1) - y_1(n-2)$$
(3.18)

และหาค่า $y_2(n)$ จากสมการที่ 3.13 จะได้ว่า

$$\frac{Y_2(z)}{X_2(z)} = \left(\frac{1 - \cos(0.012\pi)z^{-1}}{1 - 2\cos(0.012\pi)z^{-1} + z^{-2}} \right) \left(\frac{\cos\left(-\frac{\pi}{3}\right) - \cos\left(0.012\pi + \frac{\pi}{3}\right)z^{-1}}{1 - \cos(0.012\pi)z^{-1}} \right)$$

$$\frac{Y_2(z)}{X_2(z)} = \frac{\cos\left(-\frac{\pi}{3}\right) - \cos\left(0.012\pi + \frac{\pi}{3}\right)z^{-1}}{1 - 2\cos(0.012\pi)z^{-1} + z^{-2}}$$

$$y_2(n) = \cos\left(-\frac{\pi}{3}\right)x_2(n) - \cos\left(0.012\pi + \frac{\pi}{3}\right)x_2(n-1) + 2\cos(0.012\pi)y_2(n-1) - y_2(n-2)$$
(3.19)

การออกแบบที่ 3 กำหนดให้ความถี่สุ่ม $f_s = 5kHz$, $f = 12Hz$ และ $\phi = \frac{2\pi}{3}$

วิธีการ การออกแบบเริ่มจากหาค่าความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับมุมในหัวข้อที่ 2.15 ทำให้มุมของโพล (ω_0) มีค่าดังสมการที่ 3.20

$$\omega_0 = \frac{2\pi \times 12}{5000} = 0.0048\pi \quad (3.20)$$

จากนั้นนำค่า ω_0 ที่คำนวณได้จากสมการที่ 3.20 แทนลงในสมการที่ 3.10 เพื่อหาค่า $y_1(n)$ จะได้

$$\frac{Y_1(z)}{X_1(z)} = \frac{1 - \cos(0.0048\pi)z^{-1}}{1 - 2\cos(0.0048\pi)z^{-1} + z^{-2}}$$

$$y_1(n) = x_1(n) - \cos(0.0048\pi)x_1(n-1) + 2\cos(0.0048\pi)y_1(n-1) - y_1(n-2) \quad (3.21)$$

และหาค่า $y_2(n)$ จากสมการที่ 3.13 จะได้

$$\frac{Y_2(z)}{X_2(z)} = \left(\frac{1 - \cos(0.0048\pi)z^{-1}}{1 - 2\cos(0.0048\pi)z^{-1} + z^{-2}} \right) \left(\frac{\cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) - \cos\left(0.0048\pi - \frac{2\pi}{3}\right)z^{-1}}{1 - \cos(0.0048\pi)z^{-1}} \right)$$

$$\frac{Y_2(z)}{X_2(z)} = \frac{\cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) - \cos\left(0.0048\pi - \frac{2\pi}{3}\right)z^{-1}}{1 - 2\cos(0.0048\pi)z^{-1} + z^{-2}}$$

$$y_2(n) = \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right)x_2(n) - \cos\left(0.0048\pi - \frac{2\pi}{3}\right)x_2(n-1) + 2\cos(0.0048\pi)y_2(n-1) - y_2(n-2)$$

(3.22)

การออกแบบที่ 4 กำหนดให้ความถี่สุ่ม $f_s = 5kHz$, $f = 45Hz$ และ $\phi = -\frac{3\pi}{4}$

วิธีการ การออกแบบเริ่มจากหาค่าความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับมุมในหัวข้อที่ 2.15 ทำให้มุมของโพล (ω_0) มีค่าดังสมการที่ 3.23

$$\omega_0 = \frac{2\pi \times 45}{5000} = 0.018\pi \quad (3.23)$$

จากนั้นนำค่า ω_0 ที่คำนวณได้จากสมการที่ 3.23 แทนลงในสมการที่ 3.10 เพื่อหาค่า $y_1(n)$ จะได้

$$\frac{Y_1(z)}{X_1(z)} = \frac{1 - \cos(0.018\pi)z^{-1}}{1 - 2\cos(0.018\pi)z^{-1} + z^{-2}}$$

$$y_1(n) = x_1(n) - \cos(0.018\pi)x_1(n-1) + 2\cos(0.018\pi)y_1(n-1) - y_1(n-2) \quad (3.24)$$

และหาค่า $y_2(n)$ จากสมการที่ 3.13 จะได้

$$\frac{Y_2(z)}{X_2(z)} = \left(\frac{1 - \cos(0.018\pi)z^{-1}}{1 - 2\cos(0.018\pi)z^{-1} + z^{-2}} \right) \left(\frac{\cos(-\frac{3\pi}{4}) - \cos(0.018\pi + \frac{3\pi}{4})z^{-1}}{1 - \cos(0.018\pi)z^{-1}} \right)$$

$$\frac{Y_2(z)}{X_2(z)} = \frac{\cos(-\frac{3\pi}{4}) - \cos(0.018\pi + \frac{3\pi}{4})z^{-1}}{1 - 2\cos(0.018\pi)z^{-1} + z^{-2}}$$

$$y_2(n) = \cos(-\frac{3\pi}{4})x_2(n) - \cos(0.018\pi + \frac{3\pi}{4})x_2(n-1) + 2\cos(0.018\pi)y_2(n-1) - y_2(n-2) \quad (3.25)$$

การออกแบบที่ 5 กำหนดให้ความถี่สุ่ม $f_s = 16kHz$ $f = 80Hz$ และ $\phi = -\frac{\pi}{4}$

วิธีการ การออกแบบเริ่มจากหาค่าความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับมุมในหัวข้อที่ 2.15 ทำให้มุมของ โพล (ω_0) มีค่าดังสมการที่ 3.26

$$\omega_0 = \frac{2\pi \times 80}{16000} = 0.01\pi \quad (3.26)$$

จากนั้นนำค่า ω_0 ที่คำนวณได้จากสมการที่ 3.26 แทนลงในสมการที่ 3.10 เพื่อหาค่า $y_1(n)$ จะได้

$$\frac{Y_1(z)}{X_1(z)} = \frac{1 - \cos(0.01\pi)z^{-1}}{1 - 2\cos(0.01\pi)z^{-1} + z^{-2}}$$

$$y_1(n) = x_1(n) - \cos(0.01\pi)x_1(n-1) + 2\cos(0.01\pi)y_1(n-1) - y_1(n-2) \quad (3.27)$$

และหาค่า $y_2(n)$ จากสมการที่ 3.13 จะได้

$$\frac{Y_2(z)}{X_2(z)} = \left(\frac{1 - \cos(0.01\pi)z^{-1}}{1 - 2\cos(0.01\pi)z^{-1} + z^{-2}} \right) \left(\frac{\cos\left(-\frac{\pi}{4}\right) - \cos\left(0.01\pi + \frac{\pi}{4}\right)z^{-1}}{1 - \cos(0.01\pi)z^{-1}} \right)$$

$$\frac{Y_2(z)}{X_2(z)} = \frac{\cos\left(-\frac{\pi}{4}\right) - \cos\left(0.01\pi + \frac{\pi}{4}\right)z^{-1}}{1 - 2\cos(0.01\pi)z^{-1} + z^{-2}}$$

$$y_2(n) = \cos\left(-\frac{\pi}{4}\right)x_2(n) - \cos\left(0.01\pi + \frac{\pi}{4}\right)x_2(n-1) + 2\cos(0.01\pi)y_2(n-1) - y_2(n-2)$$
(3.28)

การออกแบบที่ 6 กำหนดให้ความถี่สุ่ม $f_s = 16\text{kHz}$, $f = 100\text{Hz}$ และ $\phi = \pi$

วิธีการ การออกแบบเริ่มจากหาค่าความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับมุมในหัวข้อที่ 2.15 ทำให้มุมของโพล (ω_0) มีค่าดังสมการที่ 3.29

$$\omega_0 = \frac{2\pi \times 100}{16000} = 0.0125\pi$$
(3.29)

จากนั้นนำค่า ω_0 ที่คำนวณได้จากสมการที่ 3.29 แทนลงในสมการที่ 3.10 เพื่อหาค่า $y_1(n)$ จะได้

$$\frac{Y_1(z)}{X_1(z)} = \frac{1 - \cos(0.0125\pi)z^{-1}}{1 - 2\cos(0.0125\pi)z^{-1} + z^{-2}}$$

$$y_1(n) = x_1(n) - \cos(0.0125\pi)x_1(n-1) + 2\cos(0.0125\pi)y_1(n-1) - y_1(n-2)$$
(3.30)

และหาค่า $y_2(n)$ จากสมการที่ 3.13 จะได้

$$\frac{Y_2(z)}{X_2(z)} = \left(\frac{1 - \cos(0.0125\pi)z^{-1}}{1 - 2\cos(0.0125\pi)z^{-1} + z^{-2}} \right) \left(\frac{\cos(\pi) - \cos(0.0125\pi - \pi)z^{-1}}{1 - \cos(0.0125\pi)z^{-1}} \right)$$

$$\frac{Y_2(z)}{X_2(z)} = \frac{\cos(\pi) - \cos(0.0125\pi - \pi)z^{-1}}{1 - 2\cos(0.0125\pi)z^{-1} + z^{-2}}$$

$$y_2(n) = \cos(\pi)x_2(n) - \cos(0.0125\pi - \pi)x_2(n-1) + 2\cos(0.0125\pi)y_2(n-1) - y_2(n-2)$$
(3.31)

3.3 การประมาณค่าแบบต่อเนื่อง (Successive approximation)

จากวงจรบริดจ์แบบกระแสสลับในรูปที่ 3.1 จะเห็นได้ว่าการหาค่าอิมพีแดนซ์จำเป็นจะต้องปรับเฟส (ϕ) ของแรงดัน $V_x(t)$ ในช่วง $0-2\pi$ หรือ $0^\circ-360^\circ$ และขนาดของ $V_x(t)$ และ $V_r(t)$ ซึ่งจะมีเพียงค่าเดียวที่ทำให้บริดจ์อยู่ในสถานะสมดุล ซึ่งค่าพารามิเตอร์ทั้งสามนี้อาจจะเป็นจำนวนเต็มหรือทศนิยมก็ได้ ในการปรับค่าพารามิเตอร์ทั้งสามเพื่อหาจุดที่เหมาะสมโดยการกวาดจะใช้เวลานานและทำให้การแสดงผลเกิดการล่าช้า เพราะจะต้องแบ่งค่าพารามิเตอร์ทั้งสามนี้ออกเป็นขั้นๆ เป็นจำนวนมาก และนอกจากนี้จะต้องทำการทดลองทีละค่า ดังนั้นเพื่อให้การวัดและแสดงผลกระทำได้อย่างรวดเร็ว วิทยานิพนธ์นี้จึงได้นำเสนอการประยุกต์เอาหลักการประมาณค่าแบบต่อเนื่อง ที่มีใช้กันอยู่ในวงจรแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิตอล [5] มาใช้ในการหาค่าพารามิเตอร์ทั้งสามที่เหมาะสม ขั้นตอนในการหาค่ามีดังต่อไปนี้

3.3.1 วิธีหาค่าเฟส (ϕ) ที่ทำให้ขนาดของแรงดันผิดพลาด $e(t)$ มีค่าต่ำที่สุด

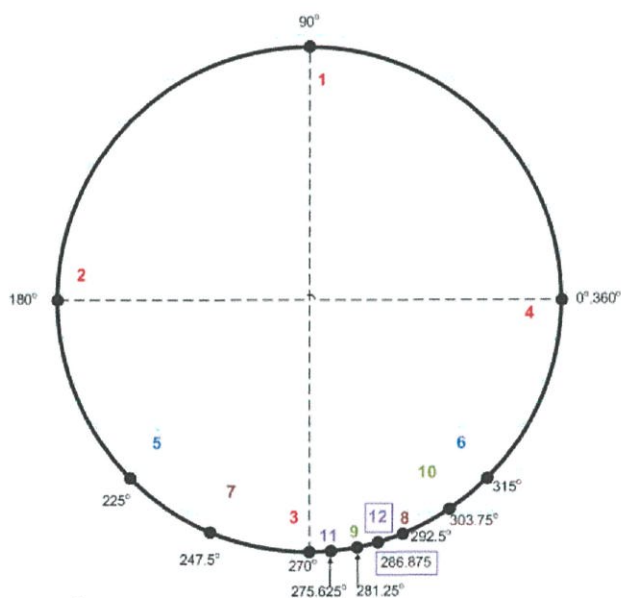
3.3.1.1 เนื่องจาก แรงดันอ้างอิงของ DAC มีขนาด 2.5V จึงกำหนดให้สัญญาณ $V_x(t)$ และ $V_r(t)$ มีขนาดแรงดันเริ่มต้นเท่ากันที่ 2 V แต่มีค่าเฟสต่างกัน 90° 180° 270° 360° และหาค่าเฟสที่แรงดันผิดพลาด $e(t)$ มีค่าต่ำที่สุด

3.3.1.2 ใช้ผลเฟสจากข้อ 1 เป็นจุดอ้างอิงจากนั้นบวกและลบค่าเฟสเข้าไปอีก $90/2^n$ (โดย n คือจำนวนครั้งที่ทำการหาค่า) เพื่อหาค่าผิดพลาด $e(t)$ ที่ต่ำกว่าจุดอ้างอิงเดิม ถ้าผลที่ได้ต่ำกว่าจุดอ้างอิงเดิม ก็จะกำหนดค่านั้นเป็นจุดอ้างอิงใหม่ แต่ถ้าค่า $e(t)$ ที่ได้ทั้งสองยังสูงกว่าจุดอ้างอิงเดิม ก็จะยังคงใช้จุดอ้างอิงเป็นค่าเก่า จากนั้นทำซ้ำวิธีการเดิมอีกจำนวน 10 ครั้ง เพื่อให้ได้ค่าเฟสที่ถูกต้องและมีความละเอียดที่ 0.1° ตัวอย่างเช่นถ้าค่าเฟสที่ถูกต้องคือ 286.825° จะได้ลำดับการหาค่าผิดพลาดเป็นดังรูปที่ 3.9 และผลของการวัดค่าผิดพลาด $e(t)$ ได้ดังตารางที่ 3.1 (จากตัวอย่างทำเพียง 4 ขั้น แต่ในโปรแกรมทำถึง 10 ขั้นเพื่อให้ได้ความละเอียดสูงเพียงพอ)

จากวิธีการหาค่าเฟสจะใช้การวัดค่าเฟสแบบเฟสนำหน้าเท่านั้น เพื่อความง่ายในการสร้าง แต่ในการแสดงผลจริงจะแปลงมุมเฟสให้อยู่ในรูปของทั้งเฟสนำหน้า และเฟสล่าหลัง โดยถ้ามุมเฟสที่วัดได้มีค่าอยู่ระหว่าง $0^\circ - 180^\circ$ จะแสดงผลทันที แต่ถ้ามุมเฟสอยู่ในช่วง $181^\circ - 359^\circ$ จะทำการแปลงให้อยู่ในรูปของเฟสล่าหลัง ดังนั้นการแสดงผลมุมเฟสจึงมีเครื่องหมายติดลบ จากตัวอย่างค่ามุมเฟสที่วัดได้คือ 286.825° เนื่องจากมุมเฟสที่วัดได้มีค่ามากกว่า 180 จึงต้องทำการแปลงให้อยู่ในรูปเฟสล่าหลัง ดังนั้นเมื่อแปลงให้อยู่ในรูปของเฟสล่าหลังจะได้เท่ากับ -73.175°

ตารางที่ 3.1 ตัวอย่างค่าผิดพลาดที่ได้จากสัญญาณ $e(t)$ ในการหาค่าเฟส

ลำดับการวัด	มุมเฟส	Error of $e(t)$
1	90.000	2546.00
2	180.000	1795.00
3*	270.000	903.00
4	360.000	1530.00
5	225.000	1215.00
6	315.000	1178.00
7	247.500	1094.00
8*	292.500	745.00
9*	281.250	528.00
10	303.750	986.00
11	275.625	762.00
12*	286.875	326.00



รูปที่ 3.9 ลำดับของการประมาณค่าเฟสที่เหมาะสม

3.3.2 วิธีหาค่าขนาดอิมพีแดนซ์ ของอุปกรณ์ที่ทำการวัด

จากสูตรที่ใช้คำนวณหาค่า ขนาดของอิมพีแดนซ์ ในวงจรบริดจ์แบบกระแสสลับดังสมการที่

3.32

$$Z_x = R \frac{B}{A} \quad (3.32)$$

โดยที่ R คือ ค่าอิมพีแดนซ์อ้างอิง

A คือ ขนาดของแรงดันไฟฟ้า $V_r(t)$

B คือ ขนาดของแรงดันไฟฟ้า $V_x(t)$

Z_x คือ อิมพีแดนซ์ที่ไม่ทราบค่า

ดังนั้นถ้า Z_x มีค่ามากกว่า R ในสภาวะบริดจ์สมดุล ค่า B จะต้องมากกว่า A ในทางกลับกัน ถ้า Z_x มีค่าน้อยกว่า R ค่า B จะต้องน้อยกว่า A เพราะฉะนั้นการหาค่า Z_x จะสัมพันธ์กับค่า B น้อยกว่า A ได้ไปจนถึงค่า B มากกว่า A โดยใช้การประมาณค่าแบบต่อเนื่องมาช่วยในการหาค่าสมดุลของวงจรบริดจ์อย่างรวดเร็ว เหมือนกับการหาค่าเฟส

เนื่องจากวงจรแปลงดิจิทัลเป็นอนาล็อก มีความละเอียด 13 บิตแบบคิดเครื่องหมาย ดังนั้นค่าดิจิทัลเต็มสเกลจะมีค่าตั้งแต่ -4096 ถึง $+4095$ เพื่อป้องกันไม่ให้มีค่าเกินของเขต ดังนั้นจะใช้เพียง -4000 ถึง 4000 และกำหนดค่าขนาดของ $V_r(t)$ และ $V_x(t)$ ในรูปแบบดิจิทัลอยู่ในช่วง $0-4000$

