

ศรัทธานิเทศน์ธรรมสารวิเศษแบบไม่ต่อเนื่อง

THE IMPLEMENTATION OF DISCRETE TIME SWEEP
SINE OSCILLATOR



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของเอกสารตีพิมพ์ตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2551

KMITL-2008-EN-M-010-049

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ตัวกำเนิดสัญญาณสวิตช์แบบไม่ต่อเนื่อง

**THE IMPLEMENTATION OF DISCRETE TIME SWEEP
SINE OSCILLATOR**



เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....**79843**
วัน,เดือน,ปี.....**18 เม.ย. 2551**

| |
|---------|
| .b..... |
| .i..... |

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ.2551

KMITL-2008-EN-M-010-049

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**THE IMPLEMENTATION OF DISCRETE TIME SWEEP
SINE OSCILLATOR**



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

2008

KMITL-2008-EN-M-010-049

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ ตัวกำเนิดสัญญาณสวิตชาน์แบบไม่ต่อเนื่อง
The Implementation of Discrete Time Sweep Sine Oscillator

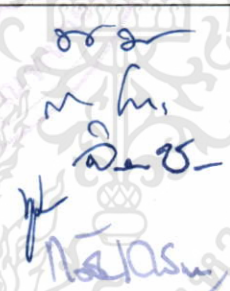
นักศึกษา นางสาวศศิพร อนุมาศ

รหัสประจำตัว 48060932

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ

| คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ | | ลายมือชื่อ |
|--------------------------|-------------|--|
| ผศ.ดร.พิเชฐ | ม่วงนวล |  |
| รศ.สมยศ | จันทะปิยะ | |
| รศ.จิระศักดิ์ | ชาญวิจิธรรม | |
| รศ.ดร.ฟูศักดิ์ | ชีวิสุทธิ | |
| รศ.ดร.กอบชัย | เดชหาญ | |

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ 29 กุมภาพันธ์ 2551 เวลา 11.00-13.00 น.

สถานที่สอบ ณ ห้องประชุม 1 ชั้น 3 อาคาร A


บัณฑิตวิทยาลัยรับรองแล้ว
(รศ.ดร.รวีวรรณ ชินะตระกูล)
คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

วันที่.....๑๘.....เดือน.....๑๕๖๐๑.....พ.ศ.....๒๕๕๑.....

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

| | |
|-----------------------------|--------------------------------------|
| หัวข้อวิทยานิพนธ์ | ตัวกำเนิดสัญญาณสวิตช์แบบไม่ต่อเนื่อง |
| นักศึกษา | นางสาวศศิพร อนุมาศ |
| รหัสนักศึกษา | 48060932 |
| ปริญญา | วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต |
| สาขาวิชา | วิศวกรรมโทรคมนาคม |
| พ.ศ. | 2551 |
| อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ | รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ |

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอหลักการออกแบบและสร้างสัญญาณ Sweep Sine Oscillator แบบดิจิตอล ซึ่งหลักการที่นำเสนอนี้จะทำการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณไซน์แบบดิจิตอลจากความถี่หนึ่งไปยังอีกความถี่หนึ่ง โดยสามารถกำหนดช่วงเวลาในการเปลี่ยนแปลงความถี่ได้ การออกแบบเริ่มจากการสร้างระบบแบบไม่ต่อเนื่องที่มีผลตอบสนองทางอิมพัลส์เป็น $\sin(\omega t + \phi)$ ซึ่งระบบนี้มีโพล 1 คู่วางอยู่บนเส้นรอบวงกลม 1 หน่วยในระบบแซด ในลักษณะ Complex Conjugate และมีซีโร 1 คู่ โดยซีโรตัวหนึ่งวางอยู่บนจุดกำเนิด อีกตัววางอยู่บนแกนเวลาจริง ในการกวาดความถี่ของสัญญาณไซน์นั้นจะกระทำไปพร้อมกัน 2 ลักษณะ คือ การเปลี่ยนแปลงความถี่ ซึ่งทำได้โดยการเลื่อนตำแหน่งของโพลที่อยู่บนเส้นรอบวงในช่วง $0 - \pi$ และการเลื่อนเฟสของสัญญาณไซน์ให้มีความสอดคล้องกับความถี่ที่เปลี่ยนแปลงไปนั้นกระทำได้โดยการเปลี่ยนตำแหน่งซีโรที่อยู่บนแกนเวลาจริง โดยการออกแบบและจำลองการทำงานใช้โปรแกรม MATLAB ส่วนการสร้างจริงทำบนบอร์ดประมวลผลสัญญาณเชิงเลข TMS320C31 ผลการทดลองพบว่า สัญญาณไซน์ที่มีการกวาดความถี่ตามหลักการที่นำเสนอ สามารถกวาดความถี่ในช่วงเวลาที่กำหนดได้อย่างถูกต้อง

| | |
|-----------------------|---|
| Thesis Title | The implementation of Discrete Time Sweep Sine Oscillator |
| Student | Miss Sasiporn Anumas |
| Student ID. | 48060932 |
| Degree | Master of Engineering |
| Program | Telecommunication Engineering |
| Year | 2008 |
| Thesis Advisor | Assoc.Prof.Dr.Kobchai Dejhan |

ABSTRACT

This thesis proposes a new design of digital sweep sine oscillator that change one frequency to other frequencies that can define time of sweep sine oscillator between started to stopped frequency and especially in defining step of sweep frequency. This digital sweep sine oscillator is implemented with the discrete time system with has impulse response as $\sin(\omega t + \phi)$ and conjugate poles and a pair of zeros at the origin and the real axis in the unit circle on z-plane. The sweep frequencies of oscillator was changed the pole position, which $0 - \pi$ on circumference and changed the zero position on the real axis for the phase shift of digital sine oscillator that corresponds with the changing frequency. The design and implementation of digital sweep sine oscillator used MATLAB program and TMS320C31 digital signal processor. The experiments results have been show that the proposed design of digital sweep sine oscillator produces correct the sweep frequencies.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี ด้วยความกรุณาของ รศ.ดร.กอบชัย เฉลยหาญ อาจารย์ที่ปรึกษา ที่กรุณาแนะนำให้คำปรึกษาคำชี้แนะช่วยแก้ปัญหา ตลอดจนให้ความรู้และประสบการณ์ที่ดีในการศึกษาวิจัยครั้งนี้ และให้ความเมตตาแก่ศิษย์ด้วยดีเสมอมา ผู้เขียนรู้สึกซาบซึ้งในความกรุณาเป็นอย่างยิ่งและขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ รศ.ดร.สุรพันธ์ ยิ้มมั่น ที่ได้ให้ความรู้ต่างๆมากมายให้คำแนะนำและคำปรึกษาที่ดีมาโดยตลอด และขอขอบคุณอาจารย์ทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ต่างๆ ให้แก่ศิษย์

ขอขอบคุณ พี่ๆ เพื่อนๆ และน้องๆ นักศึกษาปริญญาโท ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุกคนที่รู้จัก สำหรับความเป็นมิตรและความช่วยเหลือต่างๆ ที่มีให้กันระหว่างศึกษาอยู่

ขอขอบคุณภาควิชาฟิสิกส์อุตสาหกรรมและอุปกรณ์การแพทย์คณะวิทยาศาสตร์ประยุกต์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ที่เอื้อเฟื้อสถานที่ วัสดุอุปกรณ์ และเครื่องมือที่ใช้ในการทำวิจัย

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณ บิดามารดา ผู้ให้กำเนิดและให้ทุกสิ่งทุกอย่างกับลูกมาโดยตลอด อีกทั้งครอบครัวของข้าพเจ้าที่เป็นกำลังใจและให้การสนับสนุนในทุกๆเรื่อง ทำให้ข้าพเจ้าสามารถทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี

ประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้เขียนขอบอบแต่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

ศศิพร อนุมาศ

สารบัญ

| | หน้า |
|--|------|
| บทคัดย่อภาษาไทย..... | I |
| บทคัดย่อภาษาอังกฤษ..... | II |
| กิตติกรรมประกาศ..... | III |
| สารบัญ..... | IV |
| สารบัญตาราง..... | VII |
| สารบัญรูป..... | VIII |
| บทที่ 1 บทนำ..... | 1 |
| 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา..... | 1 |
| 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา..... | 1 |
| 1.3 สมมุติฐานการศึกษา..... | 1 |
| 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 Unit sample sequence..... | 5 |
| 2.1.2 Unit step sequence..... | 5 |
| 2.1.3 Exponential sequence..... | 5 |
| 2.1.4 Sinusoidal sequence..... | 8 |
| 2.2 ลักษณะเฉพาะของสัญญาณแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา..... | 9 |
| 2.2.1 Energy signal และ Power signals..... | 9 |
| 2.2.2 Periodic signals และ Aperiodic signals..... | 9 |
| 2.2.3 Symmetric (even) และ Asymmetric (odd) signals..... | 10 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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)..... | 14 |
| 2.4 ระบบแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา..... | 14 |
| 2.4.1 ไคอะแกรมที่ใช้แสดงในระบบไม่ต่อเนื่อง (Block Diagram Representation of Discrete-Time System) | 15 |
| 2.4.2 ชนิดของระบบแบบไม่ต่อเนื่อง | 17 |
| 2.4.2.1 ระบบแบบ Static | 17 |
| 2.4.2.2 ระบบแบบ Dynamic..... | 17 |
| 2.4.2.3 ระบบแปรตามเวลา..... | 17 |
| 2.4.2.4 ระบบเชิงเส้นและไม่เชิงเส้น (Linear and nonlinear system)..... | 18 |
| 2.4.2.5 ระบบแบบ Causal และแบบ Noncausal | 19 |
| 2.4.2.6 ระบบแบบ Stable และระบบแบบ Unstable..... | 19 |
| 2.4.3 การเชื่อมต่อระบบแบบไม่ต่อเนื่อง (Interconnection of Discrete-time System) | 19 |
| 2.5 การวิเคราะห์ระบบแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลาแบบเชิงเส้นและแปรตามเวลา..... | 21 |
| 2.5.1 Convolution Sum | 21 |
| 2.6 โครงสร้างของระบบแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา | 24 |
| 2.6.1 โครงสร้างของระบบเชิงเส้นที่แปรตามเวลา (Structures of the realization of linear time- invariant system)..... | 24 |
| 2.7 ทฤษฎีการสุ่มตัวอย่าง | 27 |
| 2.8 สมการผลต่างสืบเนื่อง..... | 30 |
| 2.9 การแปลงแซด..... | 31 |
| 2.10 คุณสมบัติการแปลงแซด | 35 |
| 2.10.1 คุณสมบัติความเป็นเชิงเส้น (Linearity Property) | 35 |
| 2.10.2 คุณสมบัติการเลื่อนเฟส (Shift Property) | 35 |
| 2.10.3 คุณสมบัติการประสาน (Convolution Property)..... | 36 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

| | หน้า |
|---|------|
| 2.11 การแปลงแซคในรูปเศษส่วน | 38 |
| 2.11.1 โพลและซีโร่ (Pole and Zero)..... | 38 |
| 2.11.2 ลักษณะสัญญาณและการวางตำแหน่งของโพล..... | 41 |
| 2.12 การแปลงแซคผกผัน..... | 44 |
| 2.12.1 การแปลงแซคผกผันด้วยวิธีอนุกรมอนันต์..... | 44 |
| 2.12.2 การแปลงแซคผกผันด้วยวิธีแยกเศษส่วนย่อย..... | 45 |
| 2.12.3 การแปลงแซคผกผันด้วยวิธี Residue..... | 48 |
| 2.13 ฟังก์ชันระบบของระบบเชิงเส้นที่แปรตามเวลา..... | 51 |
| 2.14 ผลตอบสนองทางเวลาของระบบแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา..... | 53 |
| 2.15 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับมุมบนระนาบแซค..... | 54 |
| บทที่ 3 ตัวกำเนิดสัญญาณสวิตช์แบบดิจิทัล..... | 55 |
| 3.1 ตัวกำเนิดสัญญาณสวิตช์แบบดิจิทัลด้วยวิธีแบบเปิดตาราง (Digital Sinusoidal Oscillators) | 55 |
| 3.2 ตัวกำเนิดสัญญาณซายน์แบบดิจิทัลตามหลักการที่นำเสนอ..... | 58 |
| บทที่ 4 ผลการออกแบบ..... | 65 |
| 4.1 เปรียบเทียบผลการทดลองที่ได้จากการจำลองการสร้างตัวกำเนิดสัญญาณ สวิตช์แบบดิจิทัล..... | 66 |
| 4.2 เปรียบเทียบผลการทดลองที่ได้จากการจำลองและการสร้างจริง..... | 72 |
| 4.3 ผลการทดลองที่ได้จากการสร้างจริงโดยเปลี่ยนขั้นในการกวาดความถี่..... | 88 |
| 4.4 ผลการความเพี้ยนฮาร์มอนิกสร่วม..... | 99 |
| บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ..... | 100 |
| เอกสารอ้างอิง..... | 102 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

| | หน้า |
|---|------|
| ภาคผนวก ก. บอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล TMS320C31 DSP Starter Kit | 103 |
| ภาคผนวก ข. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ | 113 |
| ประวัติผู้เขียน | 118 |



สารบัญตาราง

| ตารางที่ | หน้า |
|---|------|
| 2.1 แสดงผลของการแปลงแซด | 37 |
| 2.2 สัมพันธ์ระหว่างความถี่กับมุมบนระนาบแซด | 54 |
| 3.1 ข้อมูลในการสร้างสัญญาณชายน้ด้วยหลักการแบบเปิดตาราง..... | 55 |
| 3.2 การเปลี่ยนแปลงความถี่ และเฟสของสัญญาณชายน้จากความถี่ f_m ไปยัง f_{m+1} | 61 |
| 3.3 ค่าสัมประสิทธิ์ของสัญญาณชายน้คิจิตอลแบบกวาด | 61 |
| 3.4 ขนาดของฮาร์โมนิกส์ ณ.ตำแหน่งใดๆ ของสัญญาณชายน้ที่ความถี่ $f=1Hz, f_s = 500Hz$ | 64 |
| ก.1 แสดงค่ารีจิสเตอร์ที่ความถี่สุ่มแตกต่างกัน 4 ค่า..... | 103 |



สารบัญรูป

| รูปที่ | หน้า |
|--|------|
| 2.1 แพลนผั่งของระบบประมวลสัญญาณเชิงเลข..... | 4 |
| 2.2 สัญญาณต่อเนื่องและสัญญาณไม่ต่อเนื่อง..... | 5 |
| 2.3 Unit sample sequence..... | 6 |
| 2.4 Unit step sequence..... | 6 |
| 2.5 Exponential sequences $x(n) = A\alpha^n$ | 7 |
| 2.6 Sinusoidal sequence..... | 8 |
| 2.7 Periodic signals sequence..... | 10 |
| 2.8 Symmetric (even) sequence..... | 10 |
| 2.9 Asymmetric (odd) sequence..... | 11 |
| 2.10 สัญญาณ $x(n)$ ของกรณีที่ 2.1..... | 11 |
| 2.11 กราฟสัญญาณ $x(n-3)$ | 12 |
| 2.12 กราฟสัญญาณ $x(n+2)$ | 13 |
| 2.13 กราฟสัญญาณ $x(n)$ | 13 |
| 2.14 กราฟสัญญาณ $x(-n)$ | 13 |
| 2.15 กราฟสัญญาณ $x(-n+2)$ | 13 |
| 2.16 ไคอะแกรมของระบบแบบไม่ต่อเนื่อง..... | 14 |
| 2.17 ไคอะแกรมการบวกในระบบแบบไม่ต่อเนื่อง..... | 15 |
| 2.18 ไคอะแกรมตัวคูณคงที่ในระบบแบบไม่ต่อเนื่อง..... | 15 |
| 2.19 ไคอะแกรมตัวคูณสัญญาณในระบบแบบไม่ต่อเนื่อง..... | 15 |
| 2.20 ไคอะแกรมตัวหั่นวงในระบบแบบไม่ต่อเนื่อง..... | 16 |
| 2.21 ไคอะแกรมตัวล้าหน้าในระบบแบบไม่ต่อเนื่อง..... | 16 |
| 2.22 ไคอะแกรมของระบบแบบไม่ต่อเนื่องตามสมการที่ 2.24..... | 16 |
| 2.23 ไคอะแกรมของระบบแบบไม่ต่อเนื่องตามสมการที่ 2.25..... | 17 |
| 2.24 ตัวอย่างระบบแบบไม่ต่อเนื่องที่แปรตามเวลาและไม่แปรตามเวลา..... | 18 |
| 2.25 ระบบ τ เป็นระบบที่เชิงเส้นและระบบที่ไม่มีคุณสมบัติสอดคล้องกับหลักการของ Superposition จะเป็นระบบแบบไม่เชิงเส้น..... | 19 |
| 2.26 การเชื่อมต่อระบบแบบไม่ต่อเนื่องแบบอนุกรม..... | 19 |
| 2.27 การเชื่อมต่อระบบแบบไม่ต่อเนื่องแบบขนาน..... | 20 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

| รูปที่ | หน้า |
|---|------|
| 2.28 คุณสมบัติการสลับที่ | 22 |
| 2.29 คุณสมบัติการจัดกลุ่ม | 22 |
| 2.30 คุณสมบัติการกระจาย | 23 |
| 2.31 ผลตอบสนองทาง Impulse ของระบบแบบไม่ต่อเนื่อง | 23 |
| 2.32 โครงสร้างของระบบเชิงเส้นแปรตามเวลา | 25 |
| 2.33 โครงสร้างแบบตรง I ของระบบไม่ต่อเนื่องแบบ Recursive | 26 |
| 2.34 โครงสร้างแบบตรง II ของระบบไม่ต่อเนื่องแบบ Recursive | 27 |
| 2.35 การสุ่มตัวอย่างสัญญาณเชิงอุปมาน | 28 |
| 2.36 สัญญาณสุ่มตัวอย่าง | 28 |
| 2.37 สเปกตรัมของสัญญาณจากการสุ่มตัวอย่าง | 29 |
| 2.38 ROC ของ $X(z)$ ในกรณีที่ 2.9 | 34 |
| 2.39 ตำแหน่งการวาง โพลและซีโรของระบบในกรณีที่ 2.12 | 38 |
| 2.40 ตำแหน่งการวาง โพลและซีโรของระบบในกรณีที่ 2.13 | 39 |
| 2.41 ตำแหน่งการวาง โพลและซีโรของกรณีที่ 2.14 | 40 |
| 2.42 ตำแหน่งการวาง โพลและซีโรของกรณีที่ 2.15 | 40 |
| 2.43 ความสัมพันธ์ระหว่างตำแหน่งของโพลกับลำดับสัญญาณ | 42 |
| 2.44 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับมุมบนระนาบแซด | 54 |
| 3.1 ลำดับสัญญาณของสัญญาณไซน์ที่สร้างด้วยหลักการแบบเปิดตาราง | 56 |
| 3.2 ลำดับสัญญาณของสัญญาณสี่เหลี่ยมแบบดิจิทัลที่สร้างด้วยหลักการแบบเปิดตาราง | 56 |
| 3.3 ลำดับสัญญาณของ $x(n) = \sin(\omega n + \phi)$ ที่สร้างด้วยระบบแบบไม่ต่อเนื่อง | 57 |
| 3.4 ตำแหน่งการวาง โพล-ซีโร ของ $H(z)$ | 58 |
| 3.5 ตำแหน่งการวาง โพล-ซีโรของ $H_s(z)$ | 60 |
| 3.6 โครงสร้างตัวกำเนิดสัญญาณสี่เหลี่ยมแบบดิจิทัล | 60 |
| 3.7 ผลตอบสนองทางเอาต์พุตของสัญญาณสี่เหลี่ยมแบบดิจิทัล | 62 |
| 3.8 ผลตอบสนองทางเอาต์พุตของสัญญาณสี่เหลี่ยมแบบดิจิทัล | 63 |
| 3.9 ข้อมูลของขนาดของฮาร์มอนิกส์ ณ.ตำแหน่งใดๆ ที่วิเคราะห์ด้วยเครื่องวิเคราะห์สัญญาณ แบบไดนามิกส์ | 64 |
| 4.1 Hardware และเครื่องมือวัดที่ใช้ในการทดลองทั้งหมด | 65 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

| รูปที่ | หน้า |
|---|------|
| 4.2 ผลการจำลองการสร้างตัวกำเนิดสัญญาณสี่เหลี่ยมแบบดิจิทัล ที่ $f_0 = 1\text{Hz}, f_h = 5\text{Hz}, t_{total} = 1\text{sec}$ และ $s = 1\text{Hz}$ | 66 |
| 4.3 ผลการจำลองและสร้างตัวกำเนิดสัญญาณสี่เหลี่ยมแบบดิจิทัล ที่ $f_0 = 1\text{Hz}, f_h = 5\text{Hz}, f_s = 8\text{kHz}, t_{total} = 1\text{sec}$ และ $s = 1\text{Hz}$ | 72 |
| 4.4 ผลการจำลองและสร้างตัวกำเนิดสัญญาณสี่เหลี่ยมแบบดิจิทัล ที่ $f_0 = 1\text{Hz}, f_h = 5\text{Hz}, f_s = 8\text{kHz}, t_{total} = 2\text{sec}$ และ $s = 1\text{Hz}$ | 73 |
| 4.5 ผลการจำลองและสร้างตัวกำเนิดสัญญาณสี่เหลี่ยมแบบดิจิทัล ที่ $f_0 = 1\text{Hz}, f_h = 5\text{Hz}, f_s = 8\text{kHz}, t_{total} = 0.4\text{sec}$ และ $s = 0.1\text{Hz}$ | 74 |
| 4.6 ผลการจำลองและสร้างตัวกำเนิดสัญญาณสี่เหลี่ยมแบบดิจิทัล ที่ $f_0 = 1\text{Hz}, f_h = 10\text{Hz}, f_s = 8\text{kHz}, t_{total} = 1\text{sec}$ และ $s = 0.1\text{Hz}$ | 75 |
| 4.7 ผลการจำลองและสร้างตัวกำเนิดสัญญาณสี่เหลี่ยมแบบดิจิทัล ที่ $f_0 = 1\text{Hz}, f_h = 10\text{Hz}, f_s = 8\text{kHz}, t_{total} = 0.4\text{sec}$ และ $s = 0.5\text{Hz}$ | 76 |
| 4.8 ผลการจำลองและสร้างตัวกำเนิดสัญญาณสี่เหลี่ยมแบบดิจิทัล ที่ $f_0 = 1\text{Hz}, f_h = 16\text{Hz}, f_s = 8\text{kHz}, t_{total} = 0.4\text{sec}$ และ $s = 0.5\text{Hz}$ | 77 |
| 4.9 ผลการจำลองและสร้างตัวกำเนิดสัญญาณสี่เหลี่ยมแบบดิจิทัล ที่ $f_0 = 1\text{Hz}, f_h = 16\text{Hz}, f_s = 8\text{kHz}, t_{total} = 1\text{sec}$ และ $s = 0.5\text{Hz}$ | 78 |
| 4.10 ผลการจำลองและสร้างตัวกำเนิดสัญญาณสี่เหลี่ยมแบบดิจิทัล ที่ $f_0 = 2\text{Hz}, f_h = 15\text{Hz}, f_s = 8\text{kHz}, t_{total} = 1\text{sec}$ และ $s = 0.5\text{Hz}$ | 79 |
| 4.11 ผลการจำลองและสร้างตัวกำเนิดสัญญาณสี่เหลี่ยมแบบดิจิทัล ที่ $f_0 = 2\text{Hz}, f_h = 20\text{Hz}, f_s = 8\text{kHz}, t_{total} = 1\text{sec}$ และ $s = 0.5\text{Hz}$ | 80 |
| 4.12 ผลการจำลองและสร้างตัวกำเนิดสัญญาณสี่เหลี่ยมแบบดิจิทัล ที่ $f_0 = 2\text{Hz}, f_h = 25\text{Hz}, f_s = 8\text{kHz}, t_{total} = 1\text{sec}$ และ $s = 0.5\text{Hz}$ | 81 |
| 4.13 ผลการจำลองและสร้างตัวกำเนิดสัญญาณสี่เหลี่ยมแบบดิจิทัล ที่ $f_0 = 2\text{Hz}, f_h = 30\text{Hz}, f_s = 8\text{kHz}, t_{total} = 1\text{sec}$ และ $s = 0.5\text{Hz}$ | 82 |
| 4.14 ผลการจำลองและสร้างตัวกำเนิดสัญญาณสี่เหลี่ยมแบบดิจิทัล ที่ $f_0 = 5\text{Hz}, f_h = 10\text{Hz}, f_s = 8\text{kHz}, t_{total} = 1\text{sec}$ และ $s = 0.5\text{Hz}$ | 83 |
| 4.15 ผลการจำลองและสร้างตัวกำเนิดสัญญาณสี่เหลี่ยมแบบดิจิทัล ที่ $f_0 = 5\text{Hz}, f_h = 20\text{Hz}, f_s = 8\text{kHz}, t_{total} = 0.4\text{sec}$ และ $s = 1\text{Hz}$ | 84 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

| รูปที่ | หน้า |
|--|------|
| 4.16 ผลการจำลองและสร้างตัวกำเนิดสัญญาณสวิตช์แบบดิจิทัล ที่ $f_0 = 5\text{Hz}$, $f_h = 30\text{Hz}$, $f_s = 8\text{kHz}$, $t_{total} = 1\text{sec}$ และ $s = 1\text{Hz}$ | 85 |
| 4.17 ผลการจำลองและสร้างตัวกำเนิดสัญญาณสวิตช์แบบดิจิทัล ที่ $f_0 = 5\text{Hz}$, $f_h = 100\text{Hz}$, $f_s = 8\text{kHz}$, $t_{total} = 0.4\text{sec}$ และ $s = 1\text{Hz}$ | 86 |
| 4.18 ผลการสร้างตัวกำเนิดสัญญาณสวิตช์แบบดิจิทัล ที่ $f_0 = 1\text{Hz}$, $f_h = 15\text{Hz}$, $f_s = 20\text{kHz}$, $t_{total} = 1\text{sec}$ | 87 |
| 4.19 ผลการสร้างตัวกำเนิดสัญญาณสวิตช์แบบดิจิทัล ที่ $f_0 = 1\text{Hz}$, $f_h = 50\text{Hz}$, $f_s = 20\text{kHz}$, $t_{total} = 1\text{sec}$ | 89 |
| 4.20 ผลการสร้างตัวกำเนิดสัญญาณสวิตช์แบบดิจิทัล ที่ $f_0 = 2\text{Hz}$, $f_h = 20\text{Hz}$, $f_s = 20\text{kHz}$, $t_{total} = 1\text{sec}$ | 91 |
| 4.21 ผลการสร้างตัวกำเนิดสัญญาณสวิตช์แบบดิจิทัล ที่ $f_0 = 3\text{Hz}$, $f_h = 30\text{Hz}$, $f_s = 8\text{kHz}$, $t_{total} = 1\text{sec}$ | 93 |
| 4.22 ผลการสร้างตัวกำเนิดสัญญาณสวิตช์แบบดิจิทัล ที่ $f_0 = 4\text{Hz}$, $f_h = 20\text{Hz}$, $f_s = 8\text{kHz}$, $t_{total} = 1\text{sec}$ | 95 |
| 4.23 ผลการสร้างตัวกำเนิดสัญญาณสวิตช์แบบดิจิทัล ที่ $f_0 = 5\text{Hz}$, $f_h = 40\text{Hz}$, $f_s = 8\text{kHz}$, $t_{total} = 1\text{sec}$ | 97 |
| 4.24 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกส์รวม..... | 99 |
| ก.1 ฮาร์ดแวร์ของบอร์ด TMS320C31 DSP Starter Kit | 104 |
| ก.2 บล็อกไดอะแกรมของบอร์ด TMS320C31 DSP Starter Kit..... | 105 |
| ก.3 การจัดแบ่งหน่วยความจำในโหมด Microcomputer/Boot Loader ของบอร์ด TMS320C31 DSP Starter Kit..... | 106 |
| ก.4 ฟังก์ชันไดอะแกรมของชิป TLC32040 | 107 |

บทที่ 1

ตัวกำเนิดสัญญาณสวิตช์แบบดิจิทัล

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

แต่เดิมการสร้างตัวกำเนิดสัญญาณสวิตช์แบบกวาดทำได้โดยการใช้วงจรถอดลอก ซึ่งการสร้างด้วยวิธีนี้จะมีข้อจำกัดอยู่บางประการคือ การกำหนดค่าพารามิเตอร์ของการกวาดความถี่กระทำได้ยากและในด้านของความเที่ยงตรงของสัญญาณ ต่อมาจึงได้มีการสร้างตัวกำเนิดสัญญาณสวิตช์แบบดิจิทัล โดยใช้หลักการแบบเปิดตาราง (Look Up Table : LUT) [1, 2] ซึ่งการสร้างสัญญาณด้วยวิธีดังกล่าวนี้สามารถเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ได้ง่าย อีกทั้งระบบยังมีเสถียรภาพดีกว่าระบบอนาลอก แต่อย่างไรก็ตามการเปลี่ยนแปลงความถี่ด้วยหลักการแบบเปิดตาราง ซึ่งทำได้โดยการเพิ่มหรือลดระยะระหว่างข้อมูลที่มีอยู่ในตาราง โดยเฉพาะอย่างยิ่งในย่านความถี่ต่ำ จำนวนข้อมูลที่นำมาสร้างสัญญาณสวิตช์แบบดิจิทัลนั้นจะมีระยะห่างของข้อมูลมากกว่าสัญญาณสวิตช์ที่มีความถี่สูง ทำให้สัญญาณที่ได้มีลักษณะเป็นแบบขั้น (step) ขาดความต่อเนื่องของสัญญาณ

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มุ่งหวังการศึกษาการสร้างตัวกำเนิดสัญญาณสวิตช์แบบดิจิทัล โดยใช้ระบบแบบไม่ต่อเนื่องที่มีผลตอบสนองทางอิมพัลส์เป็น $\sin(\omega t + \phi)$ [3, 4] เนื่องจากการประยุกต์ใช้งานบางอย่างมีความจำเป็นในการใช้ตัวกำเนิดสัญญาณสวิตช์แบบกวาด ที่สามารถกวาดความถี่จากความถี่เริ่มต้นไปยังความถี่สุดท้ายในช่วงเวลาที่กำหนดได้ อีกทั้งความถี่ที่เกิดขึ้นสามารถเปลี่ยน ขั้นตอนของการกวาดความถี่ได้ เช่น งานทางด้านการควบคุมอุปกรณ์ Power electronics (Motor Control, Heater Control) และ โดยเฉพาะอย่างยิ่งงานทางด้านการวัด Impedance [5, 6, 7] เป็นต้น

1.3 สมมุติฐานของการศึกษา

การสร้างตัวกำเนิดสัญญาณสวิตช์แบบดิจิทัลนั้น สามารถลดข้อจำกัดของการสร้างด้วยระบบอนาลอกได้ แต่อย่างไรก็ตามการเปลี่ยนแปลงความถี่ด้วยหลักการแบบเปิดตาราง ซึ่งทำได้โดยการเพิ่มหรือลดระยะระหว่างข้อมูลที่มีอยู่ในตาราง โดยเฉพาะอย่างยิ่งในย่านความถี่ต่ำ จำนวนข้อมูลที่นำมาสร้างสัญญาณสวิตช์แบบดิจิทัลนั้นจะมีระยะห่างของข้อมูลมากกว่าสัญญาณสวิตช์ที่มีความถี่สูง ทำให้สัญญาณที่ได้มีลักษณะเป็นแบบขั้น ขาดความต่อเนื่องของสัญญาณ หาก

ต้องการความละเอียดของสัญญาณสูงจำเป็นจะต้องใช้หน่วยความจำเป็นจำนวนมาก ซึ่งจากการศึกษา มีความเป็นไปได้ที่จะลดปัญหาดังกล่าว ด้วยการสร้างสัญญาณซามป์ดิ้งที่ต่อเนื่องเฟสได้ โดยใช้ระบบแบบไม่ต่อเนื่อง ในลักษณะหลายๆ ความถี่ต่อกัน ซึ่งจะมีการเลื่อนเฟสในแต่ละความถี่เพื่อให้สัญญาณเกิดความต่อเนื่อง

1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

สำหรับหลักการที่นำเสนอนี้ จะทำการสร้างตัวกำเนิดสัญญาณสวิตช์แบบดิจิทัล โดยเริ่มจากการสร้างระบบแบบไม่ต่อเนื่อง ที่มีผลตอบสนองทางอิมพัลส์เป็น $\sin(\omega t + \phi)$ ที่ความถี่ $\omega_0, \omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n$ มาทำการเชื่อมต่อสัญญาณ ซึ่งการทำเช่นนี้จะทำให้เกิดสัญญาณซามป์ ที่มีการกวาดความถี่ แต่อย่างไรก็ตามการเชื่อมต่อสัญญาณที่ความถี่หนึ่งกับสัญญาณอีกความถี่หนึ่งนั้นจำเป็นต้องพิจารณาความต่อเนื่องของเฟสด้วย ดังนั้นในการสร้างระบบแบบไม่ต่อเนื่อง ที่มีผลตอบสนองทางอิมพัลส์เป็น $\sin(\omega t + \phi)$ ต้องทำการพิจารณาค่าเฟสสุดท้ายของสัญญาณซามป์ที่ความถี่ก่อนหน้า เพื่อให้สัญญาณซามป์นั้นเป็นสัญญาณซามป์แบบกวาดที่มีความต่อเนื่องของสัญญาณ โดยเฉพาะอย่างยิ่งที่การกวาดความถี่ในช่วงความถี่ต่ำ

1.5 การเปรียบเทียบระหว่างวิธีการที่นำเสนอกับวิธีการแบบพื้นฐาน

การสร้างตัวกำเนิดสัญญาณซามป์แบบดิจิทัลด้วยวิธีเปิดตาราง โดยเฉพาะอย่างยิ่งในย่านความถี่ต่ำ จำนวนข้อมูลที่นำมาสร้างสัญญาณซามป์แบบดิจิทัลนั้นจะมีระยะห่างของข้อมูลมากกว่าสัญญาณซามป์ที่มีความถี่สูง ทำให้สัญญาณที่ได้มีลักษณะเป็นแบบขั้น ขาดความต่อเนื่องของสัญญาณ หากต้องการความละเอียดของสัญญาณสูงจำเป็นจะต้องใช้หน่วยความจำเป็นจำนวนมาก ซึ่งการสร้างตัวกำเนิดสัญญาณสวิตช์แบบดิจิทัลด้วยตามหลักการที่นำเสนอนี้ สามารถลดปัญหาดังกล่าวได้ อีกทั้งยังสามารถกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ได้ง่าย และใช้หน่วยความจำเพียงเล็กน้อยเท่านั้น

1.6 ขอบเขตการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอหลักการออกแบบและสร้างตัวกำเนิดสัญญาณสวิตช์แบบดิจิทัลที่สามารถกวาดความถี่จากความถี่เริ่มต้นไปยังความถี่สุดท้ายในช่วงเวลาที่กำหนดได้ อีกทั้งความถี่ที่เกิดขึ้นสามารถเปลี่ยน ขึ้นของการกวาดความถี่ได้ ซึ่งการจำลองการออกแบบตัวกำเนิดสัญญาณสวิตช์แบบดิจิทัลนั้นทำได้โดยการใช้โปรแกรม MATLAB และทำการสร้างสัญญาณจริงด้วยบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล TMS320C31

1.7 ขั้นตอนของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บทด้วยกัน คือ

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาของงานวิจัย ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ สมมติฐาน ทฤษฎีที่ใช้ ขอบเขตของการวิจัย และขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการวิจัย ซึ่งจะประกอบด้วยทฤษฎีการประมวลผล สัญญาณเชิงเลข การวิเคราะห์ระบบแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา และการแปลงแซด

บทที่ 3 กล่าวถึงการสร้างตัวกำเนิดสัญญาณสวิตชาน์แบบดิจิทัลด้วยหลักการแบบเปิด ตาราง การออกแบบและการสร้างตัวกำเนิดสัญญาณสวิตชาน์ดิจิทัลแบบแบบกวาดตามหลักการที่นำเสนอ

บทที่ 4 กล่าวถึงผลการทดลองที่ได้จากการออกแบบและสร้างสัญญาณจริง

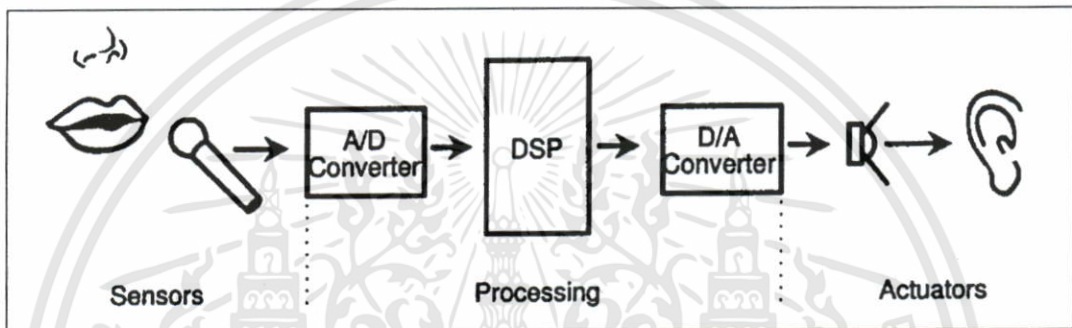
บทที่ 5 เป็นบทสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ



บทที่ 2

ทฤษฎีการประมวลผลสัญญาณเชิงเลข

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

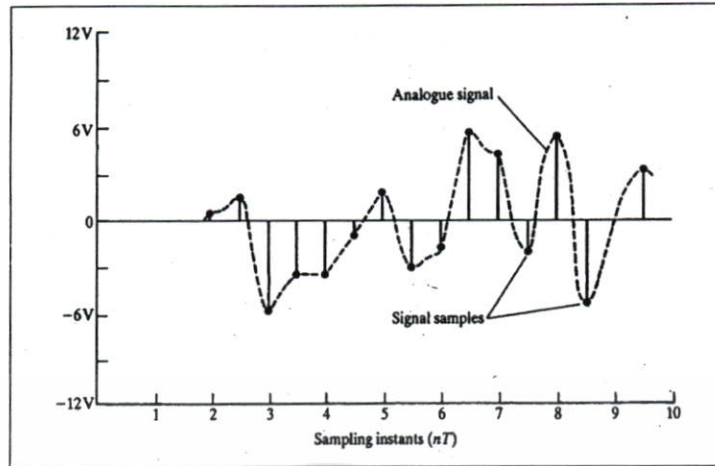


รูปที่ 2.1 แผนผังของระบบประมวลผลสัญญาณเชิงเลข

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

2.1 สัญญาณแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา [1, 2]

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)

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

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

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

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

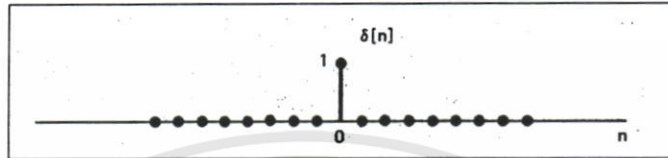
สมการที่ 2.2 และ 2.3 เป็นลำดับแบบไม่มีจุดจบ (Infinite-duration signal or sequence) ส่วนสมการที่ 2.4 และ 2.5 เป็นลำดับแบบมีจุดจบ (Finite-duration signal or sequence)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.1 Unit sample sequence