ในการออกแบบจะกำหนดค่าพารามิเตอร์เพื่อใช้บอกค่าความต่างของแรงดัน $V_r(t)$ และ $V_x(t)$ เพิ่มเติม โดยค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวมีรายละเอียดดังสมการที่ 3.33

$$D_{ab} = B - A \quad (3.33)$$

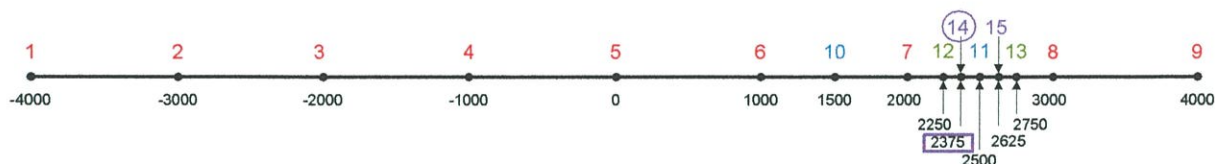
D_{ab} คือ ตัวแปรในการปรับตั้งค่าขนาดของสัญญาณ $V_x(t)$ และ $V_r(t)$ ซึ่งจะมีค่าอยู่ในช่วง -4000 ถึง 4000 โดยมีเงื่อนไขว่าถ้าค่า D_{ab} น้อยกว่า 0 จะกำหนดให้ A เป็น 4000 และถ้าค่า D_{ab} มากกว่าหรือเท่ากับ 0 จะกำหนดให้ค่า B เป็น 4000 แทน ตัวอย่างเช่นถ้าค่า $D_{ab} = -3500$ ดังนั้นค่า $A = 4000$ $B = 500$ ถ้าค่า $D_{ab} = 2400$ ดังนั้นค่า $A = 1600$ $B = 4000$ เป็นต้น

3.3.2.1 วิธีการหาค่า Z_x

3.3.2.1.1 กำหนดค่าความต่างเฟสระหว่างแรงดัน $V_x(t)$ และ $V_r(t)$ เป็นค่าได้ที่จากในข้อที่ 3.3.1 และให้ค่า D_{ab} เป็น $-4000, -3000, -2000, -1000, 0, 1000, 2000, 3000, 4000$ ตามลำดับ และหาค่า D_{ab} ที่ให้ผลแรงดัน $e(t)$ ต่ำสุด

3.3.2.1.2 ใช้ผลจากข้อ 1 เป็นจุดอ้างอิง จากนั้นบวกและลบค่า D_{ab} เข้าไปอีก $1000/2^n$ (โดย n คือจำนวนครั้งที่ทำการหาค่า) เพื่อหาค่าแรงดันผิดพลาด $e(t)$ ที่ต่ำกว่าจุดอ้างอิงเดิม ถ้าผลที่ได้ต่ำกว่าจุดอ้างอิงเดิม ก็จะกำหนดค่านั้นเป็นจุดอ้างอิงใหม่ แต่ถ้าค่าแรงดัน $e(t)$ ที่ได้ทั้งสองตัวยังสูงกว่าจุดอ้างอิงเดิมก็จะยังคงใช้จุดอ้างอิงเป็นค่าเก่า จากนั้นทำซ้ำวิธีการเดิมอีกจำนวน 10 ครั้ง เพื่อให้ได้ค่าแรงดันที่ถูกต้องและมีความละเอียดของ D_{ab} ขึ้นละ 1

ตัวอย่างเช่นถ้าขนาดของอิมพีแดนซ์ที่ต้องการวัดมีค่าเท่ากับ $2.5 \text{ K}\Omega$ และค่าอิมพีแดนซ์อ้างอิงมีค่าเท่ากับ $1\text{K}\Omega$ จะได้ลำดับการหาขนาดของอิมพีแดนซ์ที่ต้องการวัดดังรูปที่ 3.10 และผลการวัดค่าผิดพลาด $e(t)$ ได้ดังตารางที่ 3.2 (จากตัวอย่างทำเพียง 3 ชั้น แต่ในโปรแกรมทำถึง 10 ชั้น เพื่อให้ได้ความละเอียดสูงเพียงพอ)



รูปที่ 3.10 ลำดับการหาค่า $V_x(t)$ และ $V_r(t)$ ที่เหมาะสม

ตารางที่ 3.2 ตัวอย่างค่าผิดพลาดที่ได้จากสัญญาณ $e(t)$ ในการหาค่าขนาดของอิมพีแดนซ์

ลำดับการวัด	D_{ab}	Error of $e(t)$
1	-4000	2178
2	-3000	1865
3	-2000	1578
4	-1000	1249
5	0	914
6	1000	583
7*	2000	287
8	3000	476
9	4000	871
10	1500	354
11*	2500	173
12	2250	237
13	2750	318
14*	2375	97
15	2625	265

ดังนั้น ค่าอิมพีแดนซ์ที่วัดได้หาได้จาก

$$D_{ab} = 2375 \text{ ดังนั้น } A = 4000 - 2375 = 1625$$

เพราะฉะนั้นจากสูตร $Z_x = R \frac{B}{A}$

$$Z_x = 1000 \frac{4000}{1625}$$

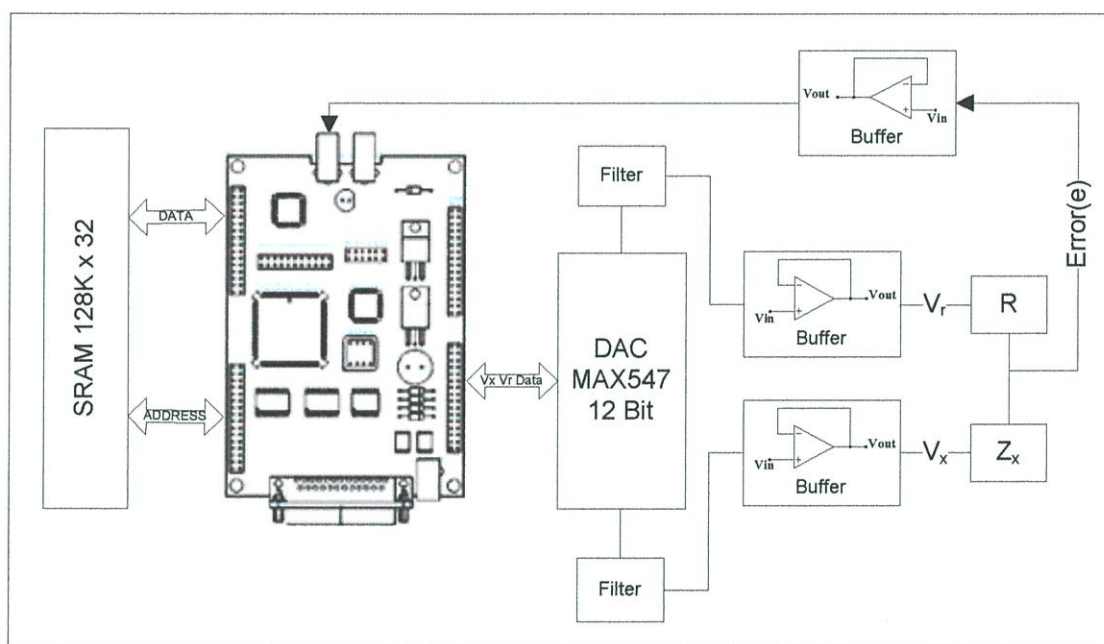
$$Z_x = 2461.54\Omega$$

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

4.1 การทดลอง

ใช้บอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล TMS320C31 สร้างสัญญาณชาน์จากหลักการในหัวข้อที่ 3.2 โดยผ่านตัวแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อก (DAC) ขนาด 13 บิต เพื่อเป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณ $V_x(t)$ และ $V_r(t)$ ให้แก่วงจรบริดจ์ จากนั้นทำการวัดขนาดของสัญญาณคลาดเคลื่อน $e(t)$ ผ่านตัวแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล (ADC) ขนาด 12 บิต และส่งข้อมูลกลับไปยังบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัลเพื่อวิเคราะห์หาจุดสมมูลอย่างรวดเร็ว

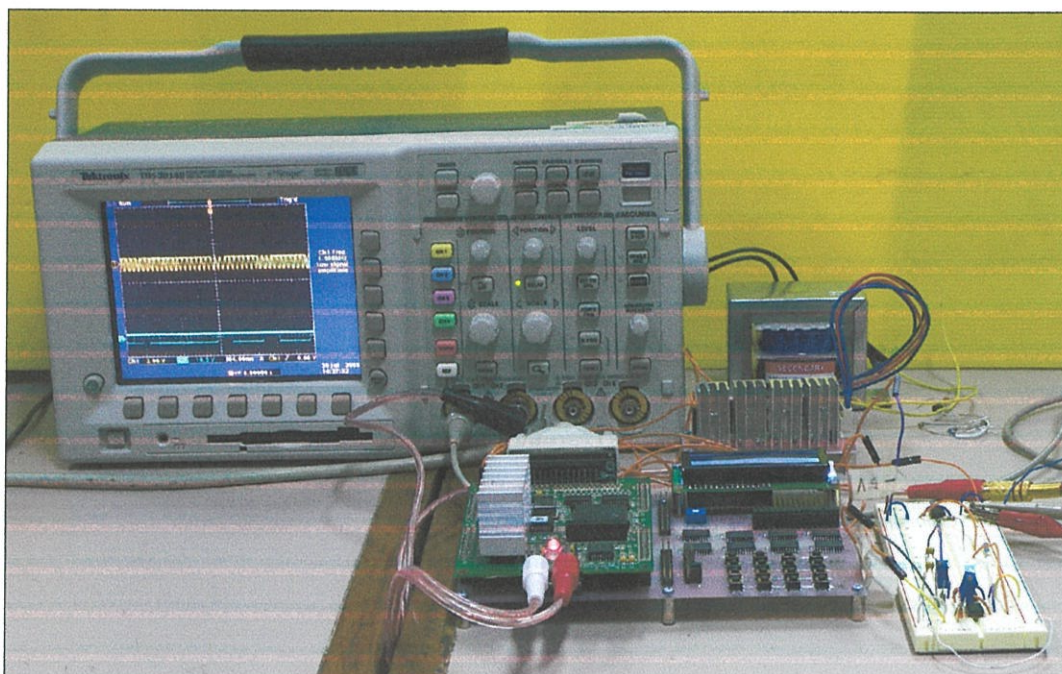


รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมการทดลอง

การทดลองจะสร้างสัญญาณชาน์จำนวน 2 สัญญาณให้แก่วงจรบริดจ์ดิจิทัลแบบกระแสสลับ โดยมีความถี่ที่ 1000Hz, 750Hz, 500Hz, 300Hz, 100Hz และ 50Hz ตามลำดับ แต่มีขนาดและเฟสต่างกัน โดยจะใช้เทคนิคการประมาณค่าแบบต่อเนื่อง ในการกำหนดค่าของเฟสและขนาดของสัญญาณ $V_x(t)$ และ $V_r(t)$ เพื่อหาจุดสมมูลของวงจรถิรดิชแบบกระแสสลับอย่างรวดเร็ว จากนั้นวัดขนาดของสัญญาณคลาดเคลื่อน $e(t)$ โดยใช้โปรแกรมคำนวณหาค่า RMS ในสัญญาณคลาดเคลื่อน และวิเคราะห์หาค่าเฟสและขนาดของสัญญาณ $V_x(t)$ และ $V_r(t)$ ให้ใกล้เคียงกับค่าสมมูลในวงจรถิรดิชแบบกระแสสลับมากที่สุด และนำค่าที่ได้มาคำนวณหาอิมพีแดนซ์จากสมการที่

3.2 เทียบกับค่าอิมพีแดนซ์อ้างอิงที่วัดได้จากเครื่อง LCR Meter ยี่ห้อ Agilent รุ่น 4284A เพื่อหาค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของการทดลอง โดยหาได้จาก

$$\%Error = \frac{Reference - Measurement}{Reference} \times 100$$

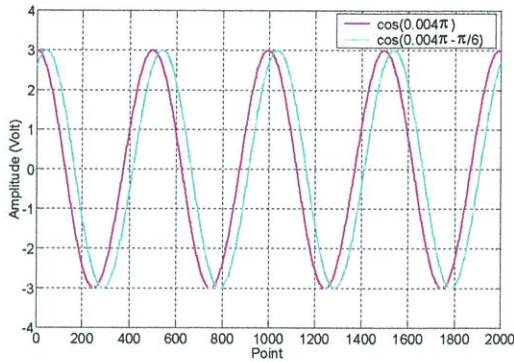


รูปที่ 4.2 Hardware และอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

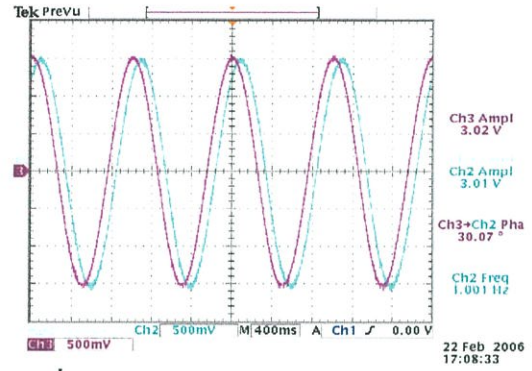
4.2 ผลการทดลอง

4.2.1 ทดลองสร้างตัวกำเนิดสัญญาณซายน์ที่สามารถควบคุมเฟสได้

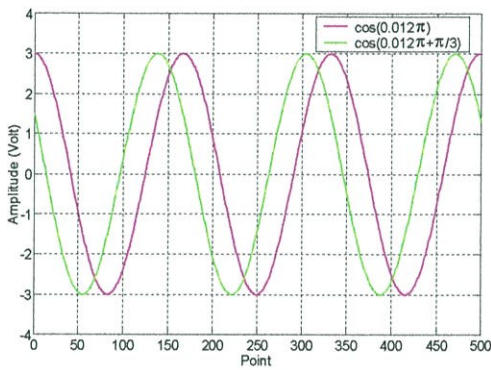
ในผลการทดลองนี้จะแสดงถึงการเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองการสร้างตัวกำเนิดสัญญาณซายน์ที่มีการเลื่อนเฟสด้วยโปรแกรม MATLAB กับการสร้างสัญญาณจริงด้วยบอร์ดประมวลผลสัญญาณเชิงเลข TMS320C31 จากตัวอย่างการออกแบบตัวกำเนิดสัญญาณซายน์ที่สามารถควบคุมเฟสได้ในหัวข้อที่ 3.2.1



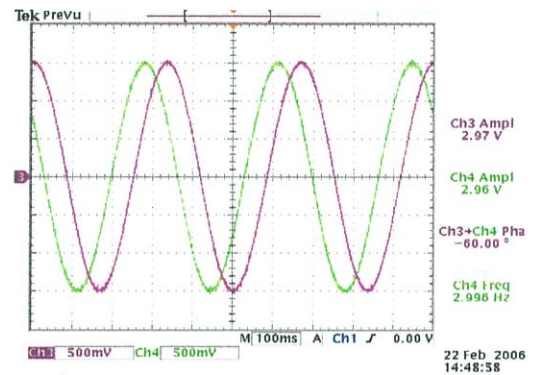
รูปที่ 4.3a ผลจำลองการทำงานด้วย MATLAB ที่
ความถี่ $f = 1 \text{ Hz}$, $f_s = 500 \text{ Hz}$ และ $\phi = \frac{\pi}{6}$



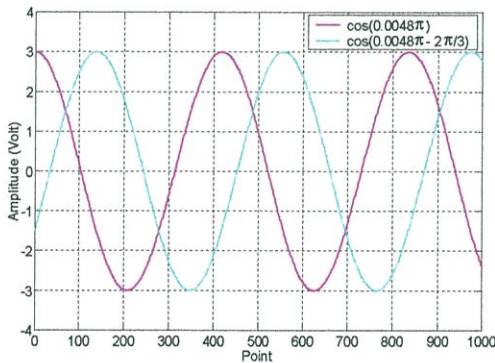
รูปที่ 4.3b ผลการสร้างจริงด้วยบอร์ด TMS320C31
ที่ความถี่ $f = 1 \text{ Hz}$, $f_s = 500 \text{ Hz}$ และ $\phi = \frac{\pi}{6}$



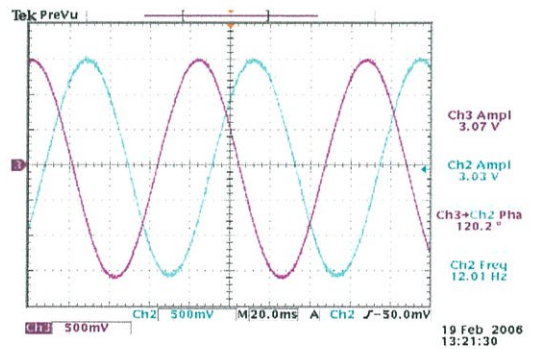
รูปที่ 4.4a ผลจำลองการทำงานด้วย MATLAB
TMS320C31 ที่ความถี่ $f = 3 \text{ Hz}$, $f_s = 500 \text{ Hz}$ และ
 $\phi = -\frac{\pi}{3}$



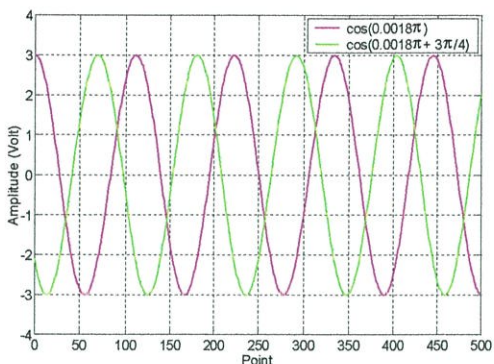
รูปที่ 4.4b ผลการสร้างจริงด้วยบอร์ด TMS320C31
ที่ความถี่ $f = 3 \text{ Hz}$, $f_s = 500 \text{ Hz}$ และ $\phi = -\frac{\pi}{3}$



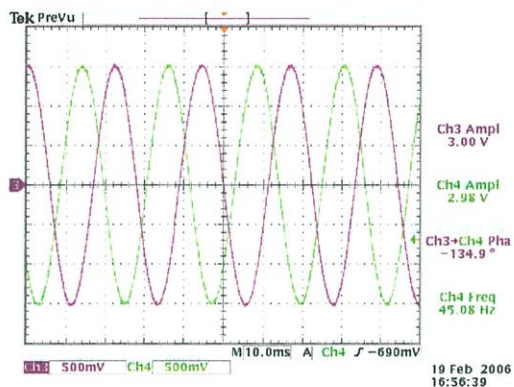
รูปที่ 4.5a ผลจำลองการทำงานด้วย MATLAB
ที่ความถี่ $f = 12 \text{ Hz}$, $f_s = 5000 \text{ Hz}$ และ



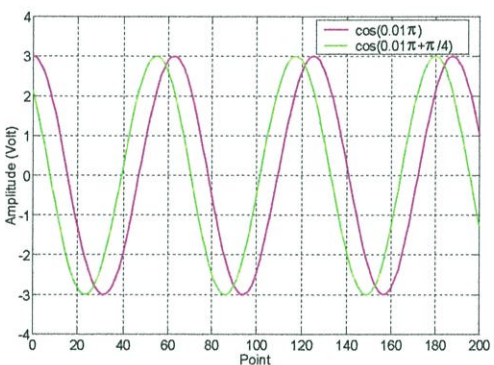
รูปที่ 4.5 b ผลการสร้างจริงด้วยบอร์ด TMS320C31
ที่ความถี่ $f = 12 \text{ Hz}$, $f_s = 5000 \text{ Hz}$ และ $\phi = \frac{2\pi}{3}$



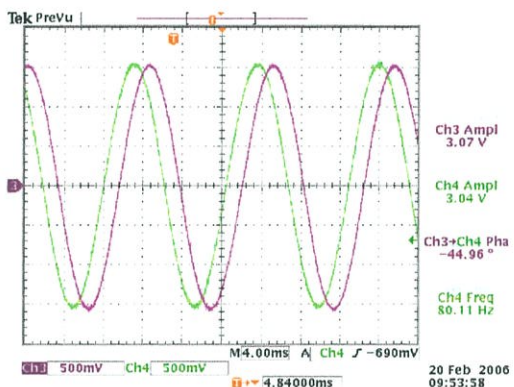
รูปที่ 4.6a ผลจำลองการทำงานด้วย MATLAB ที่ความถี่ $f = 45 \text{ Hz}$, $f_s = 5000 \text{ Hz}$ และ $\phi = -\frac{3\pi}{4}$



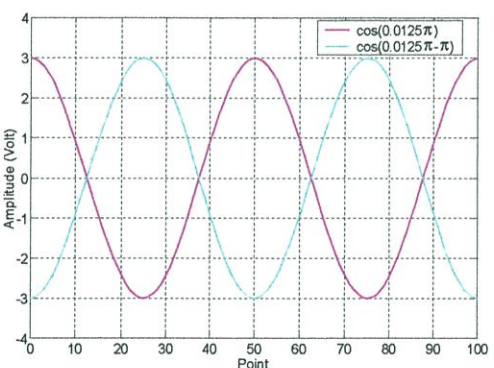
รูปที่ 4.6b ผลการสร้างจริงด้วยบอร์ด TMS320C31 ที่ความถี่ $f = 45 \text{ Hz}$, $f_s = 5000 \text{ Hz}$ และ $\phi = -\frac{3\pi}{4}$



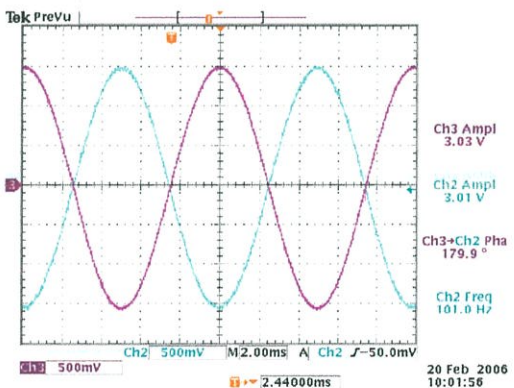
รูปที่ 4.7a ผลจำลองการทำงานด้วย MATLAB ที่ ความถี่ $f = 80 \text{ Hz}$, $f_s = 16 \text{ kHz}$ และ $\phi = -\frac{\pi}{4}$



รูปที่ 4.7b ผลการสร้างจริงด้วยบอร์ด TMS320C31 ที่ความถี่ $f = 80 \text{ Hz}$, $f_s = 16 \text{ kHz}$ และ $\phi = -\frac{\pi}{4}$



รูปที่ 4.8a ผลจำลองการทำงานด้วย MATLAB ที่ความถี่ $f = 100 \text{ Hz}$, $f_s = 16 \text{ kHz}$ และ $\phi = \pi$

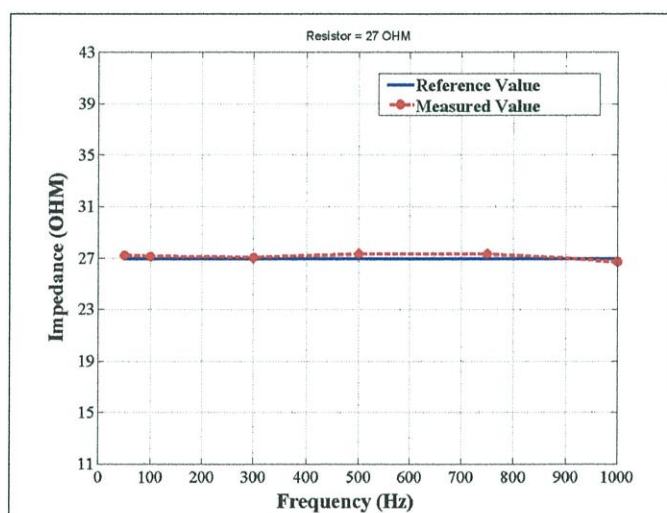


รูปที่ 4.8b ผลการสร้างจริงด้วยบอร์ด TMS320C31 ที่ความถี่ $f = 100 \text{ Hz}$, $f_s = 16 \text{ kHz}$ และ $\phi = \pi$

4.2.2 ทดลองวัดค่า R 27Ω

ตารางที่ 4.1 ค่าอิมพีแดนซ์และเฟส ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิงของ R 27Ω

Frequency	Reference by RLC Meter		Measurement		% Error		R Ref
	Impedance (Ω)	Phase	Impedance (Ω)	Phase	Impedance	Phase	
1000 Hz	26.9411	0	26.73	0	0.78%	0.00%	R 1kΩ
750 Hz	26.9411	0	27.315	0	-1.39%	0.00%	R 1kΩ
500 Hz	26.9411	0	27.315	0	-1.39%	0.00%	R 1kΩ
300 Hz	26.9411	0	27.0228	0	-0.30%	0.00%	R 1kΩ
100Hz	26.9411	0	27.1202	0	-0.67%	0.00%	R 1kΩ
50 Hz	26.9411	0	27.2176	0	-1.03%	0.00%	R 1kΩ

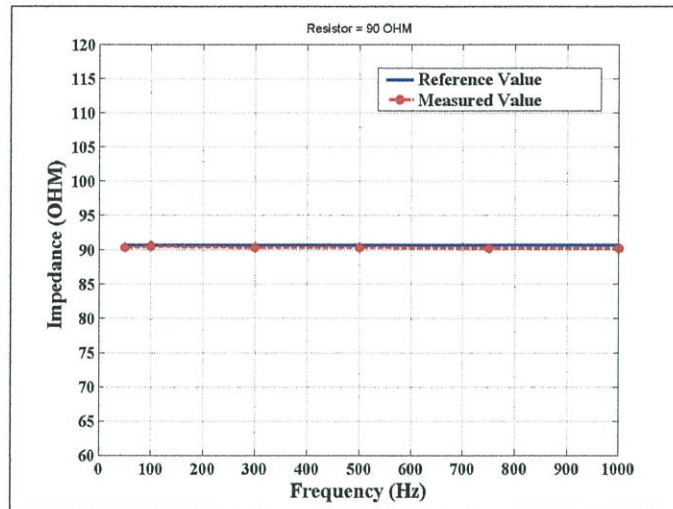


รูปที่ 4.9 กราฟค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิงของ R 27Ω

4.2.3 ทดลองวัดค่า R 90Ω

ตารางที่ 4.2 ค่าอิมพีแดนซ์และเฟส ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิงของ R 90Ω

Frequency	Reference by RLC Meter		Measurement		% Error		R Ref Z_r
	Impedance(Ω)	Phase	Impedance(Ω)	Phase	Impedance	Phase	
1000 Hz	90.669	0	90.237	0	0.48%	0.00%	R 1kΩ
750 Hz	90.669	0	90.237	0	0.48%	0.00%	R 1kΩ
500 Hz	90.669	0	90.3298	0	0.37%	0.00%	R 1kΩ
300 Hz	90.669	0	90.3346	0	0.37%	0.00%	R 1kΩ
100Hz	90.669	0	90.5298	0	0.15%	0.00%	R 1kΩ
50 Hz	90.6745	0	90.3346	0	0.38%	0.00%	R 1kΩ

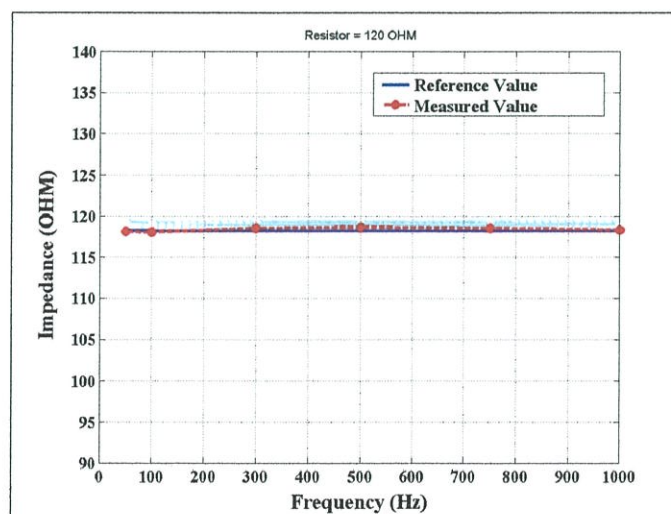


รูปที่ 4.10 กราฟค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิงของ R 90Ω

4.2.4 ทดลองวัดค่า R 120Ω

ตารางที่ 4.3 ค่าอิมพีแดนซ์และเฟส ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิงของ R 120Ω

Frequency	Reference by RLC Meter		Measurement		% Error		R Ref Z_r
	Impedance(Ω)	Phase	Impedance(Ω)	Phase	Impedance	Phase	
1000 Hz	118.242	0	118.333	0	-0.08%	0.00%	R 1k Ω
750 Hz	118.242	0	118.5282	0	-0.24%	0.00%	R 1k Ω
500 Hz	118.242	0	118.6258	0	-0.33%	0.00%	R 1k Ω
300 Hz	118.242	0	118.528	0	-0.24%	0.00%	R 1k Ω
100Hz	118.242	0	118.0404	0	0.17%	0.00%	R 1k Ω
50 Hz	118.253	0	118.138	0	0.10%	0.00%	R 1k Ω

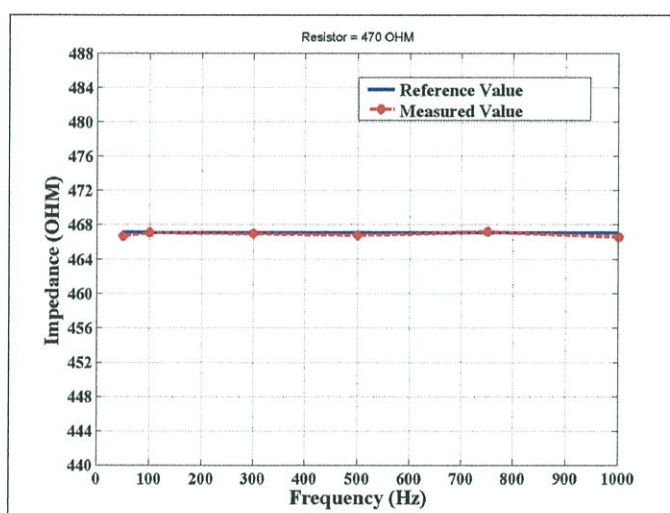


รูปที่ 4.11 กราฟค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิงของ R 120Ω

4.2.5 ทดลองวัดค่า R 470Ω

ตารางที่ 4.4 ค่าอิมพีแดนซ์และเฟส ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิงของ R 470Ω

Frequency	Reference by RLC Meter		Measurement		% Error		R Ref Z_r
	Impedance(Ω)	Phase	Impedance(Ω)	Phase	Impedance	Phase	
1000 Hz	467.119	0	466.6024	0	0.11%	0.00%	R 1k Ω
750 Hz	467.119	0	467.1876	0	-0.02%	0.00%	R 1k Ω
500 Hz	467.119	0	466.7974	0	0.07%	0.00%	R 1k Ω
300 Hz	467.119	0	466.9924	0	0.03%	0.00%	R 1k Ω
100Hz	467.119	0	467.09	0	0.01%	0.00%	R 1k Ω
50 Hz	467.153	0	466.6998	0	0.10%	0.00%	R 1k Ω

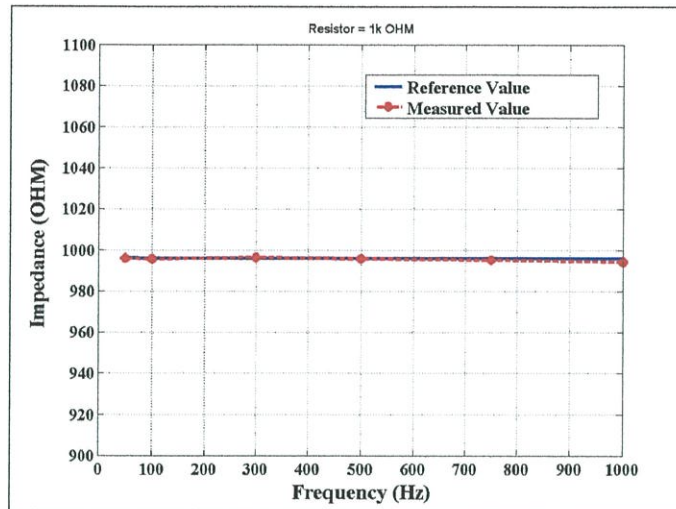


รูปที่ 4.12 กราฟค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิงของ R 470Ω

4.2.6 ทดลองวัดค่า R 1000Ω

ตารางที่ 4.5 ค่าอิมพีแดนซ์และเฟส ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิงของ R 1000Ω

Frequency	Reference by RLC Meter		Measurement		% Error		R Ref Z_r
	Impedance(Ω)	Phase	Impedance(Ω)	Phase	Impedance	Phase	
1000 Hz	996	0	994.3616	0	0.16%	0.00%	R 1k Ω
750 Hz	996	0	995.347	0	0.07%	0.00%	R 1k Ω
500 Hz	996	0	995.8348	0	0.02%	0.00%	R 1k Ω
300 Hz	996	0	996.3228	0	-0.03%	0.00%	R 1k Ω
100Hz	996	0	995.7372	0	0.03%	0.00%	R 1k Ω
50 Hz	996.122	0	995.9324	0	0.02%	0.00%	R 1k Ω

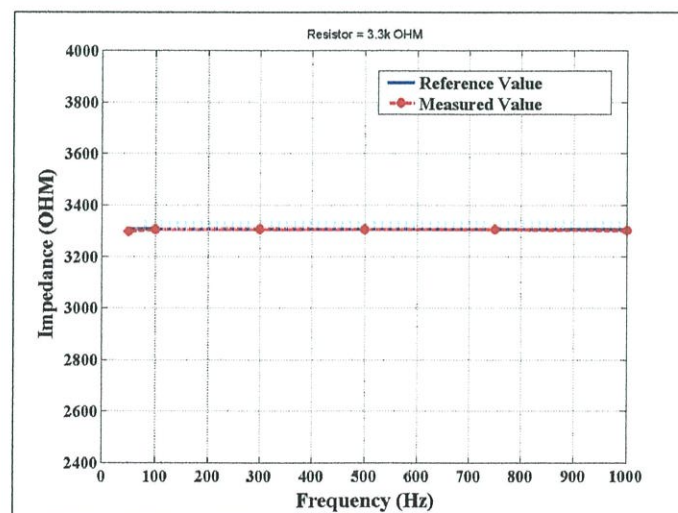


รูปที่ 4.13 กราฟค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิงของ R 1000Ω

4.2.7 ทดลองวัดค่า R 3.3kΩ

ตารางที่ 4.6 ค่าอิมพีแดนซ์และเฟส ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิงของ R 3.3kΩ

Frequency	Reference by RLC Meter		Measurement		% Error		R Ref Z_r
	Impedance(Ω)	Phase	Impedance(Ω)	Phase	Impedance	Phase	
1000 Hz	3306.31	0	3301.929	0	0.13%	0.00%	R 1kΩ
750 Hz	3306.31	0	3305.111	0	0.04%	0.00%	R 1kΩ
500 Hz	3306.31	0	3305.123	0	0.04%	0.00%	R 1kΩ
300 Hz	3306.31	0	3306.181	0	0.00%	0.00%	R 1kΩ
100Hz	3306.31	0	3305.111	0	0.04%	0.00%	R 1kΩ
50 Hz	3307.24	0	3297.679	0	0.29%	0.00%	R 1kΩ