มีนิยามดังสมการที่ 2.6 และมีรูปสัญลักษณ์ดังรูปที่ 2.3

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

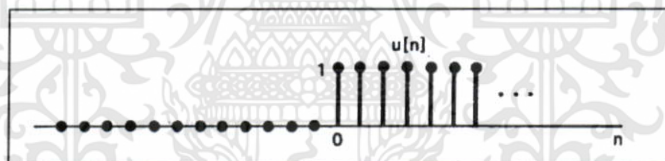


รูปที่ 2.3 Unit sample sequence

2.1.2 Unit step sequence

มีนิยามดังสมการที่ 2.7 และมีรูปสัญลักษณ์ดังรูปที่ 2.4

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

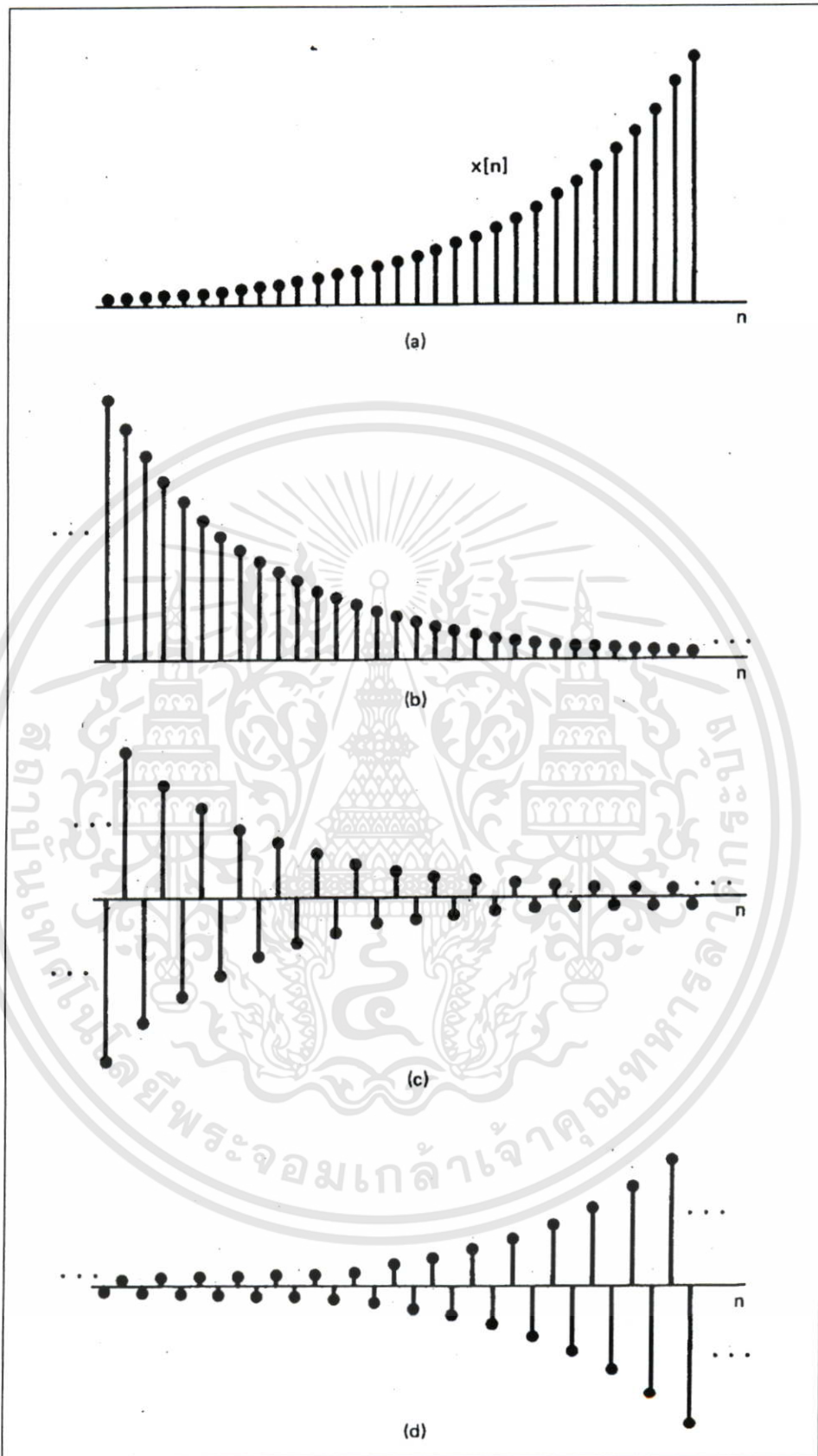


รูปที่ 2.4 Unit step sequence

2.1.3 Exponential sequences

มีนิยามดังสมการที่ 2.8 และมีรูปสัญลักษณ์ดังรูปที่ 2.5

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



รูปที่ 2.5 Exponential sequences $x(n) = A\alpha^n$

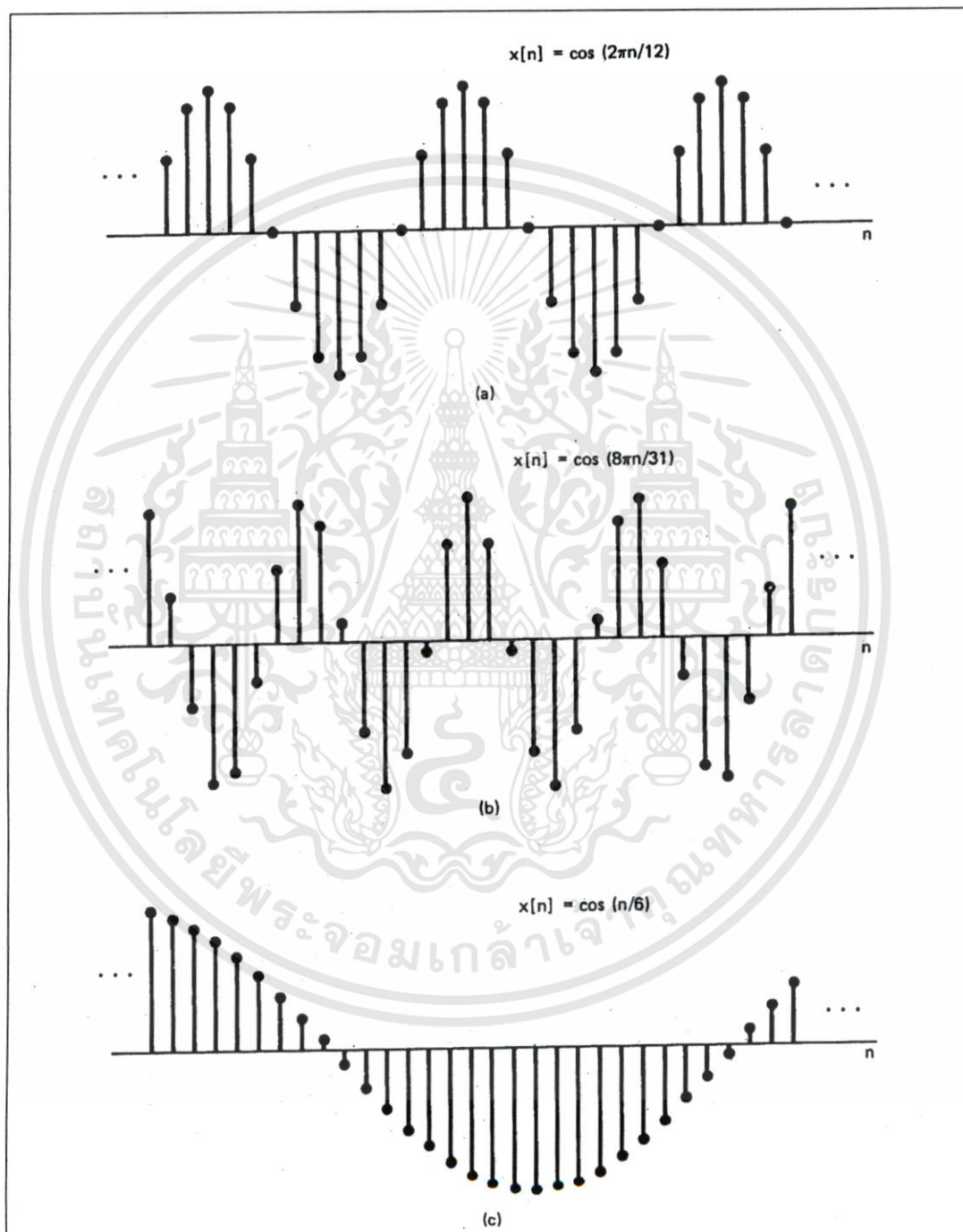
(a) $\alpha > 1$; (b) $0 < \alpha < 1$; (c) $-1 < \alpha < 0$; (d) $\alpha < -1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.4 Sinusoidal sequences

มีนิยามดังสมการที่ 2.9 และมีรูปสัญญาณดังรูปที่ 2.6

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



รูปที่ 2.6 Sinusoidal sequences

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 ลักษณะเฉพาะของสัญญาณแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา [1, 2]

2.2.1 Energy signal และ Power signals

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

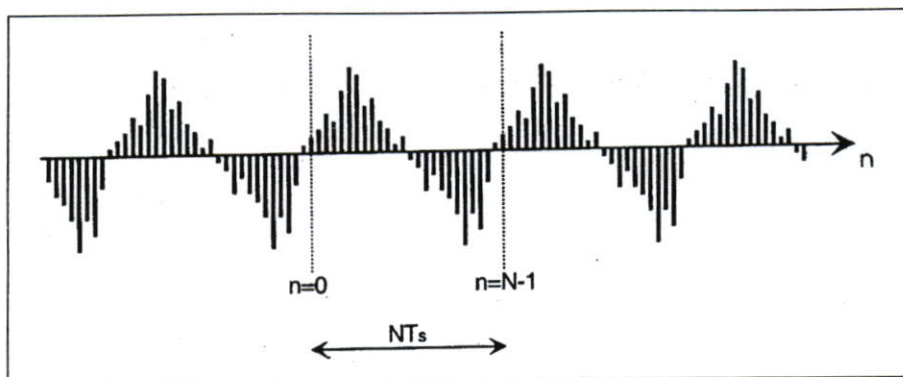
$$P = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{2N+1} E_N \quad (2.13)$$

2.2.2 Periodic signals และ Aperiodic signals

Periodic signals sequence เป็นสัญญาณที่มีคาบซ้ำมีนิยามดังสมการที่ 2.14 และแสดงสัญญาณไค่ดังรูปที่ 2.7

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

เมื่อ N คือ Fundamental period และลำดับที่ไม่เป็นดังสมการที่ 2.14 จะเป็นลำดับแบบ Aperiodic

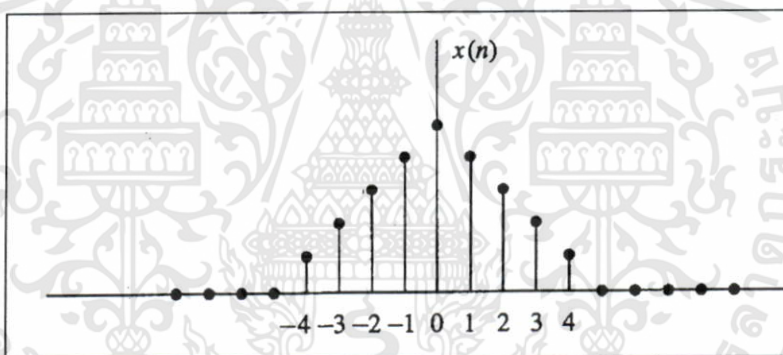


รูปที่ 2.7 Periodic signals sequence

2.2.3 Symmetric (even) และ Asymmetric (odd) signals

ลำดับสัญญาณที่สมมาตรกัน(Symmetric) มีนิยามดังสมการที่ 2.15 มีรูปสัญญาณดังรูปที่ 2.8

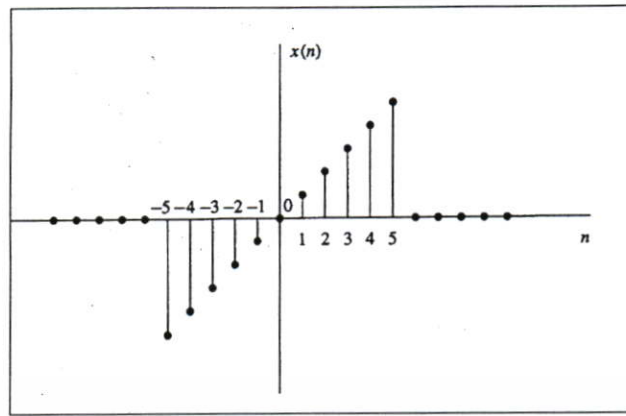
$$x(-n) = x(n) \tag{2.15}$$



รูปที่ 2.8 Symmetric (even) sequence

ลำดับสัญญาณที่ไม่สมมาตรกัน(Asymmetric) มีนิยามดังสมการที่ 2.16 มีรูปสัญญาณดังรูปที่ 2.9

$$x(-n) = -x(n) \tag{2.16}$$



รูปที่ 2.9 Asymmetric (odd) sequence

2.3 การกระทำของสัญญาณแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา [1, 2]

2.3.1 การเลื่อนสัญญาณ

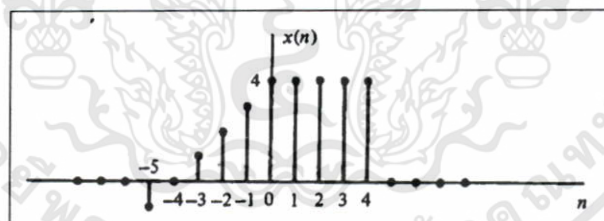
อาจเรียกว่าการหน่วงสัญญาณก็ได้เขียนเป็นสมการได้ดังสมการที่ 2.17

$$y(n] = x(n - k)$$

(2.17)

เมื่อ k เป็นจำนวนเต็ม (Integer)

ตัวอย่าง กำหนดให้สัญญาณ $x(n]$ แสดงดังในรูปที่ 2.10 หา (a) $x(n-3]$ และ (b) $x(n+2]$

รูปที่ 2.10 สัญญาณ $x(n]$

วิธีการของกรณี (a) $x(n-3]$ กำหนดให้ $y(n] = x(n-3]$

กรณี $n = -6$

$$y(-6) = x(-6-3) = x(-9) = 0$$

กรณี $n = -5$

$$y(-5) = x(-5-3) = x(-8) = 0$$

กรณี $n = -4$

$$y(-4) = x(-4-3) = x(-7) = 0$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรณี $n = -3$

$$y(-3) = x(-3-3) = x(-6) = 0$$

กรณี $n = -2$

$$y(-2) = x(-2-3) = x(-5) = -1$$

กรณี $n = -1$

$$y(-1) = x(-1-3) = x(-4) = 0$$

กรณี $n = 0$

$$y(0) = x(0-3) = x(-3) = 1$$

กรณี $n = 1$

$$y(1) = x(1-3) = x(-2) = 2$$

กรณี $n = 2$

$$y(2) = x(2-3) = x(-1) = 3$$

กรณี $n = 3$

$$y(3) = x(3-3) = x(0) = 4$$

กรณี $n = 4$

$$y(4) = x(4-3) = x(1) = 4$$

กรณี $n = 5$

$$y(5) = x(5-3) = x(2) = 4$$

กรณี $n = 6$

$$y(6) = x(6-3) = x(3) = 4$$

กรณี $n = 7$

$$y(7) = x(7-3) = x(4) = 4$$

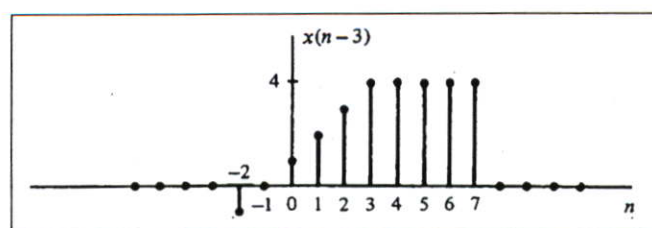
กรณี $n = 8$

$$y(8) = x(8-3) = x(5) = 0$$

กรณี $n = 9$

$$y(9) = x(9-3) = x(6) = 0$$

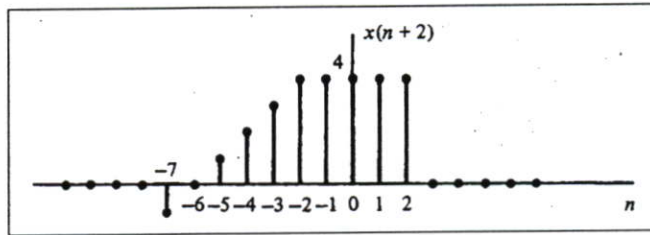
นำค่า $y(n) = x(n-3)$ ไปเขียนเป็นกราฟได้ดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 กราฟสัญญาณ $x(n-3]$

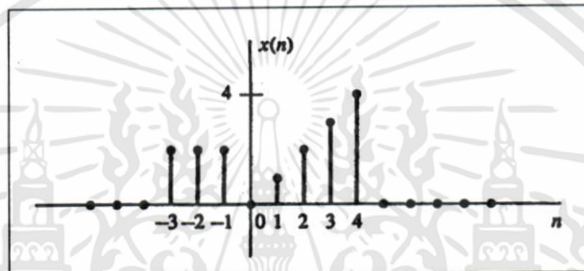
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีการของกรณี (b) $x(n+2)$ กำหนดให้ $y(n) = x(n+2)$ ในการหาค่าสามารถทำได้เช่นเดียวกับข้อ (a) และเขียนเป็นกราฟได้ดังรูปที่ 2.12



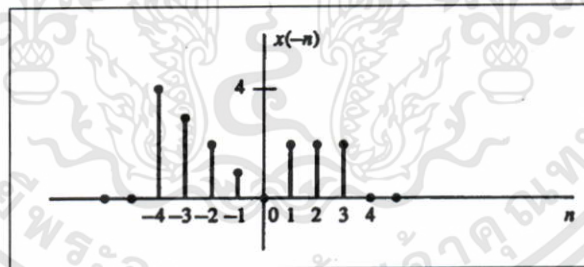
รูปที่ 2.12 กราฟสัญญาณ $x(n+2)$

ตัวอย่าง กำหนดให้สัญญาณ $x(n)$ แสดงดังในรูปที่ 2.13 หา (a) $x(-n)$ และ (b) $x(-n+2)$



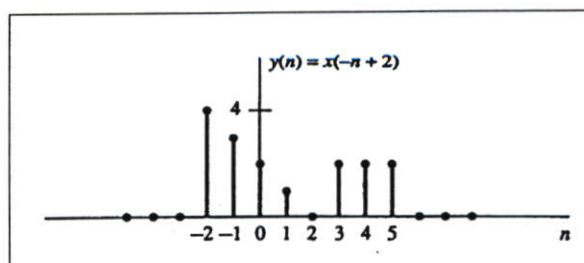
รูปที่ 2.13 กราฟสัญญาณ $x(n)$

วิธีการของกรณี (a) $x(-n)$ กำหนดให้ $y(n) = x(-n)$ ที่ n มีค่าตั้งแต่ -6 ถึง 5 จะได้สัญญาณ $x(-n)$ แสดงดังรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.14 กราฟสัญญาณ $x(-n)$

วิธีการของกรณี (b) $x(-n+2)$ กำหนดให้ $y(n) = x(-n+2)$ ที่ n มีค่าตั้งแต่ -5 ถึง 8 จะได้สัญญาณ $x(-n+2)$ แสดงดังรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 กราฟสัญญาณ $x(-n+2)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

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

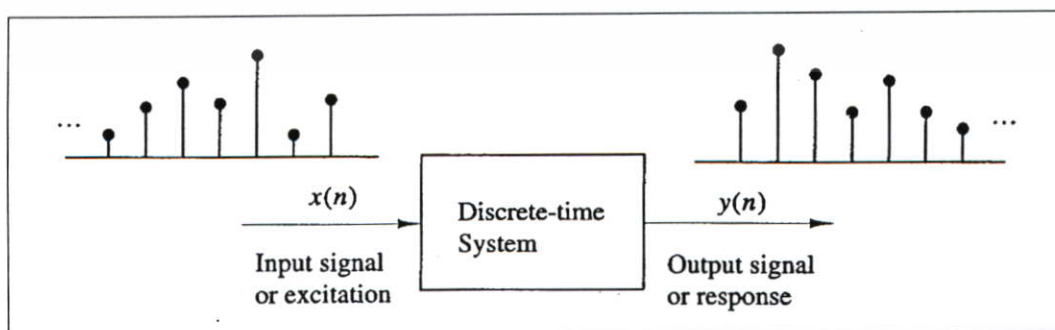
- การสเกลสัญญาณเป็นการปรับขนาดสัญญาณ กระทำได้โดยการคูณสัญญาณเข้ากับค่าคงที่ดังสมการที่ 2.22

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

เมื่อ A เป็นค่าคงที่

2.4 ระบบแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา [1, 2]

ระบบแบบไม่ต่อเนื่องมีไดอะแกรมดังรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.16 ไดอะแกรมของระบบแบบไม่ต่อเนื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $x(n)$ เป็นสัญญาณอินพุตหรือ Excitation ของระบบแบบไม่ต่อเนื่อง
 $y(n)$ เป็นสัญญาณเอาต์พุตหรือผลตอบสนองของระบบแบบไม่ต่อเนื่อง
 จากรูปที่ 2.15 สามารถนิยามความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตได้ดังสมการที่ 2.23

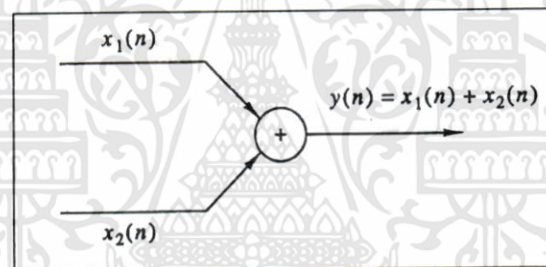
$$y(n) \equiv \tau[x(n)] \quad (2.23)$$

เมื่อ τ เป็นตัวกระทำ (Operator)

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

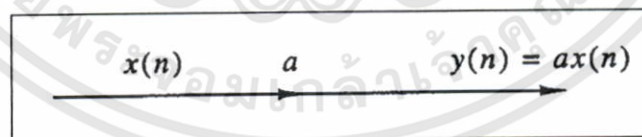
ในระบบแบบไม่ต่อเนื่องสามารถแทนได้ด้วยไคอะแกรมดังต่อไปนี้

- ตัวบวก (Adder) ใช้สำหรับบวกสัญญาณเข้าด้วยกันดังรูปที่ 2.17



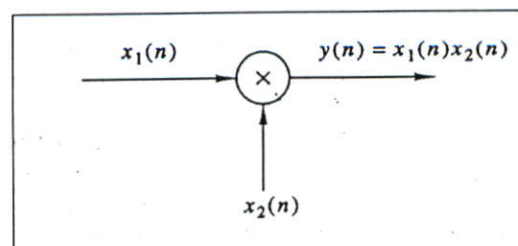
รูปที่ 2.17 ไคอะแกรมการบวกในระบบแบบไม่ต่อเนื่อง

- ตัวคูณคงที่ (Constant multiplier) ใช้คูณค่าคงที่กับสัญญาณดังรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 ไคอะแกรมตัวคูณคงที่ในระบบแบบไม่ต่อเนื่อง

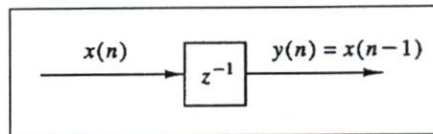
- ตัวคูณสัญญาณ (Signal multiplier) ใช้สำหรับคูณสัญญาณเข้าด้วยกันดังรูปที่ 2.19



รูปที่ 2.19 ไคอะแกรมตัวคูณสัญญาณในระบบแบบไม่ต่อเนื่อง

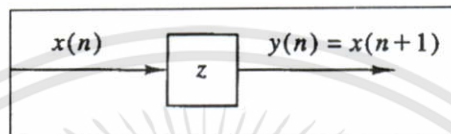
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ตัวหน่วง (Delay element) ใช้สำหรับหน่วงสัญญาณดังรูปที่ 2.20



รูปที่ 2.20 ไคอะแกรมตัวหน่วงในระบบไม่ต่อเนื่อง

- ตัวล้าหน้า (Advance element) ใช้สำหรับกำหนดค่าล่วงหน้าให้กับระบบดังรูปที่ 2.21

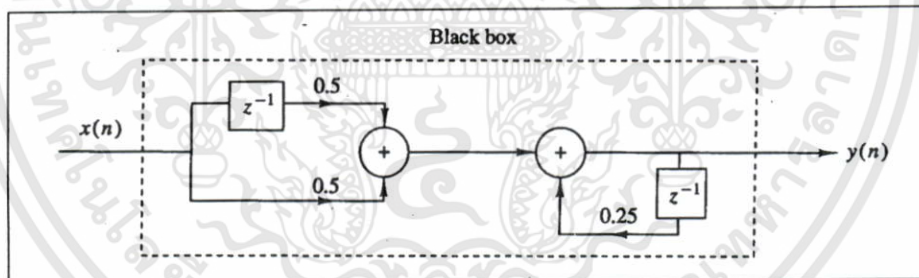


รูปที่ 2.21 ไคอะแกรมตัวล้าหน้าในระบบไม่ต่อเนื่อง

ตัวอย่าง ระบบแบบไม่ต่อเนื่องมีสมการเอาต์พุต ดังสมการที่ 2.24 จงเขียนไคอะแกรม

$$y(n] = \frac{1}{4}y(n-1) + \frac{1}{2}x(n) + \frac{1}{2}x(n-1) \quad (2.24)$$

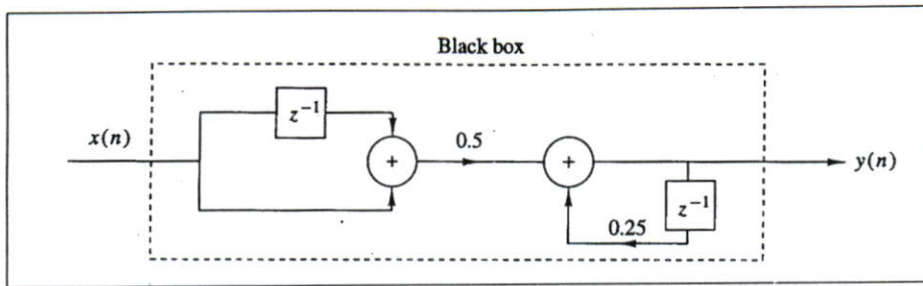
วิธีการ จากสมการที่ 2.24 สามารถนำมาเขียนไคอะแกรมได้ดังรูปที่ 2.22



รูปที่ 2.22 ไคอะแกรมของระบบไม่ต่อเนื่องตามสมการที่ 2.24

และถ้านำสมการที่ 2.24 มาจัดใหม่ดังสมการที่ 2.25 สามารถเขียนไคอะแกรมได้ใหม่ดังรูปที่ 2.23

$$y(n] = \frac{1}{4}y(n-1) + \frac{1}{2}[x(n) + x(n-1)] \quad (2.25)$$



รูปที่ 2.23 ไคอะแกรมของระบบไม่ต่อเนื่องตามสมการที่ 2.25

2.4.2 ชนิดของระบบแบบไม่ต่อเนื่อง

2.4.2.1 ระบบแบบ Static

เป็นระบบที่ไม่มีหน่วยความจำ ซึ่งสมการของระบบแสดงได้ดังสมการที่ 2.26 และสมการที่ 2.27

$$y(n) = ax(n) \tag{2.26}$$

$$y(n) = nx(n) + bx^3(n) \tag{2.27}$$

2.4.2.2 ระบบแบบ Dynamic

เป็นระบบที่มีหน่วยความจำซึ่งหมายถึงเป็นระบบที่สามารถบันทึกค่าอินพุตหรือเอาต์พุตที่เวลาผ่านไปแล้ว สมการของระบบดังสมการที่ 2.28 – 2.30

$$y(n) = x(n) + 3x(n-1) \tag{2.28}$$

$$y(n) = \sum_{k=0}^n x(n-k) \tag{2.29}$$

$$y(n) = \sum_{k=0}^{\infty} x(n-k) \tag{2.30}$$

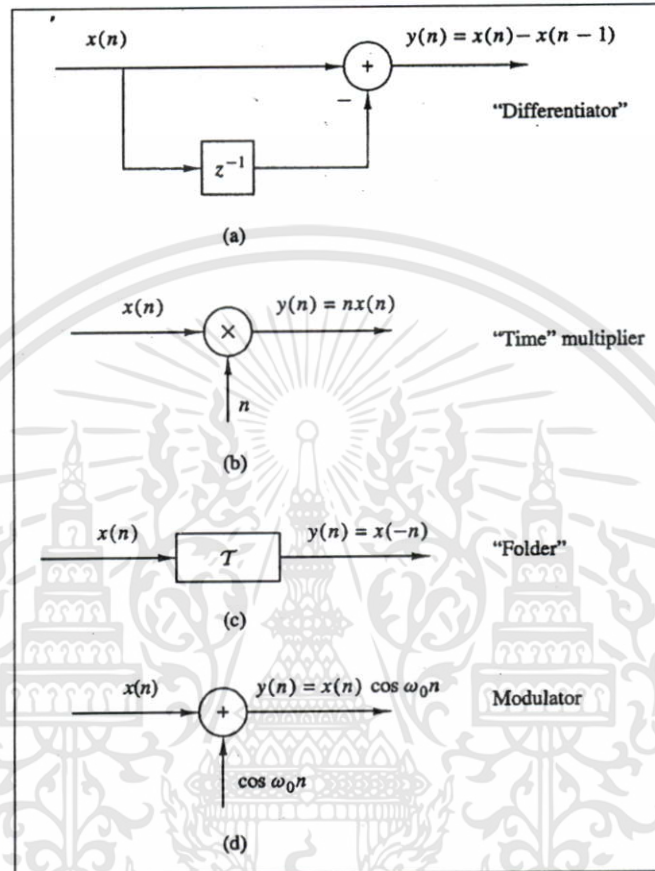
2.4.2.3 ระบบแบบแปรตามเวลา (Time-invariant system)

กำหนดให้ τ เป็นระบบไม่ต่อเนื่อง $x(n)$ เป็นอินพุตของระบบ $y(n)$ เป็นเอาต์พุตของระบบ ดังสมการที่ 2.31 ถ้ามีการหน่วงอินพุตเป็น $x(n-k)$ ถ้าเอาต์พุตที่ได้ถูกหน่วงไปเป็น $y(n-k)$ เช่นเดียวกับอินพุตดังสมการที่ 2.32 สามารถสรุปได้ว่าระบบไม่ต่อเนื่อง τ เป็นระบบไม่ต่อเนื่องที่แปรตามเวลา

$$x(n) \xrightarrow{\tau} y(n) \tag{2.31}$$

$$x(n-k) \xrightarrow{\tau} y(n-k) \tag{2.32}$$

และระบบที่อินพุตถูกหน่วงไป $x(n-k)$ แต่ได้เอาต์พุตของระบบไม่เท่ากับ $y(n-k)$ ระบบนั้นเป็นระบบที่ไม่แปรตามเวลา (Time-variant system หรือ Time-varying system) รูปที่ 2.24 แสดงตัวอย่าง ระบบไม่ต่อเนื่องที่แปรตามเวลาและไม่แปรตามเวลา



รูปที่ 2.24 ตัวอย่างระบบไม่ต่อเนื่องที่แปรตามเวลาและไม่แปรตามเวลา

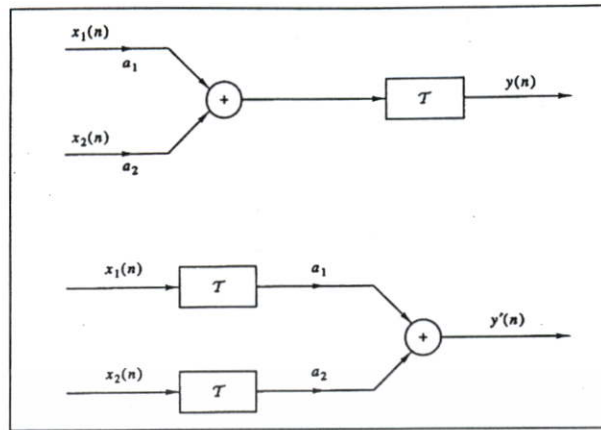
(a) ระบบแปรตามเวลา (b) - (d) ระบบที่ไม่แปรตามเวลา

2.4.2.4 ระบบแบบเชิงเส้นและไม่เชิงเส้น (Linear and nonlinear systems)

ระบบไม่ต่อเนื่องแบบเชิงเส้นจะต้องมีคุณสมบัติสอดคล้องกับหลักการของ Superposition ดังสมการที่ 2.33 หรืออธิบายได้ดังรูปที่ 2.25

$$\tau[a_1x_1(n) + a_2x_2(n)] = a_1\tau[x_1(n)] + a_2\tau[x_2(n)] \quad (2.33)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.25 ระบบ τ เป็นระบบที่เชิงเส้นและระบบที่ไม่มีคุณสมบัติสอดคล้องกับหลักการของ Superposition จะเป็นระบบแบบไม่เชิงเส้น

2.4.2.5 ระบบแบบ Causal และแบบ Noncausal

ระบบแบบ Causal เป็นระบบที่สร้างได้จริงมีสมการของระบบดังสมการที่ 2.34

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

$$y(n) = 2x(n) + 4.5x(n-2) - 3y(n-1) + 0.5y(n-2) \quad (2.34)$$

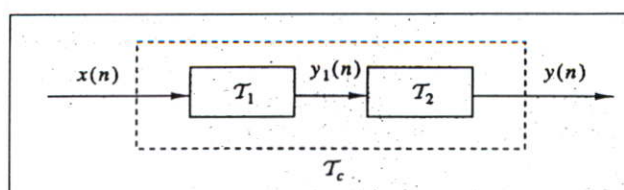
จะเห็นได้ว่าระบบแบบ Causal จะประกอบด้วยเทอมอินพุตปัจจุบัน อินพุตในอดีตหรือเอาต์พุตในอดีตเท่านั้น ระบบที่ไม่เป็นดังสมการที่ 2.34 จะเป็นระบบแบบ Noncausal

2.4.2.6 ระบบแบบ Stable และระบบแบบ Unstable

ระบบที่มีเอาต์พุตขึ้นอยู่กับอินพุตจะเป็นระบบแบบ Stable ส่วนระบบที่มีเอาต์พุตไม่ขึ้นอยู่กับอินพุตจะเป็นระบบแบบ Unstable

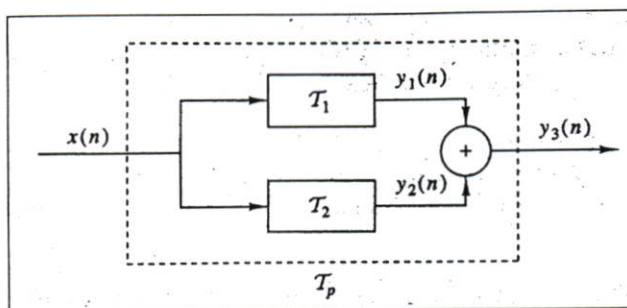
2.4.3 การเชื่อมต่อระบบไม่ต่อเนื่อง (Interconnection of Discrete-time Systems)

กระทำได้ 2 ลักษณะคือ การเชื่อมต่อระบบแบบอนุกรม (Cascade) ดังรูปที่ 2.26 และการเชื่อมต่อแบบขนาน (Parallel) ดังแสดงดังรูปที่ 2.27



รูปที่ 2.26 การเชื่อมต่อระบบไม่ต่อเนื่องแบบอนุกรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.27 การเชื่อมต่อระบบไม่ต่อเนื่องแบบขนาน

ในการเชื่อมต่อระบบดังรูปที่ 2.26 เขียนเป็นสมการได้ดังสมการที่ 2.35 – 2.36

$$y_1(n) = \tau_1[x(n)] \quad (2.35)$$

$$y(n) = \tau_2[y_1(n)] \quad (2.36)$$

แทนสมการที่ 2.35 ลงในสมการที่ 2.36 จะได้สมการ $y(n)$ ดังสมการที่ 2.37

$$y(n) = \tau_2\{\tau_1[x(n)]\} \quad (2.37)$$

กำหนดให้ $\tau_c = \tau_1\tau_2$ จะได้ $y(n)$ ดังสมการที่ 2.38

$$y(n) = \tau_c[x(n)] \quad (2.38)$$

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

$$\tau_1\tau_2 \neq \tau_2\tau_1 \quad (2.39)$$

นอกจากนี้ถ้าระบบ τ_1 และระบบ τ_2 เป็นระบบที่แปรตามเวลา ก็จะได้ $\tau_1\tau_2$ หรือ τ_c เป็นระบบที่แปรตามเวลาด้วยดังสมการที่ 2.40

$$x(n-k) \xrightarrow{\tau_1} y_1(n-k)$$

$$y_1(n-k) \xrightarrow{\tau_2} y(n-k)$$

$$x(n-k) \xrightarrow{\tau_c = \tau_2\tau_1} y(n-k) \quad (2.40)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนการเชื่อมต่อแบบระบบขนานเขียนเป็นสมการได้ดังสมการที่ 2.41

$$\begin{aligned}
 y_3(n) &= y_1(n) + y_2(n) \\
 &= \tau_1[x(n)] + \tau_2[x(n)] \\
 &= (\tau_1 + \tau_2)[x(n)] \\
 &= \tau_p[x(n)]
 \end{aligned}
 \tag{2.41}$$

เมื่อ $\tau_p = \tau_1 + \tau_2$

2.5 การวิเคราะห์ระบบไม่ต่อเนื่องทางเวลาแบบเชิงเส้นและแปรตามเวลา [1, 2]

2.5.1 Convolution Sum

เป็นการผสมผสานระหว่างสัญญาณแบบไม่ต่อเนื่อง $x(n)$ กับผลตอบสนองทางอิมพัลส์ของระบบไม่ต่อเนื่อง $h(n)$ เขียนได้ดังสมการที่ 2.42

$$y(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(k)x(n-k) \tag{2.42}$$

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

สำหรับระบบแบบ Causal การทำ Convolution จะทำตามสมการที่ 2.43

$$y(n) = \sum_{k=0}^n h(k)x(n-k) \tag{2.43}$$

นอกจากนี้สมการ Convolution สามารถเขียนได้อีกแบบหนึ่งดังสมการที่ 2.44

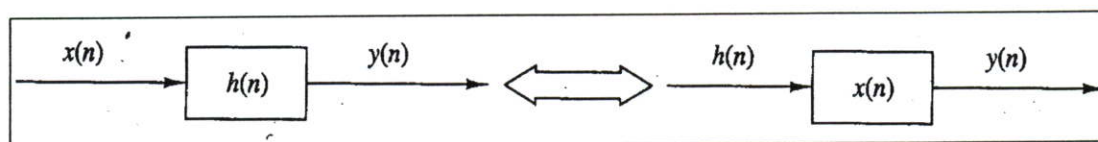
$$y(n) = h(n) * x(n) \tag{2.44}$$

คุณสมบัติของการ Convolution และการเชื่อมต่อระบบ

- คุณสมบัติการสลับที่ (Commutative law)

$$x(n) * h(n) = h(n) * x(n) \tag{2.45}$$

เขียนเป็นไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 2.28



รูปที่ 2.28 คุณสมบัติการสลับที่

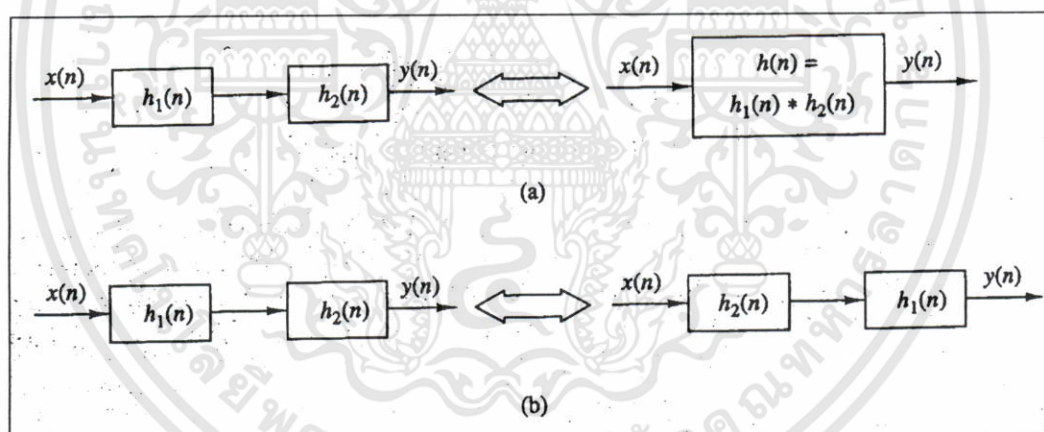
$$y(n) = x(n) * h(n) \quad (2.46)$$

$$y(n) = h(n) * x(n) \quad (2.47)$$

- คุณสมบัติการจัดกลุ่ม (Associative law)

$$[x(n) * h_1(n)] * h_2(n) = x(n) * [h_1(n) * h_2(n)] \quad (2.48)$$

เขียนเป็นไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 2.29



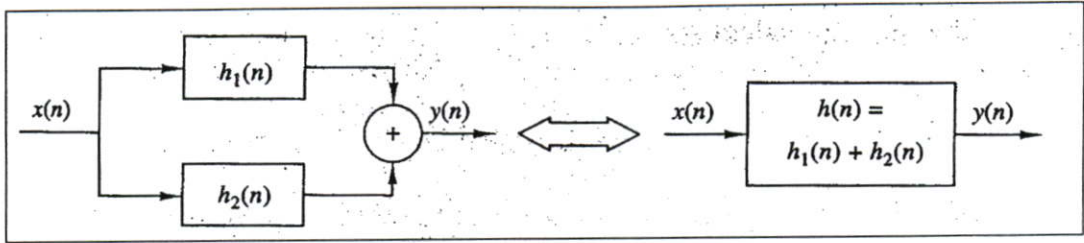
รูปที่ 2.29 คุณสมบัติการจัดกลุ่ม

- Distributive law

$$x(n) * [h_1(n) + h_2(n)] = x(n) * h_1(n) + x(n) * h_2(n) \quad (2.49)$$

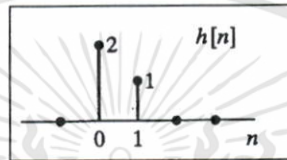
จากสมการที่ 2.49 สามารถเขียนเป็นไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 2.30