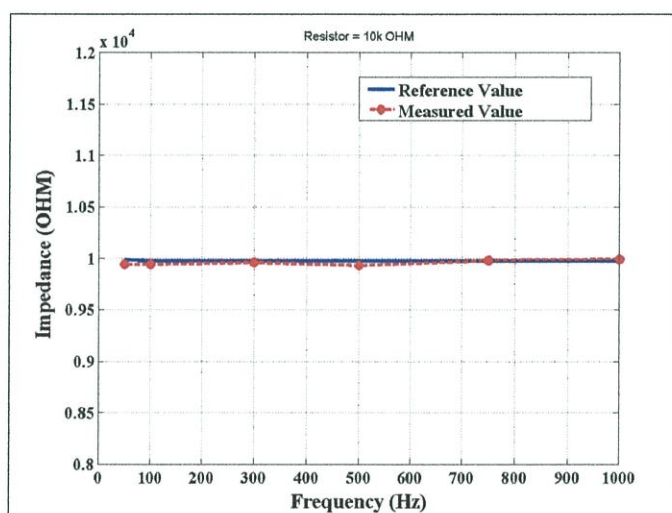


รูปที่ 4.14 กราฟค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิงของ R 3.3kΩ

4.2.8 ทดลองวัดค่า R 10kΩ

ตารางที่ 4.7 ค่าอิมพีแดนซ์และเฟส ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิงของ R 10kΩ

Frequency	Reference by RLC Meter		Measurement		% Error		R Ref Z_r
	Impedance(Ω)	Phase	Impedance(Ω)	Phase	Impedance	Phase	
1000 Hz	9974.20	0	9989.799	0	-0.16%	0.00%	R 1kΩ
750 Hz	9974.20	0	9979.824	0	-0.06%	0.00%	R 1kΩ
500 Hz	9974.20	0	9931.565	0	0.43%	0.00%	R 1kΩ
300 Hz	9974.20	0	9960.539	0	0.14%	0.00%	R 1kΩ
100Hz	9974.20	0	9941.254	0	0.33%	0.00%	R 1kΩ
50 Hz	9981.38	0	9941.254	0	0.40%	0.00%	R 1kΩ

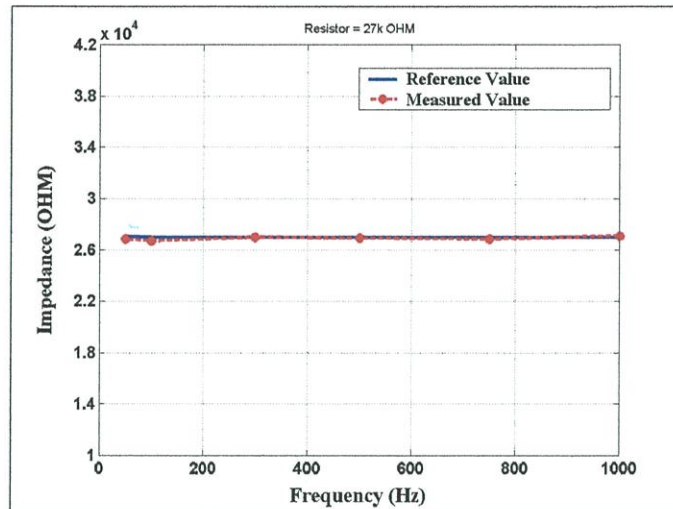


รูปที่ 4.15 กราฟค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิงของ R 10kΩ

4.2.9 ทดลองวัดค่า R 27kΩ

ตารางที่ 4.8 ค่าอิมพีแดนซ์และเฟส ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิงของ R 27kΩ

Frequency	Reference by RLC Meter		Measurement		% Error		R Ref Z_r
	Impedance(Ω)	Phase	Impedance(Ω)	Phase	Impedance	Phase	
1000 Hz	26998.6	0	27076.26	0	-0.29%	0.00%	R 1kΩ
750 Hz	26998.6	0	26853.07	0	0.54%	0.00%	R 1kΩ
500 Hz	26998.6	0	26926.79	0	0.27%	0.00%	R 1kΩ
300 Hz	26998.6	0	26994.77	0	0.01%	0.00%	R 1kΩ
100Hz	26998.6	0	26711.36	0	1.06%	0.00%	R 1kΩ
50 Hz	27041.2	0	26851.2	0	0.70%	0.00%	R 1kΩ

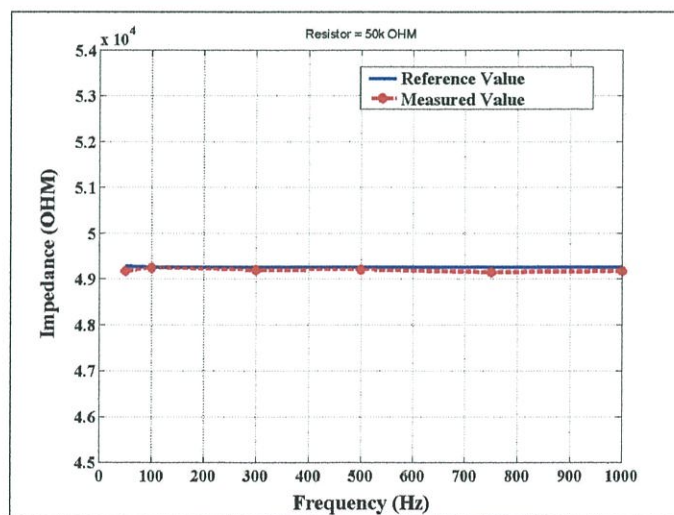


รูปที่ 4.16 กราฟค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิงของ R 27k Ω

4.2.10 ทดลองวัดค่า R 50k Ω

ตารางที่ 4.9 ค่าอิมพีแดนซ์และเฟส ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิงของ R 50k Ω

Frequency	Reference by RLC Meter		Measurement		% Error		R Ref Z_r
	Impedance(Ω)	Phase	Impedance(Ω)	Phase	Impedance	Phase	
1000 Hz	49260	0	49174.87	0	0.17%	0.00%	R 10k Ω
750 Hz	49260	0	49151.34	0	0.22%	0.00%	R 10k Ω
500 Hz	49260	0	49206.23	0	0.11%	0.00%	R 10k Ω
300 Hz	49260	0	49199.58	0	0.12%	0.00%	R 10k Ω
100Hz	49260	0	49247.92	0	0.03%	0.00%	R 10k Ω
50 Hz	49277	0	49175.54	0	0.21%	0.00%	R 10k Ω

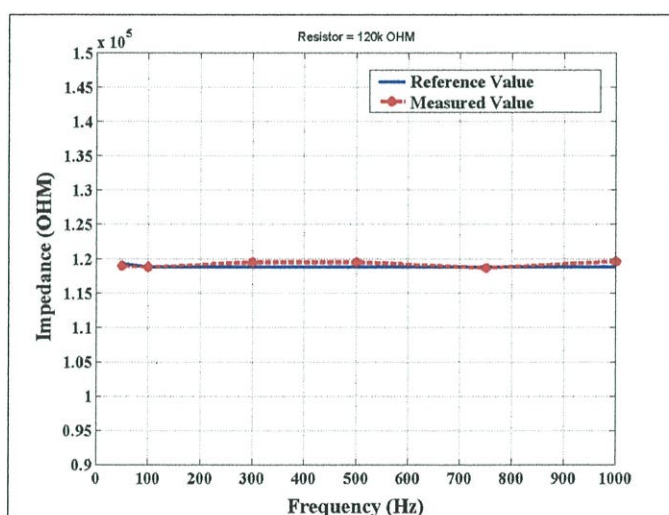


รูปที่ 4.17 กราฟค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิงของ R 50k Ω

4.2.11 ทดลองวัดค่า R 120kΩ

ตารางที่ 4.10 ค่าอิมพีแดนซ์และเฟส ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิงของ R 120kΩ

Frequency	Reference by RLC Meter		Measurement		% Error		R Ref Z_r
	Impedance(Ω)	Phase	Impedance(Ω)	Phase	Impedance	Phase	
1000 Hz	118836.00	0	119599.25	0	-0.64%	0.00%	R 10kΩ
750 Hz	118836.00	0	118652.13	0	0.16%	0.00%	R 10kΩ
500 Hz	118836.00	0	119476.66	0	-0.54%	0.00%	R 10kΩ
300 Hz	118836.00	0	119478.15	0	-0.54%	0.00%	R 10kΩ
100Hz	118836.00	0	118782.06	0	0.05%	0.00%	R 10kΩ
50 Hz	119336.00	0	118936.56	0	0.34%	0.00%	R 10kΩ

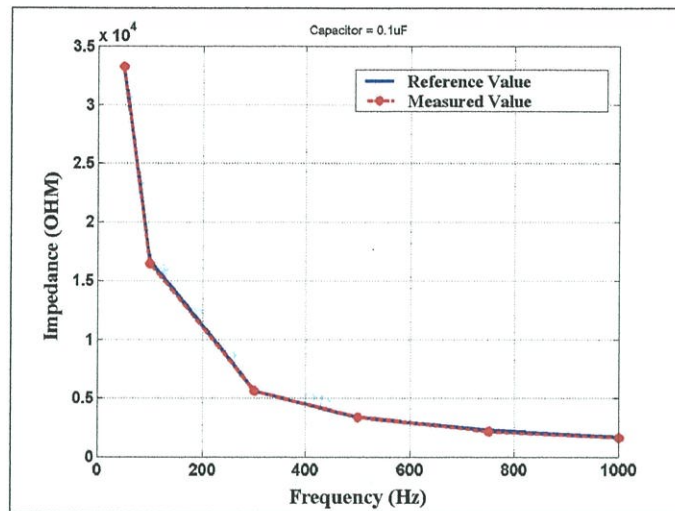


รูปที่ 4.18 กราฟค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิงของ R 120kΩ

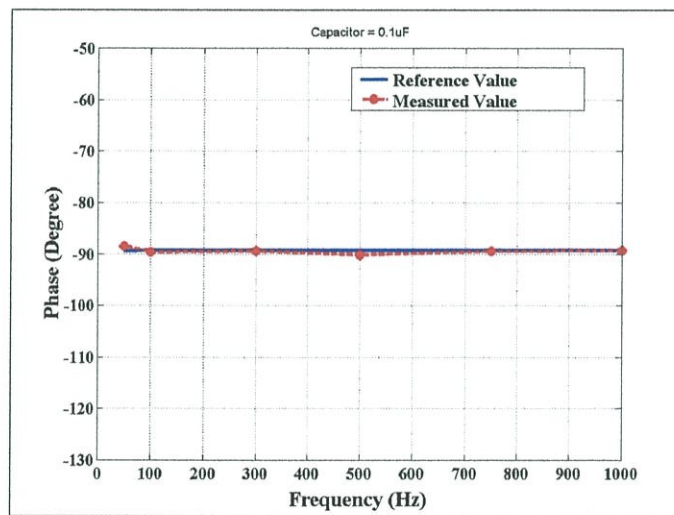
4.2.12 ทดลองวัดค่า C 0.1μF

ตารางที่ 4.11 ค่าอิมพีแดนซ์และเฟส ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิงของ C 0.1μF

Frequency	Reference by RLC Meter		Measurement		% Error		R Ref Z_r
	Impedance(Ω)	Phase	Impedance(Ω)	Phase	Impedance	Phase	
1000 Hz	1687.720	-89.266	1648.872	-89.3434	2.30%	-0.09%	R 1kΩ
750 Hz	2252.300	-89.247	2185.816	-89.4372	2.95%	-0.21%	R 1kΩ
500 Hz	3373.010	-89.252	3394.052	-90.1216	-0.62%	-0.97%	R 10kΩ
300 Hz	5605.000	-89.254	5617.243	-89.3902	-0.22%	-0.15%	R 10kΩ
100Hz	16677.900	-89.275	16470.85	-89.5774	1.24%	-0.34%	R 10kΩ
50 Hz	33202.000	-89.437	33262.18	-88.476	-0.18%	1.07%	R 10kΩ



รูปที่ 4.19 กราฟค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิงของ C 0.1µF

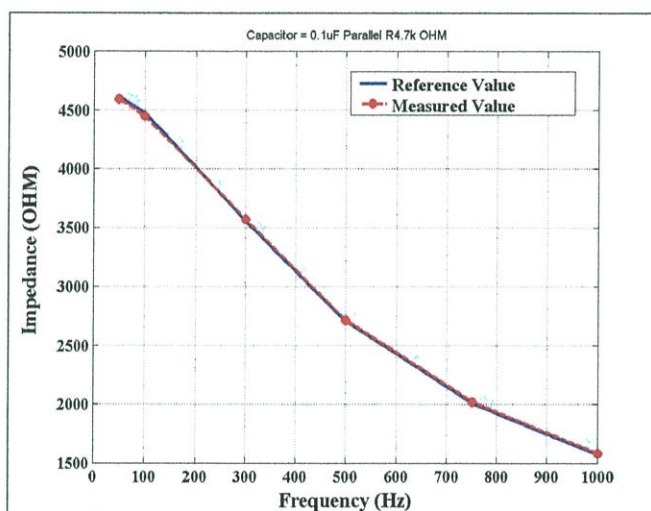


รูปที่ 4.20 กราฟค่าเฟสที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิงของ C 0.1µF

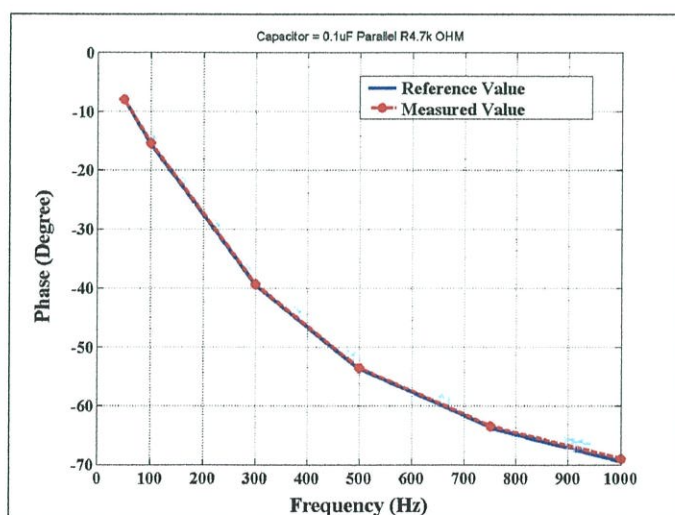
4.2.13 ทดลองวัดค่า C 0.1 μ F ขนานกับ R 4.7k Ω

ตารางที่ 4.12 ค่าอิมพีแดนซ์และเฟส ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิงของ C 0.1 μ F ขนานกับ R 4.7k Ω

Frequency	Reference by RLC Meter		Measurement		% Error		R Ref Z_r
	Impedance(Ω)	Phase	Impedance(Ω)	Phase	Impedance	Phase	
1000 Hz	1575.8	-69.429	1585.253	-68.954	-0.60%	0.68%	R 10k Ω
750 Hz	2009.55	-63.663	2020.819	-63.445	-0.56%	0.34%	R 10k Ω
500 Hz	2707.46	-53.703	2713.687	-53.554	-0.23%	0.28%	R 10k Ω
300 Hz	3555.82	-39.517	3570.404	-39.351	-0.41%	0.42%	R 10k Ω
100Hz	4473	-15.573	4449.272	-15.395	0.53%	-1.14%	R 10k Ω
50 Hz	4608.95	-7.998	4595.751	-7.9446	0.29%	0.67%	R 10k Ω



รูปที่ 4.21 กราฟค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิงของ C 0.1 μ F ขนานกับ R 4.7k Ω

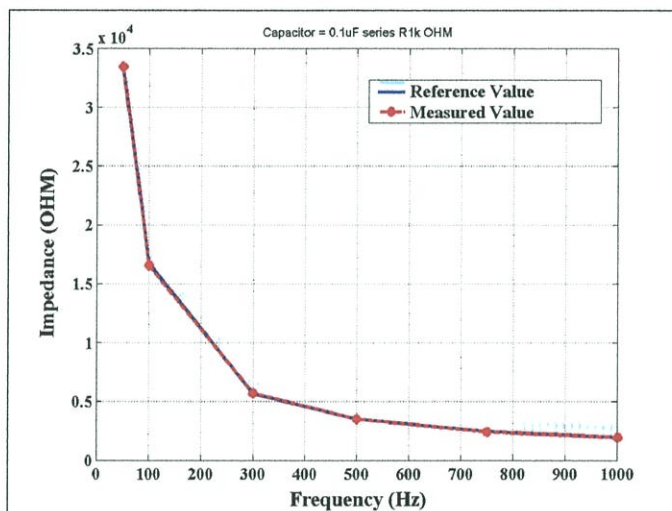


รูปที่ 4.22 กราฟค่าเฟสที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิงของ C 0.1 μ F ขนานกับ R 4.7k Ω

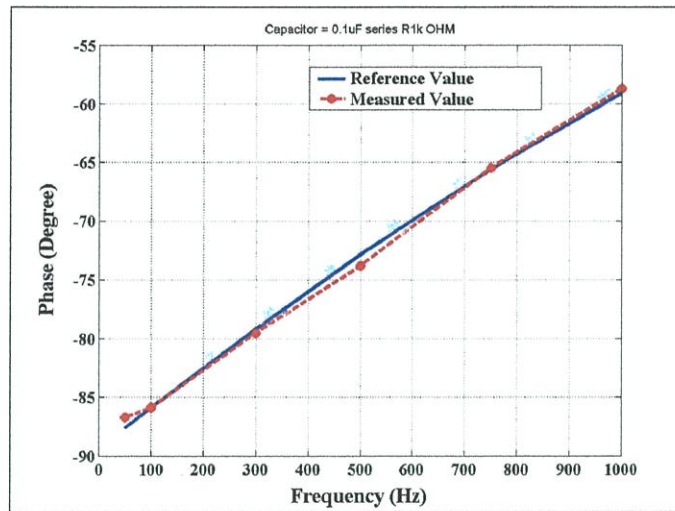
4.2.14 ทดลองวัดค่า C 0.1 μ F อนุกรมกับ R 1k Ω

ตารางที่ 4.13 ค่าอิมพีแดนซ์และเฟส ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิงของ C 0.1 μ F อนุกรมกับ R 1k Ω

Frequency	Reference by RLC Meter		Measurement		% Error		R Ref Z_r
	Impedance(Ω)	Phase	Impedance(Ω)	Phase	Impedance	Phase	
1000 Hz	1968.64	-59.081	1969.494	-58.6868	-0.04%	0.67%	R 1k Ω
750 Hz	2466.21	-65.588	2440.973	-65.4606	1.02%	0.19%	R 10k Ω
500 Hz	3512.49	-72.87	3532.821	-73.8122	-0.58%	-1.39%	R 10k Ω
300 Hz	5678.51	-79.21	5726.137	-79.5232	-0.84%	-0.40%	R 10k Ω
100Hz	16714.5	-85.903	16576.27	-85.851	0.83%	0.06%	R 10k Ω
50 Hz	33504	-87.603	33448.72	-86.6946	0.17%	1.04%	R 10k Ω



รูปที่ 4.23 กราฟค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิงของ C 0.1 μ F อนุกรมกับ R 1k Ω

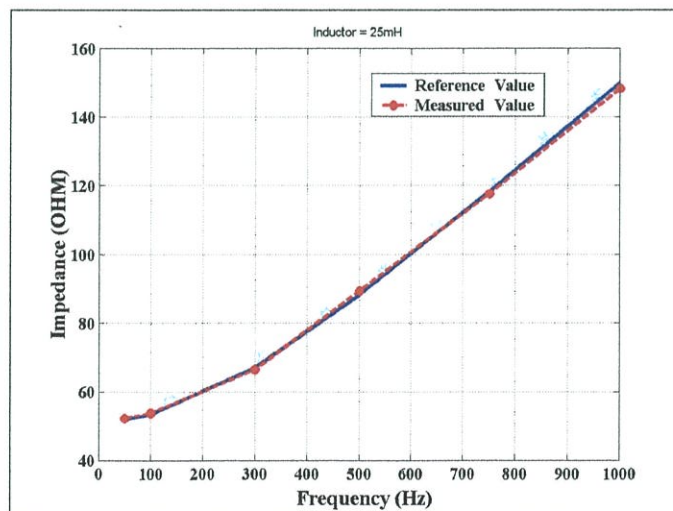


รูปที่ 4.24 กราฟค่าเฟสที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิงของ C 0.1 μ F อนุกรมกับ R 1k Ω

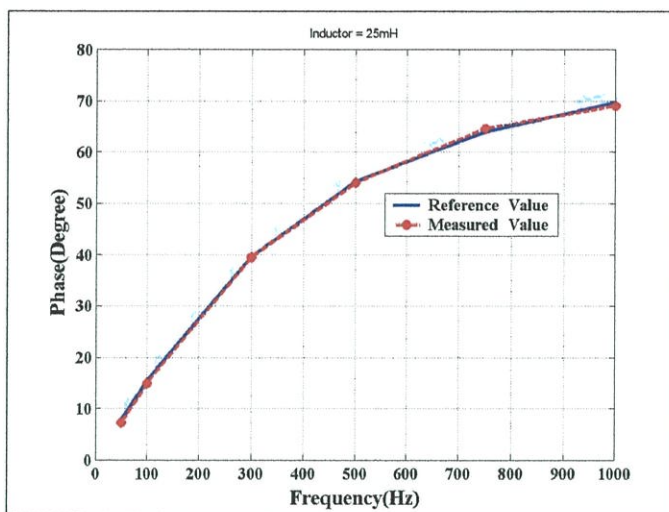
4.2.15 ทดลองวัดค่า L 25mH

ตารางที่ 4.14 ค่าอิมพีแดนซ์และเฟสที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิงของ L 25mH

Frequency	Reference by RLC Meter		Measurement		% Error		R Ref Z_r
	Impedance(Ω)	Phase	Impedance(Ω)	Phase	Impedance	Phase	
1000 Hz	150	69.712	148.347	69.0367	1.10%	0.97%	R 1k Ω
750 Hz	118.2	63.906	117.624	64.5913	0.49%	-1.07%	R 1k Ω
500 Hz	88.1314	54.258	89.2675	53.9972	-1.29%	0.48%	R 1k Ω
300 Hz	66.9464	39.526	66.446	39.4758	0.75%	0.13%	R 1k Ω
100Hz	53.4115	15.412	53.753	14.9326	-0.64%	3.11%	R 1k Ω
50 Hz	51.935	7.802	52.276	7.3189	-0.66%	6.19%	R 1k Ω



รูปที่ 4.25 กราฟค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิงของ L 25mH

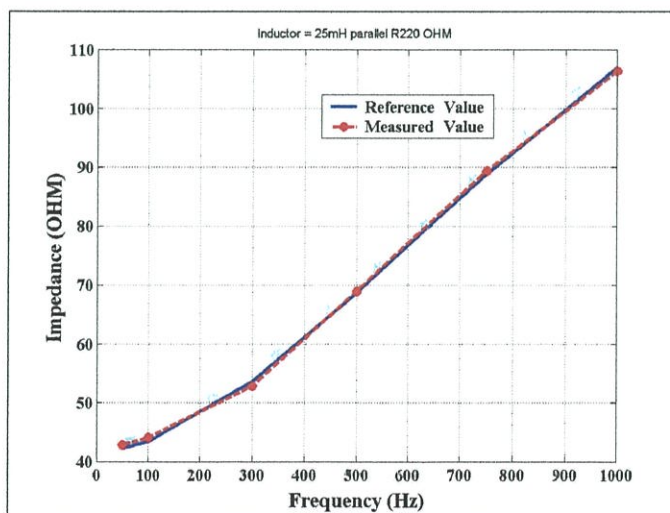


รูปที่ 4.26 กราฟค่าเฟสที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิงของ L 25mH

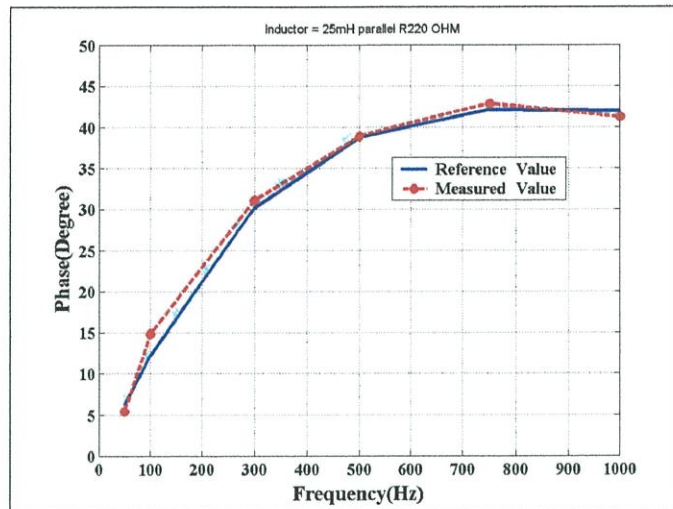
4.2.16 ทดลองวัดค่า L 25mH ขนานกับ R 220Ω

ตารางที่ 4.15 ค่าอิมพีแดนซ์และเฟส ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิงของ L 25mH ขนานกับ R 220Ω

Frequency	Reference by RLC Meter		Measurement		% Error		R Ref Z_r
	Impedance(Ω)	Phase	Impedance(Ω)	Phase	Impedance	Phase	
1000 Hz	107.025	41.959	106.376	41.2549	0.61%	1.68%	R 1k Ω
750 Hz	88.8234	42.116	89.369	42.8663	-0.61%	-1.78%	R 1k Ω
500 Hz	68.6966	38.738	68.953	38.8886	-0.37%	-0.39%	R 1k Ω
300 Hz	53.6036	30.143	52.875	31.0807	1.36%	-3.11%	R 1k Ω
100Hz	43.3822	12.19	44.073	14.8425	-1.59%	-21.76%	R 1k Ω
50 Hz	42.2836	6.204	42.875	5.4356	-1.40%	12.39%	R 1k Ω



รูปที่ 4.27 กราฟค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิงของ L 25mH ขนานกับ R 220Ω

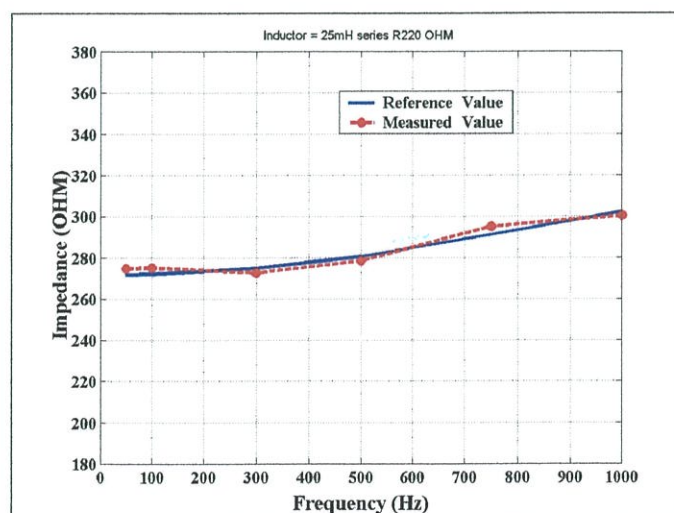


รูปที่ 4.28 กราฟค่าเฟสที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิงของ L 25mH ขนานกับ R 220Ω

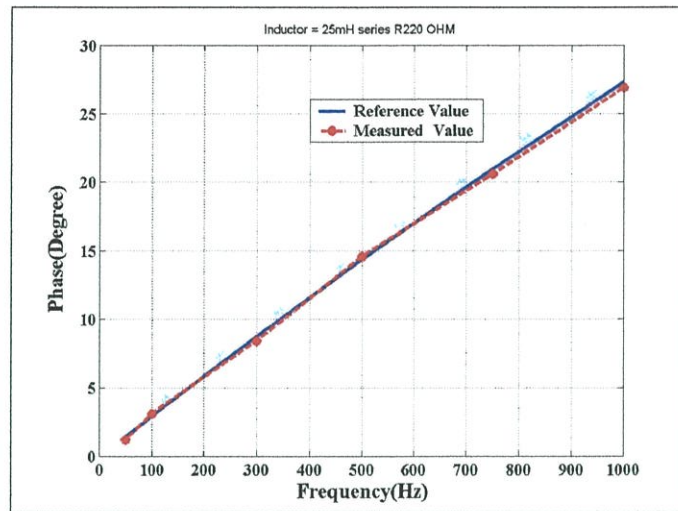
4.2.17 ทดลองวัดค่า L 25mH อนุกรมกับ R 220Ω

ตารางที่ 4.16 ค่าอิมพีแดนซ์และเฟส ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิงของ L 25mH อนุกรมกับ R 220Ω

Frequency	Reference by RLC Meter		Measurement		% Error		R Ref Z_r
	Impedance(Ω)	Phase	Impedance(Ω)	Phase	Impedance	Phase	
1000 Hz	302.248	27.326	300.375	26.9364	0.62%	1.43%	R 1kΩ
750 Hz	291.083	20.973	295.081	20.6187	-1.37%	1.69%	R 1kΩ
500 Hz	280.499	14.347	278.368	14.5573	0.76%	-1.47%	R 1kΩ
300 Hz	274.874	8.725	272.744	8.4397	0.77%	3.27%	R 1kΩ
100Hz	272	2.909	275.045	3.1033	-1.12%	-6.68%	R 1kΩ
50 Hz	271.747	1.415	274.693	1.2278	-1.08%	13.23%	R 1kΩ



รูปที่ 4.29 กราฟค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิงของ L 25mH อนุกรมกับ R 220Ω



รูปที่ 4.30 กราฟค่าเฟสที่ได้จากการทดลองเทียบกับค่าอ้างอิงของ L 25mH อนุกรมกับ R 220Ω

บทที่ 5

สรุปผลการทดลองและข้อเสนอแนะ

จากการทดลองพบว่าการใช้การวัดค่าอิมพีแดนซ์ด้วยวงจรบริดจ์แบบกระแสสลับที่ใช้การเปลี่ยนแปลงเฟส และแรงดันของสัญญาณขาเข้า ด้วยวิธีการประมาณค่าแบบต่อเนื่องให้ผลถูกต้องแม่นยำ จากการทดลองพบว่าการใช้การวัดค่าอิมพีแดนซ์นั้นจะมีความผิดพลาดต่ำเมื่อใช้สัญญาณขาเข้าที่มีความถี่สูง โดยในการทดลองใช้ความถี่อยู่ในช่วง 50 Hz ถึง 1 kHz สำหรับเวลาที่ใช้ในการวัดสามารถกระทำได้อย่างรวดเร็วเพราะใช้เทคนิคการประมาณค่าแบบต่อเนื่อง โดยการหาอิมพีแดนซ์ไม่ทราบค่านั้นจะทำการประมาณเพียง 10 รอบเท่านั้น โดยความเร็วในการประมวลผลทั้งหมดจะขึ้นกับความถี่ของสัญญาณขาเข้าที่ใช้ด้วย ถ้าใช้สัญญาณขาเข้าความถี่สูงความเร็วในการประมวลผลก็จะสูงด้วย นอกจากนี้ปัจจัยที่สำคัญอีกประการหนึ่งที่ทำให้การวัดค่าอิมพีแดนซ์ มีความเที่ยงตรงก็คือตัวประมวลผลที่ใช้เป็นแบบจุดทศนิยมลอย (Floating point processor) เพราะตัวประมวลผลแบบจุดทศนิยมลอยมีความแม่นยำในการคำนวณสูง และมีความเร็วสูงมาก ดังนั้นถ้ามีการนำหลักการที่นำเสนอนี้ไปสร้างโดยใช้ตัวประมวลผลแบบจุดทศนิยมคงตัว (Fixed point processor) ก็อาจจะได้ผลที่ไม่เที่ยงตรงเพียงพอ ดังนั้นแนวทางในการทำวิจัยต่อก็คือหาเทคนิคทางด้านโปรแกรมมาใช้แก้ความไม่เที่ยงตรงที่จะเกิดขึ้นกับการใช้ตัวประมวลผลแบบจุดทศนิยมคงตัว

เอกสารอ้างอิง

- [1] S. S. Awad, N. Narasimhamurthi, W. H. Ward. "Analysin, design, and implementation of an AC bridge for impedance measurements." **IEEE Trans. Instrum. Meas.**, vol. 43, Dec, 1994. Pp. 894-899
- [2] M. Dutta, A. Rakshit, S. N. Bhattacharyya, J. K. Choudhury. "An application of the LMS adaptive algorithm for a digital AC bridge." **IEEE Trans. Instrum. Meas.**, vol. IM-36, Dec. 1987. Pp. 894-897
- [3] W. Helbach and H. Schollmeyer. "Impedance measuring method basedon multiple digital generators." **IEEE Trans. Instrum. Meas.**, vol. IM-36, June 1987. Pp. 400-405
- [4] S. Klunium, P. Desyoo, S. Yimman, C. Pradubpet, K. Dejhan. "The Implementation of an Adjustable Phase Digital Sine Wave Oscillator." **NCSP'05, Hawaii, USA**, Mar. 2005. Pp. 215-218
- [5] R.F. Coughlin, R.S.Villanucci. **Introductory Operational Amplifiers and Linear ICs**. New JERSEY : Prentice Hall, 1990.
- [6] J.G. Proakis, D.G. Manolakis. **Digital Signal Processing Principle, Algorithms, and Applications**. New JERSEY : Prentice Hall, 1996.
- [7] A.V. Oppenheim and R.W. Schafer. **Discrete-Time Signal Processing**. New JERSEY : Prentice Hall, 1999.
- [8] S.K. Mitra. **Digital Signal Processing**. New York : McGraw-Hill, 2001.
- [9] L. Callegaro, G. Galzerano and C. Svelto. "A multiphase direct-digital-synthesis sinewave generator for high-accuracy impedance comparison." **IEEE Trans, Instrum. Meas.** vol. 50, Aug. 2001. Pp. 926-929
- [10] Purcbits Inc. "**Total Harmonic Distortion Measurement**." [Online] .Available: <http://www.purcbits.com/appnotcr.html>. 2006.
- [11] R. Chassaing. **Digita Signal Processing Laboratory Experiments Using C and TMS320C31 DSK**. Canada : John Wiley & SONS, INC., 1999.
- [12] R.V. Churchill, J.W. Brown. **Complex Variables and Applications**. New York Mcgraw-Hill International Edition, 1990.
- [13] K.-S. Lin, Editor. **Digital Signal Processing Applications with The TMS320 Family**. New JERSEY: Prentice Hall, 1987.