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.30 คุณสมบัติการกระจาย

ตัวอย่าง กำหนดให้ระบบแบบไม่ต่อเนื่องมีผลตอบสนองทางอิมพัลส์ $h(n)$ ดังรูปที่ 2.31 ถ้ากำหนดให้ระบบแบบไม่ต่อเนื่องนี้มีอินพุตเป็น $x(n) = \{1, 2, 4\}$ หาผลตอบสนองทางเอาต์พุต



รูปที่ 2.31 ผลตอบสนองทางอิมพัลส์ของระบบไม่ต่อเนื่อง

วิธีการ ในการหาผลตอบสนองทางเอาต์พุต จะใช้สมการที่ 2.43 เนื่องจาก ทั้ง $h(n)$ และ $x(n)$ ต่างมีค่า n เริ่มต้นที่ 0 จากสมการที่ 2.43

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

กรณี $n = 0$

$$y(0) = h(0)x(0) + h(1)x(-1) + h(2)x(-2) + h(3)x(-3) + \dots$$

$$y(0) = 2 + 0 + 0 + \dots = 2$$

กรณี $n = 1$

$$y(1) = h(0)x(1) + h(1)x(0) + h(2)x(-1) + h(3)x(-2) + \dots$$

$$y(1) = 4 + 1 + 0 + 0 + \dots = 5$$

กรณี $n = 2$

$$y(2) = h(0)x(2) + h(1)x(1) + h(2)x(0) + h(3)x(-1) + \dots$$

$$y(2) = 8 + 2 + 0 + 0 + \dots = 10$$

กรณี $n = 3$

$$y(3) = h(0)x(3) + h(1)x(2) + h(2)x(1) + h(3)x(0) + \dots$$

$$y(3) = 0 + 4 + 0 + 0 + \dots = 4$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรณี $n = 4$

$$y(4) = h(0)x(4) + h(1)x(3) + h(2)x(2) + h(3)x(1) + \dots$$

$$y(4) = 0 + 0 + 0 + 0 + \dots = 0$$

$$\text{ดังนั้นจะได้ } y(n) = \{2, 5, 10, 4, 0, \dots\}$$

2.6 โครงสร้างของระบบแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา [1, 2]

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

ระบบเชิงเส้นที่แปรตามเวลาจะมีสมการคั้งสมการที่ 2.50 และนำไปเขียนเป็นโครงสร้างได้ดังรูปที่ 2.32 (a)

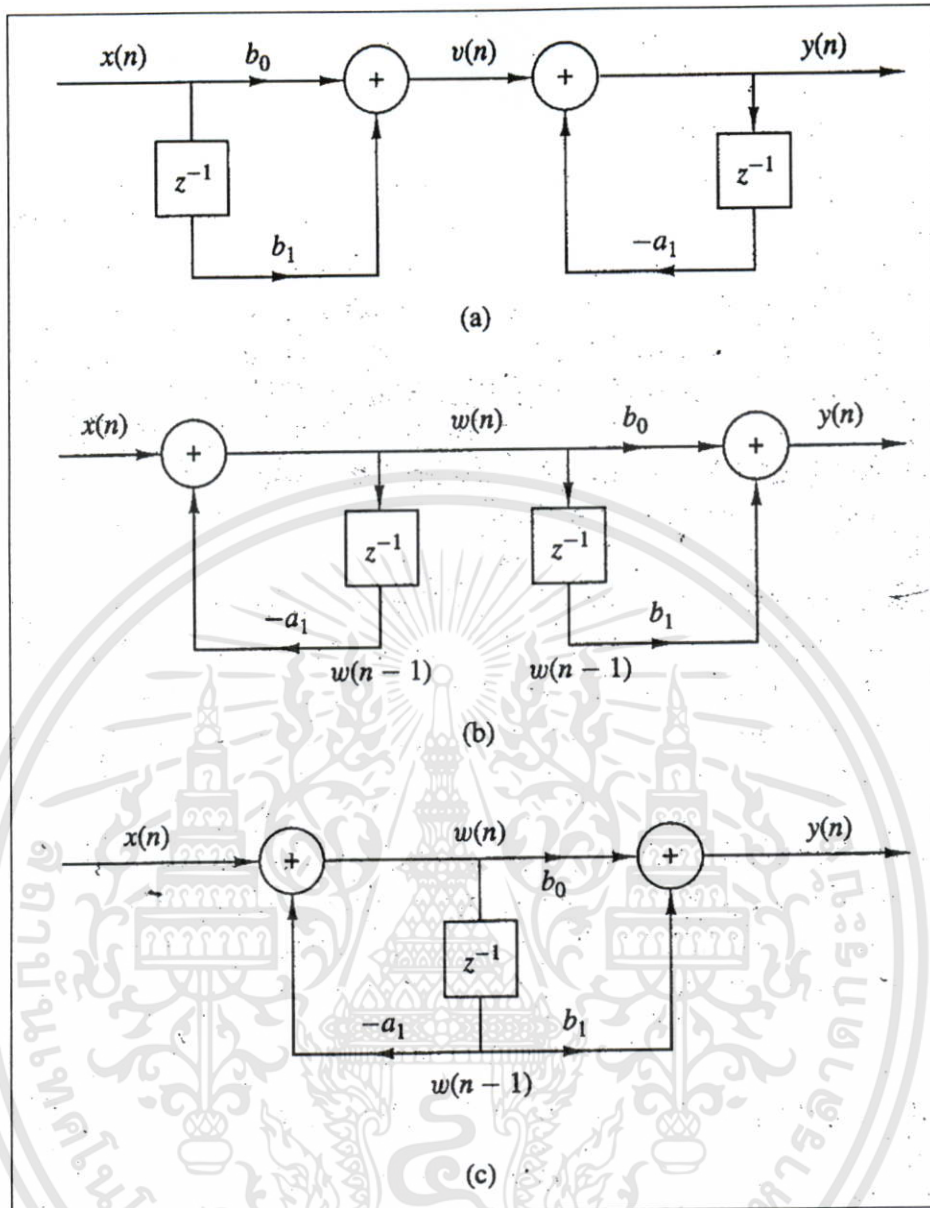
$$y(n) = -a_1 y(n-1) + b_0 x(n) + b_1 x(n-1)$$

$$v(n) = b_0 x(n) + b_1 x(n-1)$$

$$y(n) = -a_1 y(n-1) + v(n)$$

(2.50)

จากรูปที่ 2.32(a) พบว่าระบบได้แยกออกเป็น 2 ระบบโดย $v(n)$ เป็นจุดเชื่อมต่อและจากคุณสมบัติการจัดกลุ่มในหัวข้อ 2.5.1 ทำการสลับที่ระบบในรูปที่ 2.32(a) ให้เป็นดังรูปที่ 2.32(b) เมื่อสลับที่แล้วพบว่าระบบทั้ง 2 ระบบสามารถใช้ตัวหน่วงร่วมกันได้ ทำให้เขียนเป็นโครงสร้างใหม่ได้ดังรูปที่ 2.32(c) และเขียนเป็นสมการคั้งสมการที่ 2.51



รูปที่ 2.32 โครงสร้างของระบบเชิงเส้นแปรตามเวลา

$$\begin{aligned} w(n) &= -a_1 w(n-1) + x(n) \\ y(n) &= b_0 w(n) + b_1 w(n-1) \end{aligned} \quad (2.51)$$

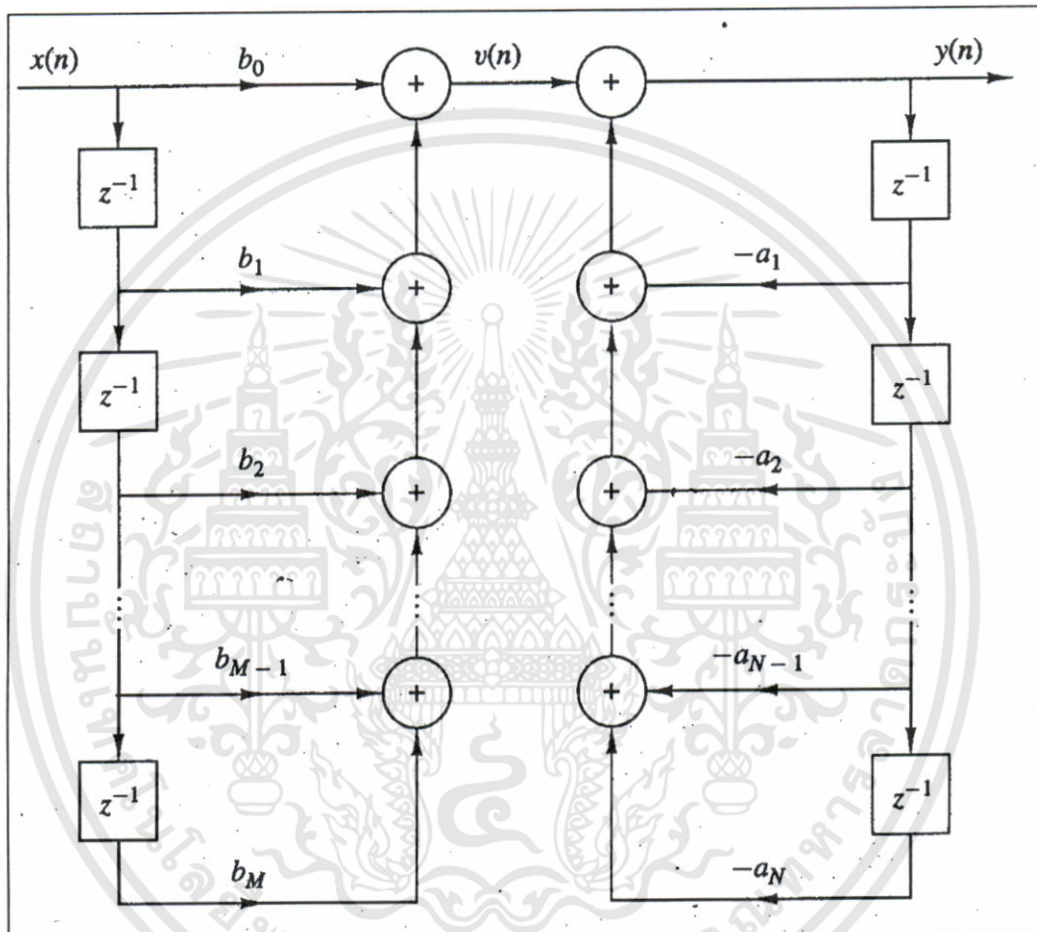
เรียกโครงสร้างที่แสดงดังรูปที่ 2.32(a) ว่าเป็นโครงสร้างแบบตรง I (Direct form I) ส่วนรูปที่ 2.32 (c) นั้นเรียกว่าโครงสร้างแบบตรง II (Direct form II) และอาจเรียกระบบเชิงเส้นที่แปรตามเวลานี้ว่า ระบบแบบ Recursive [5] นอกจากนี้ระบบเชิงเส้นที่แปรตามเวลาสามารถเขียนในรูปสมการทั่วไป ได้ดังสมการที่ 2.52

$$y(n) = -\sum_{k=1}^N a_k y(n-k) + \sum_{k=0}^M b_k x(n-k) \quad (2.52)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

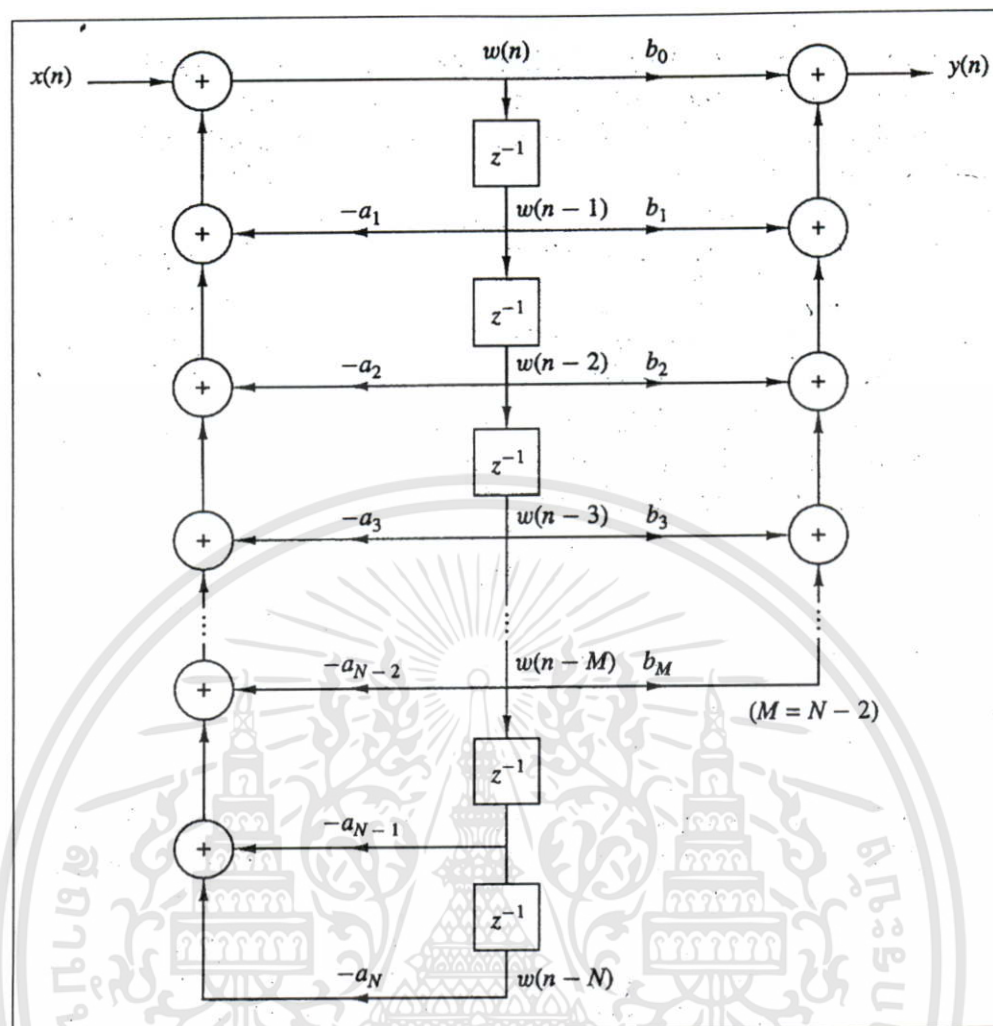
กำหนดให้ $v(n) = \sum_{k=0}^M b_k x(n-k)$ แทนค่าลงในสมการที่ 2.52 จะได้ดังสมการที่ 2.53 และนำไปเขียนโครงสร้างได้ดังรูปที่ 2.33

$$y(n) = -\sum_{k=1}^N a_k y(n-k) + v(n) \quad (2.53)$$



รูปที่ 2.33 โครงสร้างแบบตรง I ของระบบไม่ต่อเนื่องแบบ Recursive

และจากสมการที่ 2.50 และสมการที่ 2.51 สามารถแปลงโครงสร้างแบบตรง I ดังรูปที่ 2.33 เป็นโครงสร้างแบบตรง II ดังรูปที่ 2.34



รูปที่ 2.34 โครงสร้างแบบตรง II ของระบบไม่ต่อเนื่องแบบ Recursive

2.7 ทฤษฎีการสุ่มตัวอย่าง [1, 2, 3]

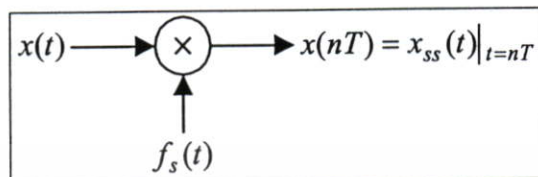
ในการเปลี่ยนสัญญาณที่ต่อเนื่องทางเวลาไปเป็นสัญญาณไม่ต่อเนื่องทางเวลานั้น จำเป็นจะต้องมีการสุ่มตัวอย่าง (Sampling) ซึ่งความถี่ในการสุ่มตัวอย่างโดยที่ไม่ทำให้สัญญาณสูญเสียข้อมูลที่สำคัญไปนั้นต้องเป็นไปตามทฤษฎีการสุ่มตัวอย่าง (Sampling theory) ของแชนนอน (Shannon) ซึ่งกล่าวไว้ว่า ถ้าสัญญาณเชิงอุปมาน $x(t)$ ซึ่งมีแบนด์วิดท์เท่ากับ f_0 แล้ว จะสามารถทำการสุ่มตัวอย่างโดยสัญญาณที่ได้ ไม่สูญเสียข้อมูลที่สำคัญ ก็ต่อเมื่อความถี่ในการสุ่มตัวอย่าง f_s มีค่ามากกว่าหรือเท่ากับสองเท่าของความถี่ f_0 ดังสมการที่ 2.54

$$f_s \geq 2f_0 \quad (2.54)$$

โดยทั่วไปอาจทำการสุ่มตัวอย่างด้วยความถี่ $f_{sn} = 2f_0$ พอดี ซึ่งค่าความถี่นี้เรียกว่า ความถี่ไนควิสต์ (Nyquist frequency) และคาบเวลา $T_n = 1/2f_0$ นี้เรียกว่า ช่วงเวลาสุ่มตัวอย่างไนควิสต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

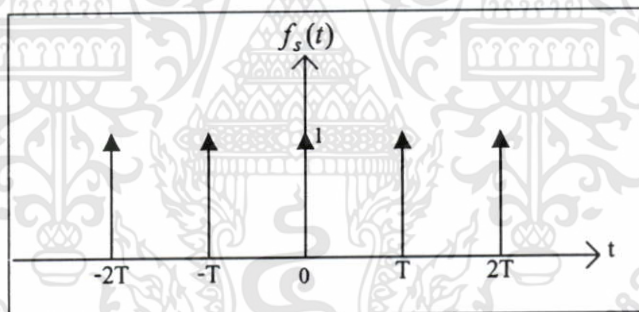
(Nyquist interval) แต่ในทางปฏิบัติเพื่อหลีกเลี่ยงผลของปรากฏการณ์ไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinearity) ที่อาจเกิดจากการสุ่มตัวอย่าง จึงมักใช้ความถี่ในการสุ่มตัวอย่าง f_s มากกว่าค่าความถี่ในควิสต์ f_{sn} ขึ้นไป ส่วนจะมีค่ามากกว่าเท่าใดนั้นขึ้นกับลักษณะงาน ไม่ได้มีการกำหนดค่าที่แน่นอน



รูปที่ 2.35 การสุ่มตัวอย่างสัญญาณเชิงอุปมาน

รูปที่ 2.35 แสดงการสุ่มตัวอย่างในโดเมนเวลาซึ่งก็คือการคูณสัญญาณที่ต่อเนื่องทางเวลา $x(t)$ กับลำดับของอิมพัลส์หนึ่งหน่วย $f_s(t)$ โดยที่อิมพัลส์แต่ละตัวสมมุติให้มีความห่างเท่ากับ T วินาที ซึ่งสามารถแทนได้ด้วยสมการ

$$f_s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT) \quad (2.55)$$

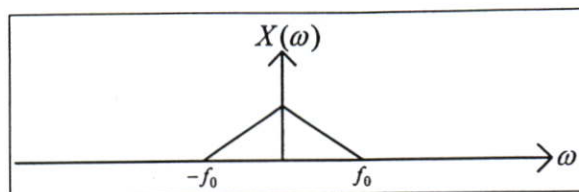
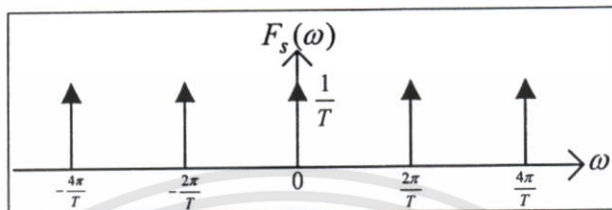
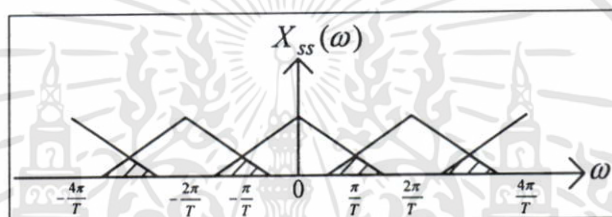


รูปที่ 2.36 สัญญาณสุ่มตัวอย่าง

และเมื่อทำการแปลงฟูเรียร์ เพื่อทำการหาค่าสเปกตรัมความถี่ของ $f_s(t)$ จะได้

$$F_s(\omega) = \mathcal{F}\{f_s(t)\} = \frac{2\pi}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - n\omega_s) \quad (2.56)$$

ซึ่งแสดงให้เห็นว่า เมื่อพิจารณาในโดเมนความถี่ สเปกตรัมความถี่ของสัญญาณ $f_s(t)$ เป็นอิมพัลส์ที่วางตัวห่างเท่าๆ กัน ไปบนแกนความถี่เช่นกัน ดังรูปที่ 2.37(b)

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

รูปที่ 2.37 สเปกตรัมของสัญญาณจากการสุ่มตัวอย่าง

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

$$x_{ss}(t) = f_s(t)x(t) \quad (2.57)$$

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

$$X_{ss}(\omega) = F_s(\omega) * X(\omega) \quad (2.58)$$

การคอนโวลูชันนี้แสดงเป็นแผนรูปดังรูปที่ 2.37 ซึ่งผลลัพธ์ที่ได้จะเห็นว่าสเปกตรัมของสัญญาณที่ได้จากการสุ่มตัวอย่าง $X_{ss}(\omega)$ เป็นการนำสเปกตรัมของ $X(\omega)$ มาวางเรียงห่างเท่าๆ กันไปตลอดบนแกนความถี่ ω ซึ่งจากรูปที่ 2.37(c) จะเห็นว่า ถ้าความถี่ของสัญญาณสุ่มตัวอย่าง $f_s(t)$ มีค่าน้อยกว่าความถี่ในควิสต์จะทำให้ช่วงห่างของแต่ละกลุ่มของสเปกตรัมเข้ามาเกทับกัน ผลนี้ทำให้เกิดความผิดเพี้ยนไปของสเปกตรัมของสัญญาณเดิมซึ่งผลนี้มีชื่อเรียกว่า ผลการเอเลสซิง (Aliasing) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

effect) นอกจากนี้ รูปที่ 2.37 ยังแสดงให้เห็นว่าผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขจะมีผลตอบสนองความถี่ที่มีลักษณะเป็นคาบ คือ เริ่มซ้ำค่าเดิมที่จุดที่มีค่าความถี่เป็น $2\pi/T$ หรือ $f_s/2$ ซึ่งความถี่นี้เรียกว่า ความถี่พับ ซึ่งการที่ผลตอบสนองความถี่มีลักษณะเป็นคาบก็เนื่องมาจากการสุ่มตัวอย่างสัญญาณนั่นเอง

2.8 สมการผลต่างสืบเนื่อง [1, 2, 3]

ในการวิเคราะห์ระบบเชิงแบบต่อเนื่องทางเวลา คุณสมบัติของระบบในโดเมนเวลา จะสามารถเขียนอธิบายโดยใช้สมการเชิงอนุพันธ์ (Differential equation) เช่นเดียวกันในระบบเชิงเลขก็จะมีสมการผลต่างสืบเนื่อง (Difference equation) ไว้ใช้ในการอธิบายคุณสมบัติของระบบในโดเมนเวลา ซึ่งสมการผลต่างสืบเนื่องอันดับที่ n สามารถเขียนได้ดังสมการที่ 2.59

$$y(n) = \sum_{k=0}^n b_k x(n-k) - \sum_{k=1}^m a_k y(n-k) \quad (2.59)$$

โดยที่ $x(n)$ เป็นลำดับสัญญาณขาเข้า $y(n)$ เป็นลำดับสัญญาณขาออกและ a_k, b_k เป็นค่าสัมประสิทธิ์ สมการผลต่างสามารถแสดงในรูปสมการฟังก์ชันถ่ายโอน โดยใช้คุณสมบัติการหน่วงเวลาของการแปลงแซดดังสมการที่ 2.60 – 2.61

$$a_k x(n) \leftrightarrow a_k X(z) \quad (2.60)$$

$$a_k x(n-k) \leftrightarrow a_k z^{-k} X(z) \quad (2.61)$$

จากสมการที่ (2.59) เมื่อใช้คุณสมบัติการแปลงแซดจะได้

$$Y(z) = \sum_{k=0}^n b_k z^{-k} X(z) - \sum_{k=1}^m a_k z^{-k} Y(z) \quad (2.62)$$

จัดรูปสมการเพื่อเขียนให้อยู่ในรูปสมการฟังก์ชันถ่ายโอน

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{\sum_{k=0}^n b_k z^{-k}}{\left(1 + \sum_{k=1}^m a_k z^{-k}\right)} \quad (2.63)$$

2.9 การแปลงแซด [1, 2]

การแปลงแซด (z-transform) ของสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องสามารถนิยามอยู่ในรูปของอนุกรมอนันต์ (Power series) ดังสมการที่ 2.64 เรียกสมการที่ 2.64 นี้ว่า การแปลงแซดแบบตรง (Direct z-transform)

$$X(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)z^{-n} \quad (2.64)$$

เมื่อ z คือ ตัวแปรเชิงซ้อน (Complex variable)

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

แต่สำหรับระบบแบบ Causal การแปลงแซดของสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องสามารถเขียนได้ดังสมการที่ 2.65 เรียกสมการที่ 2.65 นี้ว่า การแปลงแซดด้านเดียว (One-Side z-transform)

$$X(z) = \sum_{n=0}^{\infty} x(n)z^{-n} \quad (2.65)$$

การแปลงแซดของสัญญาณแบบไม่ต่อเนื่องเขียนแทนได้อีกรูปแบบหนึ่ง ดังสมการที่ (2.66)

$$X(z) = Z\{x(n)\} \quad (2.66)$$

และจากสมการที่ 2.64 และ 2.65 จะเห็นได้ว่าผลการแปลงแซด ก็คืออนุกรมอนันต์ ดังนั้นจะมีกลุ่มค่า z ที่ทำให้ $X(z)$ หาค่าตอบได้เรียกกลุ่มค่า z นี้ว่า Region of Convergence (ROC) โดยกลุ่มค่า z นี้จะมีค่าเป็นจำนวนจริงหรือจำนวนเชิงซ้อน

ตัวอย่าง หา z-transform ของสัญญาณไม่ต่อเนื่องแบบ Finite-duration

$$x(n) = \{1, 2, 5, 7, 0, 1\}$$

วิธีการ จากสมการที่ 2.64 $X(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)z^{-n}$

$$\begin{aligned} \text{ดังนั้น} \quad X(z) &= \dots + 0z^2 + 0z^1 + 1z^0 + 2z^{-1} + 5z^{-2} + 7z^{-3} + 0z^{-4} + 1z^{-5} \\ X(z) &= 1 + 2z^{-1} + 5z^{-2} + 7z^{-3} + 1z^{-5} \end{aligned} \quad (2.67)$$

ส่วน ROC นั้นหาได้จากสมการที่ 2.67

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$X(z) = 1 + \frac{2}{z} + \frac{5}{z^2} + \frac{7}{z^3} + \frac{1}{z^5} \quad (2.68)$$

จากสมการที่ 2.68 พบว่าเมื่อ $z = 0$ จะทำให้ $X(z)$ หาค่าไม่ได้ ดังนั้นจึงสรุปได้ว่า ROC ก็คือ ทุกๆค่าของ z ยกเว้น $z = 0$ ซึ่งเมื่อ $z = \infty$ จะทำให้ $X(z)$ หาค่าไม่ได้

ตัวอย่าง หา z-transform ของสัญญาณไม่ต่อเนื่องแบบ Finite-duration

$$x(n) = \{1, 2, 5, 7, 0, 1\}$$

วิธีการ จากสมการที่ 2.64 $X(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)z^{-n}$

จะได้ $X(z) = 1z^2 + 2z^1 + 5z^0 + 7z^{-1} + 0z^{-2} + 1z^{-3}$ (2.69)

$$X(z) = z^2 + 2z^1 + 5 + 7z^{-1} + z^{-3} \quad (2.70)$$

ROC หาได้จากสมการที่ 2.70 จัดสมการใหม่จะได้

$$X(z) = z^2 + 2z^1 + 5 + \frac{7}{z} + \frac{1}{z^3} \quad (2.71)$$

จากสมการที่ 2.71 จะเห็นได้ว่าถ้า $z = 0$ หรือ $z = \infty$ จะทำให้ $X(z)$ หาค่าไม่ได้ ดังนั้นจึงสรุปได้ว่า ROC ก็คือ ทุกๆค่า z ยกเว้น $z = 0$ และ $z = \infty$

ตัวอย่าง หา z-transform ของ $\delta(n)$

วิธีการ กำหนดให้ $x(n) = \delta(n) = \{\dots, 0, 0, 1, 0, 0, 0, 0, \dots\}$ (2.72)

จากสมการที่ 2.64 $X(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)z^{-n}$

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

$$X(z) = 1 \quad (2.73)$$

ตัวอย่าง หา z-transform ของ $\delta(n-k)$

วิธีการ กำหนดให้ $x(n) = \delta(n) = \{\dots, 0, 0, 0, 0, \dots, 0, 1, 0, 0, 0, \dots\}$ (2.74)

จากสมการที่ 2.64 $X(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)z^{-n}$

$$X(z) = \dots + 0z^2 + 0z^1 + 0z^0 + 0z^{-1} + 0z^{-2} + \dots + 1z^{-k} + 0z^{-(k+1)} + 0z^{-(k+2)} + \dots$$

$$X(z) = z^{-k} \quad (2.75)$$

ตัวอย่าง หา z-transform ของสัญญาณ

$$x(n) = \begin{cases} 1 & 0 \leq n \leq \infty \\ 0 & n < 0 \end{cases} \quad (2.76)$$

$$x(n) = \{1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, \dots\}$$

จากสมการที่ 2.64

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

$$X(z) = 1 + z^{-1} + z^{-2} + z^{-3} + z^{-4} + z^{-5} + \dots + z^{-\infty} \quad (2.77)$$

$$X(z) = 1 + \frac{1}{z} + \frac{1}{z^2} + \frac{1}{z^3} + \frac{1}{z^4} + \dots \quad (2.78)$$

จากสมการอนุกรมอนันต์ดังสมการที่ 2.79

$$1 + A + A^2 + A^3 + A^4 + A^5 + \dots = \frac{1}{1-A} \quad |A| < 1 \quad (2.79)$$

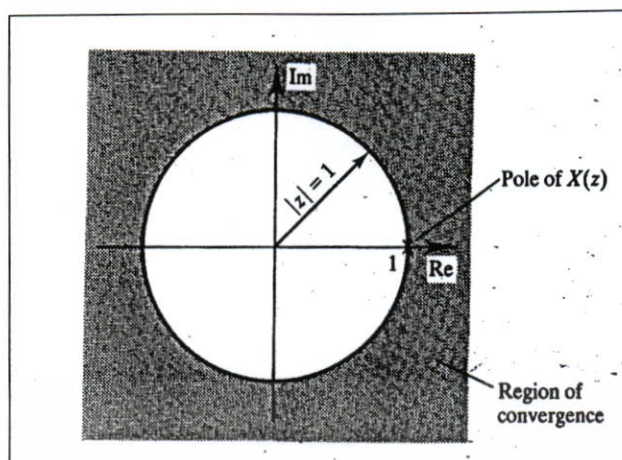
จัดสมการที่ 2.78 ใหม่ได้ดังสมการที่ 2.80

$$X(z) = 1 + \left(\frac{1}{z}\right) + \left(\frac{1}{z}\right)^2 + \left(\frac{1}{z}\right)^3 + \left(\frac{1}{z}\right)^4 + \left(\frac{1}{z}\right)^5 + \dots \quad (2.80)$$

เทียบสัมประสิทธิ์สมการที่ 2.79 กับสมการที่ 2.80 จะได้ $X(z)$ ดังสมการที่ 2.81

$$X(z) = \frac{1}{1 - \frac{1}{z}} = \frac{1}{1 - z^{-1}} \quad \left| \frac{1}{z} \right| < 1 \text{ หรือ } 1 < |z| \quad (2.81)$$

เนื่องจาก z เป็นตัวแปรเชิงซ้อนดังนั้นค่า z ที่ทำให้ $X(z)$ หาค่าได้ หรือค่า ROC ของ $X(z)$ สามารถเขียนได้ดังรูปที่ 2.38

รูปที่ 2.38 ROC ของ $X(z)$

ตัวอย่าง หา z-transform ของสัญญาณ $x(n) = a^n u(n)$

$$x(n) = \{a^0, a^1, a^2, a^3, a^4, \dots\}$$

จากสมการที่ 2.64 $X(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)z^{-n}$ จะได้ $X(z)$ ดังสมการที่ 2.82

$$X(z) = a^0 z^0 + a^1 z^{-1} + a^2 z^{-2} + a^3 z^{-3} + \dots + a^n z^{-n} \quad (2.82)$$

$$X(z) = 1 + \frac{a}{z} + \frac{a^2}{z^2} + \frac{a^3}{z^3} + \dots + \frac{a^n}{z^n}$$

$$X(z) = 1 + \left(\frac{a}{z}\right) + \left(\frac{a}{z}\right)^2 + \left(\frac{a}{z}\right)^3 + \dots + \left(\frac{a}{z}\right)^n \quad (2.83)$$

จากสมการของอนุกรมอนันต์ที่ 2.79 ทำให้จัดสมการที่ 2.83 ได้ใหม่ดังสมการที่ 2.84 โดย

$$A = \frac{a}{z}$$

$$X(z) = \frac{1}{1 - \frac{a}{z}} \quad \left| \frac{a}{z} \right| < 1 \quad (2.84)$$

$$X(z) = \frac{1}{1 - az^{-1}} \quad |a| < |z| \quad (2.85)$$

ค่า ROC ทุกๆค่า z ที่มากกว่า a

ตัวอย่าง หา z-transform ของสัญญาณ $x(n) = \sin(n\omega T)u(n)$

วิธีการ จากสมการ $\sin(x) = \frac{e^{jx} - e^{-jx}}{2j}$ และ $\cos(x) = \frac{e^{jx} + e^{-jx}}{2}$

จากสมการที่ 2.64 จะได้ $X(z)$ ดังสมการที่ 2.86

$$X(z) = \sum_{n=0}^{\infty} \left(\frac{e^{jnwT} - e^{-jnwT}}{2j} \right) z^{-n} \quad (2.86)$$

$$X(z) = \frac{1}{2j} \left(\sum_{n=0}^{\infty} e^{jnwT} z^{-n} - \sum_{n=0}^{\infty} e^{-jnwT} z^{-n} \right)$$

$$X(z) = \frac{1}{2j} \left(\sum_{n=0}^{\infty} (e^{jwT} z^{-1})^n - \sum_{n=0}^{\infty} (e^{-jwT} z^{-1})^n \right) \quad (2.87)$$

จากสมการของอนุกรมอนันต์ที่ 2.79 ทำให้จัดสมการที่ 2.87 ได้ใหม่ดังสมการที่ 2.88

$$X(z) = \frac{1}{2j} \left[\left(\frac{1}{1 - e^{jwT} z^{-1}} \right) - \left(\frac{1}{1 - e^{-jwT} z^{-1}} \right) \right] \quad (2.88)$$

$$X(z) = \frac{1}{2j} \left[\left(\frac{z}{z - e^{jwT}} \right) - \left(\frac{z}{z - e^{-jwT}} \right) \right]$$

$$X(z) = \frac{1}{2j} \left[\frac{(z^2 - ze^{-jwT})}{(z - e^{jwT})(z - e^{-jwT})} - \frac{(z^2 - ze^{jwT})}{(z - e^{-jwT})(z - e^{jwT})} \right] \quad (2.89)$$

$$X(z) = \frac{1}{2j} \left[\frac{(ze^{jwT} - ze^{-jwT})}{(z - e^{jwT})(z - e^{-jwT})} \right]$$

$$X(z) = \frac{z}{2j} \left[\frac{e^{jwT} - e^{-jwT}}{z^2 - ze^{jwT} - ze^{-jwT} + e^{jwT} e^{-jwT}} \right]$$

$$X(z) = \frac{z}{2j} \left[\frac{e^{jwT} - e^{-jwT}}{z^2 - z(e^{jwT} + e^{-jwT}) + 1} \right]$$

$$X(z) = \frac{z \sin(wT)}{z^2 - 2z \cos(wT) + 1} \quad (2.90)$$

2.10 คุณสมบัติของการแปลงแซด [1, 2]

2.10.1 คุณสมบัติความเป็นเชิงเส้น (Linearity property)

แสดงดังสมการที่ 2.91

$$Z[ax_1(n) + bx_2(n)] = aX_1(z) + bX_2(z) \quad (2.91)$$

2.10.2 คุณสมบัติการเลื่อน (Shift property)

กำหนดให้ $y(n) = x(n - m)$ $m \geq 0$

การแปลงแซดของ $y(n) = Y(z)$ เขียนแทนได้ ดังสมการที่ 2.92 และ 2.93

$$Y(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} y(n) z^{-n} \quad (2.92)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Y(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n-m)z^{-n} \quad (2.93)$$

กำหนดให้ระบบที่กำลังพิจารณาเป็นระบบแบบ Causal ดังนั้นสมการที่ (2.93) สามารถเขียนได้ใหม่ดังสมการที่ 2.94 - 2.97

$$Y(z) = \sum_{n=0}^{\infty} x(n-m)z^{-n} \quad (2.94)$$

$$Y(z) = z^{-m}[x(0) + x(1)z^{-1} + x(2)z^{-2} + \dots + x(n)z^{-n}] \quad (2.95)$$

$$Y(z) = z^{-m} \sum_{n=0}^{\infty} x(n)z^{-n} \quad (2.96)$$

$$Y(z) = X(z)z^{-m} \quad (2.97)$$

2.10.3 คุณสมบัติการประสาน (Convolution property)