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก.
บอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล TMS320C31
DSP Starter Kit

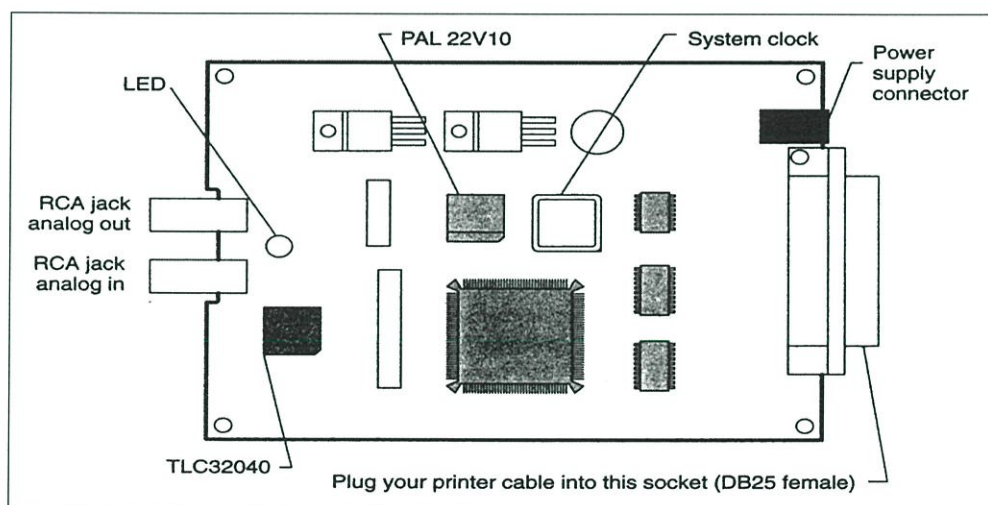
บอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล TMS320C31 DSP Starter Kit

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

1. ลักษณะของบอร์ด TMS320C31 DSP Starter Kit (DSK)

ฮาร์ดแวร์ของบอร์ด TMS320C31 DSK มีส่วนประกอบพื้นฐานที่ประกอบด้วย

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



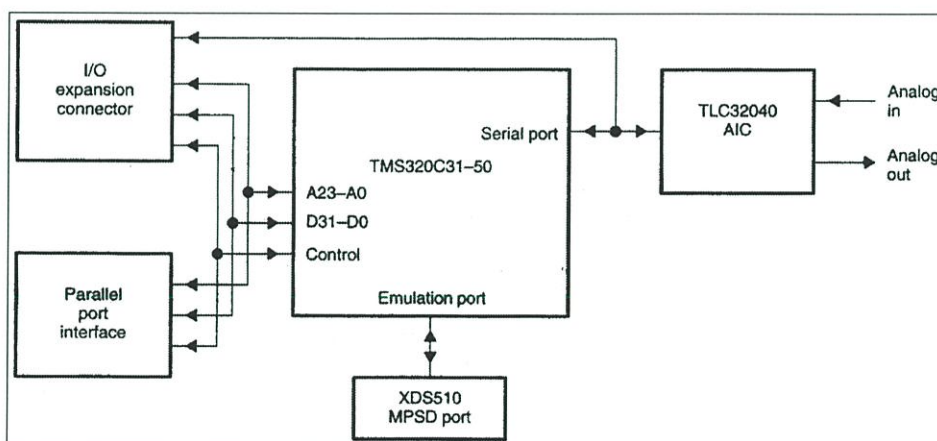
รูปภาคผนวกที่ ก.1 ฮาร์ดแวร์ของบอร์ด TMS320C31 DSP Starter Kit

จากรูปภาคผนวกที่ 1 จะเห็นว่าอุปกรณ์บนบอร์ด DSK จะประกอบด้วย

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

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

จากที่กล่าวมาข้างต้นสามารถแสดงเป็นรูปบล็อกไดอะแกรมได้ ดังรูปภาคผนวกที่ 2



รูปภาคผนวกที่ ก.2 บล็อกไดอะแกรมของบอร์ด TMS320C31 DSP Starter Kit

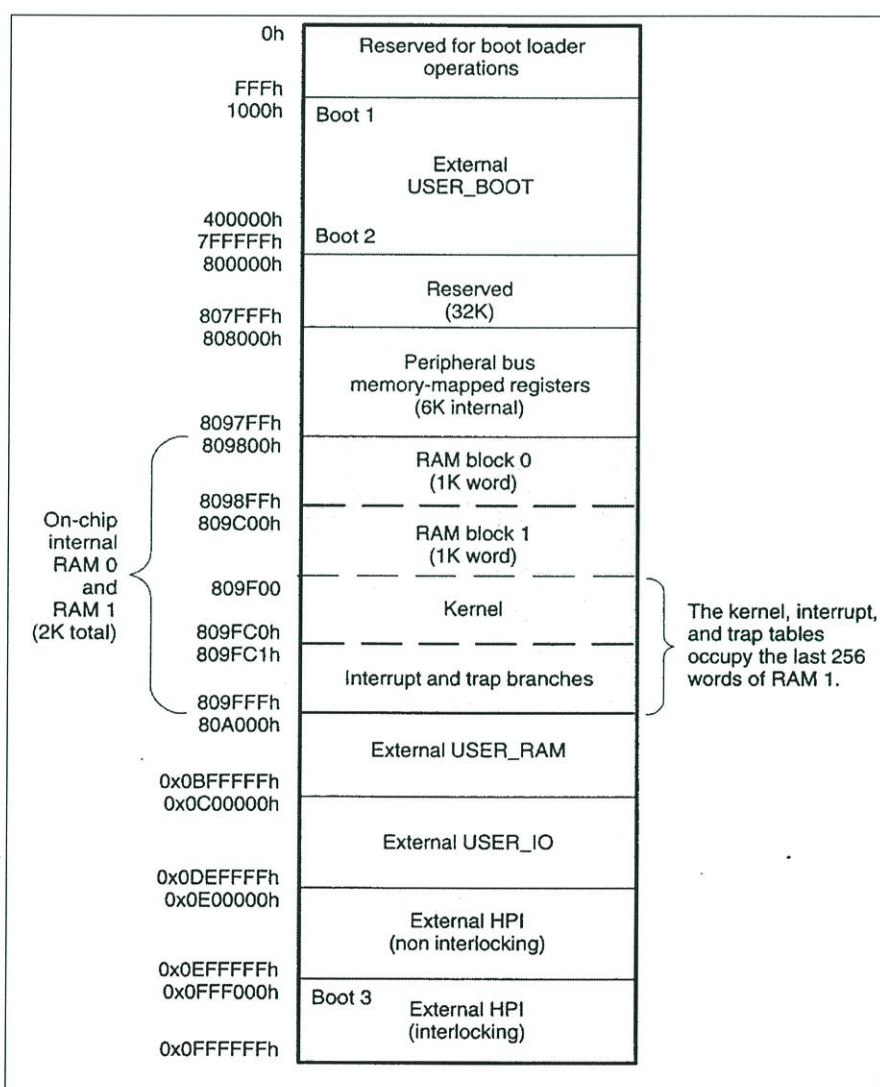
2. คุณสมบัติของบอร์ด TMS320C31 DSP STARTER KIT

- ใช้ชิป TMS320C31 เป็นตัวประมวลผลขนาด 32 บิต แบบ Floating-Point
 - ใช้เวลาในการประมวลผลคำสั่ง 40ns ต่อ 1 คำสั่ง หรือ 50 MFLOP และ 25 MIPS
- MFLOP : Million Floating-point Intention Per Second
- MIPS : Million Intention Per Second

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

3. การจัดหน่วยความจำบนบอร์ด TMS320C31 DSP STARTER KIT

บอร์ด TMS320C31 DSK ได้จัดแบ่งหน่วยความจำให้อยู่ในโหมด Microcomputer/Boot Loader ดังรูปภาคผนวกที่ 3



รูปภาคผนวกที่ 3 การจัดแบ่งหน่วยความจำในโหมด Microcomputer/Boot Loader ของ

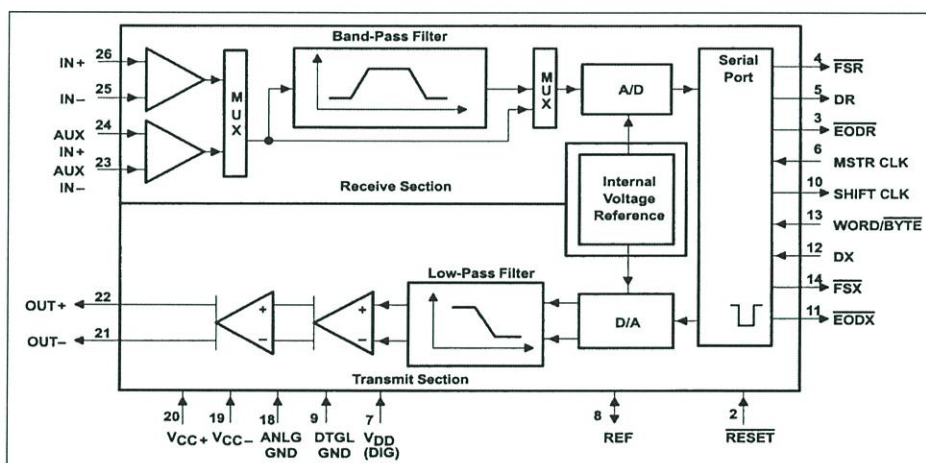
บอร์ด TMS320C31 DSP Starter Kit

4. วงจรอินเทอร์เฟซสัญญาณอนาล็อก TLC32040

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

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

ฟังก์ชันไดอะแกรม ดังรูปภาคผนวกที่ 4



รูปภาคผนวกที่ ก.4 ฟังก์ชันไดอะแกรมของชิป TLC32040

5. การควบคุมวงจรมอนาล็อกอินเทอร์เฟซ

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

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

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

ตำแหน่งบิตที่ใช้สำหรับควบคุมการส่งและรับของรีจิสเตอร์ TA และ RA เป็น

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

ตำแหน่งบิตที่ใช้สำหรับควบคุมการส่งและรับของรีจิสเตอร์ TB และ RB เป็น

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

AIC สามารถกำหนดค่าความถี่สุ่มและค่าเบนดัดวิด โดยการใช้ในการติดต่อระดับ 2 โดยให้ตั้งค่าเป็น 1 ใน 2 บิตแรก (LSBs) ทำให้การติดต่อระดับ 2 มีค่าเหมือนการติดต่อระดับ 1 ถ้าดับข้อมูลจะถูกโหลดจากรีจิสเตอร์ส่งข้อมูลพอร์ตอนุกรม และเซต LSBs ทั้ง 2 เป็น 1 สำหรับการติดต่อระดับ 2 ในแต่ละครั้งมีดังนี้

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

สามารถหาค่า A และ B เพื่อออกแบบค่าความถี่สุ่มและค่าเบนดัดวิด (BW)

6. การคำนวณหาค่า A และ B เพื่อออกแบบค่าความถี่สุ่มและค่าเบนดัดวิด

บอร์ด TMS320C31 DSK มี Input Clock (CLKIN) เป็น 50 MHz สามารถกำเนิดความถี่สัญญาณนาฬิกาสูงสุด (Timer Frequency) เป็น $MCLK = (CLKIN/4) = 12.5 \text{ MHz}$ ซึ่งสูงกว่า

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

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

Switched – Capacitor Filter Frequency (SCF) เป็นความสัมพันธ์จากรีจิสเตอร์การส่งของ A

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

และความถี่สุ่มเป็นความสัมพันธ์จาก การส่งค่าในรีจิสเตอร์ของ A และ B

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

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

6.1 ออกแบบ $F_s = 8 \text{ kHz}$

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

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

จากสมการที่ (2)

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

จากสมการที่ (3) จะได้ SCF (ปฏิบัติ) เป็น

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

ความถี่สุ่มเป็น

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

ค่า B ได้

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

หรือ $B = 3872h$

6.3 ออกแบบ $F_s = 20 \text{ kHz}$

ออกแบบ $BW = 8000 \text{ Hz}$ จาก

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

ค่า Switched – Capacitor Filter Frequency ค่าใหม่ เป็น

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

ค่า TA และ TB เป็น

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

ได้ SCF (ปฏิบัติ) เป็น

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

ได้ Bandwidth (ปฏิบัติ) เป็น

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

ความถี่สุ่ม (ปฏิบัติ) เป็น

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

ค่า A จะได้

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

หรือ $A = 0A14h$

$$\begin{array}{c|c|c|c|c} 0 & 011111 & 0 & 011111 & 10 \\ \hline x & TB & x & RB & \end{array} \quad \longrightarrow \quad 3E7Eh$$

หรือ $B = 3E7Eh$

ดังนั้นสามารถสรุปค่าของรีจิสเตอร์ที่ความถี่สุ่มแตกต่างกัน 4 ค่าดังตารางภาคผนวกที่ 1

ตารางภาคผนวกที่ ก.1 ค่ารีจิสเตอร์ที่ความถี่สุ่มแตกต่างกัน 4 ค่า

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

ภาคผนวก ข.
การออกแบบบอร์ดต่อพ่วงสำหรับ
TMS320C31 DSP Starter Kit

การออกแบบบอร์ดต่อพ่วงสำหรับ TMS320C31 DSP Starter Kit

1. การออกแบบ Hardware

ในการอินเตอร์เฟสกับอุปกรณ์ภายนอกนั้น บอร์ด TMS320C31 DSK ต้องอาศัยสัญญาณต่างๆ ดังนี้

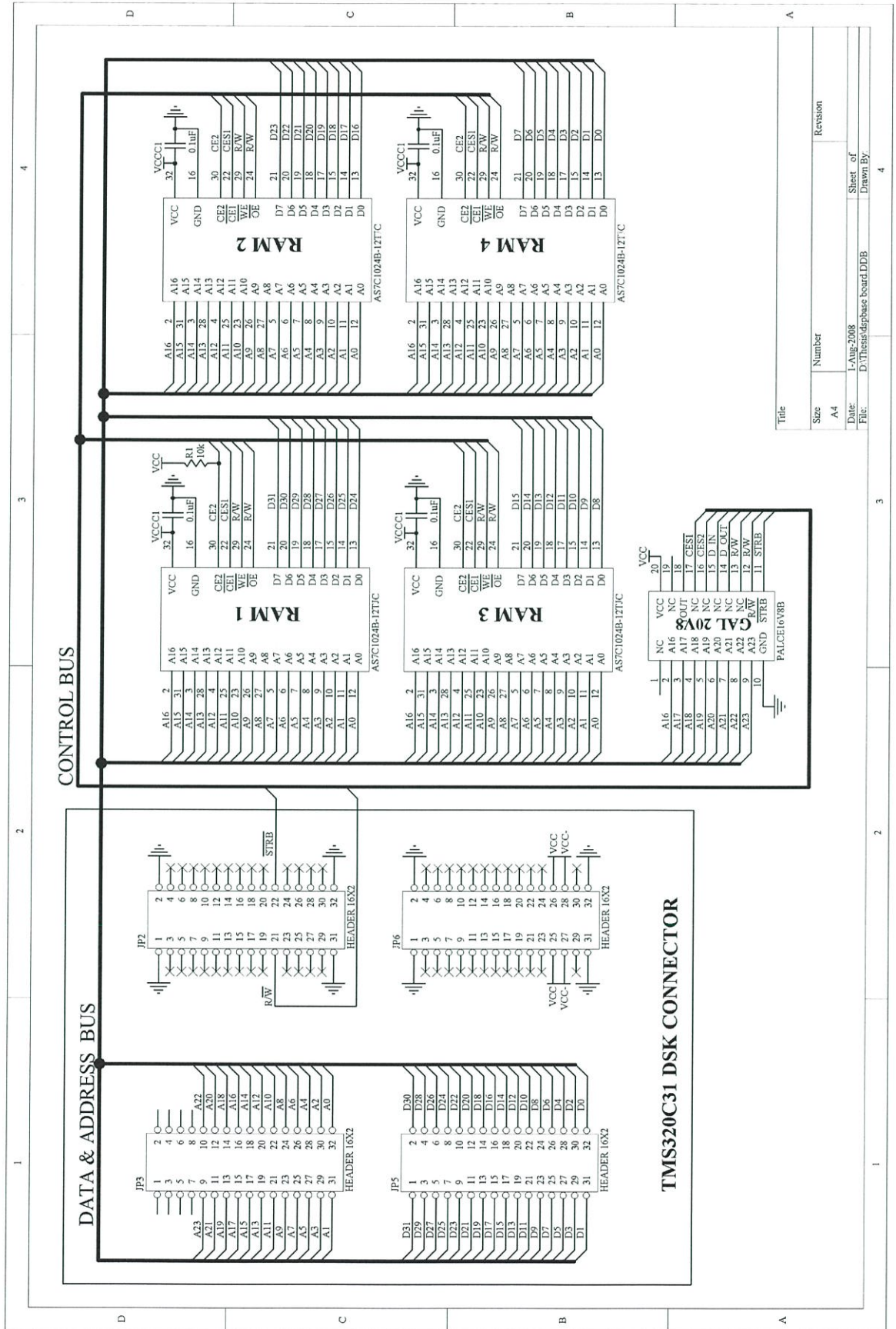
- ADDRESS เป็นสัญญาณที่ใช้เป็นตัวบอกตำแหน่งของข้อมูล
- DATA เป็นสัญญาณที่ใช้เป็นตัวบอกข้อมูลต่างๆ
- R / \overline{W} เป็นสัญญาณที่ใช้ในการเลือก การเขียนหรืออ่าน หน่วยความจำ ซึ่งจะต่อโดยตรงกับขา \overline{WE} ของหน่วยความจำ เมื่อสัญญาณ R / \overline{W} มีสถานะสูงจะเป็นการอ่านข้อมูลในหน่วยความจำ และเมื่อเป็นสถานะต่ำจะเป็นการเขียนข้อมูลในหน่วยความจำ
- \overline{STRB} เป็นสัญญาณที่เลือกติดต่อกับหน่วยความจำภายนอก โดยปกติจะมีสถานะสูง เมื่อมีการติดต่อกับหน่วยความจำภายนอกจะมีสถานะต่ำ

จากหลักการทำงานที่กล่าวมาแล้วข้างต้นสามารถนำมาออกแบบวงจรได้โดยสามารถแยกส่วนประกอบหลักๆ ได้ดังนี้

- การอินเตอร์เฟสกับหน่วยความจำภายนอก
- การอินเตอร์เฟสกับตัวแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็น Analog
- การอินเตอร์เฟสกับ I/O (LCD, Keyboard)

2. การอินเตอร์เฟสกับหน่วยความจำภายนอก

เนื่องจาก หน่วยความจำภายในบอร์ด StartKit TMS320C31 มีขนาดเพียง 2K ไบต์ โดยต้องแบ่งใช้ทั้งในส่วน of Program Memory และ Data Memory ซึ่งไม่เพียงพอในการใช้งาน จึงออกแบบบอร์ดเพื่อเพิ่มหน่วยความจำภายนอกเพิ่มเติม โดยเลือกใช้ Ram เบอร์ AS7C1024B-12 ซึ่งเป็น Static RAM ความเร็วสูง 12 นาโนวินาที ขนาด 128K x 8 Bit จำนวน 4 ตัว โดยต่อเชื่อมแบบขนานกัน เนื่องจาก RAM ที่นำมาใช้มีขนาด 8 บิตแต่ Data Bus ของ TMS320C31 มีขนาด 32 บิต โดยจอง Address ที่ตำแหน่ง 0x100000h ถึง 0x11FFFFh ส่วนการถอดรหัสสัญญาณ ADDRESS จะใช้ GAL เบอร์ PAL20V8 ทำหน้าที่ถอดรหัสสัญญาณ Address ที่ใช้ในการเลือกตำแหน่งของ RAM

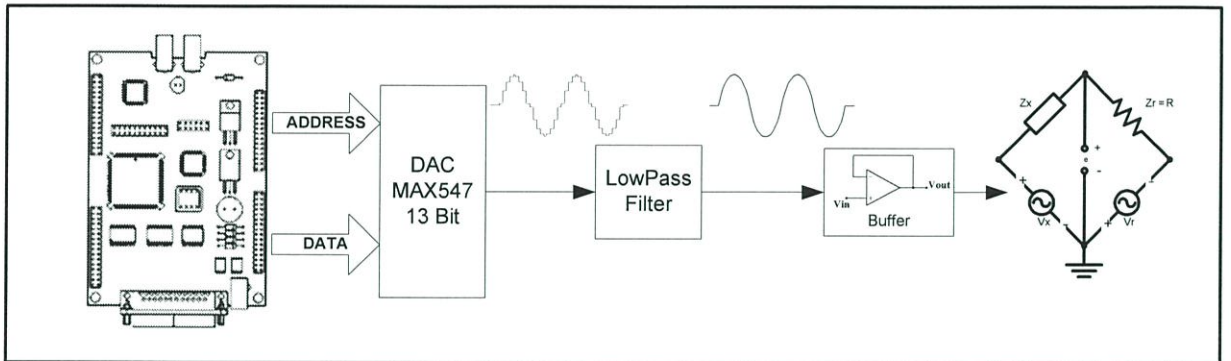


รูปที่ ข.1 วงจรการติดต่อระหว่าง TMS320C31 DSK กับ RAM ภายนอก

Title	
Size	Number
A4	
Date:	Revision
L-Alpha/2008	
File:	Sheet of
D:\Thesis\alpha\phase board.DDB	Drawn By:

3. การอินเตอร์เฟสกับตัวแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็น Analog

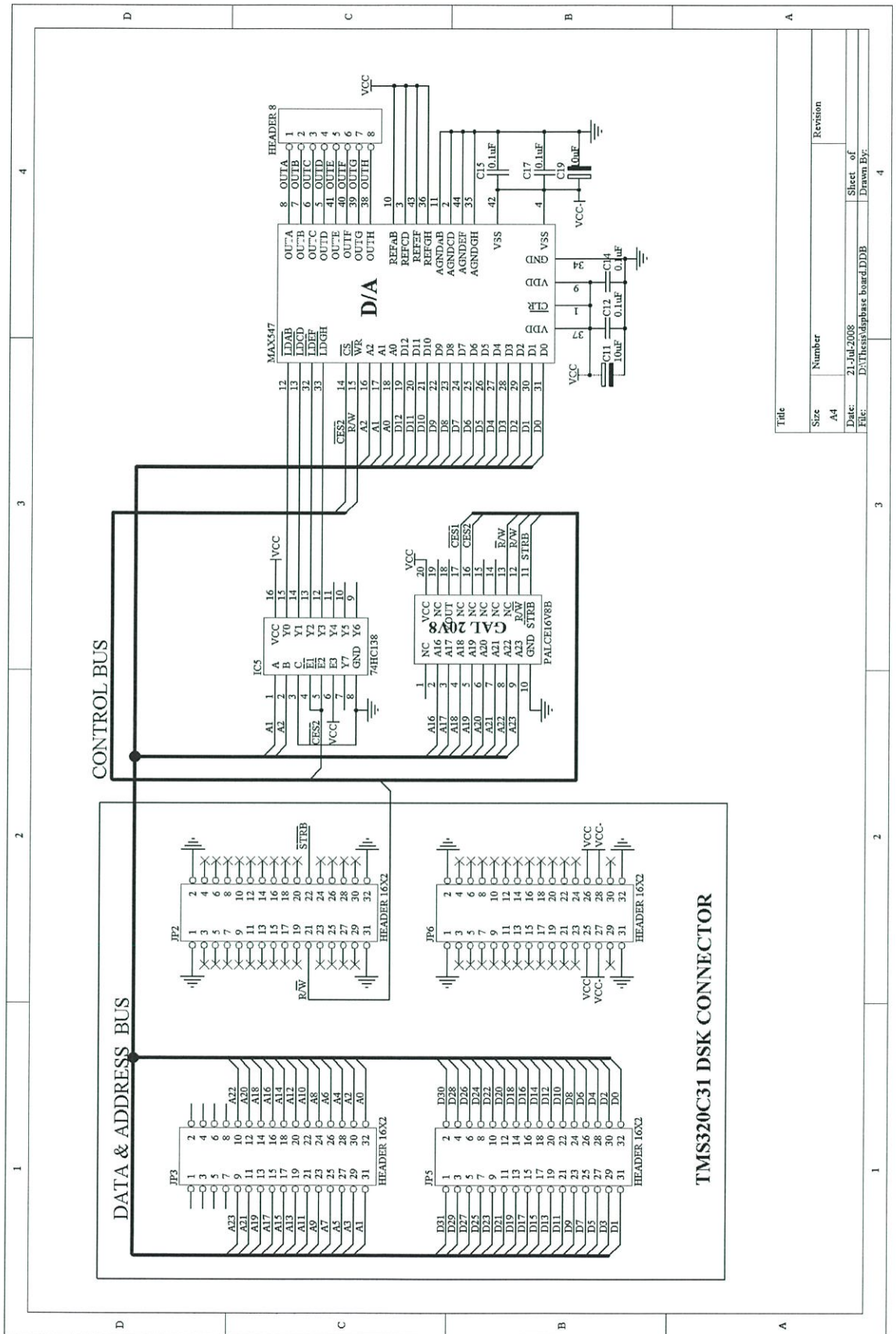
ในบอร์ด TMS320C31 DSK มี ADC และ DAC ภายในจำนวนอย่างละ 1 ช่องสัญญาณ ซึ่งในการใช้งานจำเป็นต้องใช้ DAC จำนวน 2 ช่องสัญญาณ จึงต้องต่อเชื่อมภายนอกเพิ่มเติม โดยเลือกใช้ DAC เบอร์ MAX 547 ซึ่งเป็น DAC ขนาด 13 บิตจำนวน 8 ช่องสัญญาณ โดยต่อเชื่อมกับ TMS320C31 แบบขนาน และกำหนดตำแหน่ง Address ที่ 0x300000 ถึง 0x300011 และใช้ GAL ตัวเดียวกับในวงจร RAM ภายนอกในการถอดรหัส Address



รูปที่ ข.2 บล็อกไดอะแกรมการต่อวงจร DAC

ส่วนประกอบของวงจร DAC

- IC แปลงสัญญาณดิจิทัลเป็น Analog ขนาด 13 บิต จำนวน 8 ช่องสัญญาณ จะทำหน้าที่รับข้อมูลสัญญาณชานัน์แบบดิจิทัลจากบอร์ด TMS320C31 DSK มาแปลงเป็นสัญญาณ Analog
- วงจร ความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter) ทำหน้าที่กรองสัญญาณที่มีความถี่สูงทิ้ง โดยออกแบบให้ Cutoff Frequency อยู่ที่ 3KHz เพื่อกำจัดขึ้นของสัญญาณชานัน์ที่ออกมาจาก DAC และสัญญาณรบกวนบางส่วน
- วงจรกันชน (Buffer) เป็นวงจรที่มีคุณสมบัติคือความต้านทานอินพุตมีค่าสูง ความต้านทานเอาต์พุตมีค่าต่ำและมีอัตราขยายแรงดันเท่ากับ 1 จากการที่มีความต้านทานอินพุตสูงทำให้ไม่กระทบต่อสัญญาณของวงจรภาคหน้าและจากการที่มีความต้านทานเอาต์พุตต่ำทำให้สามารถจ่ายกระแสไปยังโหลดได้มาก ซึ่งหมายถึงสามารถต่อโหลดที่มีความต้านทานต่ำได้



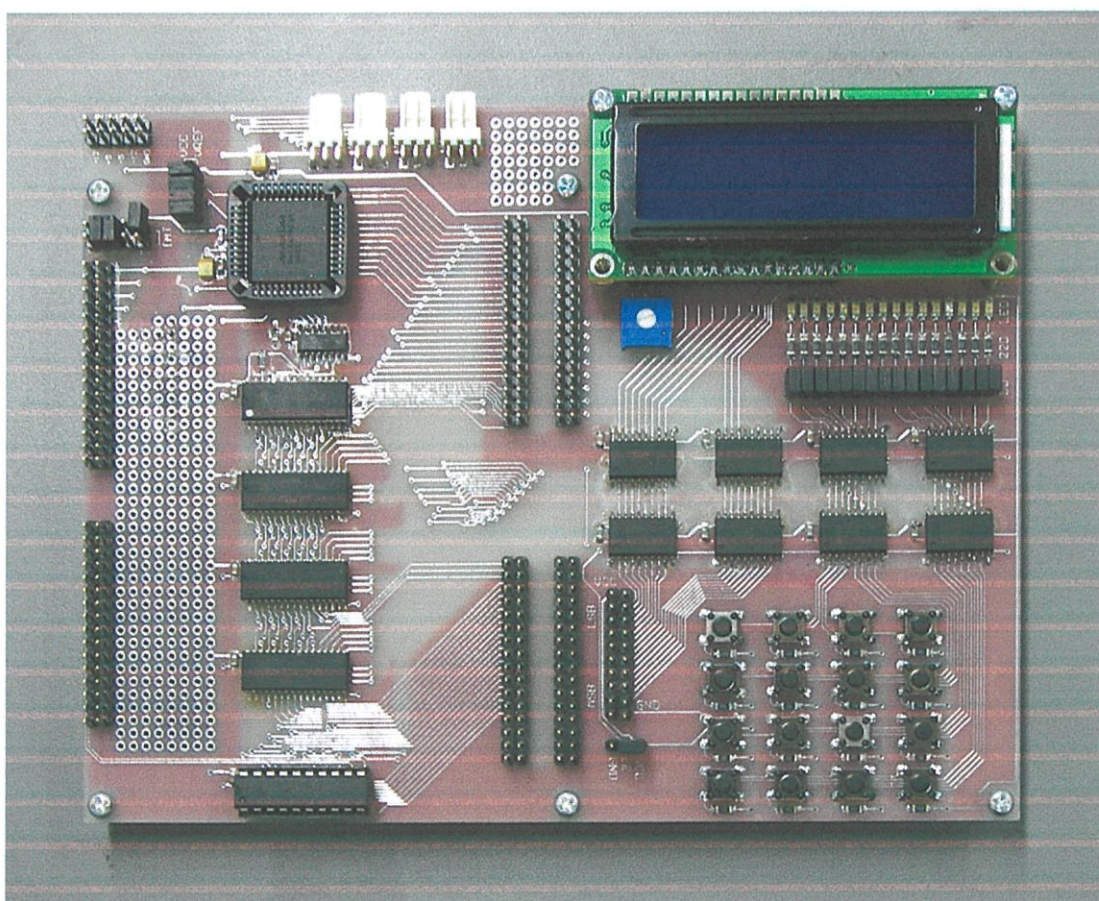
รูปที่ ข.3 วงจรการติดต่อระหว่าง TMS320C31 DSK กับ DAC

Title	
Size	Number
A4	
Date:	21-Jul-2008
File:	D:\Thesis\database board.DDB
Sheet of	4
Drawn By:	

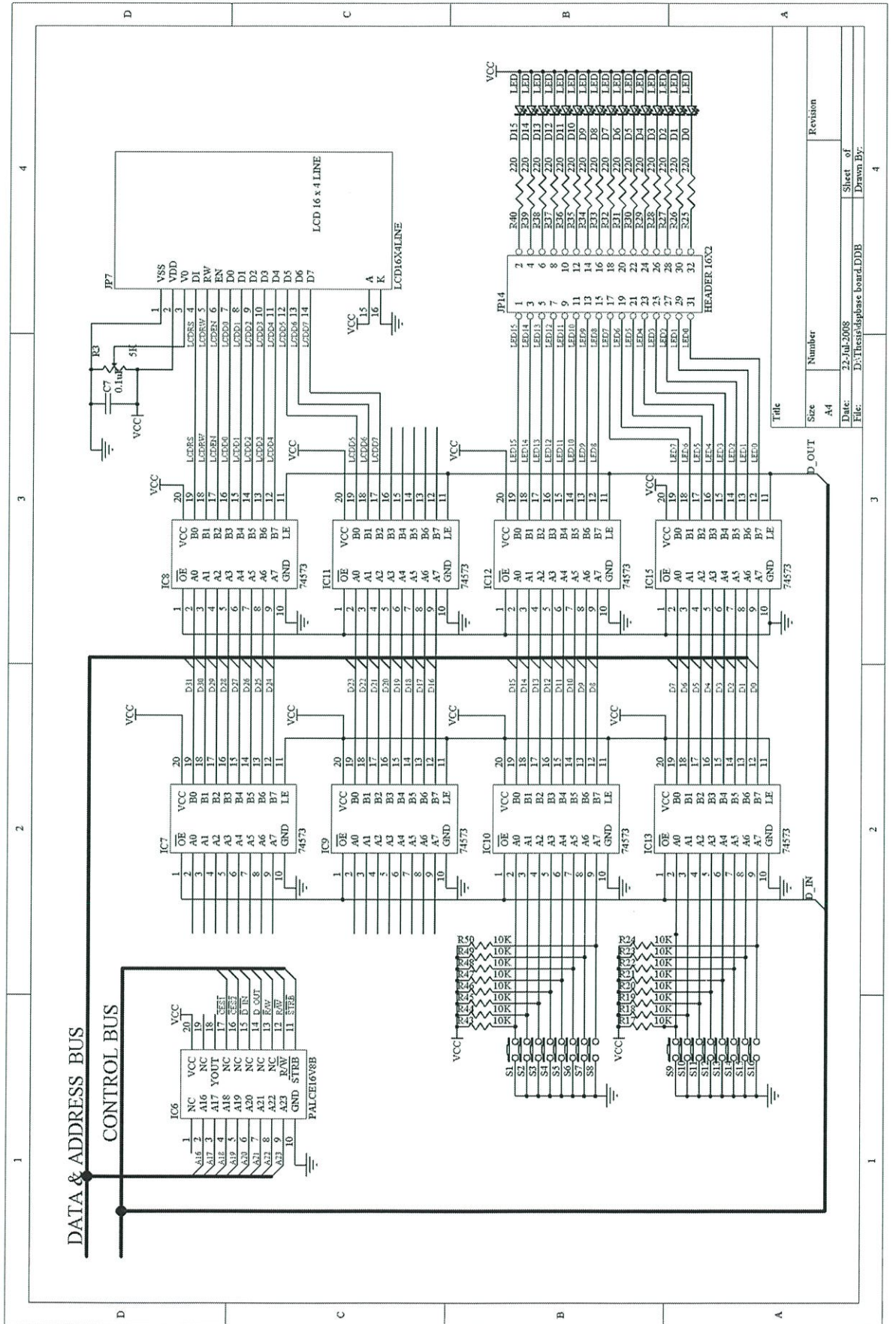
4. การอินเทอร์เฟสกับพอร์ตเชื่อมต่อภายนอก I/O (LCD, Keyboard)

โดยปกติในบอร์ด TMS320C31 DSK จะไม่มีฟังก์ชันสำหรับเชื่อมต่อกับอุปกรณ์ต่อพ่วงภายนอกโดยตรงจึงต้องใช้เทคนิคการ ถอดรหัสสัญญาณ Address และ IC 74HC573 สำหรับค้าง (Latch) ข้อมูล Data เป็นตัวช่วยสำหรับสร้าง I/O ให้กับวงจร โดยกำหนด Address Input ที่ 0x210000h และ Output ที่ 0x220000h

โดยในส่วนของ Port Input จะใช้งาน 16 บิตล่าง (D0-D15) สำหรับต่อกับสวิตช์เพื่อใช้ในการรับความถี่จากผู้ใช้งาน ส่วน Port Output จะแบ่งใช้งานโดย 16 บิตล่าง (D0-D15) ต่อกับ LED และ Terminal สำหรับใช้ต่อควบคุมอุปกรณ์ภายนอก และ 11 บิตบน (D21-D31) ใช้ต่อกับ LCD 16x2 เพื่อใช้สำหรับแสดงผลที่ได้จากการวัดค่า Impedance



รูปที่ ข.4 แสดงบอร์ดต่อพ่วงที่ใช้ในการทดลอง



รูปที่ ข.5 แสดงวงจรการติดต่อระหว่าง TMS320C31 DSK กับ IO Port

Title	Size	Number	Revision
	A4		
Date:	22-Jul-2008		
File:	D:\Thesis\display board.DDB		
Sheet of	4		
Drawn By:			

ภาคผนวก ก.