จากสมการผลการประสาน

$$y(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(k)x(n-k) \quad (2.98)$$

$$y(n) = h(n) * x(n) \quad (2.99)$$

ทำการแปลงแซด $x(n)$, $h(n)$ ให้เป็น $x(z)$, $h(z)$ จะได้การประสาน ดังสมการที่ 2.100

$$Y(z) = H(z)X(z) \quad (2.100)$$

ซึ่งผลการแปลงแซดของฟังก์ชันสัญญาณ ไม่ต่อเนื่องดังตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 ผลของการแปลงเซต

| 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$ |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.11 การแปลงแซดในรูปเศษส่วน [1, 2]

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)[6,10-11]

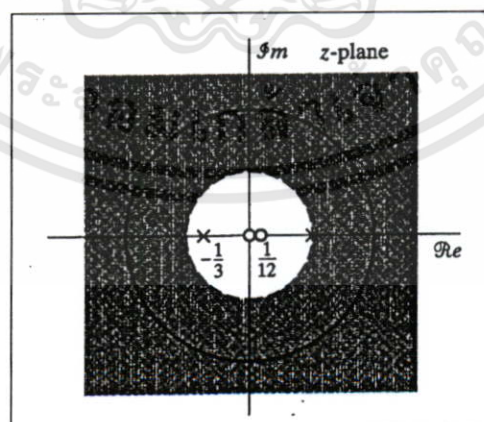
เป็นการนำค่า $X(z)$ หรือ $Y(z)$ ไปแก้สมการหาค่า z และนำคำตอบของ z ไปเขียนตำแหน่งลงในระนาบแซดเชิงซ้อน (Complex z -plane) ค่า z ที่เป็นคำตอบของเศษเรียกว่า ซีโร แทนด้วยสัญลักษณ์ \circ ค่า z ที่เป็นคำตอบของส่วนเรียกว่า โพล แทนด้วยสัญลักษณ์ \times เช่นการหาดำแหน่งโพลและซีโรของสัญญาณ

ตัวอย่าง เขียนตำแหน่งการวางโพลและซีโรของระบบ $H(z) = \frac{12 - z^{-1}}{6 - z^{-1} - z^{-2}}$

วิธีการ จากสมการ $H(z)$ สามารถจัดสมการใหม่ได้ดังสมการที่ 2.101

$$H(z) = \frac{2z(z - \frac{1}{12})}{(z - \frac{1}{2})(z + \frac{1}{3})} \quad (2.101)$$

จากสมการที่ 2.101 พบว่าซีโรจะอยู่ที่ตำแหน่ง 0 และ $\frac{1}{12}$ ส่วนโพลนั้นจะอยู่ที่ตำแหน่ง $\frac{1}{2}$ และ $-\frac{1}{3}$ นำไปเขียนลงระนาบแซด ดังรูปที่ 2.39



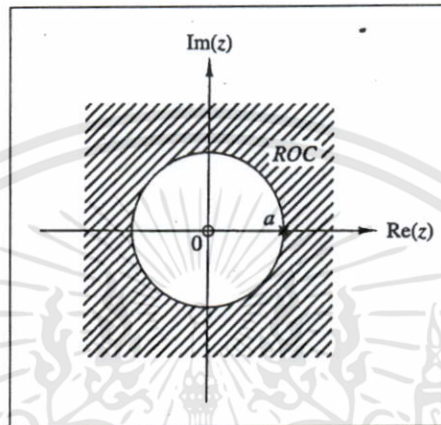
รูปที่ 2.39 ตำแหน่งการวางโพลและซีโรของระบบ

ตัวอย่าง หาคำแหน่งการวางโพลและซีโรของสัญญาณ $x(n) = a^n u(n)$; $a > 0$

วิธีการ จากตารางที่ 2.1 z-transform ของ $x(n)$ เขียนได้ดังสมการที่ 2.102

$$X(z) = \frac{1}{1 - az^{-1}} = \frac{z}{z - a} \quad (2.102)$$

นำไปเขียนลง z-plane ได้ดังรูปที่ 40



รูปที่ 2.40 ตำแหน่งการวางโพลและซีโรของระบบ

ตัวอย่าง หาคำแหน่งการวางโพลและซีโรของสัญญาณ

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

วิธีการ กำหนดพบว่า n เริ่มต้นจาก 0 ถึง $M-1$ จะได้สมการ z-transform ดังสมการที่ 2.103

$$X(z) = \sum_{n=0}^{M-1} a^n z^{-n} \quad (2.103)$$

$$X(z) = \sum_{n=0}^{M-1} (az^{-1})^n \quad (2.104)$$

$$X(z) = 1 + \frac{a}{z} + \left(\frac{a}{z}\right)^2 + \left(\frac{a}{z}\right)^3 + \dots + \left(\frac{a}{z}\right)^{M-1} \quad (2.105)$$

จัดสมการที่ 2.105 ได้ใหม่ [12] ดังสมการที่ 2.106

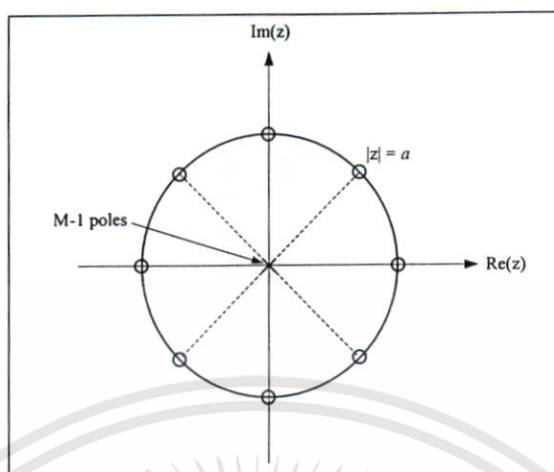
$$X(z) = \frac{1 - (az^{-1})^M}{1 - az^{-1}} \quad (2.106)$$

นำ z^M คูณตลอดทั้งเศษและส่วน

$$X(z) = \frac{z^M - a^M}{z^M - az^{M-1}} = \frac{z^M - a^M}{z^{M-1}(z - a)} \quad (2.107)$$

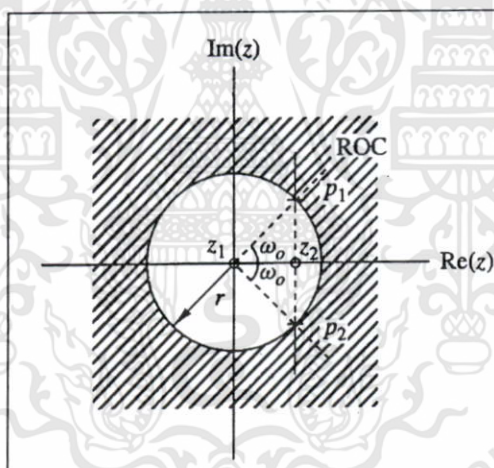
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำสมการที่ 2.107 เฉพาะเศษมาเขียนเป็นซีโรและเฉพาะส่วนมาเขียนเป็นโพลดังรูปที่ 2.41



รูปที่ 2.41 ตำแหน่งการวางโพลและซีโร

ตัวอย่าง หาสัญญาณ $x(n]$ จากระนาบแซด ดังรูปที่ 2.42



รูปที่ 2.42 ตำแหน่งการวางโพลและซีโร

วิธีการ จากรูปที่ 2.42 พบว่ามีซีโรอยู่ 2 ตัว โดย Z_1 อยู่ที่จุดกำเนิดหรืออยู่ที่ตำแหน่ง 0 ส่วน Z_2 อยู่ที่ตำแหน่ง $r \cos(\omega_0)$ เขียนได้ดังสมการที่ 2.108 และ 2.109

$$Z_1 = 0 \quad (2.108)$$

$$Z_2 = r \cos(\omega_0) \quad (2.109)$$

สำหรับโพลจากรูปที่ 2.42 มีอยู่ 2 ตัว โดย P_1 อยู่ที่ตำแหน่ง $re^{j\omega_0}$ ส่วน P_2 อยู่ที่ตำแหน่ง $re^{-j\omega_0}$ เขียนได้ดังสมการที่ 2.110 และสมการที่ 2.111

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_1 = re^{j\omega_0} \quad (2.110)$$

$$P_2 = re^{-j\omega_0} \quad (2.111)$$

จากสมการที่ 2.108-2.111 นำไปเขียนเป็น $X(z)$ ได้ดังสมการที่ 2.112 และ 2.113

$$X(z) = G \frac{(z - Z_1)(z - Z_2)}{(z - P_1)(z - P_2)} \quad (2.112)$$

$$X(z) = G \frac{(z - 0)(z - r \cos(\omega_0))}{(z - re^{j\omega_0})(z - re^{-j\omega_0})} \quad (2.113)$$

เมื่อ G เป็นค่าคงที่ และจากสมการที่ 2.113 สามารถจัดรูปได้ใหม่ดังสมการที่ 2.114

$$X(z) = G \left[\frac{z(z - r \cos(\omega_0))}{(z - re^{j\omega_0})(z - re^{-j\omega_0})} \right]$$

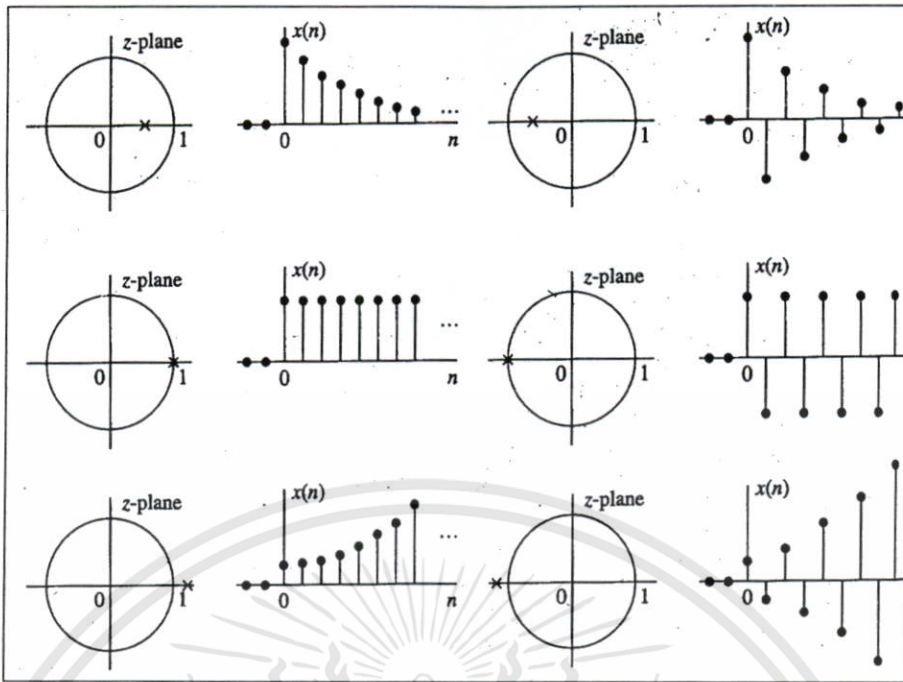
$$X(z) = G \left[\frac{1 - rz^{-1} \cos(\omega_0)}{1 - 2rz^{-1} \cos(\omega_0) + r^2 z^{-2}} \right] \quad (2.114)$$

และจากตารางที่ 2.1 (ข้อที่ 11) z-transform ของสมการที่ 2.114 สามารถแปลงเป็น $x(n)$ ได้ดังสมการที่ 2.115

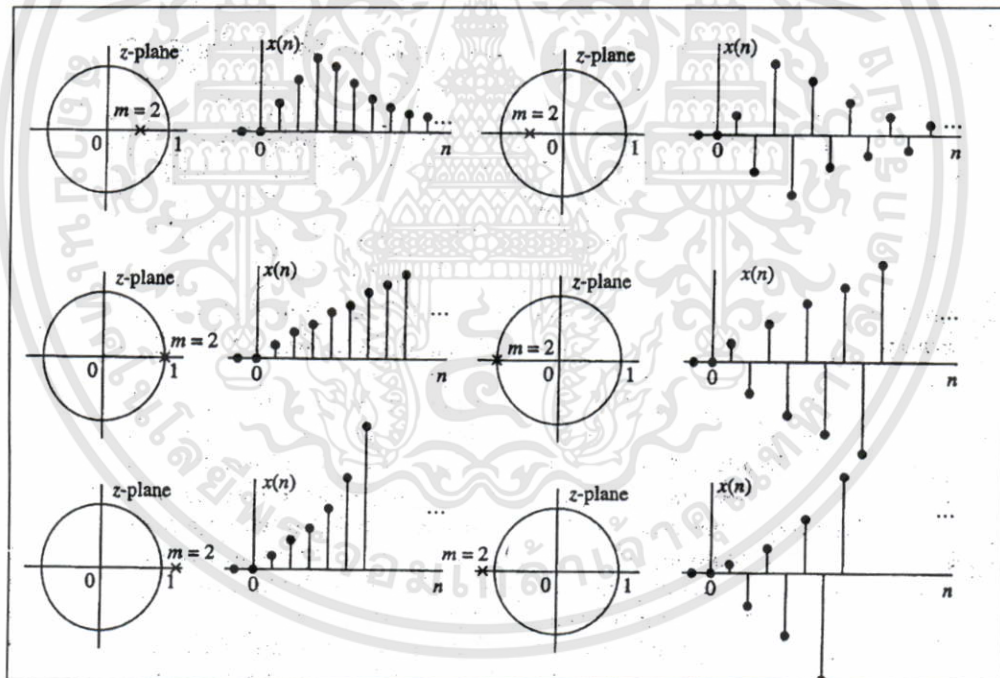
$$x(n) = G[r^n \cos(\omega_0 n)u(n)] \quad (2.115)$$

2.11.2 ลักษณะสัญญาณกับการวางตำแหน่งของโพล

ตำแหน่งของโพลในระนาบแซค สามารถบ่งบอกลักษณะของลำดับสัญญาณใน Time-domain ได้ ซึ่งลักษณะของลำดับสัญญาณที่เกิดขึ้นสามารถคำนวณได้จากการแปลงแซคผกผัน (Inverse z-transform) และแสดงได้ดังรูปที่ 2.43

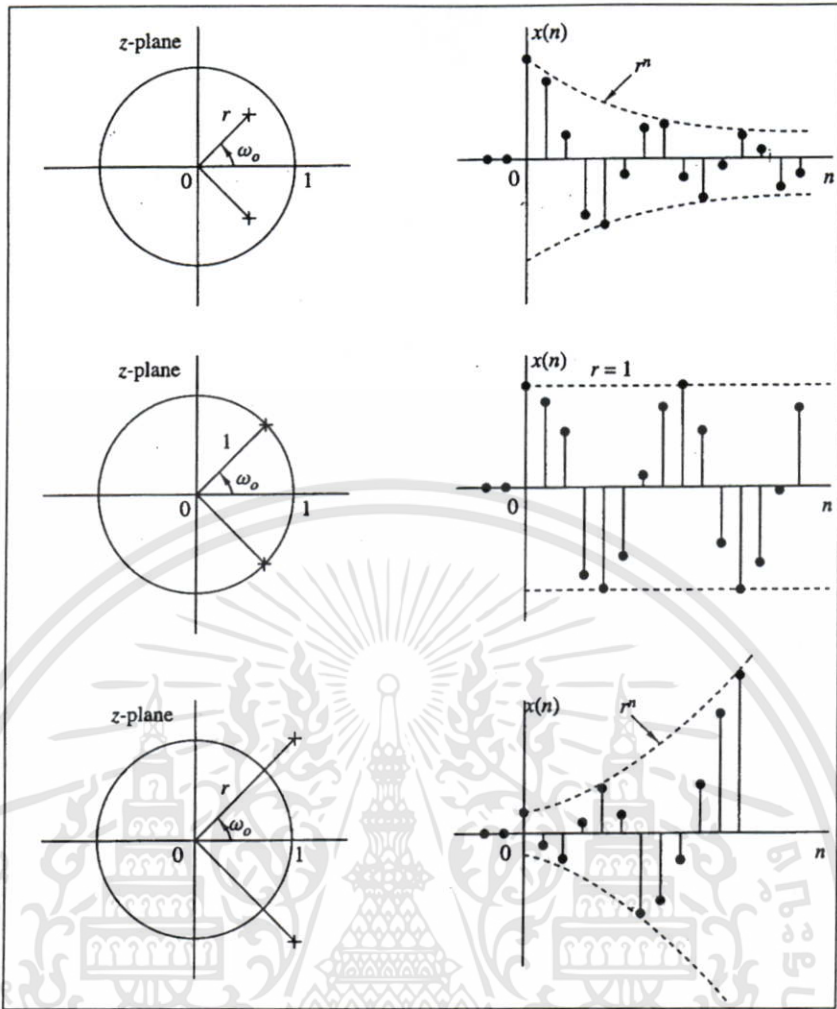


รูปที่ 2.43(a) ความสัมพันธ์ระหว่างตำแหน่งของโพลกับลำดับสัญญาณ

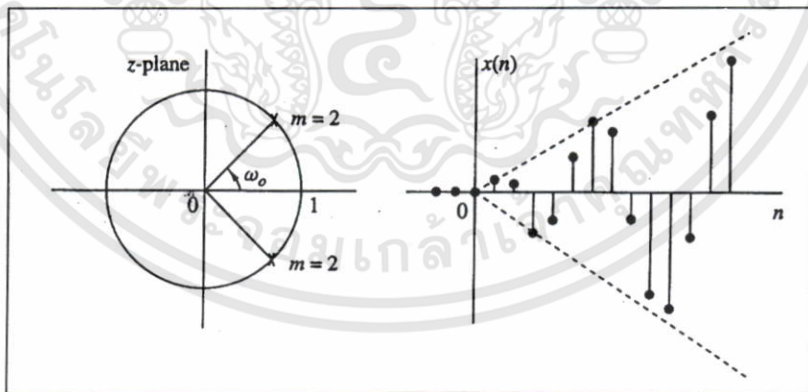


รูปที่ 2.43(b) ความสัมพันธ์ระหว่างตำแหน่งของโพลกับลำดับสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.43(c) ความสัมพันธ์ระหว่างตำแหน่งของโพลกับลำดับสัญญาณ



รูปที่ 2.43(d) ความสัมพันธ์ระหว่างตำแหน่งของโพลกับลำดับสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.12 การแปลง z ผกผัน (Inversion of z-transform) [1, 2, 3]

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

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

2.12.1 การแปลงแซดผกผันด้วยวิธีอนุกรมอนันต์

กำหนดให้ $X(z)$ เป็น z-transform ของ Causal sequence ดังสมการที่ 2.116 ซึ่งสมการนี้สามารถจัดให้เป็นอนุกรมอนันต์ในรูป z หรือ z^{-1} โดยใช้การหารยาว (Long division)

$$X(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_N z^{-N}}{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_M z^{-M}} \quad (2.116)$$

เมื่อทำการหารยาวสมการที่ 2.116 จะได้ค่า $X(z)$ ดังสมการที่ 2.117

$$X(z) = x(0) + x(1)z^{-1} + x(2)z^{-2} + x(3)z^{-3} + \dots \quad (2.117)$$

ตัวอย่าง แปลงแซดผกผันของสัญญาณดังสมการที่ 2.118 โดยใช้วิธีอนุกรมอนันต์

$$X(z) = \frac{1 + 2z^{-1} + z^{-2}}{1 - z^{-1} + 0.3561z^{-2}} \quad (2.118)$$

วิธีการ จากสมการที่ 2.118 ทำการหารยาวได้ดังต่อไปนี้

$$\begin{array}{r} \frac{1 + 3z^{-1} + 3.6439z^{-2} + 2.5756z^{-3} + \dots}{1 - z^{-1} + 0.3561z^{-2}} \quad \frac{1 + 2z^{-1} + z^{-2}}{1 - z^{-1} + 0.3561z^{-2}} \\ \hline 3z^{-1} + 0.6439z^{-2} \\ \hline 3z^{-1} - 3z^{-2} + 1.0683z^{-3} \\ \hline 3.6439z^{-2} - 1.0683z^{-3} \\ \hline 3.6439z^{-2} - 1.0683z^{-3} + 1.2975927z^{-4} \\ \hline 2.5756z^{-3} - 1.2975927z^{-4} \end{array}$$

จะได้คำตอบ $X(z) = 1 + 3z^{-1} + 3.6439z^{-2} + 2.5756z^{-3} + \dots$ และจากคุณสมบัติของ z-transform จะได้ค่า $x(n)$ ดังสมการที่ 2.119

$$x(0) = 1; x(1) = 3; x(2) = 3.6439; x(3) = 2.5756; \dots \quad (2.119)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการหารยาวนั้นอาจทำให้ค่า z ในสมการที่ 2.118 มีกำลังเป็นบวกก่อนก็ได้ดังสมการที่ 2.120 โดยนำ z^2 คูณตลอดทั้งเศษและส่วน แล้วจึงทำการหาร

$$X(z) = \frac{z^2 + 2z + 1}{z^2 - z + 0.3561} \quad (2.120)$$

เมื่อทำการหารจะได้

$$\begin{array}{r} \frac{1 + 3z^{-1} + 3.6439z^{-2} + 2.5756z^{-3} + \dots}{z^2 - z + 0.3561} \Big| \frac{z^2 + 2z^1 + 1}{z^2 - z^1 + 0.3561} \\ \underline{3z^1 + 0.6439} \\ 3z^1 - 3z + 1.0683z^{-1} \\ \underline{3.6439 - 1.0683z^{-1}} \\ 3.6439 - 3.6439z^{-1} + 1.2975927z^{-2} \\ \underline{2.5756z^{-1} - 1.2975927z^{-2}} \\ 2.5756z^{-1} - 2.5756z^{-2} + 0.91717116z^{-3} \\ \underline{1.27800721z^{-2} - 0.91717116z^{-3}} \end{array}$$

ซึ่งจะเห็นว่าผลที่ได้จากการหารยาวจะได้ค่า $X(z)$ และ $x(n)$ เท่ากัน แต่การแปลงแซดผกผันด้วยวิธีอนุกรมอนันต์นี้พบคำตอบที่ได้จะเป็นตัวเลขไม่เป็นสมการ $x(n)$ ใดๆ แต่จะเป็นตัวเลขโดยเริ่มจาก $x(0)$, $x(1)$, $x(2)$, ... การหารหนึ่งครั้งจะได้ $x(n)$ หนึ่งค่า ดังนั้นถ้าต้องการหาค่า $x(n)$ โดยที่ n มีค่ามาก จะทำให้จำนวนครั้งของการหารมีมากขึ้นไปด้วย

2.12.2 การแปลงแซดผกผันด้วยวิธีแยกเศษส่วนย่อย

ทำโดยจัดสมการ $X(z)$ ให้อยู่ในรูปเศษส่วนย่อยจากนั้นนำสมการที่จัดรูปได้แปลงให้เป็น $x(n)$ โดยใช้ตาราง z-transform พิจารณา $X(z)$ ดังสมการที่ 2.116 การจัดรูปสมการจะเป็นไปตามตำแหน่งของโพลในระนาบแซดซึ่งแบ่งออกได้ดังต่อไปนี้

- กรณีโพลมีตำแหน่งไม่ซ้ำกัน สมการ $X(z)$ สมการที่ 2.116 สามารถจัดรูปได้ดังสมการที่ 2.121

$$X(z) = B_0 + \frac{C_1}{1 - p_1 z^{-1}} + \frac{C_2}{1 - p_2 z^{-1}} + \dots + \frac{C_3}{1 - p_3 z^{-1}} \quad (2.121)$$

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

$$X(z) = B_0 + \sum_{k=1}^M \frac{C_k z}{z - p_k} \quad (2.122)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- กรณีโพลอยู่มากกว่าหนึ่งตัวอยู่ตำแหน่งซ้ำกัน สมการ $X(z)$ สมการที่ 2.116 สามารถจัดรูปได้ดังสมการที่ 2.123

$$X(z) = \sum_{i=1}^m \frac{D_i}{(z - p_k)^i} \quad (2.123)$$

และค่า D_i หาได้จากสมการที่ 2.124

$$D_i = \frac{1}{(m-i)!} \frac{d^{m-i}}{dz^{m-i}} [(z - p_k)^m X(z)]_{z=p_k} \quad (2.124)$$

แต่ถ้าระบบหรือลำดับสัญญาณมีโพลมากกว่าหนึ่งตัวและตำแหน่งของโพลอยู่ในตำแหน่งที่ซ้ำกันและไม่ซ้ำกันตัวอย่างเช่นระบบมีโพลทั้งหมด 3 ตัว มีโพล 2 ตัวอยู่ตำแหน่งเดียวกันส่วนอีก 1 ตัวอยู่คนละตำแหน่งการจัดสมการในรูปเศษส่วนย่อยก็จะใช้สมการที่ 2.122 และ 2.123 รวมกัน แต่ถ้าระบบหรือลำดับสัญญาณมีโพลมากกว่าหนึ่งตัวและตำแหน่งของโพลอยู่ในตำแหน่งที่ซ้ำกันและไม่ซ้ำกันตัวอย่างเช่นระบบมีโพล ทั้งหมด 3 ตัว มีโพล 2 ตัวอยู่ตำแหน่งเดียวกันส่วนอีก 1 ตัวอยู่คนละตำแหน่งการจัดสมการในรูปเศษส่วนย่อยก็จะใช้สมการที่ 2.122 และ 2.123 รวมกัน

ตัวอย่าง แปลงแซคคพผันของสัญญาณ $X(z)$ ดังสมการที่ 2.125 โดยใช้วิธีแยกเศษส่วนย่อย

$$X(z) = \frac{z^{-1}}{1 - 0.25z^{-1} - 0.375z^{-2}} \quad (2.125)$$

วิธีการ ทำกำลังของ z ในสมการที่ 2.125 ให้เป็นบวกโดยนำ z^2 คูณตลอด

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

ทำการแยกเศษส่วนย่อยได้ดังสมการที่ 2.126

$$\begin{aligned} X(z) &= \frac{z}{(z - 0.75)(z + 0.5)} \\ \frac{X(z)}{z} &= \frac{1}{(z - 0.75)(z + 0.5)} = \frac{C_1}{z - 0.75} + \frac{C_2}{z + 0.5} \end{aligned} \quad (2.126)$$

กำหนดให้สมการที่ 2.126 มีค่าเท่ากับ $F(z)$ ดังสมการที่ 2.127

$$F(z) = \frac{1}{(z - 0.75)(z + 0.5)} = \frac{C_1}{z - 0.75} + \frac{C_2}{z + 0.5} \quad (2.127)$$

หา C_1 นำ $(z-0.75)$ คูณตลอดในสมการที่ 2.127 จะได้

$$\frac{1}{z+0.5} = C_1 + \frac{C_2(z-0.75)}{(z+0.5)} \quad (2.128)$$

แทนค่า z เท่ากับ 0.75 ลงในสมการที่ 2.128 ได้ค่า C_1 ดังสมการที่ 2.129

$$C_1 = \frac{1}{0.75+0.5} = \frac{4}{5} = 0.8 \quad (2.129)$$

ส่วนค่า C_2 สามารถหาได้ด้วยวิธีเดียวกับการหาค่า C_1 ได้ค่า C_2 ดังสมการที่ 2.130

$$C_2 = \frac{1}{-0.5-0.75} = -\frac{4}{5} = -0.8 \quad (2.130)$$

แทนค่า C_1 และ C_2 ลงในสมการที่ 2.126 จะได้

$$X(z) = \frac{0.8z}{z-0.75} - \frac{0.8z}{z+0.5} \quad (2.131)$$

ใช้ตารางที่ 2.1 แปลง $X(z)$ ในสมการที่ 2.131 กลับเป็น $x(n)$ ได้ดังสมการที่ 2.132

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

$$x(n) = 0.8 \left[(0.75)^n - (-0.5)^n \right], \quad n > 0 \quad (2.132)$$

ตัวอย่าง จงแปลงแซดพหุคูณของสัญญาณ $X(z)$ ดังสมการที่ 2.133 โดยใช้วิธีแยกเศษส่วนย่อย

$$X(z) = \frac{z^2}{(z-0.5)(z-1)^2} \quad (2.133)$$

วิธีการ จากสมการที่ 2.133 พบว่าบนระนาบแซดจะมีโพล 1 ตัวอยู่ที่ตำแหน่ง 0.5 และมีโพล อีก 2 ตัววางซ้อนกันอยู่ที่ตำแหน่ง 1 เมื่อพิจารณาค่าแห่งของโพล แล้วการแยกเศษส่วนย่อยของสมการ $X(z)$ จะจัดรูปตามสมการที่ 2.122 และสมการที่ 2.123 ได้ดังสมการที่ 2.134

$$X(z) = \frac{z^2}{(z-0.5)(z-1)^2} = \frac{K_1}{z-0.5} + \frac{K_2}{z-1} + \frac{K_3}{(z-1)^2} \quad (2.134)$$

จัดรูปสมการที่ 2.134 ใหม่

$$\frac{X(z)}{z} = \frac{z}{(z-0.5)(z-1)^2} = \frac{K_1}{z-0.5} + \frac{K_2}{z-1} + \frac{K_3}{(z-1)^2} \quad (2.135)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดให้สมการที่ 2.135 มีค่าเท่ากับ $F(z)$

$$F(z) = \frac{z}{(z-0.5)(z-1)^2} = \frac{K_1}{z-0.5} + \frac{K_2}{z-1} + \frac{K_3}{(z-1)^2} \quad (2.136)$$

หาค่า K_1 นำ $(z-0.5)$ คูณตลอดในสมการที่ 2.136 และแทน $z = 0.5$ จะได้ค่า K_1 ดังสมการที่ 2.137

$$\begin{aligned} \frac{z}{(z-1)^2} &= K_1 + \frac{K_2(z-0.5)}{z-1} + \frac{K_3(z-0.5)}{(z-1)^2} \\ K_1 &= \frac{z}{(z-1)^2} = \frac{0.5}{(0.5-1)^2} = 2 \end{aligned} \quad (2.137)$$

ค่า K_2 หาได้จากสมการที่ 2.123 เริ่มจากนำ $(z-1)^2$ คูณตลอดในสมการที่ 2.136

$$\frac{z}{z-0.5} = \frac{K_1(z-1)^2}{z-0.5} + K_2(z-1) + K_3 \quad (2.138)$$

หาอนุพันธ์ของสมการที่ 2.138 เทียบกับ z และแทนค่า $z = 1$ ได้ค่า K_2 ดังสมการที่ 2.139

$$\begin{aligned} \frac{d}{dz} \left[\frac{z}{z-0.5} \right] &= \frac{d}{dz} \left[\frac{K_1(z-1)^2}{z-0.5} + K_2z - K_2 + K_3 \right] \\ K_2 &= \frac{z-0.5-z}{(z-0.5)^2} = \frac{-0.5}{(1-0.5)^2} = -2 \end{aligned} \quad (2.139)$$

ค่า K_3 หาได้จากสมการที่ 2.138 โดยการแทน $z = 1$ ได้ K_3 ดังสมการที่ 2.140

$$K_3 = \frac{z}{z-0.5} = \frac{1}{1-0.5} = 2 \quad (2.140)$$

แทนค่า K_1, K_2, K_3 ลงในสมการที่ 2.135 และนำ z คูณตลอด

$$X(z) = \frac{2z}{z-0.5} - \frac{2z}{z-1} + \frac{2z}{(z-1)^2} \quad (2.141)$$

ใช้ตารางที่ 2.1 แปลง $X(z)$ ในสมการที่ 2.141 กลับเป็น $x(n)$ ได้ดังสมการที่ 2.142

$$x(n) = 2(0.5)^n - 2 + 2n = 2[(n-1) + (0.5)^n], \quad n \geq 0 \quad (2.142)$$

2.12.3 การแปลงแซดผกผันโดยวิธี Residue

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การแปลงแซดผกผันด้วยวิธีนี้ค่า $x(n)$ จะถูกแทนด้วยการอินทิเกรตกรบรอบ (Contour integral) ดังสมการที่ 2.143

$$x(n) = \frac{1}{2\pi j} \int_c z^{n-1} X(z) dz \quad (2.143)$$

เมื่อ c คือเส้นทางการอินทิเกรตกรบรอบโพลของ $X(z)$ ที่อยู่ในรูปเศษส่วนและโพลิโนเมียล (Rational and polynomials) การอินทิเกรตกรบรอบดังสมการที่ 2.143 ค่าตอบจะถูกแทนอยู่ในรูปตัวแปรเชิงซ้อนด้วยทฤษฎีของ Cauchy's residue [12] ดังนั้นอาจกล่าวได้ว่า $x(n)$ ก็คือผลรวมของการทำ Residue เฉพาะโพลในบริเวณ c ของฟังก์ชัน $z^{n-1} X(z)$ เขียนได้ดังสมการที่ 2.144

$$\text{Res}[F(z), p_k] = \frac{1}{(m-1)!} \frac{d^{m-1}}{dz^{m-1}} [(z-p_k)^m F(z)]_{z=p_k} \quad (2.144)$$

เมื่อ $F(z) = z^{n-1} X(z)$

ตัวอย่าง ใช้วิธี Residue แปลง $X(z)$ ในสมการที่ 2.145 ให้เป็น $x(n)$

$$X(z) = \frac{z}{(z-0.75)(z+0.5)} \quad (2.145)$$

วิธีการ กำหนดให้ $F(z) = z^{-1} X(z)$

$$F(z) = \frac{z^{n-1} z}{(z-0.75)(z+0.5)} = \frac{z^n}{(z-0.75)(z+0.5)} \quad (2.146)$$

จากสมการที่ 2.146 พบว่า $F(z)$ มีโพลอยู่ที่ 0.75 และ -0.5 ดังนั้นการหา Residue จะกระทำที่โพลสองตำแหน่งนี้โดยใช้สมการที่ 2.144 ซึ่งจะมีค่า $m=1$ โพลที่ตำแหน่ง 0.75 มีค่า Residue ดังสมการที่ 2.147

$$\text{Res}[F(z), 0.75] = (z-0.75)F(z) \quad (2.147)$$

$$\text{Res}[F(z), 0.75] = \frac{z^n}{z+0.5}$$

แทนค่า $z = 0.75$

$$\text{Res}[F(z), 0.75] = \frac{0.75^n}{0.75+0.5} = \frac{4}{5} (0.75)^n \quad (2.148)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โพลที่ตำแหน่ง -0.5 มีค่า Residue ดังสมการที่ 2.149

$$\text{Res}[F(z), -0.5] = (z + 0.5)F(z)$$

$$\text{Res}[F(z), -0.5] = \frac{z^n}{z - 0.75}$$

แทนค่า $z = -0.5$

$$\text{Res}[F(z), -0.5] = \frac{(-0.5)^n}{-0.5 - 0.75} = -\frac{4}{5}(-0.5)^n \quad (2.149)$$

ดังนั้น $x(n)$ จะเท่ากับผลรวมของการทำ Residue ที่โพลทุกตำแหน่งของ $F(z)$ ดังสมการที่ 2.150

$$\begin{aligned} x(n) &= \text{Res}[F(z), 0.75] + \text{Res}[F(z), -0.5] \\ x(n) &= \frac{4}{5}(0.75)^n - \frac{4}{5}(-0.5)^n = 0.8[(0.75)^n - (-0.5)^n] \end{aligned} \quad (2.150)$$

ตัวอย่าง ใช้วิธี Residue แปลง $X(z)$ ในสมการที่ 2.151 ให้เป็น $x(n)$

$$X(z) = \frac{z^2}{(z - 0.5)(z - 1)^2} \quad (2.151)$$

วิธีการ กำหนดให้ $F(z) = z^{n-1}X(z)$ ดังสมการที่ 2.152

$$F(z) = \frac{z^{n-1}z^2}{(z - 0.5)(z - 1)^2} = \frac{z^{n+1}}{(z - 0.5)(z - 1)^2} \quad (2.152)$$

จากสมการที่ 2.152 จะเห็นได้ว่า $F(z)$ มีโพล 1 ตัวอยู่ที่ตำแหน่ง 0.5 กำหนดให้เป็น p_1 และมีโพลอีก 2 ตัววางซ้อนกันอยู่ที่ตำแหน่ง 1 กำหนดให้เป็น p_2 Residue ของโพลที่ตำแหน่ง p_1 หาได้จากสมการที่ 2.153

$$\text{Res}[F(z), 0.5] = (z - 0.5)F(z) = \frac{z^{n+1}}{(z - 1)^2}$$

แทนค่า $z = 0.5$

$$\text{Res}[F(z), 0.5] = \frac{(0.5)^{n+1}}{(0.5 - 1)^2} = \frac{(0.5)(0.5)^n}{(0.5)^2} = 2(0.5)^n \quad (2.153)$$

ที่ตำแหน่ง p_2 มีโพลซ้อนกันอยู่ 2 ตัวทำให้ค่า m ในสมการที่ 2.144 มีค่าเท่ากับ 2 ดังนั้น Residue ของโพลที่ตำแหน่ง p_2 หาได้จากสมการที่ 2.154

$$\text{Res}[F(z),1] = \frac{d}{dz} [(z-1)^2 F(z)] = \frac{d}{dz} \left[\frac{z^{n+1}}{z-0.5} \right] \quad (2.154)$$

$$\text{Res}[F(z),1] = \frac{(z-0.5)(n+1)z^n - z^{n+1}}{(z-0.5)^2}$$

แทนค่า $z = 1$

$$\text{Res}[F(z),1] = \frac{(1-0.5)(n+1)1^n - 1^{n+1}}{(1-0.5)^2} = \frac{(0.5)(n+1) - 1}{(0.5)^2}$$

$$\text{Res}[F(z),1] = 2(n+1) \quad (2.155)$$

$x(n)$ ก็คือผลรวมของการทำ Residue ที่โพลทั้งสองตำแหน่งเขียนได้ดังสมการที่ 2.156

$$\begin{aligned} x(n) &= \text{Res}[F(z), p_1] + \text{Res}[F(z), p_2] \\ x(n) &= 2(0.5)^n + 2(n+1) = 2[(n-1) + (0.5)^n] \end{aligned} \quad (2.156)$$

2.13 ฟังก์ชันของระบบเชิงเส้นที่แปรตามเวลา

ในการหาผลตอบสนองทางเอาต์พุตของระบบที่แปรตามเวลาสามารถกระทำได้โดยใช้หลักการ Convolution ซึ่งการหาจะต้องทราบค่าของ $x(n)$ และ $h(n)$ แต่จากคุณสมบัติของการแปลงแซด ทำให้การหาผลตอบสนองทางเอาต์พุตหาได้จากสมการที่ 2.157

$$Y(z) = H(z)X(z) \quad (2.157)$$

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 $h(n)$ ก็สามารถหาค่า $X(z)$ และ $H(z)$ ได้โดยการแปลงแซด และเมื่อนำมาคูณกันดังสมการที่ 2.157 ก็จะได้ $Y(z)$ และสามารถหาค่า $y(n)$ ได้โดยการแปลงแซด ผกผัน $Y(z)$ และในทางกลับกันถ้ารู้ค่า $x(n)$ และ $y(n)$ ก็สามารถหาค่า $H(z)$ ได้ดังสมการที่ 2.158

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} \quad (2.158)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อความชัดเจนจะเห็นได้ว่าคุณสมบัติของระบบนั้นอธิบายได้ 2 ลักษณะคือ $h(n)$ และ $H(z)$ โดย $h(n)$ นั้นจะอธิบายถึงคุณสมบัติของระบบในโดเมนเวลา ส่วน $H(z)$ จะอธิบายถึงคุณสมบัติในโดเมนแซด ซึ่งแท้ที่จริงแล้ว $H(z)$ และ $h(n)$ นั้นเหมือนกันเพียงแต่อยู่คนละโดเมน และโดยทั่วไปจะเรียก $H(z)$ ในสมการที่ 2.158 ว่า ฟังก์ชันระบบ (System function) หรือ ฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer function)