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

1. Sompong Jongsataporn, Surapun Yimman, Chusit Pradubpet, Anushit Thoopluang and Fusak Cheevasuvit, “**Real Time ECG Compression/Decompression System with Multirate Digital Signal Processing.**” 2005 RISP International Workshop on Nonlinear Circuit and Signal Processing (NCSP’05), pp. 77-80, Hawaii, USA, Mar. 4-6, 2005.



**Proceedings of the
2005 RISP International Workshop
on Nonlinear Circuits and Signal Processing**

**Waikiki Beach Marriott Resort
Honolulu, Hawaii, USA
March 4 - 6, 2005**

Organizer:

The Research Institute of Signal Processing Japan (RISP)

Printed in Japan. © Research Institute of Signal Processing, Japan
office@risp.jp <http://www.risp.jp/>

Real Time ECG Compression/Decompression System with Multirate Digital Signal Processing

Sompong Jongsatoporn¹, Surapun Yimman², Chusit Pradubpet³,
Anushit Thooplung⁴ and Fusak Cheevasuvit¹

¹Department of Instrumentation Engineering.

King Mongkut Institute of Technology, Ladkrabang, Bangkok. 10520.

²Department of Industrial Physic & Medical Instrumentation,

King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok, Bangkok, 10800, Thailand.

Tel: +66-2-913-2500; E-mail: sym_imi@yahoo.com

³Department of Industrial Technology Faculty of Science and Technology,

Phranakhon Si Ayutthaya Rajabhat University, Phranakhon Si Ayutthata 13000, Thailand.

⁴TOT Corporation Public Company Limited, Bangkok, 10210, Thailand.

Abstract

This research introduces the real-time ECG compression/decompression system using multirate digital signal processing implemented on TMS320C31 DSP board. The designed ECG compress/decompress system is able to compress the ECG signals at ratio of 2 times, 4 times, and 8 times by decimation technique. The compressed signal is then recovered back by decompression and interpolation techniques. The consistency of this ECG compress/decompress system is showed by low PRD (Percent Root Mean Square Difference) compared between the decompressed signal and the original signal. The reliable of estimated signal of the ECG compression/decompression system make it suitable for the application in telemedicine and home-based patient monitoring.

1. Introduction

Digital Signal Processing (DSP) is one of the fastest developing technology which is applied to many fields of researches and studies, especially in medical researches such as biomedical signal processing, medical image processing and medical instruments. electrocardiogram (ECG) is another kind of medical signal which is required high performance of DSP in its signal recording, processing and analysis. ECG continuous monitoring and processing is really importance in some patients, for example the patients in crisis or need surgery operation.

The ECG data is sometimes too enormous for transferring via small bandwidth network or telecommunication system. The compression techniques of ECG signal are therefore being developed by many techniques, such as wavelet transformation and long-term prediction. In this research, we introduce the ECG compression/decompression technique using multirate signal processing and validate its reliability by finding the PRD of the decompressed signal [1-3].

2. Theory

The ECG signal is manipulated by multirate digital processing in 2 parts, the decimation technique for data compression and the interpolation technique for data decompression [4-7].

2.1. Decimation by Integer Factors

We reduce the number $x(n)$ of the original data by M times using the digital anti-aliasing filter $h(k)$ and the Sampling rate compressor as shown in figure 1(a). The digital anti-aliasing filter $h(k)$ will produce a new random sampling (F_s/M) from the original sampling rate (F_s) and prevent the aliasing of this new sampling data by remove all the high frequencies which are higher than $F_s/2M$. By this way, the sampling process will discard $M-1$ number of data in every M number of sampling data, $w(n)$. The relationship of input and output signal is shown in equation (1).

$$y(m) = w(mM) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(k)x(mM - k) \quad (1)$$

While

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

2.2. Interpolation by Integer Factors

The input signal $x(n)$ with sampling rate F_s , will increase its sampling frequency to LFs after interpolation up L times as shown in the block diagram of figure 2(a) which consists of sample rate expander unit and anti-imaging filter unit. The sample rate expander will increase number of data by adding back $L-1$ number of samples in every sampling. The new signal $w(m)$ with sampling frequency equal to LFs will be passes through the low-pass filter to discard the image frequencies produced by expansion of signal, $y(m)$. The relationship of input signal and output signal in interpolation process is shown in equation (3).

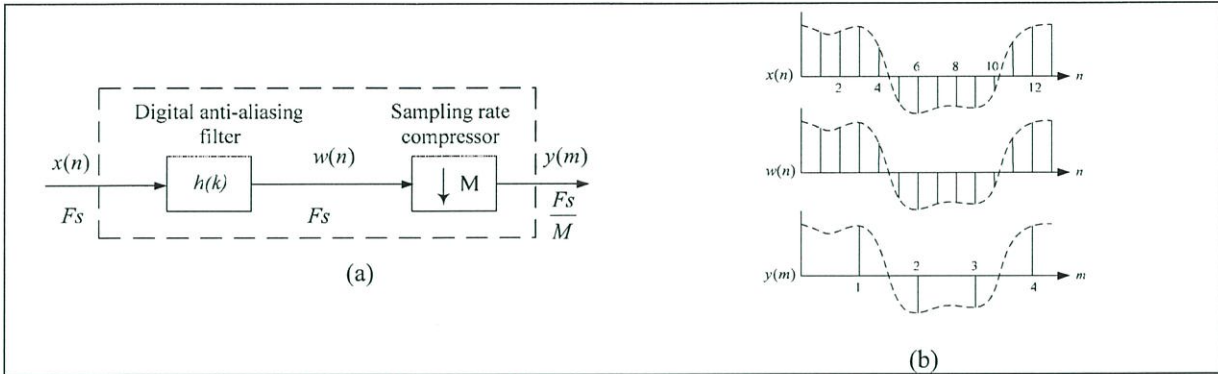


Fig.1. (a) Block diagram of the part of decimation by integer factor which reduce M times of data from the original signal.
(b) example of signal compression which M=3.

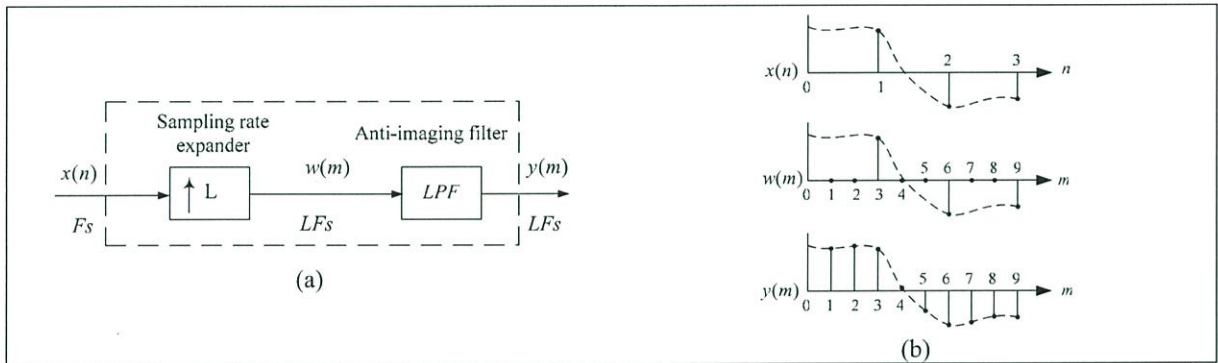


Fig.2. (a) Block diagram of the Interpolation process which increase number of data L times
(b) example of signal interpolation which L=3.

$$y(m) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(k)w(m-k) \quad (3)$$

$$w(m) = \begin{cases} x(m/L), m = 0, \pm L, \pm 2L, \dots \\ 0 \end{cases} \quad (4)$$

2.3. Lagrange Interpolation

The most crisis in decompression process is the compensated data that will increase the sampling frequency up L time. The critical condition of adding compensated data is the accuracy of estimated signal which should precisely be the same spectrum as the original signal. To solve this problem, we choose LaGrange interpolation algorithm to estimate the compensated data that will be added in the interpolation process, as shown in equation (5).

$$y(n) = \sum_{k=-N_1}^{N_2} P_k(\alpha)x(n+k), \quad (5)$$

While

$$P_k(\alpha) = P_k(t_0 + \alpha T_m) = \prod_{\substack{\ell=0 \\ \ell \neq k}}^{N_2} \left(\frac{\alpha - \ell}{k - \ell} \right), -N_1 \leq r \leq N_2, \quad (6)$$

2.4. Measurement of Error

The interpolated ECG signal recovered from decompression process might contains some erroneous data which are able to be determined by the PRD. The calculation of PRD for this estimated ECG signal is shown in equation (7).

$$PRD = \sqrt{\frac{\sum_{n=0}^{N-1} (x(n) - \hat{x}(n))^2}{\sum_{n=0}^{N-1} x^2(n)}} \times 100 \quad (7)$$

As $x(n)$ and $\hat{x}(n)$ are consecutively the original and the reconstructed ECG data sequences.

3. Implementation

In reducing numbers of data by multirate DSP, we have to prevent aliasing of compressed data by using the numerical FIR Lowpass Filter 16 Order [8,9]. This FIR Lowpass Filter will filter the input signal before compression. After compression, the data are immediately interpolated back with Lagrange interpolation technique. We repeatedly simulate ECG

signal from ECG simulator by setting heart rate at 90 beats per minute (BPM). Using as input, the simulated ECG signal are processed by Matlab program and TMS320C31 (with sampling frequency 8 kHz) [10].

4. Results

By experiments, we have compressed and immediately decompressed the simulated ECG signal back repeatedly. The input and output of these ECG are compared to find out the error. We select compression rate at 2 times, 4 times and 8 times. The estimated ECG produced by TMS320C31 compression/decompression system are much more accurate compared to the Matlab estimated data (as shown in figure 3 to figure 6). We also compare the estimated data of TMS320C31 compression/decompression system with the original ECG by using oscilloscope (figure 7 to 10). The high efficiency of our compression/decompression system is confirmed by the comparison between PRD of Matlab and PRD of TMS320C31 shown in table 1.

Table 1. The comparison between PRD of Matlab and PRD of TMS320C31 implementation.

Compression rate	PRD of Matlab	PRD of TMS320C31
2 times	5.38 %	0.3 %
4 times	8.89 %	6.41 %
8 times	40.07 %	7.39 %

5. Conclusion

The high efficiency of compression/decompression process from TMS320C31 DSP board compared to Matlab program is clearly shown by their PRD values and their ECG pattern captured by oscilloscope. This should be the result of high sampling frequency in TMS320C31 DSP board which give really high resolution of the signal. The interpolation process of TMS320C31 also gets benefit from this superb resolution and consequently results in the accuracy of its estimated signal. The compression ratio 2x, 4x and 8x of this multirate ECG compression/decompression system might not reduce as much data as some medical application requirements. We, however, hope that this research might be the first step for further study of ECG compression. We believe the ECG compression will give a lot of advantages in medical signal processing especially in the remote and real-time ECG monitoring.

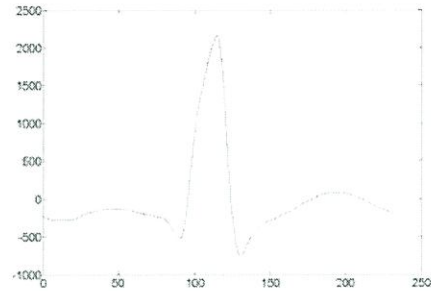


Fig.3. Original simulated ECG.

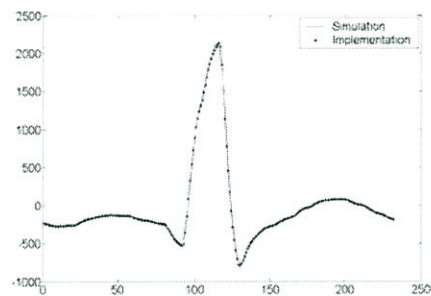


Fig.4. ECG data after decimation and interpolation in 2x compression rate.

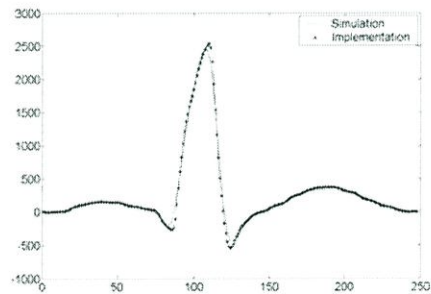


Fig.5. ECG data after decimation and Interpolation in 4x compression rate.

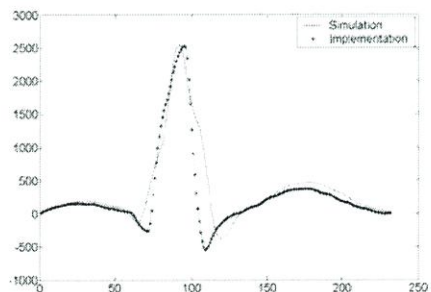


Fig.6. ECG data after decimation and Interpolation in 8x compression rate.

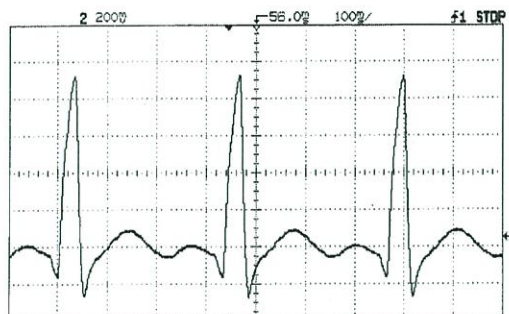


Fig.7. Original ECG data on Oscilloscope.

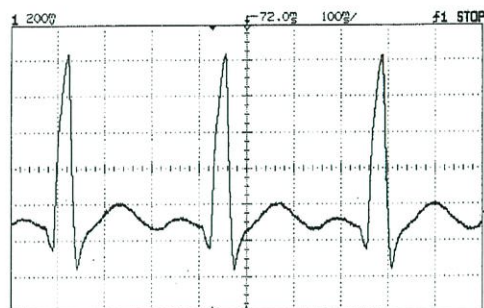


Fig.8. ECG data after decimation and interpolation in 2x compression rate.

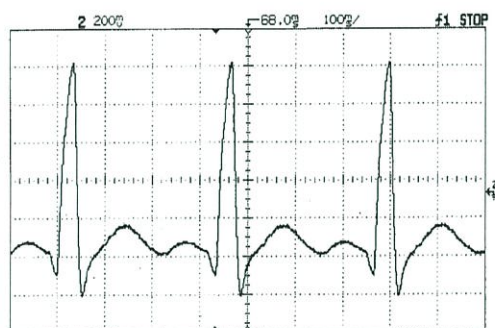


Fig.9. ECG data after decimation and interpolation in 4x compression rate.

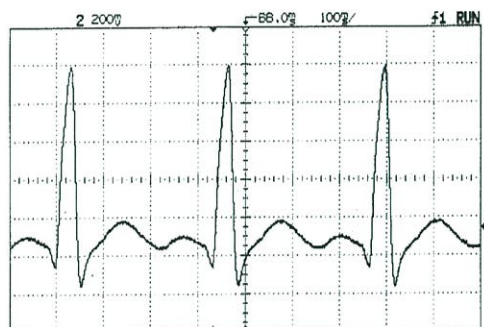


Fig.10. ECG data after decimation and interpolation in 8x compression rate.

Reference

- [1] A. Metin, *Biomedical Signal Processing*, Academic Press, 1994.
- [2] Willis J. Tompkins, *Biomedical Digital Signal Processing*, Prentice-Hall, 1993.
- [3] A. Mertins, *Signal Analysis Wavelets, Filter Bank, Time-Frequency Transforms and Applications*, John Wiley & Sons, Inc. 1996.
- [4] R. E. Crochiere and L. R. Rabiner, *Multirate Digital Signal Processing*, Prentice-Hall, 1983.
- [5] M. Vetterli, "A Theory of Multirate Filter Banks," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. ASSP-35, No 3, pp. 356-372, Mar. 1987.
- [6] Xiang-Gen Xia and Bruce W. Suter, "Multirate Filter Banks with Block Sampling," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 44, No. 3, pp. 484-496, Mar. 1996.
- [7] VX Afonso, WJ Tompkins, TQ Nguyen, s Luo, "Multirate Processing of the ECG using Filter Banks," *IEEE Computers in Cardiology*, pp. 245-248, 1996.
- [8] J.G. Proakis and D.G. Manolakis, *Digital Signal Processing Principles, Algorithms, and Application*, Prentice Hall, 1996.
- [9] S. K. Mitra, *Digital Signal Processing: Computer-Based Approach*, McGRAW-HILL. 2001.
- [10] *TMS320C3X User's Guide*, Texas Instruments Inc, 1997.

ประวัติผู้เขียน

นายสมพงษ์ จองสถาพร เกิดเมื่อวันที่ 28 มีนาคม พ.ศ.2523 ที่จังหวัดกรุงเทพมหานคร สำเร็จการศึกษาปริญญาตรีวิทยาศาสตร์บัณฑิต สาขาฟิสิกส์อุตสาหกรรม จากภาควิชาฟิสิกส์ อุตสาหกรรมและอุปกรณ์การแพทย์ คณะวิทยาศาสตร์ประยุกต์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ในปีการศึกษา 2544 และเข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมการวัดคุม ภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2546

โดยปี พ.ศ. 2548 ได้เข้าทำงานตำแหน่งผู้ช่วยนักวิจัย คณะวิทยาศาสตร์ประยุกต์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ จากนั้นในปี พ.ศ. 2550 ได้เข้าทำงานในตำแหน่ง Hardware Engineer บริษัทโฟลว์โก้ซิสเต็มส์จำกัด จนถึงปัจจุบัน