สำหรับระบบที่เป็นแบบเชิงเส้นและมีค่าสัมประสิทธิ์คงที่ (Linear constant-coefficient difference equation) ดังสมการที่ 2.159 สามารถใช้คุณสมบัติของการแปลงแซดเขียนเป็นฟังก์ชันถ่ายโอน $H(z)$ ได้ดังสมการที่ 2.160

$$y(n) = -\sum_{k=1}^N a_k y(n-k) + \sum_{k=0}^M b_k x(n-k) \quad (2.159)$$

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

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

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

$$H(z) = \frac{\sum_{k=0}^M b_k z^{-k}}{1 + \sum_{k=1}^N a_k z^{-k}} \quad (2.160)$$

และระบบที่เป็นแบบ Non-recursive ดังสมการที่ 2.161 สามารถเขียนเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังสมการที่ 2.162

$$y(n) = \sum_{k=0}^M h(k)x(n-k) \quad (2.161)$$

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

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

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \sum_{k=0}^M h(k)z^{-k} \quad (2.162)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.14 ผลตอบสนองทางเวลาของระบบแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา

การหาฟังก์ชันระบบและผลตอบสนองของ Unit sample กำหนดให้ระบบแบบไม่ต่อเนื่องมีสมการผลต่างดังสมการที่ 2.163

$$y(n] = \frac{1}{2}y[n-1] + 2x[n] \quad (2.163)$$

ใช้การแปลงแซด แปลงสมการที่ 2.163 และจัดสมการได้ฟังก์ชันระบบดังสมการที่ 2.164

$$\begin{aligned} Y(z) &= \frac{1}{2}z^{-1}Y(z) + 2X(z) \\ H(z) &= \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{2}{1 - \frac{1}{2}z^{-1}} \end{aligned} \quad (2.164)$$

ส่วนผลตอบสนองของ Unit sample หาได้จากสมการที่ (2.165)

$$Y(z) = \frac{2}{1 - \frac{1}{2}z^{-1}} X(z) \quad (2.165)$$

เมื่ออินพุตของระบบ $x[n] = \delta[n]$ ดังนั้น $X(z) = 1$ จะได้ $Y(z)$ ดังสมการที่ (2.166)

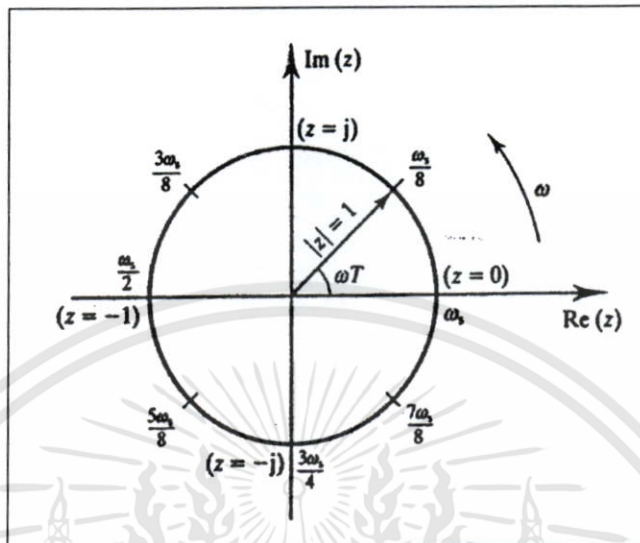
$$Y(z) = \frac{2}{1 - \frac{1}{2}z^{-1}} \quad (2.166)$$

จากตารางที่ 2.1 สามารถแปลง $Y(z)$ ให้เป็น $y[n]$ (ใช้สูตรที่ 5) ดังสมการที่ (2.167)

$$y[n] = 2\left(\frac{1}{2}\right)^n u[n] \quad (2.167)$$

2.15 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับมุมบนระนาบแซด [3, 8, 11]

ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับมุมบนระนาบแซด แสดงได้ดังรูปที่ 2.44



รูปที่ 2.44 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับมุมบนระนาบแซด

จากรูปที่ 2.44 จะเห็นได้ว่ามุม ω จะอยู่ในช่วง $0-2\pi$ และในระบบไม่ต่อเนื่องความถี่สูงของระบบจะมีค่าเท่ากับ 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 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

ตัวกำเนิดสัญญาณสวิตช์แบบดิจิทัล

3.1 ตัวกำเนิดสัญญาณสวิตช์แบบดิจิทัลด้วยหลักการแบบเปิดตาราง (Look Up Table : LUT) [1, 2]

สัญญาณสวิตช์แบบดิจิทัลที่สร้างด้วยหลักการแบบเปิดตาราง นิยามได้ดังสมการที่ 3.1

$$y(n) = \sin(\omega n) \quad (3.1)$$

$$\omega = 2\pi f$$

เมื่อ ω คือ ความถี่เชิงมุมของสัญญาณสวิตช์ (rad/sec)

n คือ จำนวนข้อมูล

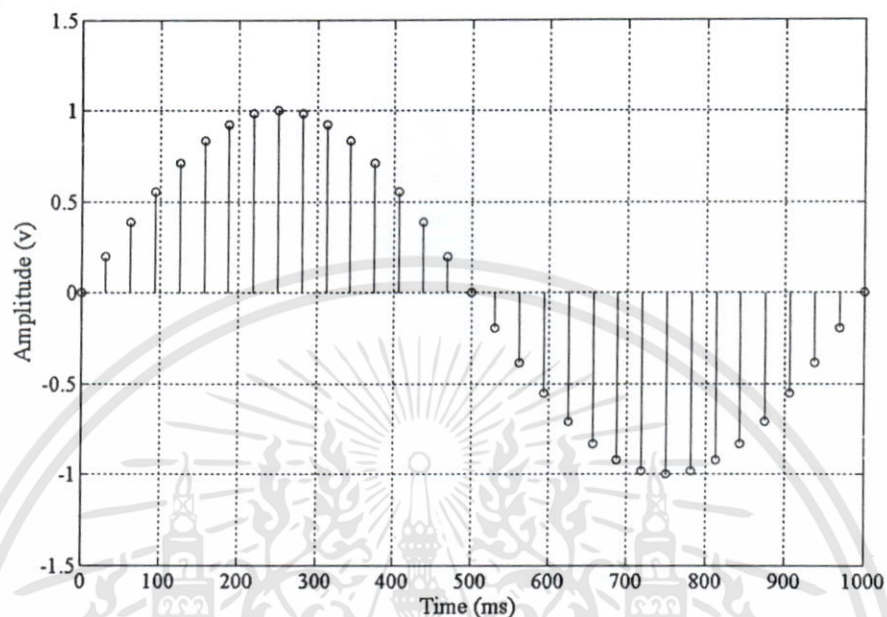
f คือ ความถี่ของสัญญาณสวิตช์ (Hz)

จากสมการที่ 3.1 ถ้ากำหนดให้ค่า $n = 0, 1, 2, \dots, 31$ และความถี่ของสัญญาณมีค่า $1Hz$ จะได้ค่า $y(n)$ ดังตารางที่ 3.1 และจากตารางที่ 3.1 นำค่าไปวาดกราฟได้ดังรูปที่ 3.1

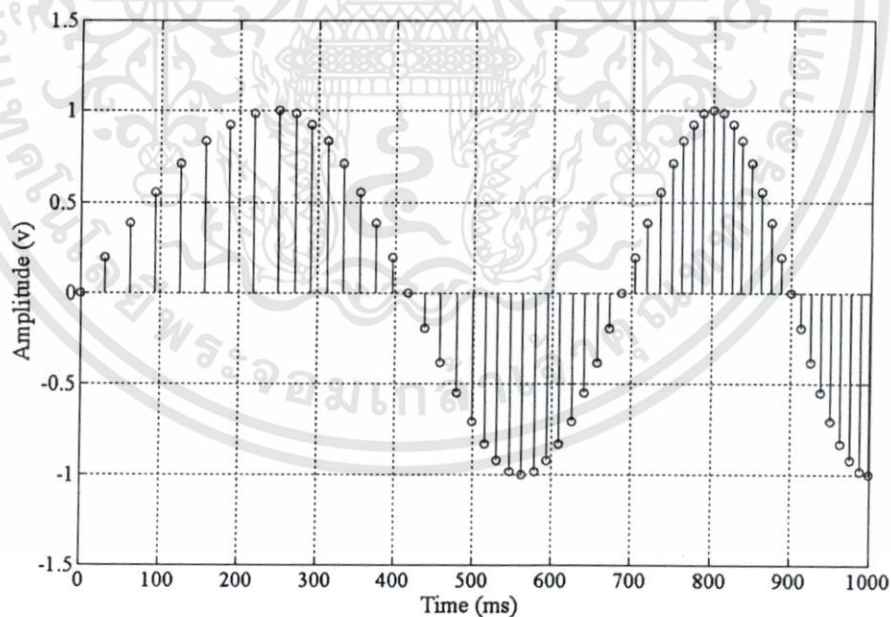
ตารางที่ 3.1 ข้อมูลในการสร้างสัญญาณสวิตช์ด้วยหลักการแบบเปิดตาราง

| n | $y(n)$ | n | $y(n)$ | n | $y(n)$ | n | $y(n)$ |
|-----|--------|-----|--------|-----|---------|-----|---------|
| 0 | 0.0000 | 8 | 1.0000 | 16 | 0.0000 | 24 | -1.0000 |
| 1 | 0.1951 | 9 | 0.9808 | 17 | -0.1951 | 25 | -0.9808 |
| 2 | 0.3827 | 10 | 0.9239 | 18 | -0.3827 | 26 | -0.9239 |
| 3 | 0.5556 | 11 | 0.8315 | 19 | -0.5556 | 27 | -0.8315 |
| 4 | 0.7071 | 12 | 0.7071 | 20 | -0.7071 | 28 | -0.7071 |
| 5 | 0.8315 | 13 | 0.5556 | 21 | -0.8315 | 29 | -0.5556 |
| 6 | 0.9239 | 14 | 0.3827 | 22 | -0.9239 | 30 | -0.3827 |
| 7 | 0.9808 | 15 | 0.1951 | 23 | -0.9808 | 31 | -0.1951 |

ซึ่งในการสร้างตัวกำเนิดสัญญาณชานน์แบบกวาดด้วยหลักการแบบเปิดตาราง นั้นทำได้โดยการนำข้อมูลในตาราง มาทำการเชื่อมต่อสัญญาณกัน โดยความถี่ที่เปลี่ยนไปนั้นสามารถกำหนดได้จากระยะห่างระหว่างข้อมูล ดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.1 ลำดับสัญญาณของสัญญาณชานน์ที่สร้างด้วยหลักการแบบเปิดตาราง



รูปที่ 3.2 ลำดับสัญญาณของสัญญาณสวีพชานน์แบบดิจิตอลที่สร้างด้วยหลักการแบบเปิดตาราง

จากรูปที่ 3.2 พบว่าสัญญาณชานน์ในช่วงความถี่ต่ำจะมีระยะห่างระหว่างข้อมูลมากกว่าสัญญาณชานน์ที่มีความถี่สูงกว่า ทำให้รูปของสัญญาณชานน์ที่มีความถี่ต่ำมีลักษณะเป็นขั้น ดังนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

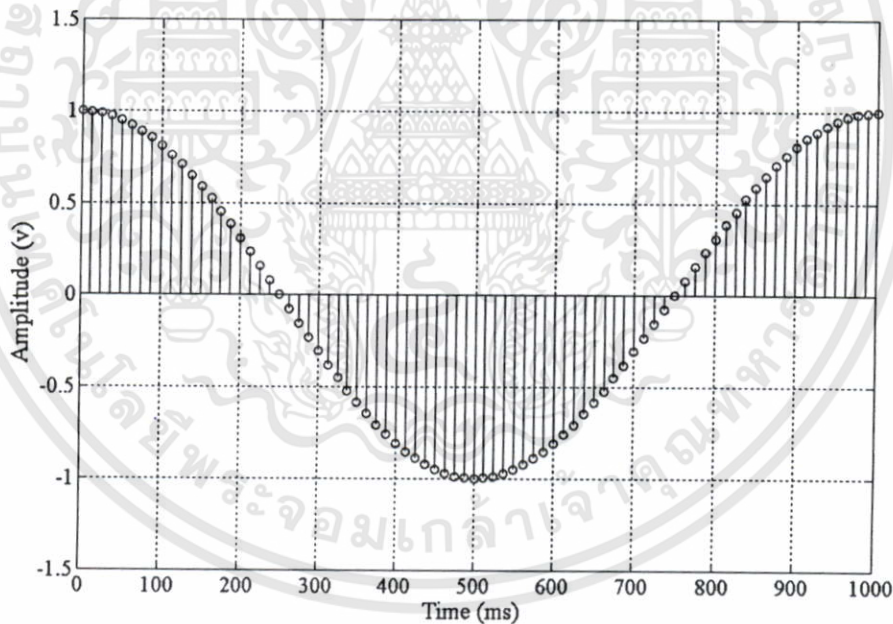
เพื่อเป็นการแก้ปัญหาดังกล่าว จึงใช้สัญญาณแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลาที่มีผลตอบสนองทางอิมพัลส์เป็น $\sin(\omega t + \phi)$ มาทำการสร้างสัญญาณสวิตช์แบบดิจิทัล

3.2 ตัวกำเนิดสัญญาณสวิตช์แบบดิจิทัลตามหลักการที่นำเสนอ

ตัวกำเนิดสัญญาณสวิตช์แบบดิจิทัลทำได้โดยการสร้างระบบแบบไม่ต่อเนื่องที่มีผลตอบสนองทางอิมพัลส์เป็น $\sin(\omega t + \phi)$ ที่ความถี่ $\omega_0, \omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n$ และมีเฟส $\phi_0, \phi_1, \phi_2, \dots, \phi_n$ มาทำการเชื่อมต่อสัญญาณกัน ซึ่งการสร้างระบบแบบไม่ต่อเนื่องที่มีผลตอบสนองทางอิมพัลส์เป็น $\sin(\omega t + \phi)$ เริ่มจาก กำหนดให้ลำดับสัญญาณ $x(n) = \sin(\omega n + \phi)$ ดังรูปที่ 3.3 และ z-transform ของ $x(n)$ นิยามได้ดังสมการที่ 3.2

$$X(z) \equiv z\{x(n)\}$$

$$x(z) = \frac{\sin(\phi) + \sin(\omega - \phi)z^{-1}}{1 - 2\cos\omega z^{-1} + z^{-2}} \quad (3.2)$$

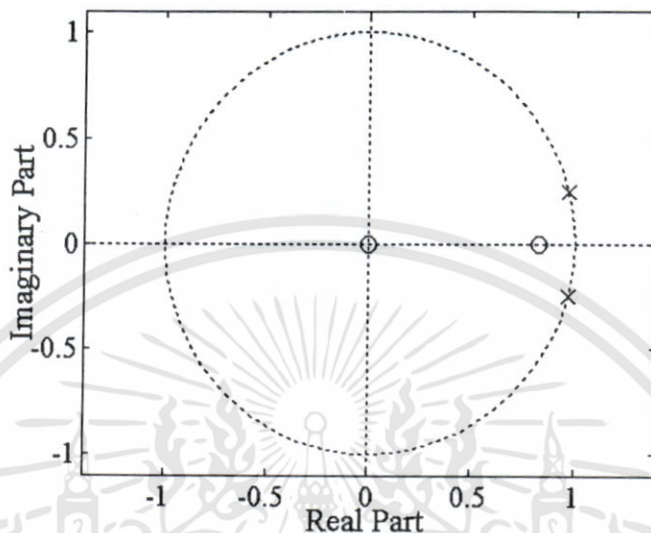


รูปที่ 3.3 ลำดับสัญญาณของ $x(n) = \sin(\omega n + \phi)$ ที่สร้างด้วยระบบแบบไม่ต่อเนื่อง

ถ้ากำหนดให้ระบบแบบไม่ต่อเนื่องมีฟังก์ชันถ่ายโอนดังสมการที่ 3.3 และตำแหน่งการวางโพล-ซีโร ของระบบแสดงดังรูปที่ 3.4 และจากสมการที่ 3.3 ถ้ากำหนดให้อินพุทของระบบแบบไม่ต่อเนื่องเป็น $\delta(n)$ จะได้ผลตอบสนองทางเอาท์พุท หรือผลตอบสนองทางอิมพัลส์ $h(n)$ ดังสมการที่ 3.4 [5,6]

$$H(z) = \frac{\sin(\phi) + \sin(\omega - \phi)z^{-1}}{1 - 2\cos\omega z^{-1} + z^{-2}} \quad (3.3)$$

$$h(n) = \sin(\omega n + \phi) \quad (3.4)$$



รูปที่ 3.4 ตำแหน่งการวางโพล-ซีโร ของ $H(z)$

จากรูปที่ 3.4 จะเห็นว่า มีโพล 1 คู่วางอยู่บนเส้นรอบวงกลม 1 หน่วยในระบบแซด ในลักษณะ Complex Conjugate และมีซีโร 1 คู่ โดยซีโรตัวหนึ่งวางอยู่บนจุดกำเนิด อีกตัววางอยู่บนแกนเวลาจริง ซึ่งในการเปลี่ยนแปลงความถี่ นั้นทำได้โดยการเลื่อนตำแหน่งของโพลในช่วง $0 - \pi$ ส่วนการเลื่อนตำแหน่งของซีโรที่อยู่บนแกนเวลาจริงนั้นจะส่งผลให้สัญญาณขาเข้าเกิดการเปลี่ยนเฟส

ดังนั้นในการเชื่อมต่อสัญญาณขาเข้าแต่ละความถี่จำเป็นต้องพิจารณาเฟสให้มีความสอดคล้อง และมีความต่อเนื่องกับสัญญาณขาเข้าที่ความถี่ที่ m (ความถี่ก่อนหน้า) ซึ่งสมการที่ใช้ในการปรับค่าเฟสเริ่มต้นของความถี่ที่ $m+1$ (ความถี่ถัดไป) ให้มีความเหมาะสมกับเฟสสุดท้ายของความถี่ที่ m แสดงได้ดังสมการที่ 3.5

$$\phi_{m+1} = k\omega_m + \phi_m \quad (3.5)$$

$$k = f_s \cdot t_s$$

- เมื่อ k คือ จำนวนลำดับสัญญาณที่ใช้ในการเปลี่ยนความถี่
- ϕ_m คือ เฟสสุดท้ายของสัญญาณขาเข้าความถี่ที่ m
- ϕ_{m+1} คือ เฟสเริ่มต้นของสัญญาณขาเข้าความถี่ที่ $m+1$
- t_s คือ เวลาที่ใช้ในการเปลี่ยนแปลงความถี่จาก f_m ถึง f_{m+1} (Sec)
- f_s คือ ความถี่สุ่ม (Hz)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการสร้างสัญญาณสวิตช์แบบดิจิทัลนั้นจะต้องกำหนดเวลาที่ใช้ในการกวาดความถี่ จากความถี่เริ่มต้น ไปยังความถี่สุดท้าย ซึ่งสามารถกำหนดขั้นของการกวาดความถี่ของสัญญาณ ชาญที่ความถี่ใดๆ ดังสมการที่ 3.6 ถึง 3.9

$$\omega_m = \frac{2\pi f_m}{f_s} \quad (3.6)$$

$$t_s = \frac{t_{total}}{N} \quad (3.7)$$

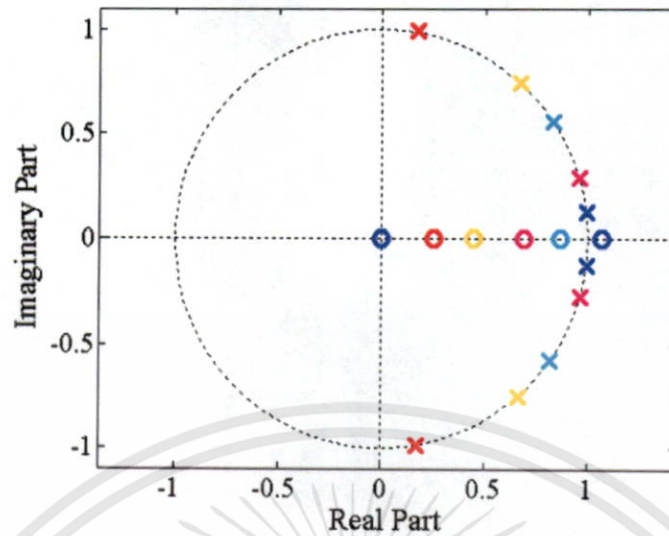
$$N = \frac{f_h - f_0}{s} + 1 \quad (3.8)$$

$$f_{m+1} = f_m + s \quad (3.9)$$

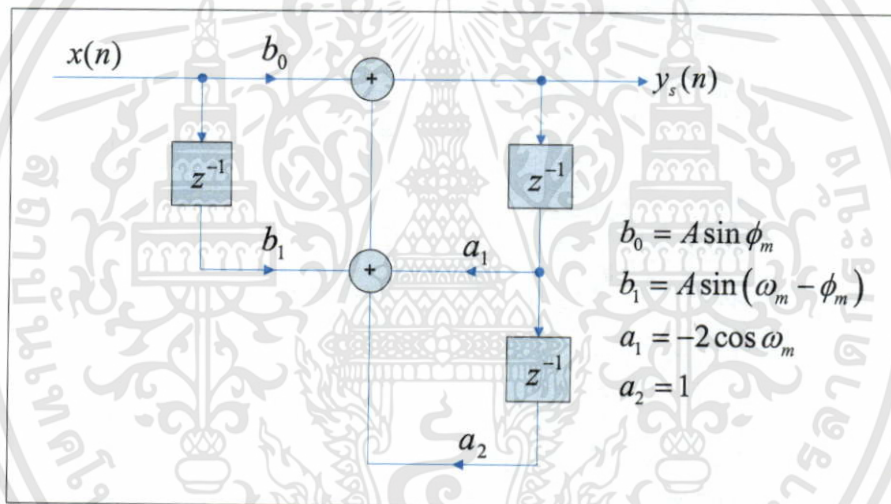
| | | |
|-------|-------------|--|
| เมื่อ | f_0 | คือ ความถี่เริ่มต้นของการกวาดความถี่ (Hz) |
| | f_h | คือ ความถี่สุดท้ายของการกวาดความถี่ (Hz) |
| | f_m | คือ ความถี่ลำดับที่ $m = 0, 1, 2, 3, \dots$ (Hz) |
| | t_{total} | คือ เวลาที่ใช้ในการเปลี่ยนแปลงความถี่จาก f_0 ถึง f_h (Sec) |
| | s | คือ ขั้นของการกวาดความถี่ (Hz) |
| | N | คือ จำนวนความถี่ที่ใช้ในการกวาดความถี่ |

จากสมการที่ 3.3, 3.5 และ 3.6 สามารถจัดรูปสมการใหม่เพื่อใช้ในการสร้างสัญญาณชาญ ความถี่ที่ $m = 0, 1, 2, 3, \dots$ ได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของสัญญาณสวิตช์แบบดิจิทัลดังสมการที่ 3.10 และจากสมการที่ 3.10 สามารถเขียนตำแหน่งของการวาง โพล-ซีโร และ โครงสร้างของ สัญญาณสวิตช์แบบดิจิทัล ได้ดังรูปที่ 3.5 และ 3.6 ตามลำดับ

$$H_s(z) = \frac{\sin(\phi_m) + \sin(\omega_m - \phi_m)z^{-1}}{1 - 2\cos\omega_m z^{-1} + z^{-2}} \quad (3.10)$$



รูปที่ 3.5 ตำแหน่งการวางโพล-ซีโรของ $H_s(z)$



รูปที่ 3.6 โครงสร้างตัวกำเนิดสัญญาณสวิตช์แบบดิจิทัล

จากรูปที่ 3.6 จะเห็นได้ว่าเมื่อทำการป้อนอินพุตของระบบแบบไม่ต่อเนื่องเป็น $\delta(n)$ จะได้ผลตอบสนองทางเอาต์พุต หรือผลตอบสนองทางอิมพัลส์ ดังสมการที่ 3.11

$$y_s(n) = A \sin(\phi_m) x(n) + A \sin(\omega_m - \phi_m) x(n-1) + 2 \cos \omega_m y(n-1) - y(n-2) \quad (3.11)$$

เมื่อ $m = 0, 1, 2, 3, \dots$

และ A คือ แอมพลิจูดของสัญญาณขาเข้า

เช่นการออกแบบที่ 1 สำหรับการออกแบบสัญญาณสวิตช์แบบดิจิทัลกำหนดให้มีความถี่เริ่มต้น $f_0=1\text{Hz}$ ความถี่สุดท้าย $f_h=5\text{Hz}$ ความถี่สุ่ม $f_s=1000\text{Hz}$ เวลาที่ใช้ในการกวาดความถี่ $t_{total} = 1\text{Sec}$ และขั้นของการกวาดความถี่ $s = 1\text{Hz}$

วิธีการ การออกแบบเริ่มจากการหาจำนวนสัญญาณชาวน์ที่เกิดขึ้น (N) จากสมการที่ 3.7 จะได้

$$N = \frac{5-1}{1} + 5 = 5 \quad (3.12)$$

ดังนั้นจะได้ $m = 0, 1, 2, 3, 4$ จากนั้นนำค่า N ที่ได้จากสมการที่ 3.12 แทนลงในสมการที่ 3.6 เพื่อหาเวลาที่ใช้ในการเปลี่ยนแปลงความถี่จาก f_m ถึง f_{m+1} (t_s) จะได้

$$t_s = \frac{1}{5} = 0.2 \text{ Sec} \quad (3.13)$$

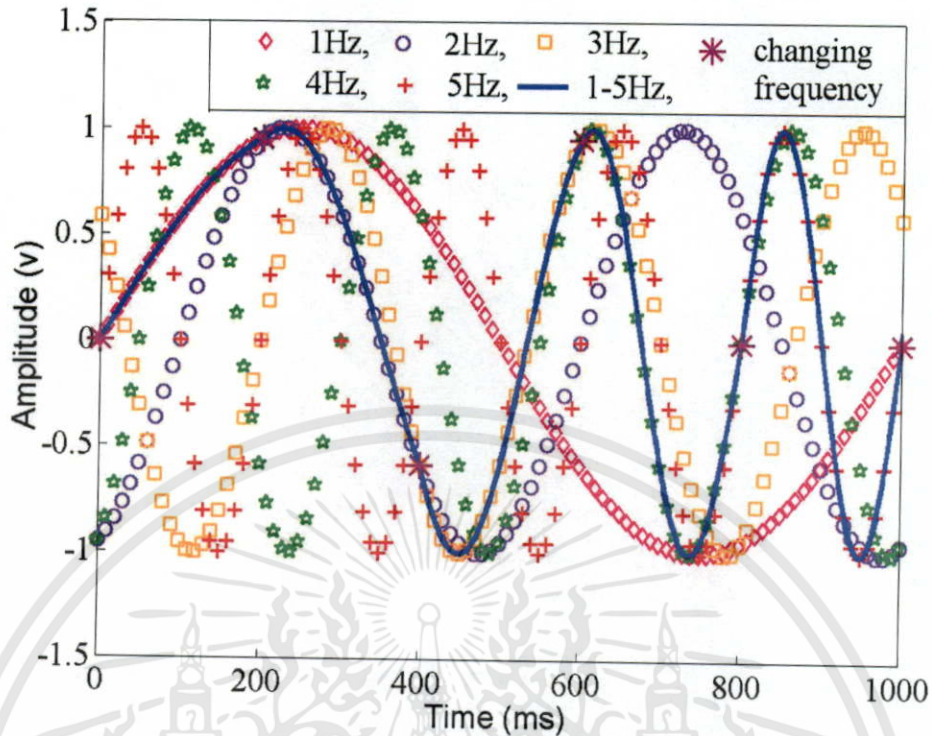
การเปลี่ยนแปลงความถี่ และเฟสของสัญญาณชาวน์ที่ความถี่ f_m ไปยัง f_{m+1} สามารถคำนวณได้จากสมการที่ 3.5 และ 3.6 โดยแสดงได้ดังตารางที่ 3.2 และจากตารางที่ 3.2 สามารถนำไปวาดกราฟได้ดังรูปที่ 3.7 ซึ่งค่าสัมประสิทธิ์ของ สัญญาณสวิตช์แบบดิจิทัลแสดงดังตารางที่ 3.3

ตารางที่ 3.2 การเปลี่ยนแปลงความถี่ และเฟสของสัญญาณชาวน์จากความถี่ f_m ไปยัง f_{m+1}

| m | f_m | t_s | ω_m | ϕ_m |
|-----|-------|------------|------------|----------|
| 0 | 1.0 | 0 – 200 | 0.0063 | 0.0000 |
| 1 | 2.0 | 200 – 400 | 0.0126 | 1.2566 |
| 2 | 3.0 | 400 – 600 | 0.0188 | 3.7699 |
| 3 | 4.0 | 600 – 800 | 0.0251 | 7.5398 |
| 4 | 5.0 | 800 – 1000 | 0.0314 | 12.5664 |

ตารางที่ 3.3 ค่าสัมประสิทธิ์ของสัญญาณสวิตช์แบบดิจิทัล

| m | f_m | b_0 | b_1 | a_1 |
|-----|-------|---------|---------|---------|
| 0 | 1.0 | 0.0000 | 0.0063 | -2.0000 |
| 1 | 2.0 | 0.9511 | -0.9471 | -1.9998 |
| 2 | 3.0 | -0.5878 | 0.5725 | -1.9996 |
| 3 | 4.0 | 0.9511 | -0.9430 | -1.9994 |
| 4 | 5.0 | 0.0000 | 0.0314 | -1.9990 |



รูปที่ 3.7 ผลตอบสนองทางเอาต์พุทของสัญญาณสวิตช์แบบดิจิทัล

3.3 ความเพี้ยนฮาร์มอนิกสรวม (Total Harmonic Distortion: THD)

ในการสื่อสาร โดยทั่วไปนั้น มีจุดประสงค์ที่ต้องการให้สัญญาณนั้นสามารถไปถึงจุดหมายปลายทางได้โดยปราศจากการผิดเพี้ยนของรูปสัญญาณ แต่ในทางปฏิบัติสัญญาณมักจะมี ความผิดเพี้ยนเกิดขึ้นไม่มากนักน้อย วิธีการที่ใช้วัดความผิดเพี้ยนของสัญญาณที่เกิดขึ้นจากระบบที่นิยมใช้กันอยู่ก็คือ การใช้สัญญาณที่มีลักษณะเป็นรูปไซน์สมบูรณ์ (Pure sinusoidal wave) ป้อนเข้าระบบ ซึ่งต้องการทดสอบนั้น แล้วใช้เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม (Spectrum analyser) ซึ่งเป็นเครื่องมือที่ใช้วิเคราะห์ว่าสัญญาณที่นำมาตรวจสอบนั้นมีฮาร์มอนิกส์ต่างๆ ประกอบกันมาอยู่เช่นไร มาวิเคราะห์สัญญาณ เอาต์พุต ของระบบว่ามีฮาร์มอนิกส์อื่น นอกจากคลื่นมูลฐาน (Fundamental harmonic) หรือไม่ ถ้ามีฮาร์มอนิกส์อื่นเกิดขึ้นในสัญญาณเอาต์พุตก็แสดงว่าระบบที่กำลังทดสอบนั้น เป็นระบบที่จะทำให้สัญญาณที่ผ่านตัวมันเกิดความผิดเพี้ยนขึ้น ทั้งนี้เพราะเรารู้ว่าสัญญาณรูปไซน์สมบูรณ์นั้นมีความถี่เฉพาะความถี่เดียว การที่เอาต์พุตของระบบนั้นเกิดมีฮาร์มอนิกส์อื่นขึ้นมาอยู่ด้วยนั้น แสดงให้เห็นว่าสัญญาณเอาต์พุต ที่เกิดขึ้นจะต้องมีรูปร่างผิดเพี้ยนไปจากสัญญาณไซน์สมบูรณ์นั่นเอง การที่สัญญาณจะมีความผิดเพี้ยนมากหรือน้อยเท่าไรนั้น ก็ขึ้นอยู่กับขนาดของฮาร์มอนิกส์ต่างๆที่เกิดขึ้น ดังนั้นวิธีหนึ่งที่จะบอกให้รู้ว่าสัญญาณเอาต์พุตนั้นเกิดความผิดเพี้ยนมากหรือน้อยก็คือ การหาอัตราส่วนระหว่างค่ากำลังเฉลี่ยอาร์เอ็มเอส (RMS) ของผลรวมฮาร์มอนิกส์ อื่นๆนอกจากคลื่นมูลฐานเทียบกับค่ากำลังเฉลี่ยอาร์เอ็มเอส (RMS) ของผลรวมฮาร์มอนิกส์อื่นๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รวมกับคลื่นมูลฐาน ดังนั้นค่าที่ได้ออกมาจากการวัดตามวิธีการดังกล่าวนี้ว่า ค่าความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกส์รวม (Total Harmonic Distortion: THD) แสดงได้ดังสมการที่ 3.14

$$\%THD = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^n V_i^2}}{\sqrt{V_1^2 + \sum_{i=2}^n V_i^2}} \times 100 \quad (3.14)$$

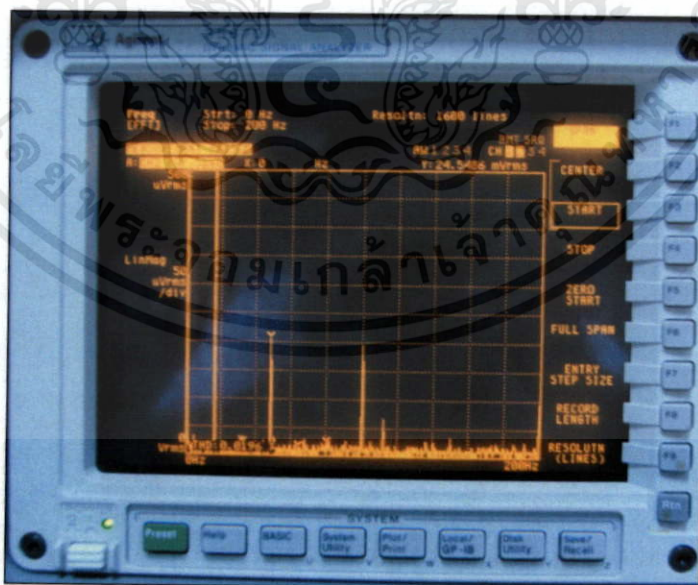
เมื่อ V_1 แสดงถึง ขนาดของฮาร์โมนิกส์คลื่นมูลฐานที่มีหน่วย RMS

V_i แสดงถึง ขนาดของฮาร์โมนิกส์อื่นที่มีหน่วย RMS

n แสดงถึง จำนวนฮาร์โมนิกส์

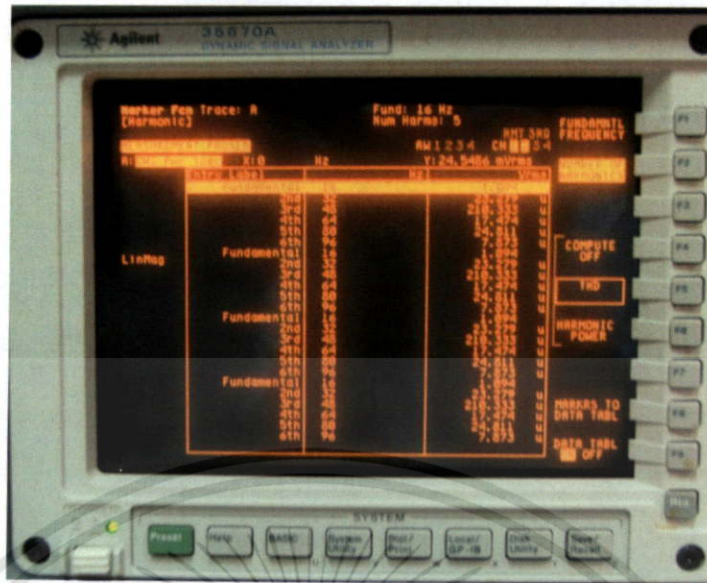
เช่นการหาค่า $\%THD$ ที่ กำหนดความถี่คลื่นมูลฐานมีค่า $f = 1\text{Hz}$, $f_s = 500\text{Hz}$ จำนวนฮาร์โมนิกส์ $n = 5$

วิธีการ การหาค่า $\%THD$ เริ่มจากสร้างตัวกำเนิดสัญญาณไซน์ที่มีความถี่ $f = 1\text{Hz}$, $f_s = 500\text{Hz}$ ด้วยบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล TMS320C31 จากนั้นทำการวิเคราะห์สเปกตรัมด้วยเครื่องวิเคราะห์สัญญาณแบบไดนามิกส์ (Dynamic Signal Analyzer) โดยเครื่องวิเคราะห์สัญญาณแบบไดนามิกส์จะวิเคราะห์หาองค์ประกอบของสัญญาณในรูปฮาร์โมนิกส์ได้ดังรูปที่ 3.8 และ 3.9 ซึ่งผลการวิเคราะห์หาองค์ประกอบแสดงได้ดังตารางที่ 3.4



รูปที่ 3.8 การวิเคราะห์สเปกตรัมด้วยเครื่องวิเคราะห์สัญญาณแบบไดนามิกส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.9 ข้อมูลของขนาดของฮาร์มอนิกส์ ณ.ตำแหน่งใดๆ ที่วิเคราะห์ด้วย เครื่องวิเคราะห์สัญญาณแบบไดนามิกส์

ตารางที่ 3.4 ขนาดของฮาร์มอนิกส์ ณ.ตำแหน่งใดๆ ของสัญญาณชายันที่ความถี่ $f=1\text{Hz}$, $f_s=500\text{Hz}$

| ลำดับฮาร์มอนิกส์ | ขนาดของฮาร์มอนิกส์ (V_{RMS}) |
|-------------------------|----------------------------------|
| ความถี่มูลฐาน (1 Hz) | 1.072 |
| ฮาร์มอนิกส์ที่ 2 (2 Hz) | 31.331×10^{-6} |
| ฮาร์มอนิกส์ที่ 3 (3 Hz) | 213.674×10^{-6} |
| ฮาร์มอนิกส์ที่ 4 (4 Hz) | 11.646×10^{-6} |
| ฮาร์มอนิกส์ที่ 5 (5 Hz) | 30.32×10^{-6} |
| ฮาร์มอนิกส์ที่ 6 (6 Hz) | 6.724×10^{-6} |

จากนั้นนำในตารางที่ 3.1 มาหาค่า %THD โดยใช้สมการที่ 3.47 จะได้ดังสมการที่ 3.48

$$\%THD = \sqrt{\frac{\left(\frac{31.331}{10^6}\right)^2 + \left(\frac{213.674}{10^6}\right)^2 + \left(\frac{11.646}{10^6}\right)^2 + \left(\frac{30.32}{10^6}\right)^2 + \left(\frac{6.724}{10^6}\right)^2}{(1.072)^2 + \left(\frac{31.331}{10^6}\right)^2 + \left(\frac{213.674}{10^6}\right)^2 + \left(\frac{11.646}{10^6}\right)^2 + \left(\frac{30.32}{10^6}\right)^2 + \left(\frac{6.724}{10^6}\right)^2}} \times 100$$

$$\%THD = \sqrt{\frac{4.7738353729 \times 10^{-8}}{1.14918404773835}} \times 100$$

$$\%THD = 0.02038163053432 \tag{3.15}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มี करनाไปใช้

บทที่ 4

ผลการทดลอง

ในการทดลองตัวกำเนิดสัญญาณสวิทช์ชานน์แบบดิจิทัลตามหลักการที่นำเสนอได้แบ่งการทดลองแบ่งออกเป็น 3 ส่วนดังนี้

1. จำลองการสร้างตัวกำเนิดสัญญาณสวิทช์ชานน์แบบดิจิทัล ที่ความถี่สุ่มต่างๆ กัน ตามหลักการที่นำเสนอ โดยใช้โปรแกรม MATLAB และเปรียบเทียบกับการสร้างด้วยหลักการแบบเปิดตาราง
2. สร้างตัวกำเนิดสัญญาณสวิทช์ชานน์แบบดิจิทัล โดยกำหนดค่าความถี่เริ่มต้น ความถี่สุดท้าย เวลาที่ใช้ในการกวาดความถี่ และขั้นในการกวาดความถี่ ที่ความถี่สุ่ม 8 kHz ตามหลักการที่นำเสนอ ด้วยโปรแกรม MATLAB และบอร์ดประมวลผลสัญญาณเชิงเลข TMS320C31 เปรียบเทียบกับการสร้างด้วยหลักการแบบเปิดตาราง โดยใช้เครื่องกำเนิดสัญญาณ (Agilent 33120A Arbitrary Waveform Generator)
3. สร้างตัวกำเนิดสัญญาณสวิทช์ชานน์แบบดิจิทัล โดยเปลี่ยนขั้นในการกวาดความถี่ที่ค่าความถี่เริ่มต้น ความถี่สุดท้าย เวลาที่ใช้ในการกวาดความถี่เดียวกัน ตามหลักการที่นำเสนอด้วยบอร์ดประมวลผลสัญญาณเชิงเลข TMS320C31
4. สร้างตัวกำเนิดสัญญาณชานน์แบบดิจิทัล ที่ความถี่ต่างๆ เพื่อหาความสัมพันธ์ฮาร์มอนิกสรวม

เครื่องมือวัดทั้งหมดที่ใช้ในการทดลองสร้างตัวกำเนิดสัญญาณสวิทช์ชานน์แบบดิจิทัล แสดงได้ดังรูปที่ 4.1



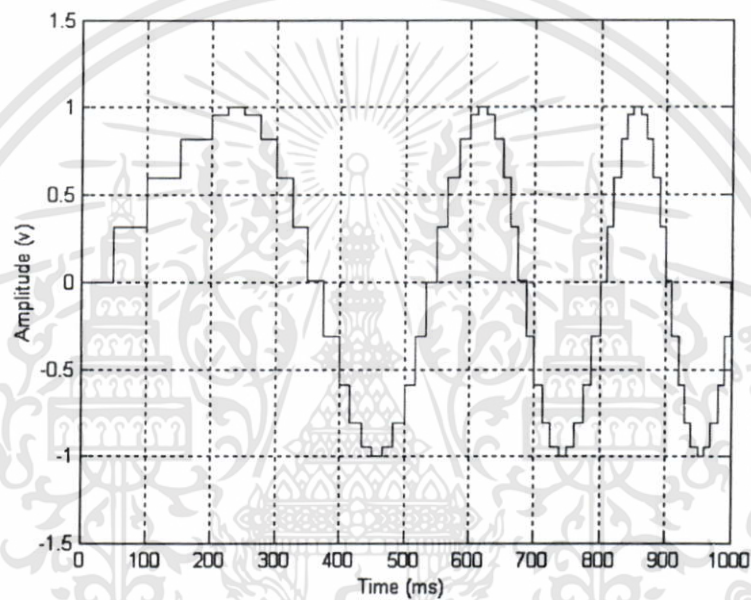
รูปที่ 4.1 Hardware และเครื่องมือวัดที่ใช้ในการทดลองทั้งหมด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

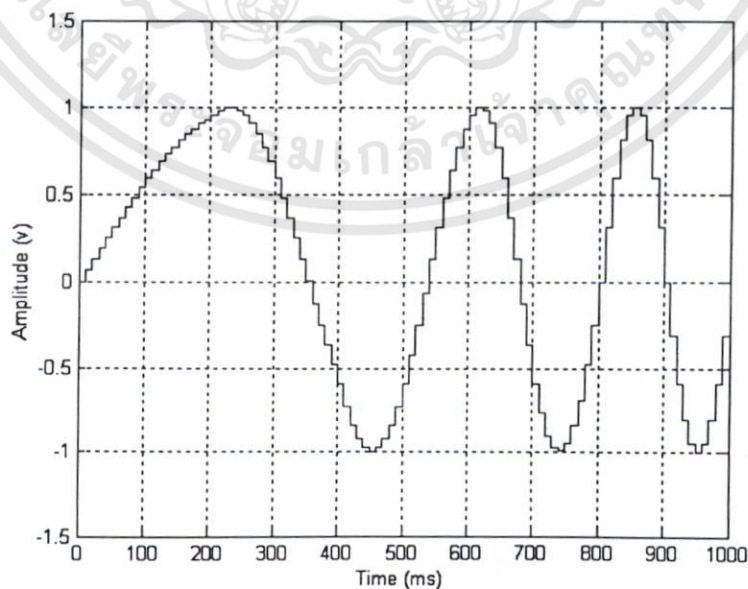
4.1 เปรียบเทียบผลการทดลองที่ได้จากการจำลองการสร้างตัวกำเนิดสัญญาณสวิตชาน์แบบดิจิทัล

ในผลการทดลองนี้จะแสดงถึงการเปรียบเทียบผลการจำลองการสร้างตัวกำเนิดสัญญาณสวิตชาน์แบบดิจิทัล ด้วยโปรแกรม MATLAB ระหว่างหลักการที่นำเสนอ กับหลักการแบบเปิดตาราง

ผลการทดลองที่ 1 สัญญาณชาน์ดิจิทัลแบบกวาดที่ $f_0 = 1\text{Hz}$, $f_h = 5\text{Hz}$, $t_{total} = 1\text{sec}$ และ $s = 1\text{Hz}$

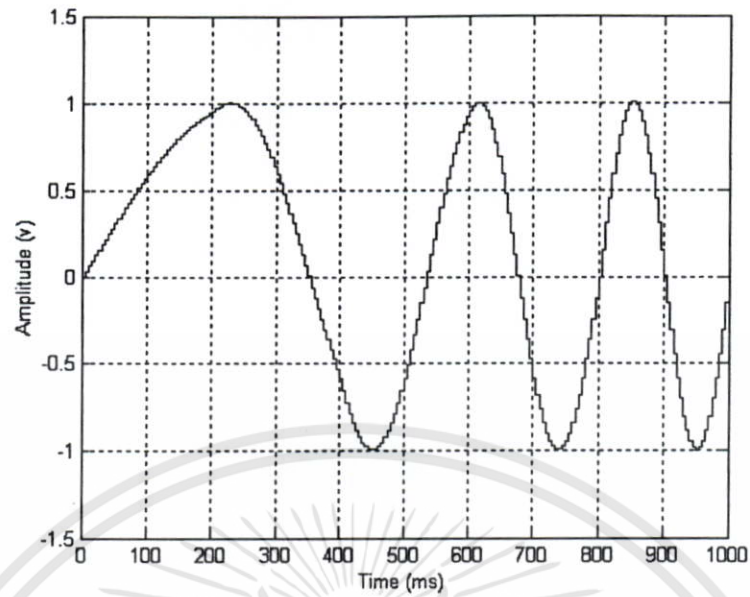


รูปที่ 4.2a ผลจำลองการทำงานด้วย หลักการแบบเปิดตาราง

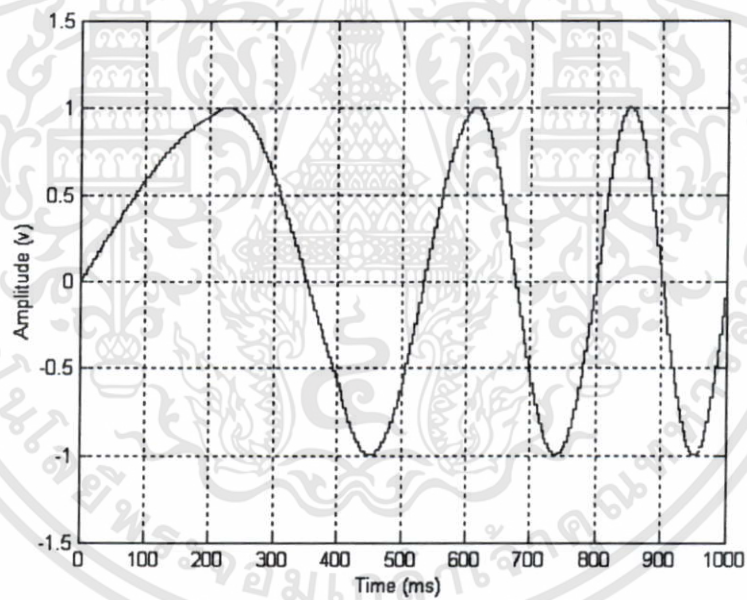


รูปที่ 4.2b ผลจำลองการทำงานด้วยหลักการที่นำเสนอที่ $f_s = 100\text{Hz}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

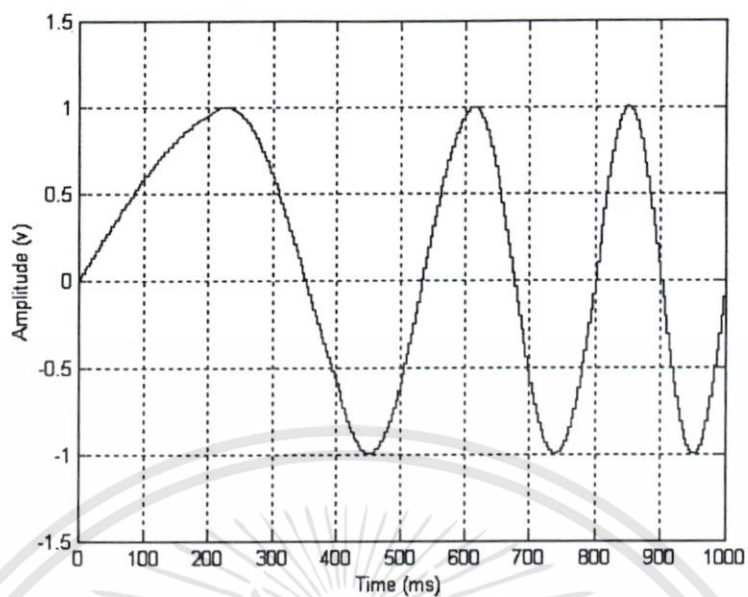


รูปที่ 4.2c ผลจำลองการทำงานด้วยหลักการที่นำเสนอที่ $f_s = 200\text{Hz}$

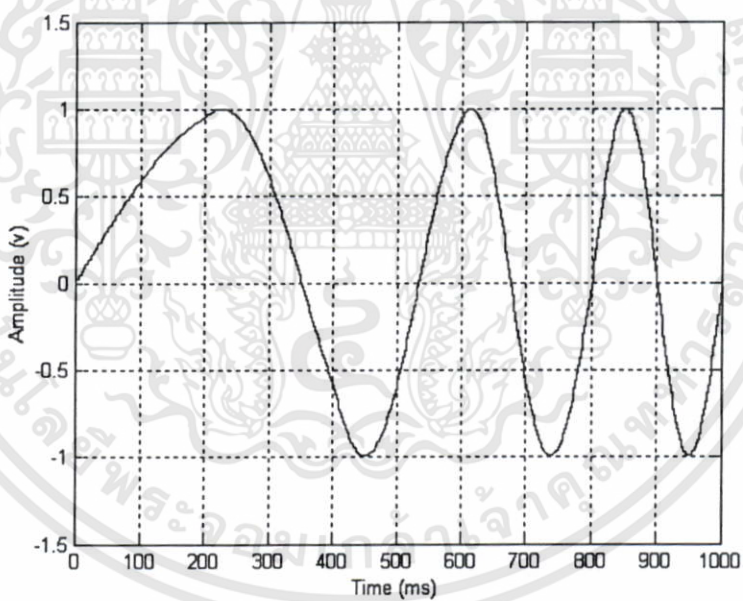


รูปที่ 4.2d ผลจำลองการทำงานด้วยหลักการที่นำเสนอที่ $f_s = 300\text{Hz}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

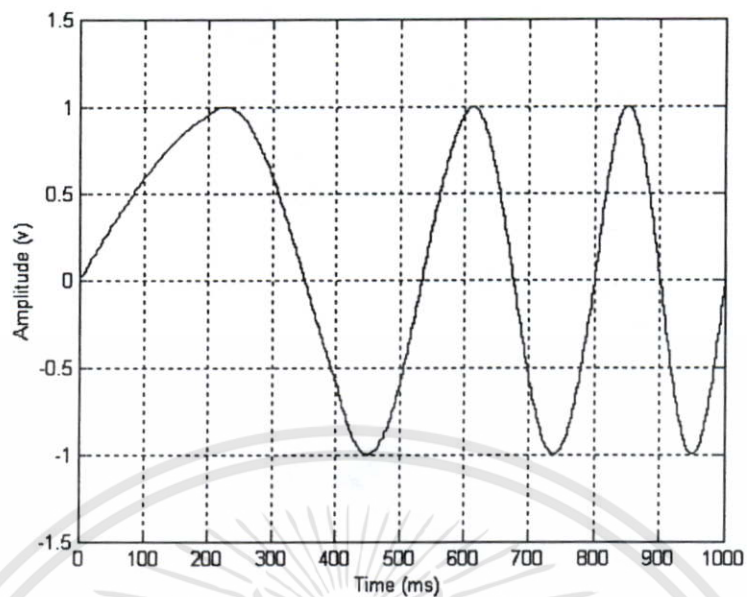


รูปที่ 4.2e ผลจำลองการทำงานด้วยหลักการที่นำเสนอที่ $f_s = 400\text{Hz}$

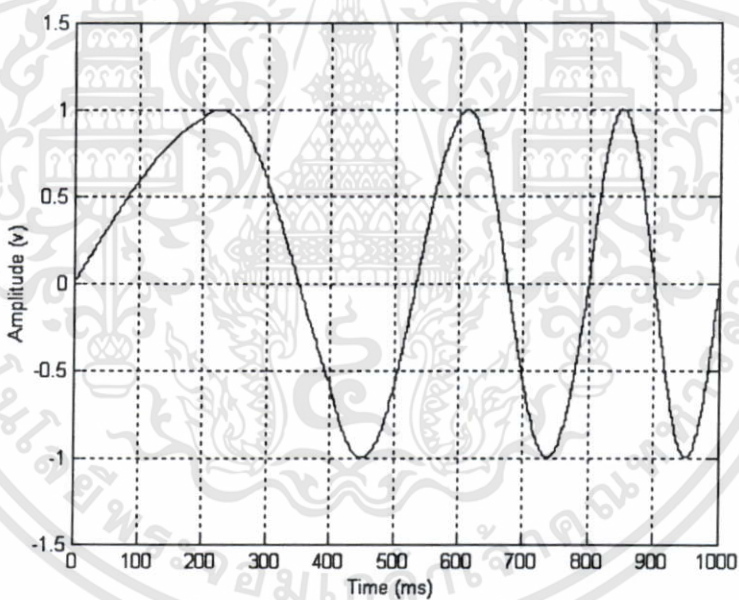


รูปที่ 4.2f ผลจำลองการทำงานด้วยหลักการที่นำเสนอที่ $f_s = 500\text{Hz}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

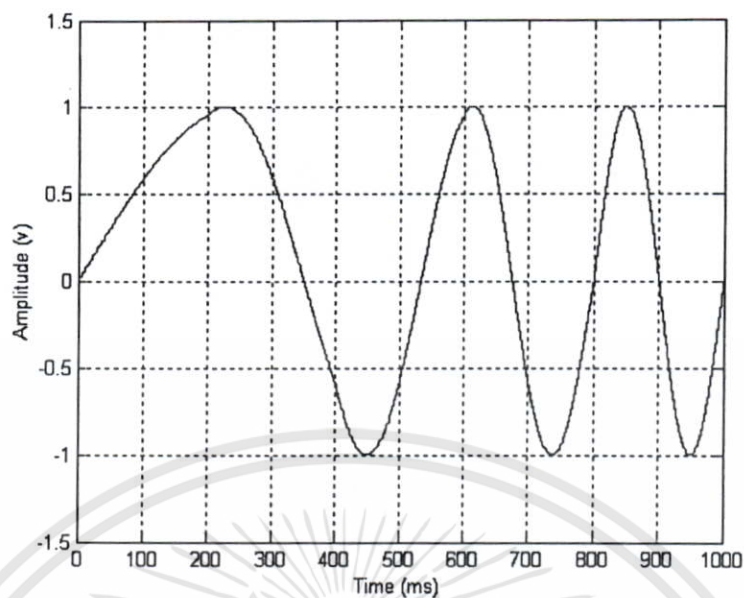


รูปที่ 4.2g ผลจำลองการทำงานด้วยหลักการที่นำเสนอที่ $f_s = 600\text{Hz}$

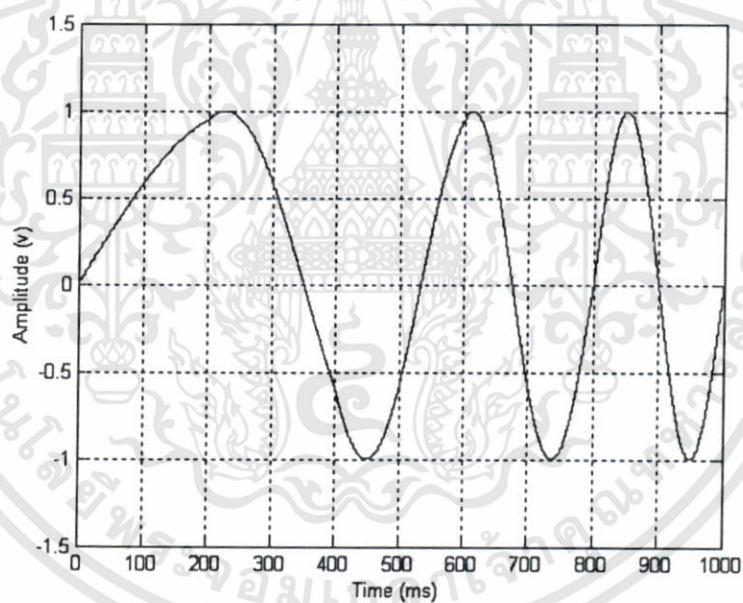


รูปที่ 4.2h ผลจำลองการทำงานด้วยหลักการที่นำเสนอที่ $f_s = 1\text{kHz}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

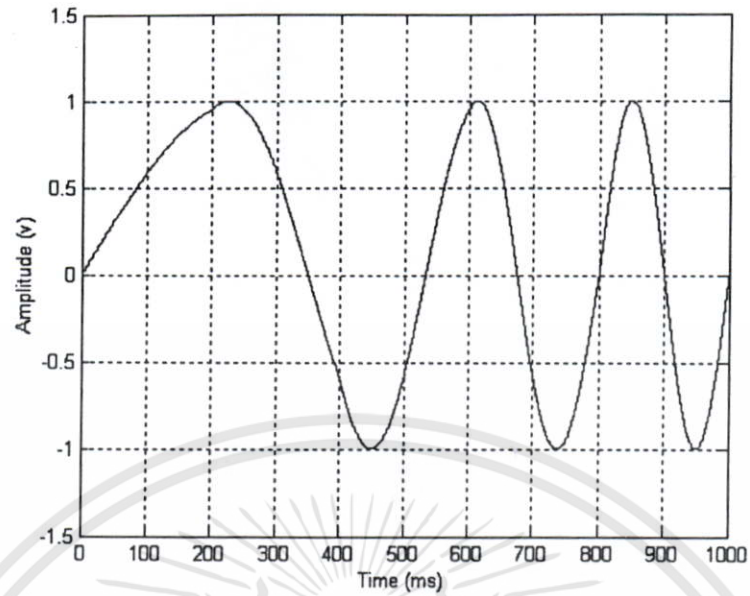


รูปที่ 4.2i ผลจำลองการทำงานด้วยหลักการที่นำเสนอที่ $f_s = 2kHz$

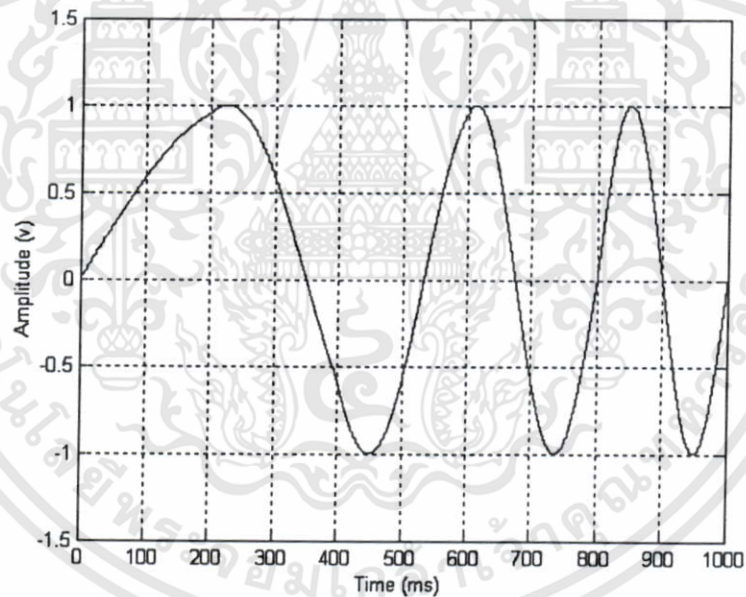


รูปที่ 4.2j ผลจำลองการทำงานด้วยหลักการที่นำเสนอที่ $f_s = 8kHz$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2k ผลจำลองการทำงานด้วยหลักการที่นำเสนอที่ $f_s = 10kHz$



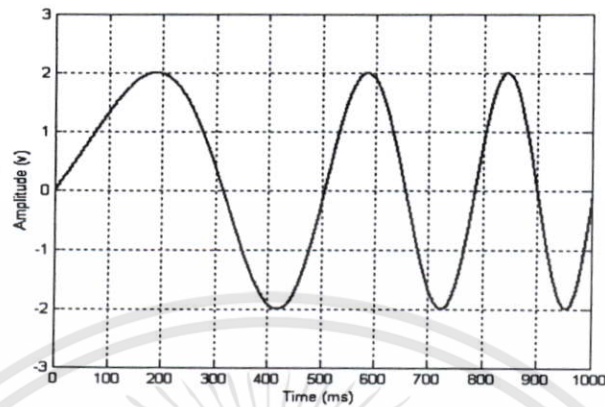
รูปที่ 4.2I ผลจำลองการทำงานด้วยหลักการที่นำเสนอที่ $f_s = 20kHz$

4.2 เปรียบเทียบผลการทดลองที่ได้จากการจำลองและการสร้างจริง

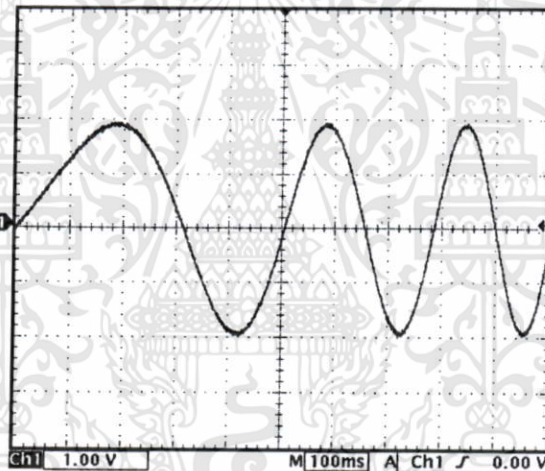
ในผลการทดลองนี้จะแสดงถึงการเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองการสร้างตัวกำเนิดสัญญาณดิจิทัลแบบกวาดด้วยโปรแกรม MATLAB กับการสร้างด้วยบอร์ดประมวลผลสัญญาณเชิงเลข TMS320C31 และใช้เครื่องกำเนิดสัญญาณ (Agilent 33120A Arbitrary Waveform Generator)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

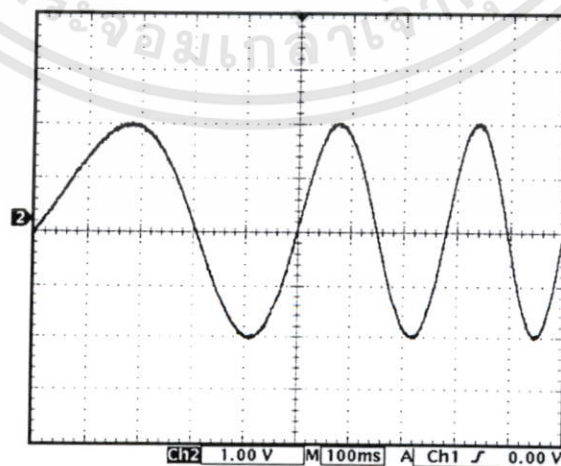
ผลการทดลองที่ 2 สัญญาณชานนี้คิจิตอลแบบกวาดที่ $f_0 = 1\text{Hz}$, $f_h = 5\text{Hz}$, $f_s = 8\text{kHz}$,
 $t_{total} = 1\text{sec}$ และ $s = 1\text{Hz}$



รูปที่ 4.3a ผลจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB



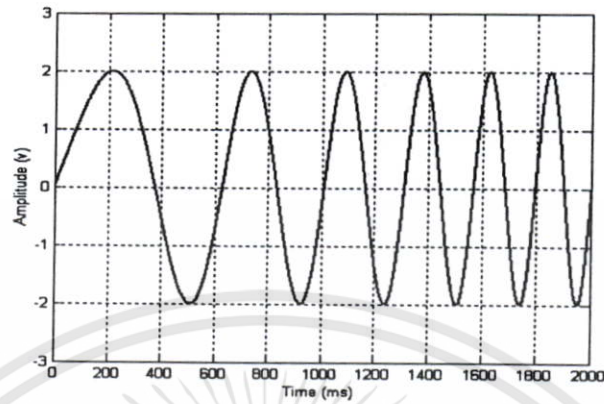
รูปที่ 4.3b ผลการสร้างด้วยบอร์ดประมวลผลสัญญาณเชิงเลข TMS320C31



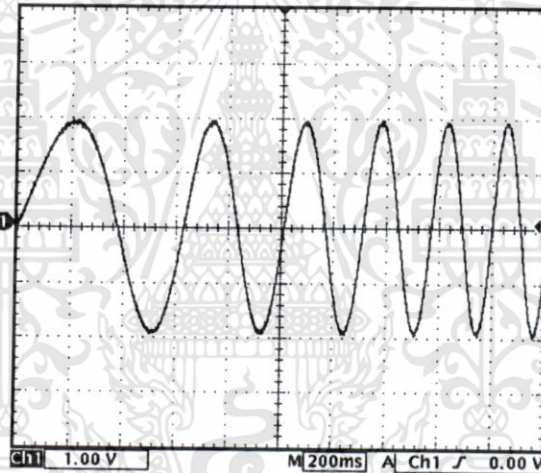
รูปที่ 4.3c ผลการสร้างด้วยเครื่องกำเนิดสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

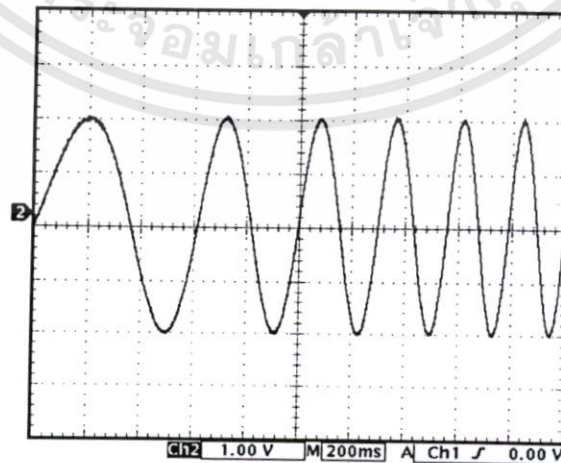
ผลการทดลองที่ 3 สัญญาณชานันต์ดิจิทัลแบบกวาดที่ $f_0 = 1\text{Hz}$, $f_h = 5\text{Hz}$, $f_s = 8\text{kHz}$,
 $t_{total} = 2\text{sec}$ และ $s = 0.1\text{Hz}$



รูปที่ 4.4a ผลจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB



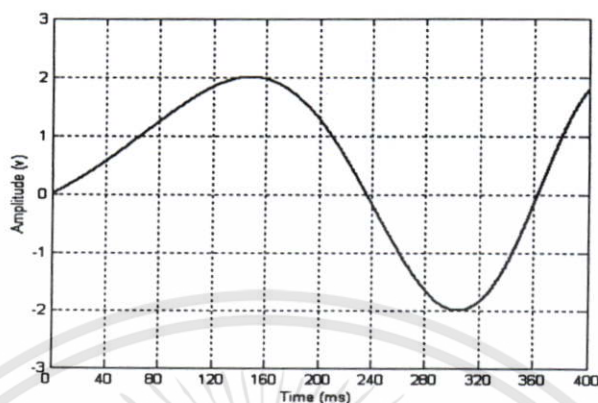
รูปที่ 4.4b ผลการสร้างด้วยบอร์ดประมวลผลสัญญาณเชิงเลข TMS320C31



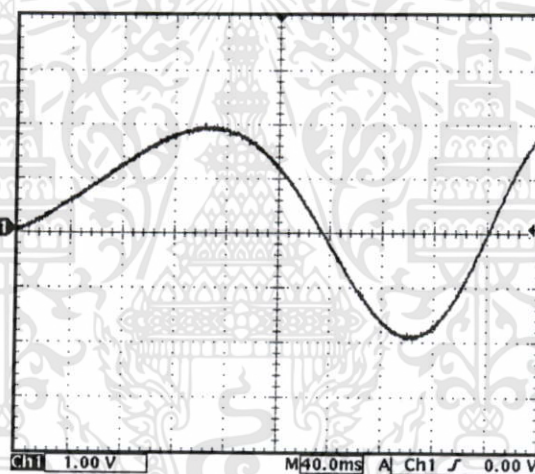
รูปที่ 4.4c ผลการสร้างด้วยเครื่องกำเนิดสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

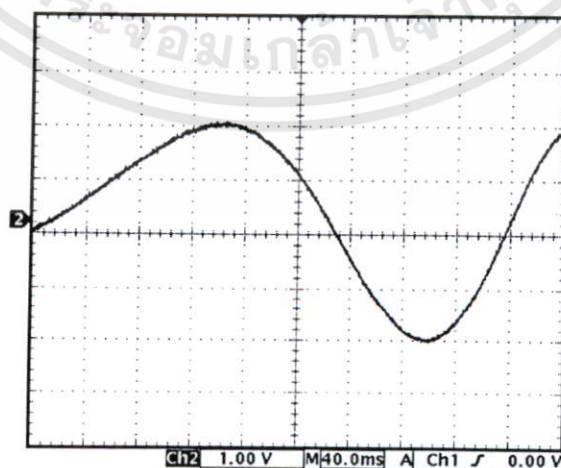
ผลการทดลองที่ 4 สัญญาณชาน์ดิจิตอลแบบกวาดที่ $f_0 = 1\text{Hz}$, $f_h = 5\text{Hz}$, $f_s = 8\text{kHz}$,
 $t_{total} = 0.4\text{sec}$ และ $s = 0.1\text{Hz}$



รูปที่ 4.5a ผลจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB



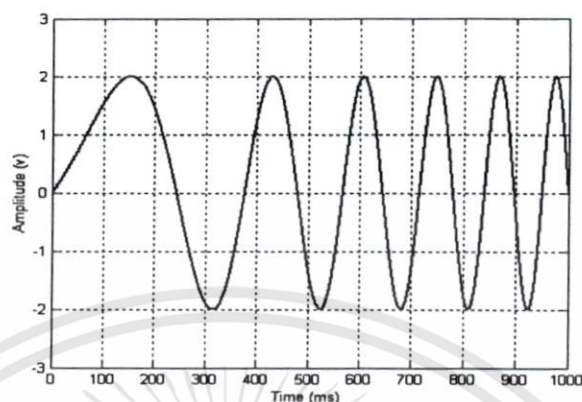
รูปที่ 4.5b ผลการสร้างด้วยบอร์ดประมวลผลสัญญาณเชิงเลข TMS320C31



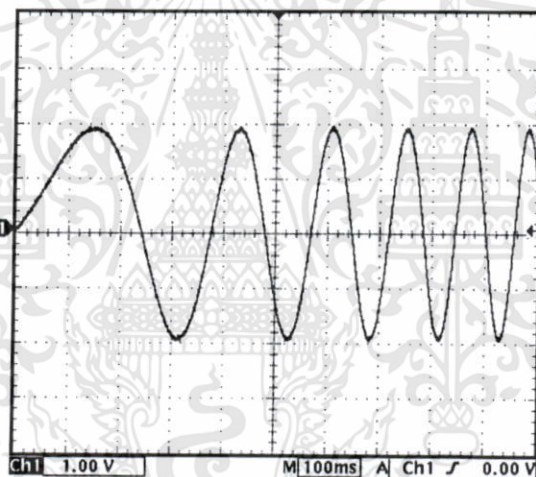
รูปที่ 4.5c ผลการสร้างด้วยเครื่องกำเนิดสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

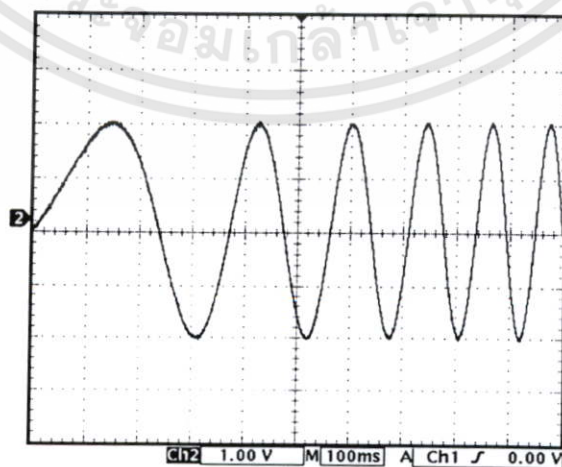
ผลการทดลองที่ 5 สัญญาณซายน์ดิจิทัลแบบกวาดที่ $f_0 = 1\text{Hz}$, $f_h = 10\text{Hz}$, $f_s = 8\text{kHz}$,
 $t_{total} = 1\text{sec}$ และ $s = 0.1\text{Hz}$



รูปที่ 4.6a ผลจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB



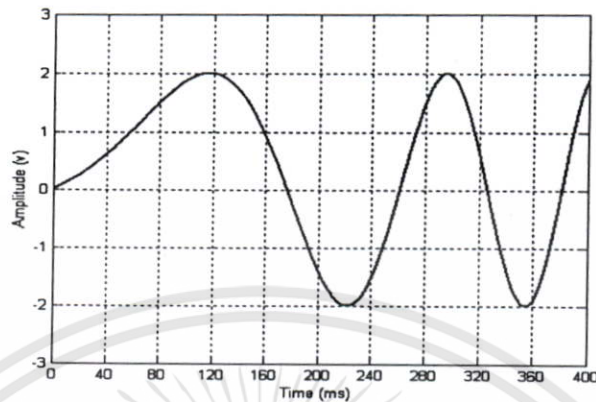
รูปที่ 4.6b ผลการสร้างด้วยบอร์ดประมวลผลสัญญาณเชิงเลข TMS320C31



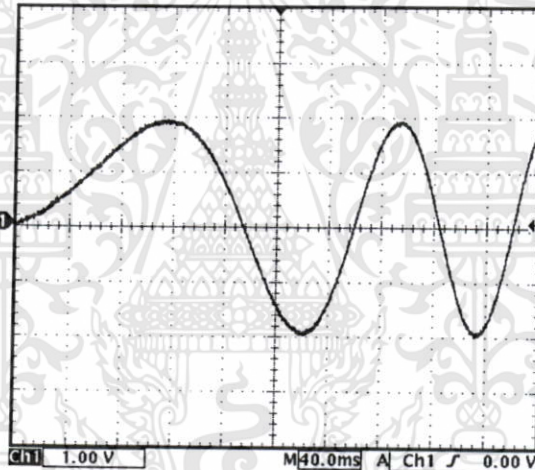
รูปที่ 4.6c ผลการสร้างด้วยเครื่องกำเนิดสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

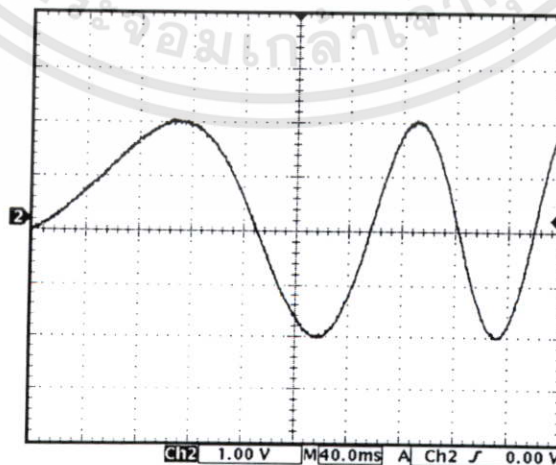
ผลการทดลองที่ 6 สัญญาณซายน์คิตติคอลแบบกวาดที่ $f_0 = 1\text{Hz}$, $f_h = 10\text{Hz}$, $f_s = 8\text{kHz}$,
 $t_{total} = 0.4\text{sec}$ และ $s = 0.5\text{Hz}$



รูปที่ 4.7a ผลจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB



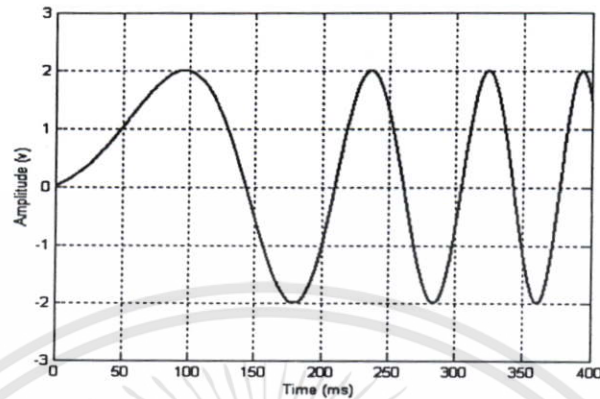
รูปที่ 4.7b ผลการสร้างด้วยบอร์ดประมวลผลสัญญาณเชิงเลข TMS320C31



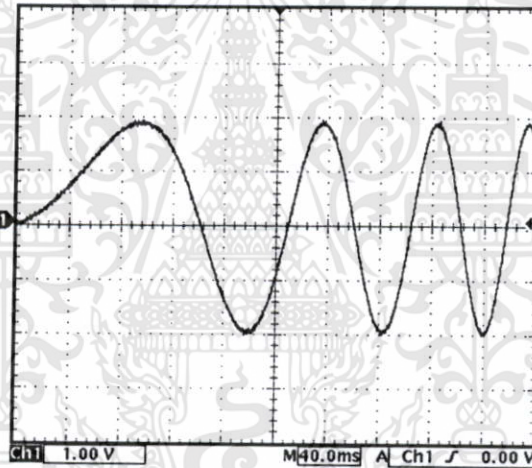
รูปที่ 4.7c ผลการสร้างด้วยเครื่องกำเนิดสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

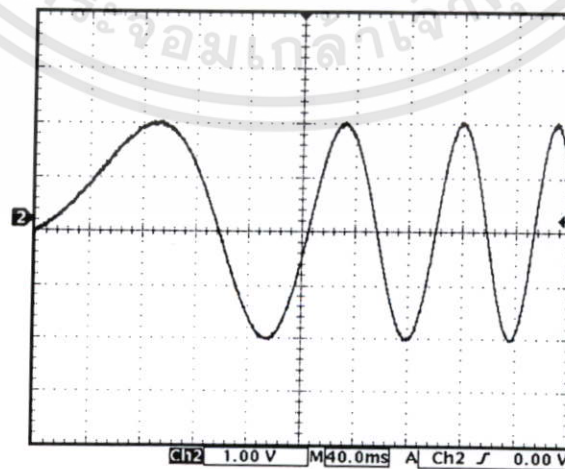
ผลการทดลองที่ 7 สัญญาณซายน์ดิคัลแบบกวาดที่ $f_0 = 1\text{Hz}$, $f_h = 16\text{Hz}$, $f_s = 8\text{kHz}$,
 $t_{total} = 0.4\text{sec}$ และ $s = 0.5\text{Hz}$



รูปที่ 4.8a ผลจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB



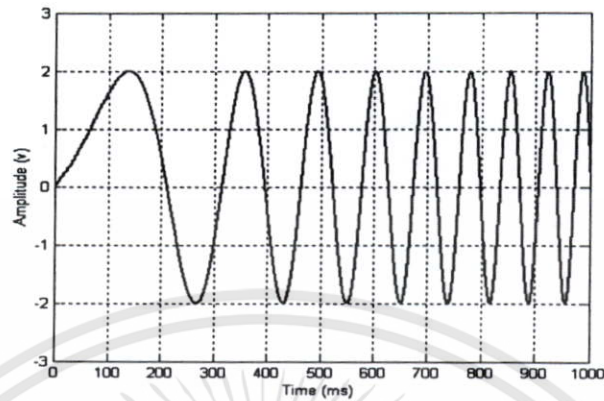
รูปที่ 4.8b ผลการสร้างด้วยบอร์ดประมวลผลสัญญาณเชิงเลข TMS320C31



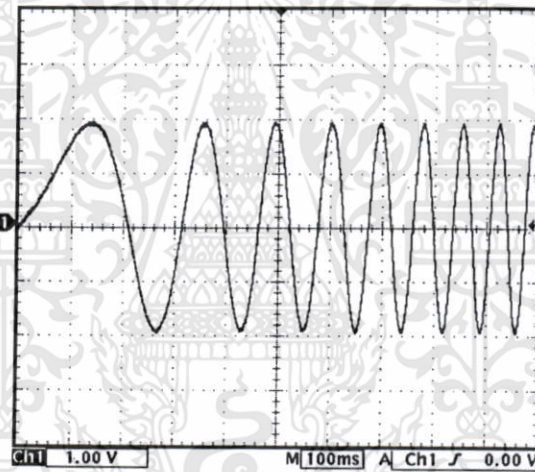
รูปที่ 4.8c ผลการสร้างด้วยเครื่องกำเนิดสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

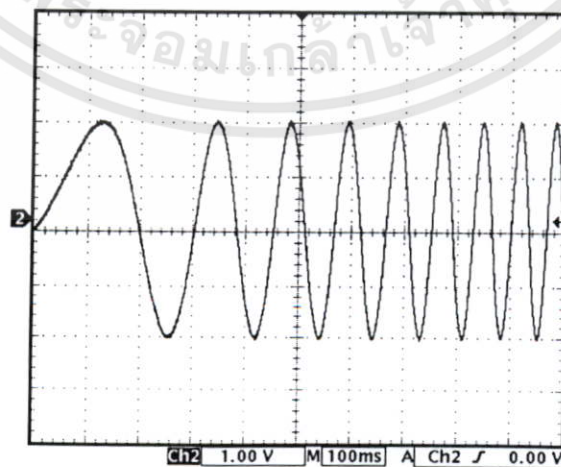
ผลการทดลองที่ 8 สัญญาณชานด์ริคิตอลแบบกวาดที่ $f_0 = 1\text{Hz}$, $f_h = 16\text{Hz}$, $f_s = 8\text{kHz}$,
 $t_{total} = 1\text{sec}$ และ $s = 0.5\text{Hz}$



รูปที่ 4.9a ผลจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB



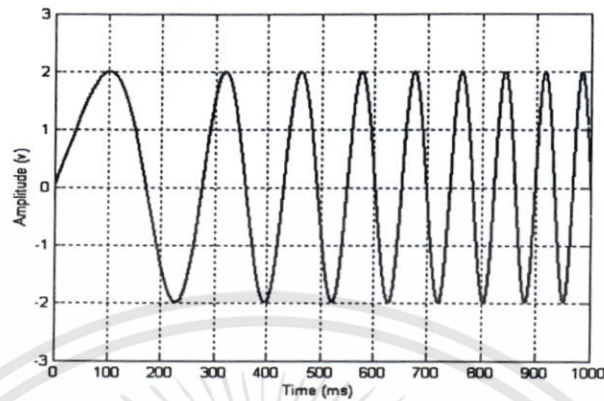
รูปที่ 4.9b ผลการสร้างด้วยบอร์ดประมวลผลสัญญาณเชิงเลข TMS320C31



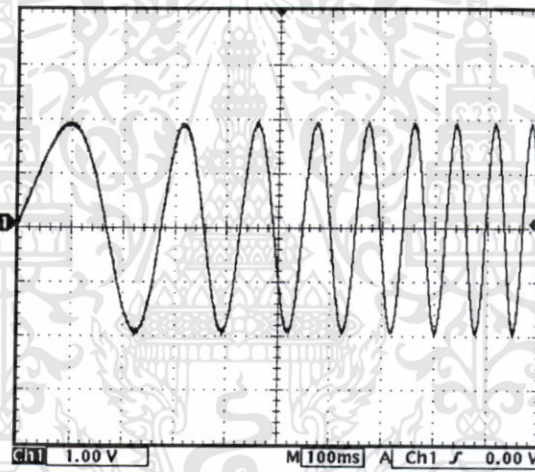
รูปที่ 4.9c ผลการสร้างด้วยเครื่องกำเนิดสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

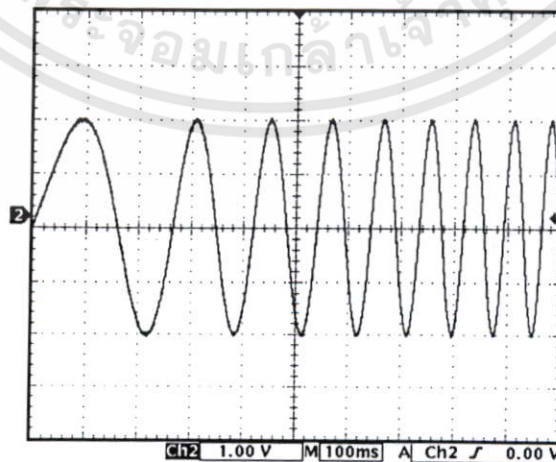
ผลการทดลองที่ 9 สัญญาณซามป์ดิ้งจิตอลแบบกวาดที่ $f_0 = 2\text{Hz}$, $f_h = 15\text{Hz}$, $f_s = 8\text{kHz}$,
 $t_{total} = 1\text{sec}$ และ $s = 0.5\text{Hz}$



รูปที่ 4.10a ผลจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB



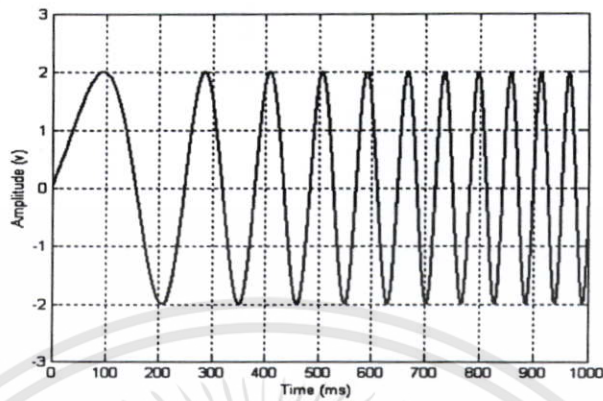
รูปที่ 4.10b ผลการสร้างด้วยบอร์ดประมวลผลสัญญาณเชิงเลข TMS320C31



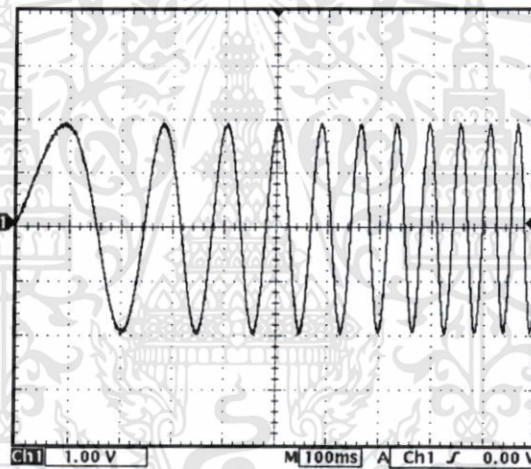
รูปที่ 4.10c ผลการสร้างด้วยเครื่องกำเนิดสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

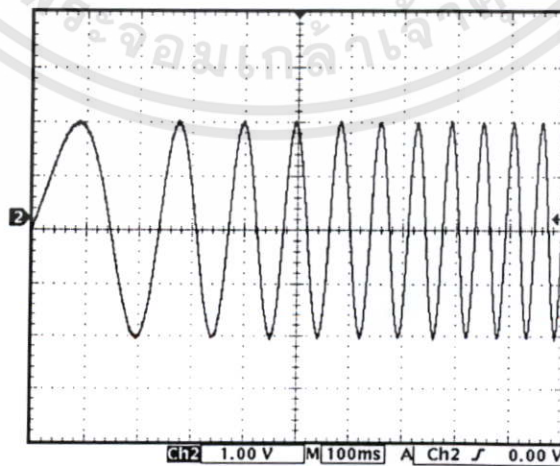
ผลการทดลองที่ 10 สัญญาณซายน์ดิจิตอลแบบกวาดที่ $f_0 = 2\text{Hz}$, $f_h = 20\text{Hz}$, $f_s = 8\text{kHz}$,
 $t_{total} = 1\text{sec}$ และ $s = 0.5\text{Hz}$



รูปที่ 4.11a ผลจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB



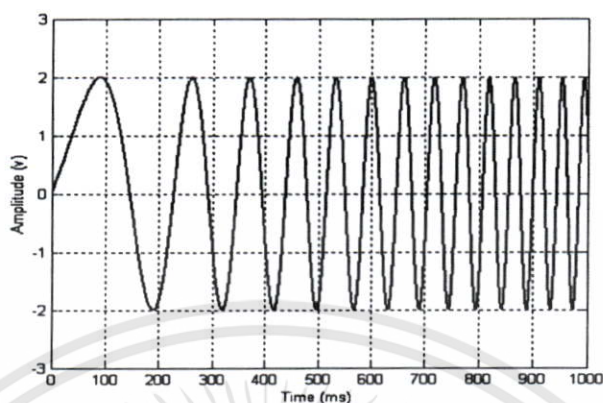
รูปที่ 4.11b ผลการสร้างด้วยบอร์ดประมวลผลสัญญาณเชิงเลข TMS320C31



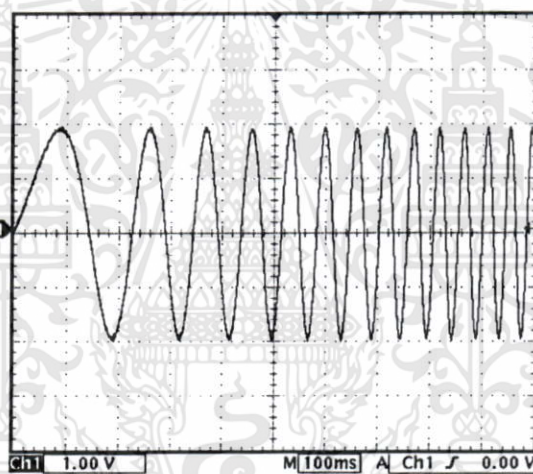
รูปที่ 4.11c ผลการสร้างด้วยเครื่องกำเนิดสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

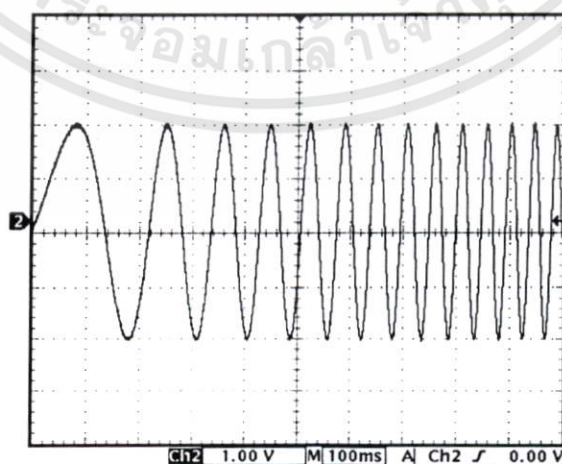
ผลการทดลองที่ 11 สัญญาณซายน์คิติดอลแบบกวาดที่ $f_0 = 2\text{Hz}$, $f_h = 25\text{Hz}$, $f_s = 8\text{kHz}$,
 $t_{total} = 1\text{sec}$ และ $s = 0.5\text{Hz}$



รูปที่ 4.12a ผลจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB



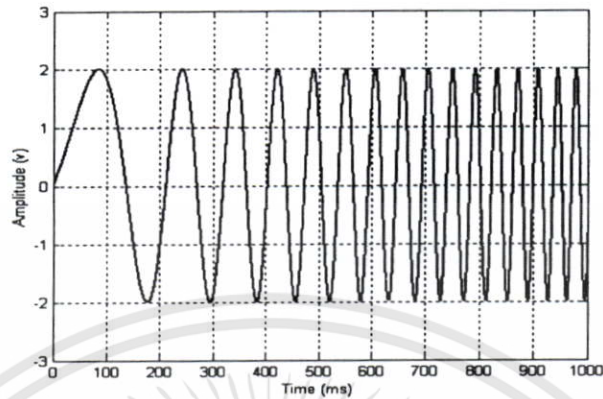
รูปที่ 4.12b ผลการสร้างด้วยบอร์ดประมวลผลสัญญาณเชิงเลข TMS320C31



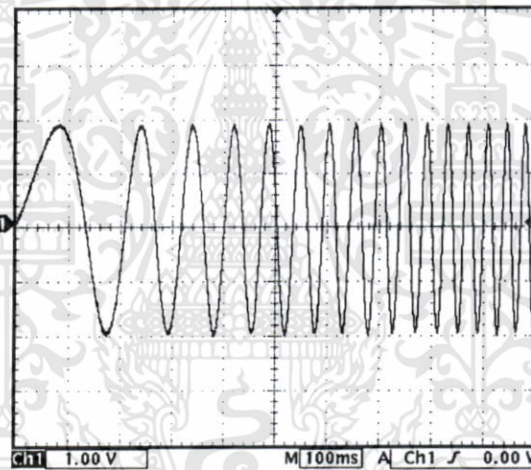
รูปที่ 4.12c ผลการสร้างด้วยเครื่องกำเนิดสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

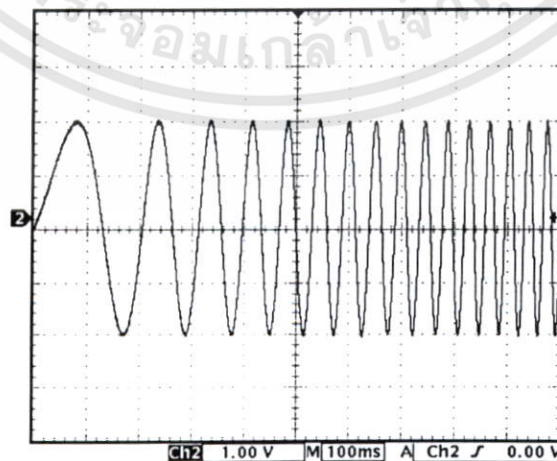
ผลการทดลองที่ 12 สัญญาณชานี่คิจิตอลแบบกวาดที่ $f_0 = 2\text{Hz}$, $f_h = 30\text{Hz}$, $f_s = 8\text{kHz}$,
 $t_{total} = 1\text{sec}$ และ $s = 0.5\text{Hz}$



รูปที่ 4.13a ผลจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB



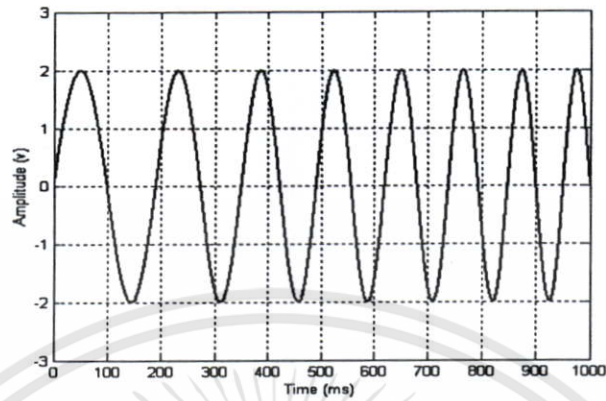
รูปที่ 4.13b ผลการสร้างด้วยบอร์ดประมวลผลสัญญาณเชิงเลข TMS320C31



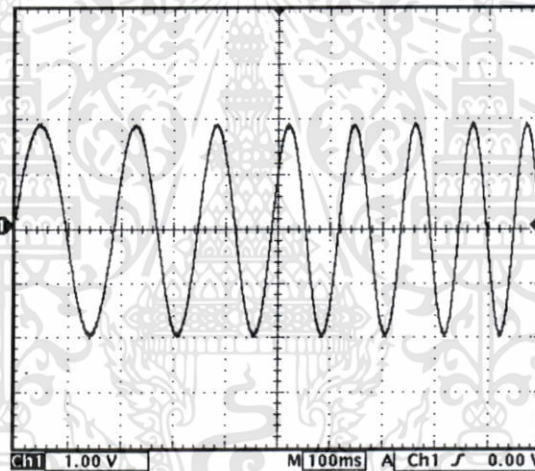
รูปที่ 4.13c ผลการสร้างด้วยเครื่องกำเนิดสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

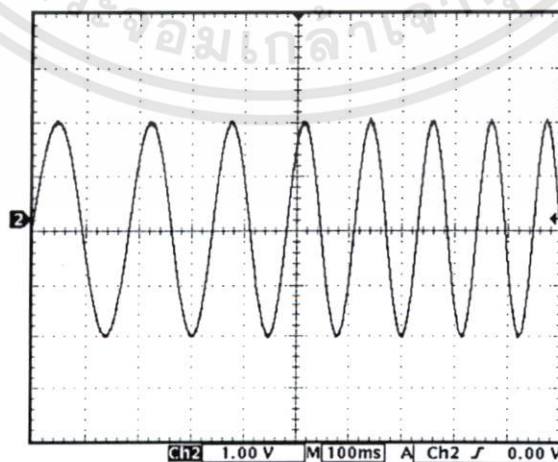
ผลการทดลองที่ 13 สัญญาณซายน์คิติดอลแบบกวาดที่ $f_0 = 5\text{Hz}$, $f_h = 10\text{Hz}$, $f_s = 8\text{kHz}$,
 $t_{total} = 1\text{sec}$ และ $s = 0.5\text{Hz}$



รูปที่ 4.14a ผลจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB



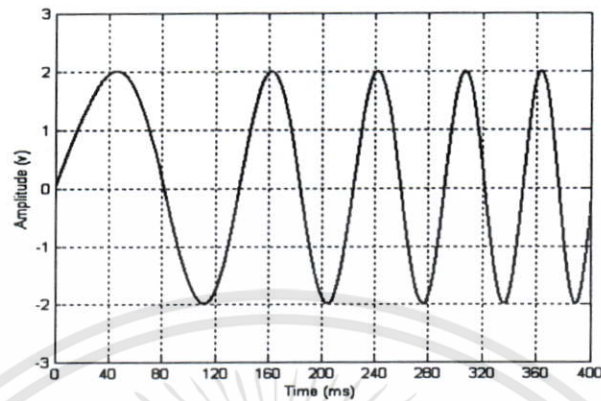
รูปที่ 4.14b ผลการสร้างด้วยบอร์ดประมวลผลสัญญาณเชิงเลข TMS320C31



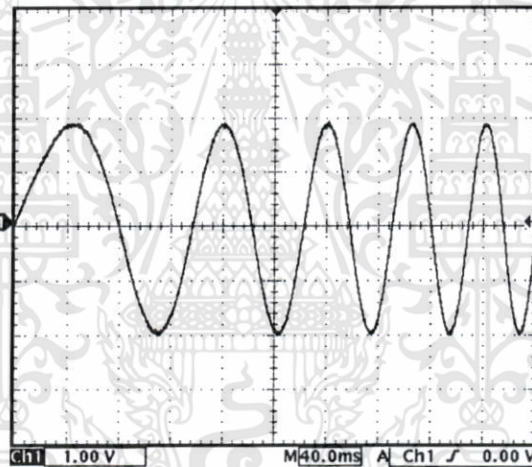
รูปที่ 4.14c ผลการสร้างด้วยเครื่องกำเนิดสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

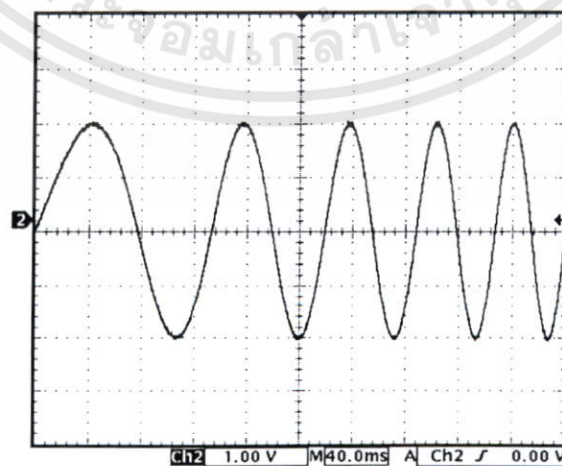
ผลการทดลองที่ 14 สัญญาณซายน์คิติดอลแบบกวาดที่ $f_0 = 5\text{Hz}$, $f_h = 20\text{Hz}$, $f_s = 8\text{kHz}$,
 $t_{total} = 0.4\text{sec}$ และ $s = 1\text{Hz}$



รูปที่ 4.15a ผลจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB



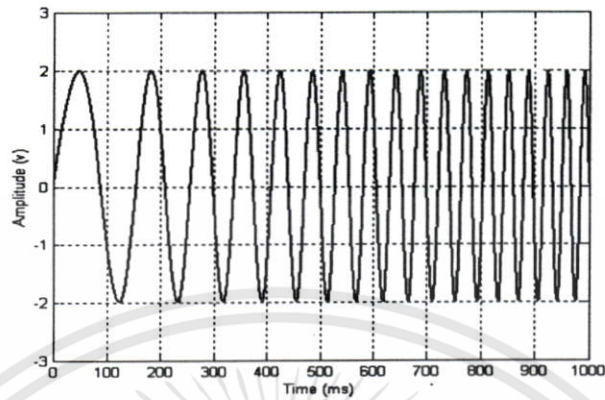
รูปที่ 4.15b ผลการสร้างด้วยบอร์ดประมวลผลสัญญาณเชิงเลข TMS320C31



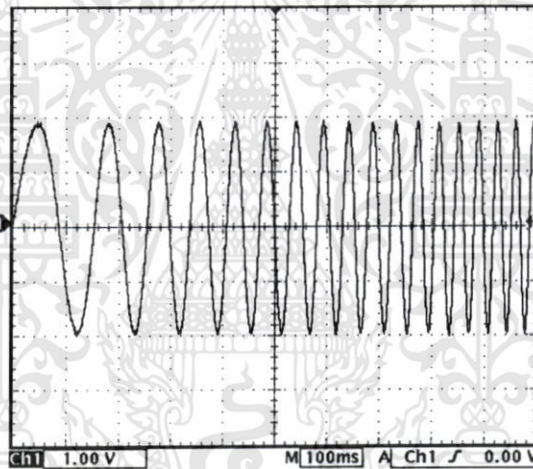
รูปที่ 4.15c ผลการสร้างด้วยเครื่องกำเนิดสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

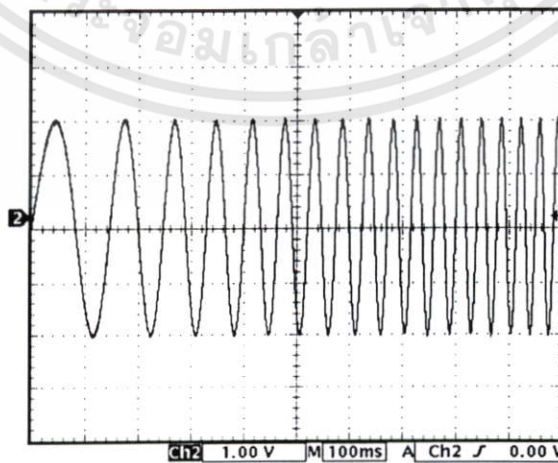
ผลการทดลองที่ 15 สัญญาณซามป์ลิ่งดิจิทัลแบบกวาดที่ $f_0 = 5\text{Hz}$, $f_h = 30\text{Hz}$, $f_s = 8\text{kHz}$,
 $t_{total} = 1\text{sec}$ และ $s = 1\text{Hz}$



รูปที่ 4.16a ผลจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB



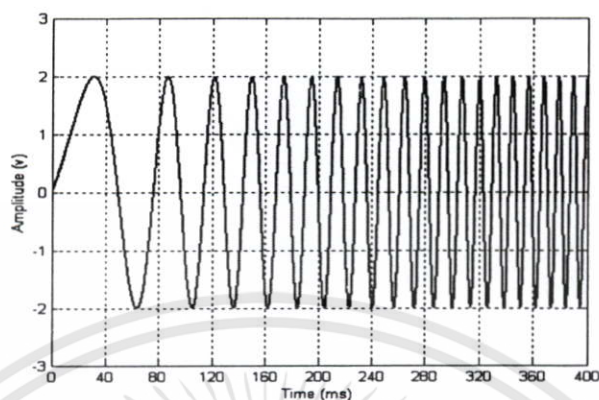
รูปที่ 4.16b ผลการสร้างด้วยบอร์ดประมวลผลสัญญาณเชิงเลข TMS320C31



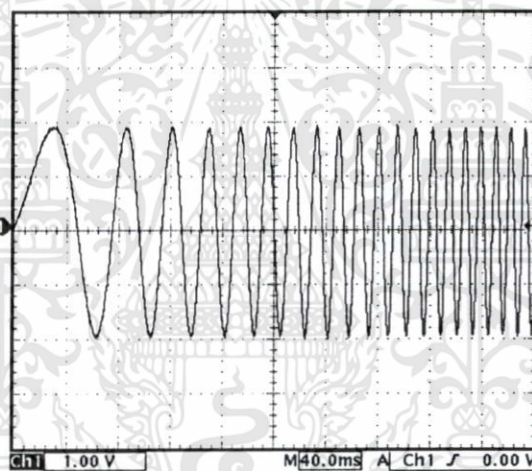
รูปที่ 4.16c ผลการสร้างด้วยเครื่องกำเนิดสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

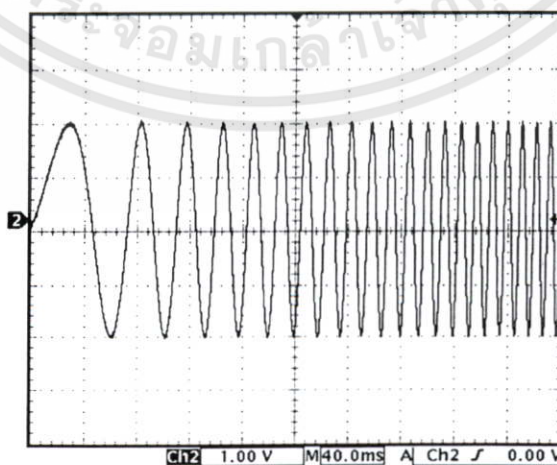
ผลการทดลองที่ 16 สัญญาณซายน์คิติดอลแบบกวาดที่ $f_0 = 5\text{Hz}$, $f_h = 100\text{Hz}$, $f_s = 8\text{kHz}$,
 $t_{total} = 0.4\text{sec}$ และ $s = 1\text{Hz}$



รูปที่ 4.17a ผลจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB



รูปที่ 4.17b ผลการสร้างด้วยบอร์ดประมวลผลสัญญาณเชิงเลข TMS320C31



รูปที่ 4.17c ผลการสร้างด้วยเครื่องกำเนิดสัญญาณ

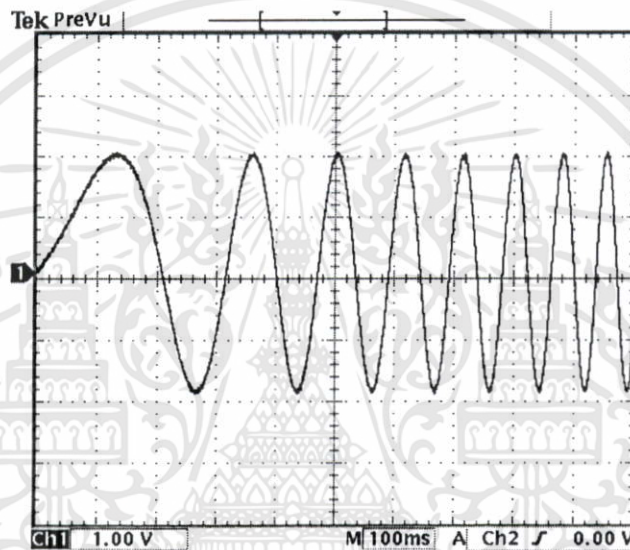
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 ผลการทดลองที่ได้จากการสร้างจริงโดยเปลี่ยนขั้นในการกวาดความถี่

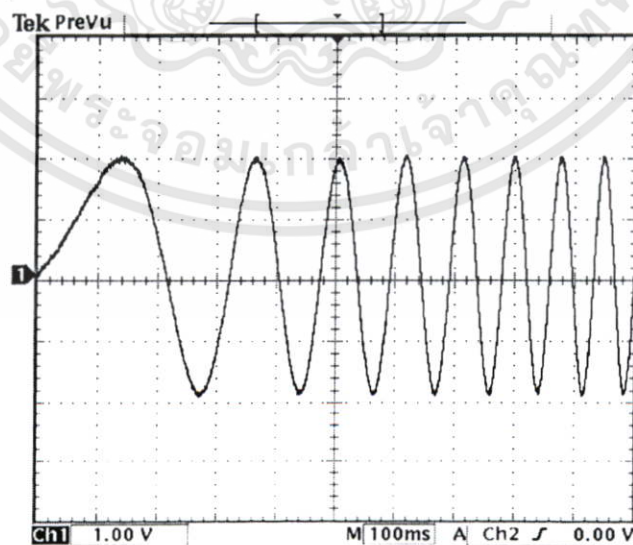
สร้างตัวกำเนิดสัญญาณสวิตช์ชาน์แบบดิจิทัล โดยเปลี่ยนขั้นในการกวาดความถี่ที่ค่าความถี่เริ่มต้น ความถี่สุดท้าย เวลาที่ใช้ในการกวาดความถี่เดียวกัน ที่ความถี่สแกน 8 kHz ตามหลักการที่นำเสนอด้วยบอร์ดประมวลผลสัญญาณเชิงเลข TMS320C31

ผลการทดลองที่ 17 สัญญาณชาน์ดิจิทัลแบบกวาดที่ $f_0 = 1\text{Hz}$, $f_h = 15\text{Hz}$, $f_s = 20\text{kHz}$,

$$t_{total} = 1\text{sec}$$

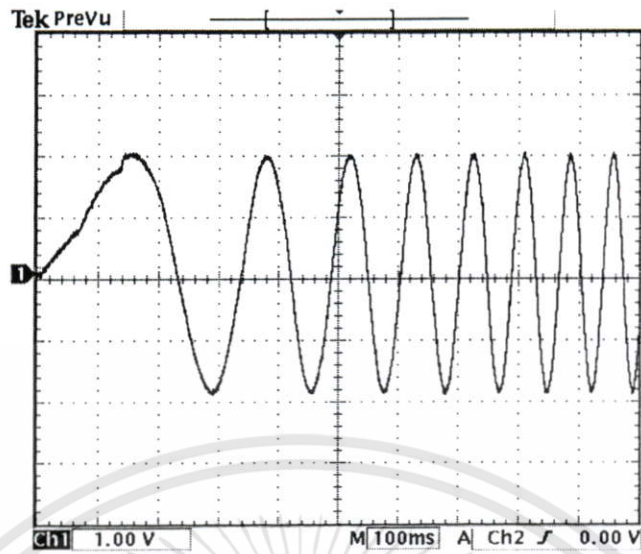
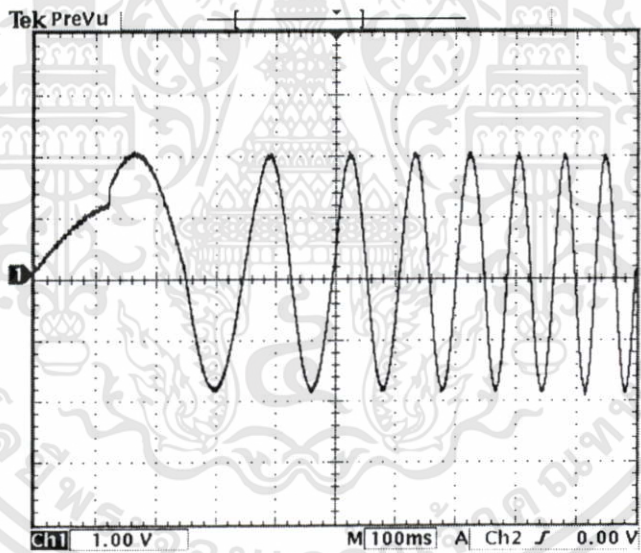


รูปที่ 4.18a $s = 0.1\text{Hz}$



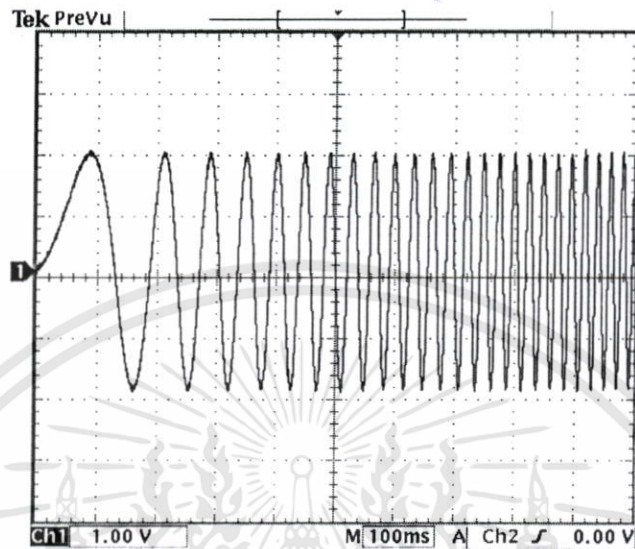
รูปที่ 4.18b $s = 0.5\text{Hz}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

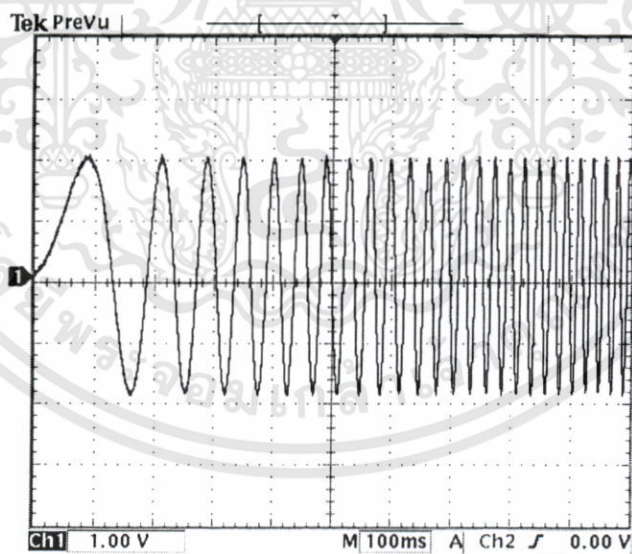
รูปที่ 4.18c $s = 1\text{Hz}$ รูปที่ 4.18d $s = 2\text{Hz}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลองที่ 18 สัญญาณซายน์ดิจิตอลแบบกวาดที่ $f_0 = 1\text{Hz}$, $f_h = 50\text{Hz}$, $f_s = 20\text{kHz}$,
 $t_{total} = 1\text{sec}$

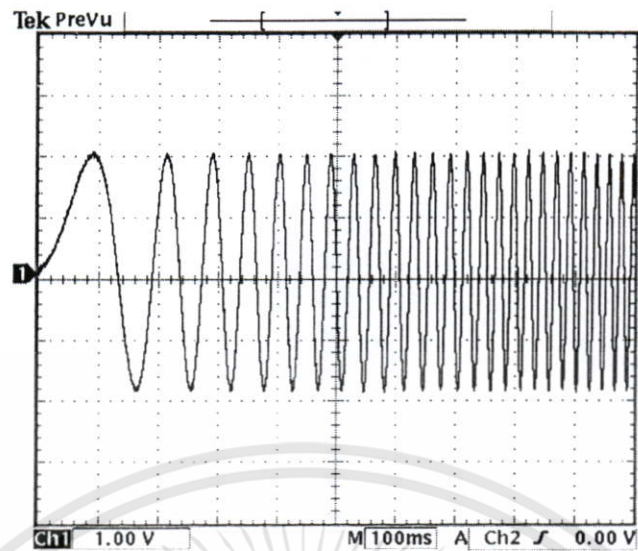
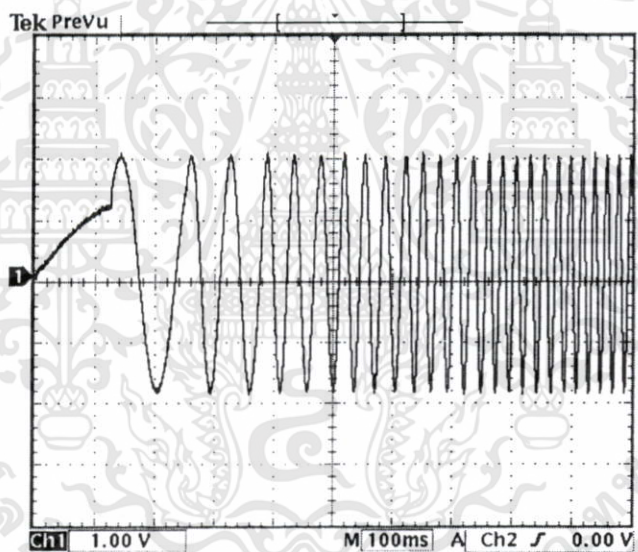


รูปที่ 4.19a $s = 0.5\text{Hz}$



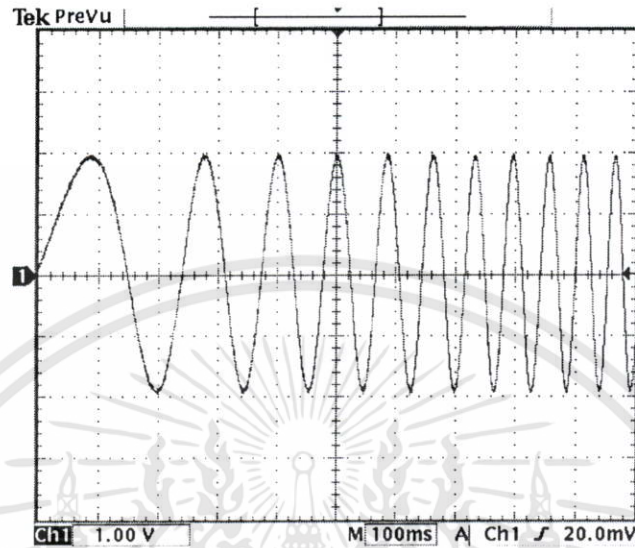
รูปที่ 4.19b $s = 0.7\text{Hz}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

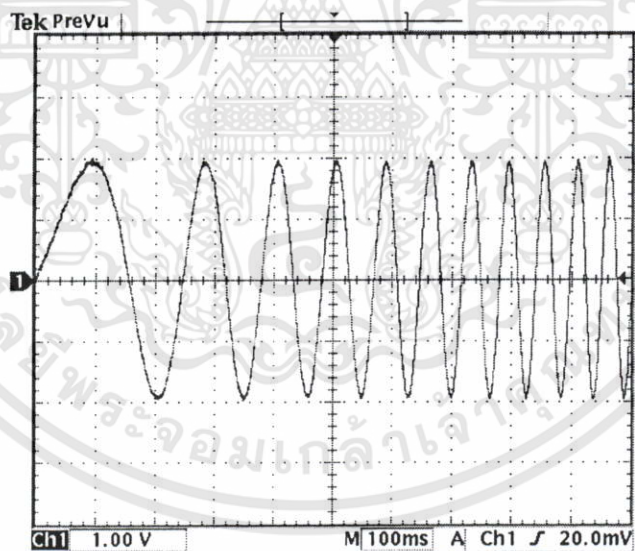
รูปที่ 4.19c $s = 1\text{Hz}$ รูปที่ 4.19d $s = 7\text{Hz}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลองที่ 19 สัญญาณซายน์ดิจิตอลแบบกวาดที่ $f_0 = 2\text{Hz}$, $f_h = 20\text{Hz}$, $f_s = 20\text{kHz}$,
 $t_{total} = 1\text{sec}$

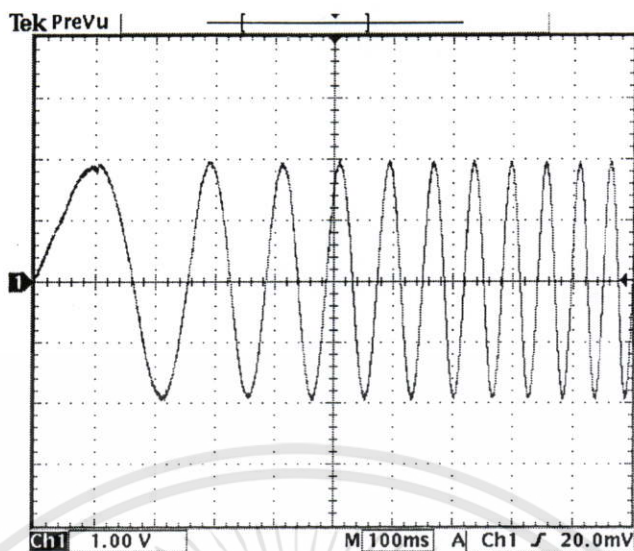


รูปที่ 4.20a $s = 0.1\text{Hz}$

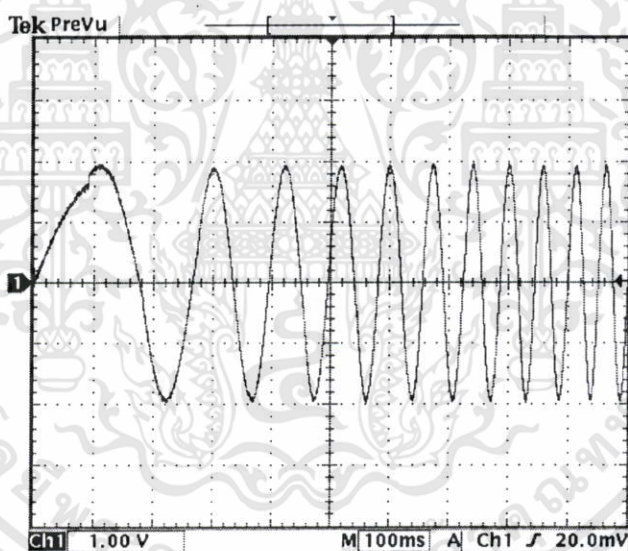


รูปที่ 4.20b $s = 0.5\text{Hz}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



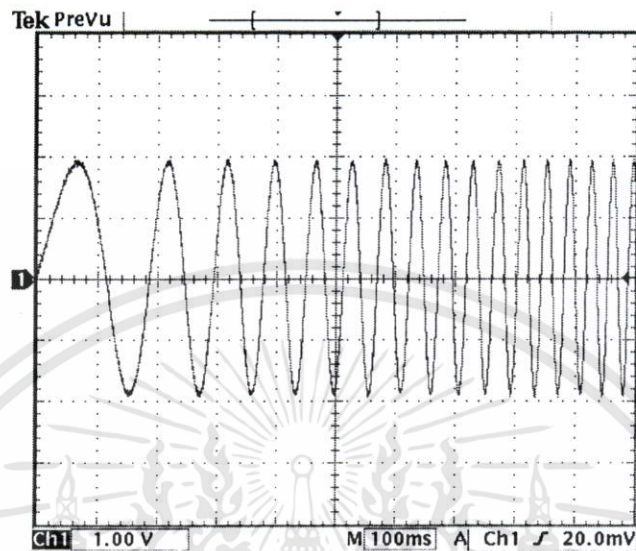
รูปที่ 4.20c $s = 1Hz$



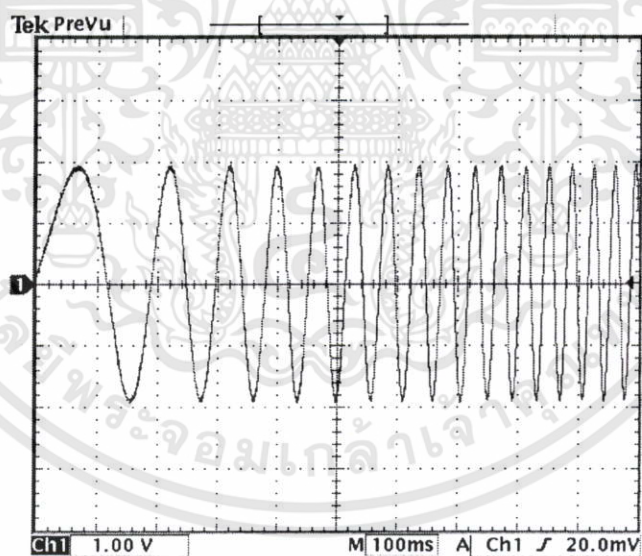
รูปที่ 4.20d $s = 1.8Hz$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลองที่ 20 สัญญาณชานี่ดิจิตอลแบบกวาดที่ $f_0 = 3\text{Hz}$, $f_h = 30\text{Hz}$, $f_s = 8\text{kHz}$,
 $t_{total} = 1\text{sec}$

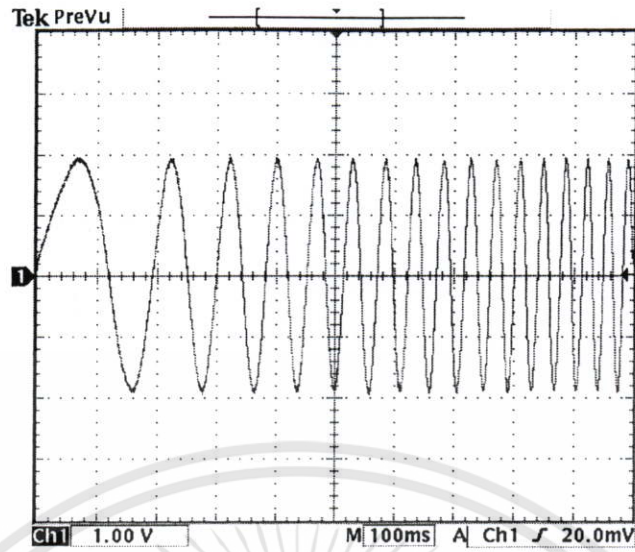
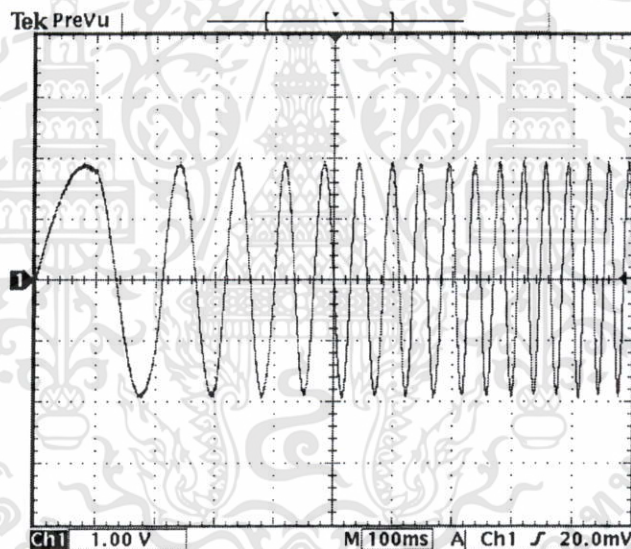


รูปที่ 4.21a $s = 0.5\text{Hz}$



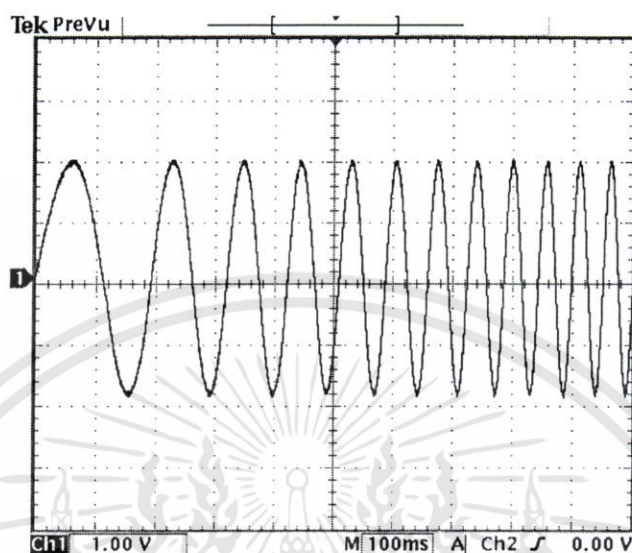
รูปที่ 4.21b $s = 0.9\text{Hz}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

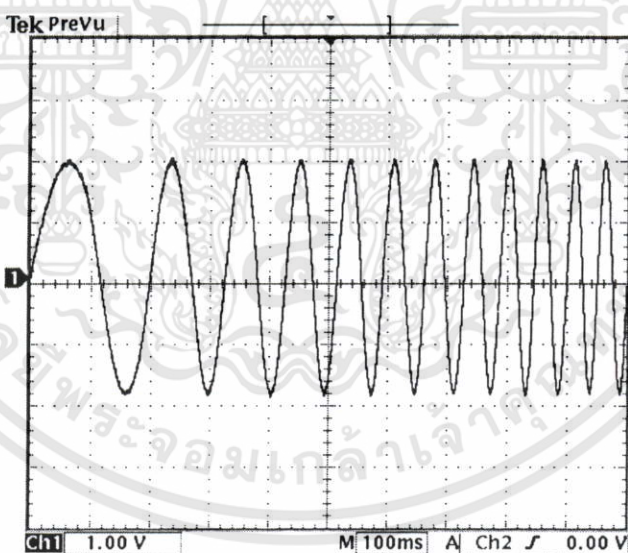
รูปที่ 4.21c $s = 1.5\text{Hz}$ รูปที่ 4.21d $s = 3\text{Hz}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลองที่ 21 สัญญาณซายน์ดิจิตอลแบบกวาดที่ $f_0 = 4\text{Hz}$, $f_h = 20\text{Hz}$, $f_s = 8\text{kHz}$,
 $t_{total} = 1\text{sec}$

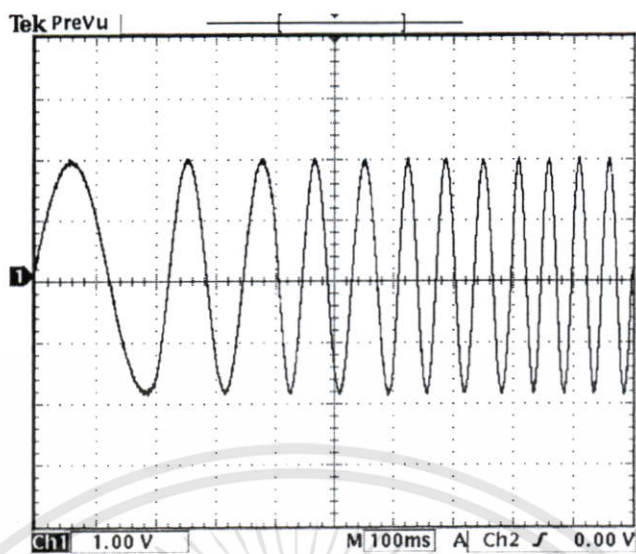
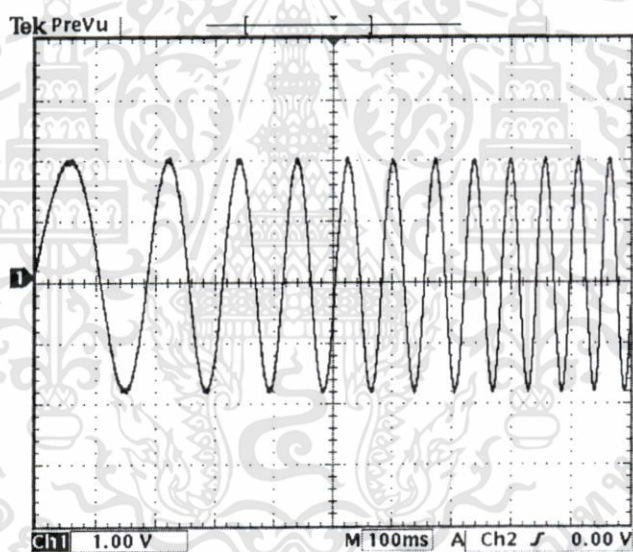


รูปที่ 4.22a $s = 0.5\text{Hz}$



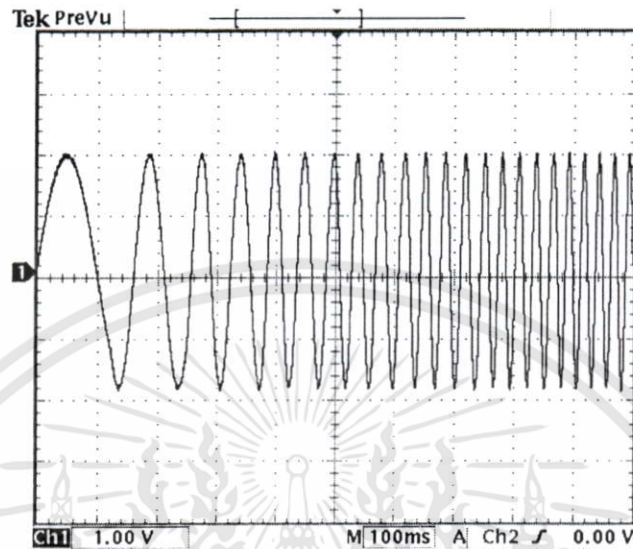
รูปที่ 4.22b $s = 1\text{Hz}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

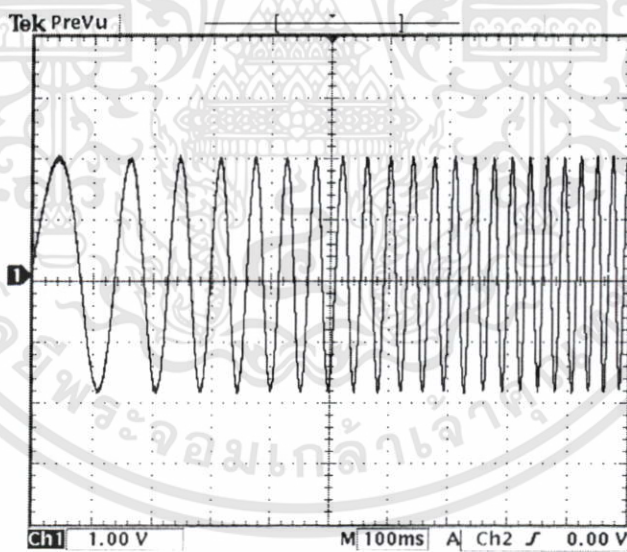
รูปที่ 4.22c $s = 1.6\text{Hz}$ รูปที่ 4.22d $s = 4\text{Hz}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลองที่ 22 สัญญาณชานี่ดิจิตอลแบบกวาดที่ $f_0 = 5\text{Hz}$, $f_h = 40\text{Hz}$, $f_s = 8\text{kHz}$,
 $t_{total} = 1\text{sec}$

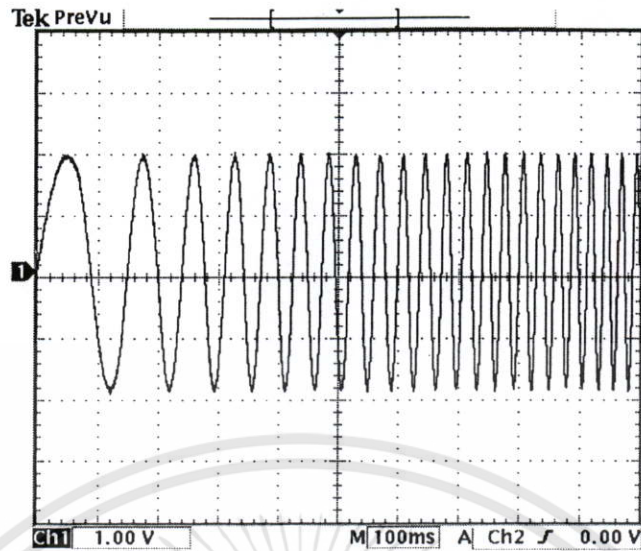


รูปที่ 4.23a $s = 0.5\text{Hz}$

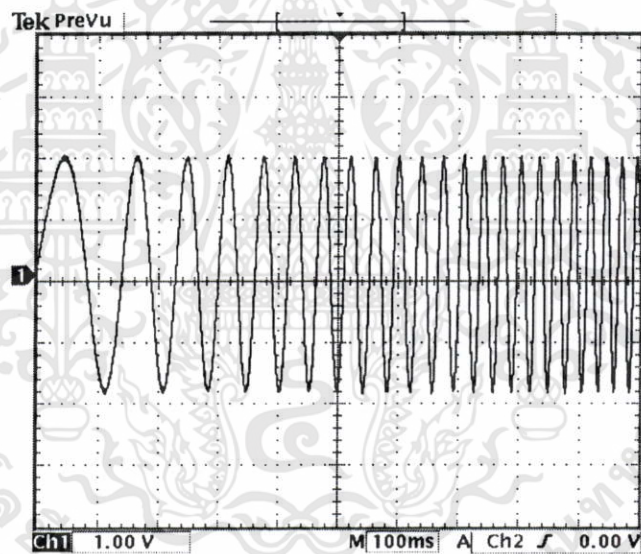


รูปที่ 4.23b $s = 1\text{Hz}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.23c $s = 2.5\text{Hz}$

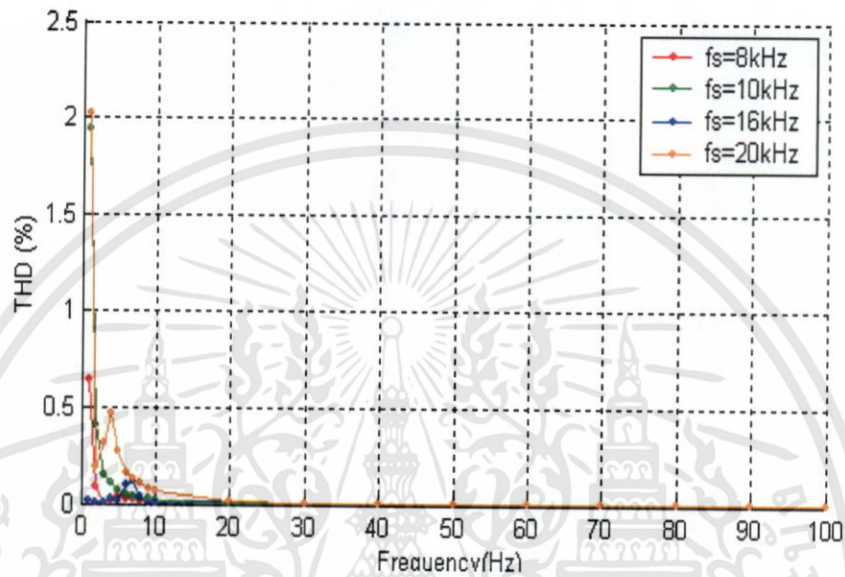


รูปที่ 4.23d $s = 5\text{Hz}$

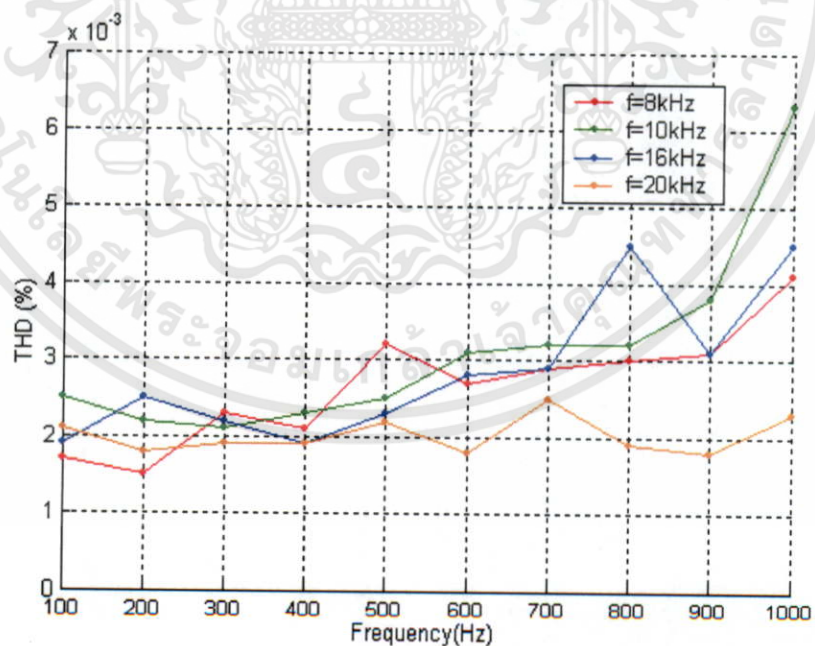
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 ผลการหาความเพี้ยนฮาร์มอนิกสร่วม

ค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกสร่วม (Total Harmonic Distortion: THD) ที่เกิดจากการสร้างตัวกำเนิดสัญญาณไซน์แบบดิจิทัลด้วยบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล TMS320C31 สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.24



(a) ความถี่ 1-100 Hz



(b) ความถี่ 100-1000 Hz

รูปที่ 4.24 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกสร่วม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลการทดลองและข้อเสนอแนะ

จากการทดลองพบว่าตัวกำเนิดสัญญาณสวิตช์แบบดิจิทัลที่สร้างขึ้นตามหลักการที่นำเสนอ สัญญาณขาขึ้นที่สร้างขึ้นสามารถกวาดความถี่จากความถี่เริ่มต้นไปยังความถี่สุดท้ายในช่วงเวลาที่กำหนดได้อย่างถูกต้อง และการเปรียบเทียบผลการสร้างสัญญาณสวิตช์แบบดิจิทัลระหว่างหลักการที่นำเสนอกับหลักการแบบเปิดตารางนั้นสามารถสรุปได้เป็นข้อๆ ดังตารางที่ 5.1 ซึ่งจะเห็นถึงความแตกต่าง โดยเฉพาะการกวาดสัญญาณที่ความถี่ต่ำ หลักการแบบเปิดตารางจะมีความเพี้ยนสูง โดยสัญญาณจะมีลักษณะเป็นขั้นทั้งนี้เนื่องจากหลักการแบบเปิดตารางจำนวนข้อมูลของสัญญาณขาขึ้นหนึ่งรอบมีจำนวนคงที่ ส่วนหลักการที่นำเสนอสามารถเพิ่มจำนวนข้อมูลของสัญญาณขาขึ้นหนึ่งรอบได้ ซึ่งทำโดยการเพิ่มความถี่สุ่ม และนอกจากนี้การกำเนิดสัญญาณสวิตช์แบบดิจิทัลตามหลักการที่นำเสนอยังสามารถกำหนดขั้นของการกวาดความถี่ (Step of Sweep Frequency) ได้ตามต้องการในขณะที่หลักการแบบเปิดตารางไม่สามารถกำหนดได้ ซึ่งประโยชน์ของการกำหนดขั้นของการกวาดความถี่จะช่วยให้สัญญาณสวิตช์มีความเพี้ยนน้อยลง โดยในการทดลองจะมีการกำหนดขั้นของการกวาดความถี่ให้มีค่าน้อยๆ ดังนั้นจึงเป็นผลให้สัญญาณสวิตช์แบบดิจิทัลที่สร้างขึ้นมีความเพี้ยนต่ำมาก โดยจะเห็นได้อย่างชัดเจนที่ความถี่ต่ำ

ตารางที่ 5.1 แสดงการเปรียบเทียบการสร้างสัญญาณสวิตช์แบบดิจิทัลระหว่างหลักการที่นำเสนอกับหลักการแบบเปิดตาราง

| | หลักการแบบเปิดตาราง | หลักการที่นำเสนอ |
|--|---|---|
| 1. ลักษณะสัญญาณที่ความถี่ต่ำ | มีความละเอียดน้อย สัญญาณมีลักษณะเป็นขั้น | มีความละเอียดสูง |
| 2. ขั้นในการกวาดความถี่ | ไม่สามารถกำหนดได้ แน่นอน | สามารถกำหนดได้ตามที่ ผู้ใช้ต้องการ |
| 3. หน่วยความจำที่ใช้ | ความละเอียดขึ้นกับ จำนวนข้อมูล | ความละเอียดของ สัญญาณไม่ขึ้นกับ หน่วยความจำ |
| 4. การกำหนดพารามิเตอร์ในการสร้าง สัญญาณ | | |
| - ความถี่เริ่มต้น | กำหนดได้ | กำหนดได้ |
| - ความถี่สุดท้าย | กำหนดได้ | กำหนดได้ |

| | | |
|--|--|---|
| <ul style="list-style-type: none"> – เวลาทั้งหมดที่ใช้ในการกวาดความถี่ – เฟสเริ่มต้นของการกำเนิดสัญญาณ | <p>กำหนดได้</p> <p>กำหนดได้</p> <p>ไม่สามารถกำหนดได้</p> | <p>กำหนดได้</p> <p>กำหนดได้</p> <p>กำหนดได้</p> |
| <p>5. แบนด์วิธของสัญญาณที่กำเนิด</p> | <p>ขึ้นอยู่กับความสามารถของตัวประมวลผล</p> | <p>ขึ้นอยู่กับความสามารถของตัวประมวลผล</p> |



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] K.S. Lin, Editor, **“Digital Signal Processing Applications with the TMS320 Family,”** New Jersey: Prentice Hall, 1987.
- [2] C.S. Turner. 2003, **“Recursive Discrete-Time Sinusoidal Oscillators,”** IEEE Signal Processing Magazine, May 2003.
- [3] S. Kluniam, P. Dejhyoo, S. Yimman, P. Chusit and K. Dejhan, **“The Implementation of an Adjustable Phase Digital Sine Wave Oscillator,”** 2005 RISP International Workshop on Nonlinear Circuit and Signal Processing (NCSP'05), pp. 215-218, Hawaii, USA, Mar. 4-6, 2005.
- [4] S. Kluniam, S. Praesomboon, W. Hinjit, S. Yimman and K. Dejhan, **“Adjustable Phase, Discrete Time Sinewave Generator,”** International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS 2004), pp. 277-281, The Shangri-La Hotel, Bangkok, THAILAND, Aug. 25-27, 2004.
- [5] J.G. Proakis, D.G. Manolakis, **“Digital Signal Processing Principle, Algorithms and Applications,”** New Jersey, Prentice Hall, 1996.
- [6] A.V. Oppenheim and R.W. Schafer, **“Discrete-Time Signal Processing,”** New Jersey, Prentice Hall, 1999.
- [7] R. Chassaing, **“Digital Signal Processing Laboratory Experiments Using C and TMS320C31 DSK. Canada,”** John Wiley & Sons Inc., 1999.



ภาคผนวก ก.

บอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล TMS320C31

DSP Starter Kit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

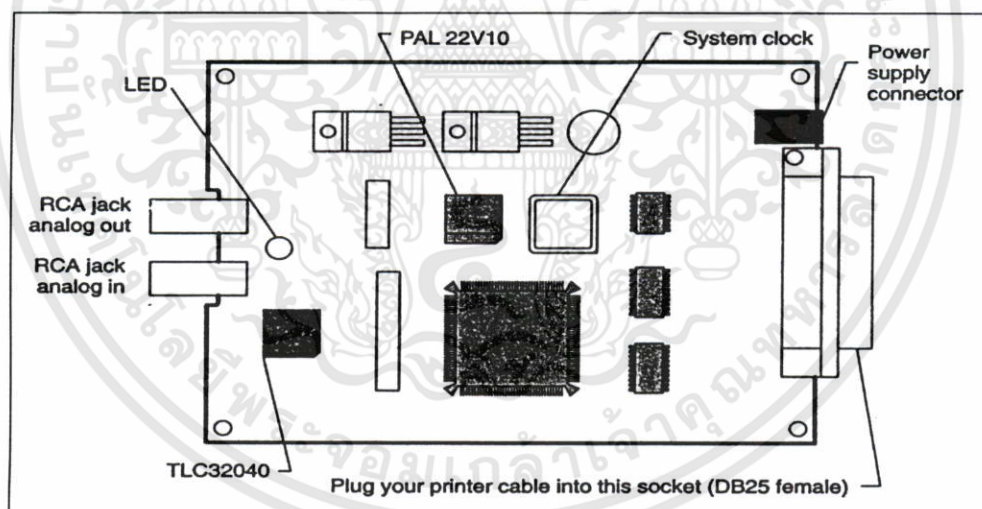
บอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล TMS320C31 DSP Starter Kit

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

1. ลักษณะของบอร์ด TMS320C31 DSP Starter Kit (DSK)

ฮาร์ดแวร์ของบอร์ด TMS320C31 DSK มีส่วนประกอบพื้นฐานที่ประกอบด้วย

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



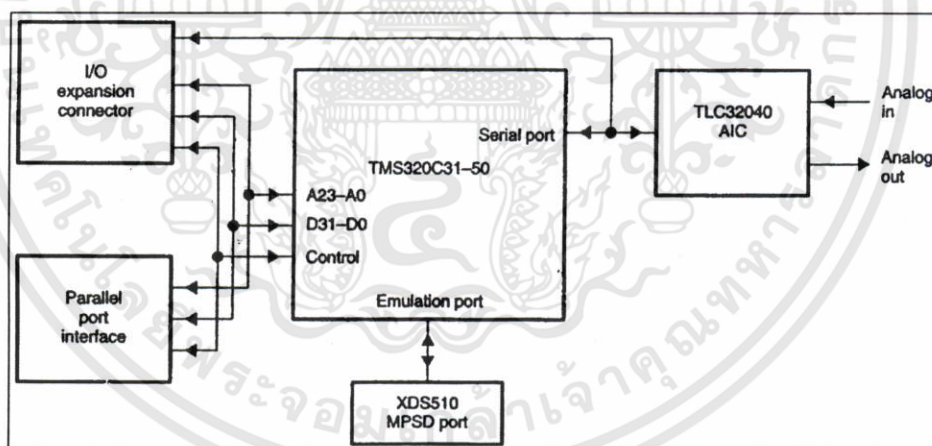
รูปภาคผนวกที่ ก.1 ฮาร์ดแวร์ของบอร์ด TMS320C31 DSP Starter Kit

จากรูปภาคผนวกที่ 1 จะเห็นว่าอุปกรณ์บนบอร์ด DSK จะประกอบด้วย

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- Host Interface Logic จะใช้ PLA 22V10Z และ 74ACT245 ควบคุมการสื่อสารระหว่างบอร์ด DSK กับ Host ของคอมพิวเตอร์
 - ออสซิลเลเตอร์ บนบอร์ด TMS320C31 DSK จะใช้สัญญาณนาฬิกาขนาด 50 MHz เพื่อป้อนให้ชิป TMS320C31
 - RCA Jack จะทำหน้าที่รับสัญญาณ Analog Input และส่งสัญญาณ Analog Output ของบอร์ด TMS320C31 DSK โดยจะต่ออยู่กับขา I/O ของชิป TLC32040
 - ชิป TLC32040 จะทำหน้าที่เป็น A/D และ D/A ของบอร์ด TMS320C31 DSK
 - ชิป TMS320C31 เป็นตัวประมวลผลขนาด 32 บิต แบบจุดทศนิยมลอย (Floating Point)
 - Voltage Regulators ของบอร์ด DSK สามารถใช้ไฟ 7-12 Vdc หรือ 6-9 Vac โดยไฟ DC และ AC จะต้องผ่าน IC Regulator เบอร์ LM7805 และ LM7905 ซึ่งจะได้อไฟ 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

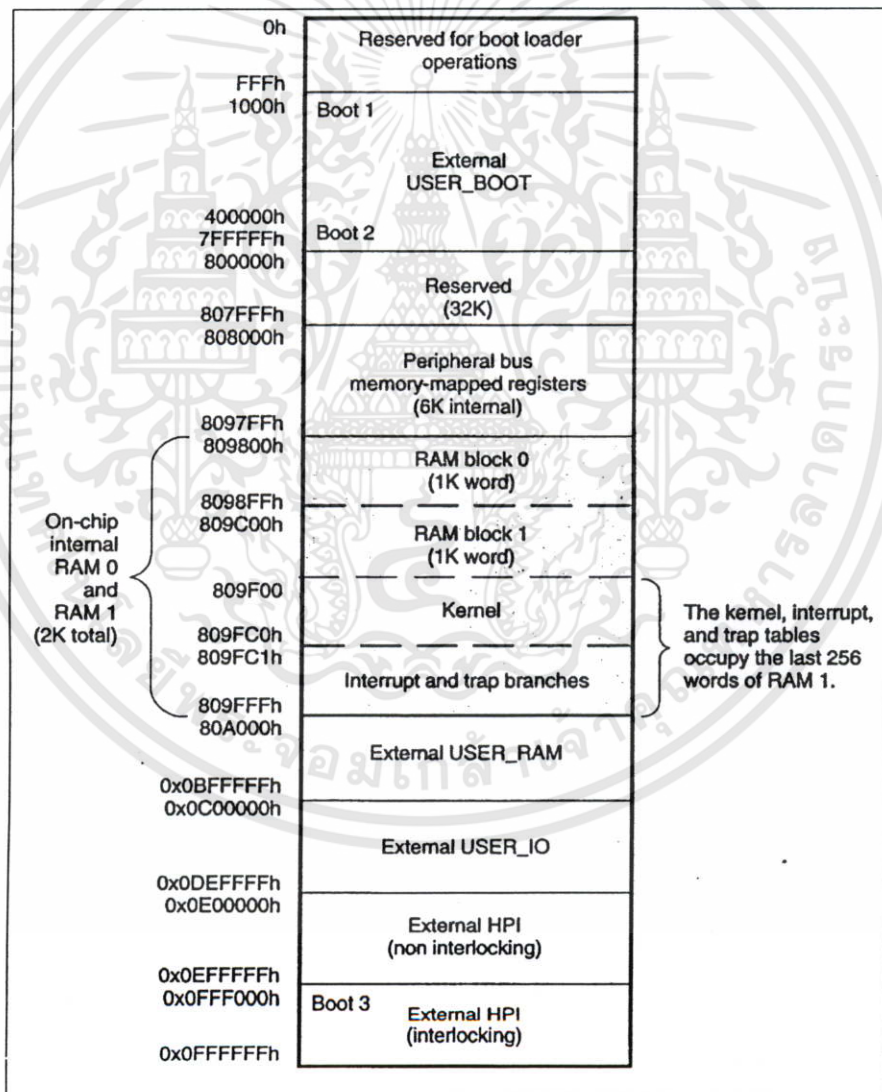
MIPS : Million Intention Per Second

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 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 3.3 การจัดแบ่งหน่วยความจำในโหมด Microcomputer/Boot Loader ของ

บอร์ด TMS320C31 DSP Starter Kit

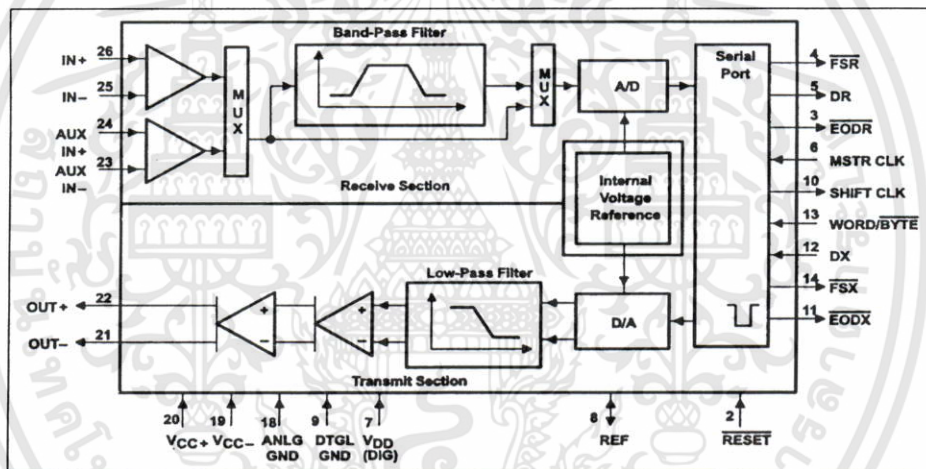
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. วงจรอินเทอร์เฟซสัญญาณอนาล็อก TLC32040

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

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

ฟังก์ชันไดอะแกรม ดังรูปภาคผนวกที่ 4



รูปภาคผนวกที่ ก.4 ฟังก์ชันไดอะแกรมของชิป TLC32040

5. การควบคุมวงจรถอนาล็อกอินเทอร์เฟซ

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

ตำแหน่งบิตที่ใช้สำหรับควบคุมการส่งและรับของรีจิสเตอร์ TA และ RA เป็น

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

ตำแหน่งบิตที่ใช้สำหรับควบคุมการส่งและรับของรีจิสเตอร์ TB และ RB เป็น

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

AIC สามารถกำหนดค่าความถี่สุ่มและค่าเบนควัด โดยการใช้ในการติดต่อดระดับ 2 โดยให้ตั้งค่าเป็น 1 ใน 2 บิตแรก (LSBs) ทำให้การติดต่อดระดับ 2 มีค่าเหมือนการติดต่อดระดับ 1 ถ้าค้บข้อมูลจะถูกโหลดจากรีจิสเตอร์ส่งข้อมูลพอร์ตอนุกรม และเซต LSBs ทั้ง 2 เป็น 1 สำหรับการติดต่อดระดับ 2 ในแต่ละครั้งมีดังนี้

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

สามารถหาค่า A และ B เพื่อออกแบบค่าความถี่สุ่มและค่าเบนควัด (BW)

6. การคำนวณหาค่า A และ B เพื่อออกแบบค่าความถี่สุ่มและค่าเบนควัด

บอร์ด TMS320C31 DSK มี Input Clock (CLKIN) เป็น 50 MHz สามารถกำเนิดความถี่สัญญาณนาฬิกาสูงสุด (Timer Frequency) เป็น $MCLK = (CLKIN/4) = 12.5$ MHz ซึ่งสูงกว่าเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

Switched – Capacitor Filter Frequency (SCF) เป็นความสัมพันธ์จากรีจิสเตอร์การส่งของ A

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

และความถี่สุ่มเป็นความสัมพันธ์จากการส่งค่าในรีจิสเตอร์ของ 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)

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

จากสมการที่ (2)

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

จากสมการที่ (3) จะได้ SCF (ปฏิบัติ) เป็น

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= 284.09 \text{ kHz}$$

Cutoff Frequency หรือ Input Filter Bandwidth

$$\begin{aligned} \text{BW} &= 3600 \text{ (New SCF / Set SCF)} \\ &= 3600(284.09 \text{ KHz} / 288 \text{ KHz}) \\ &= 3551.14 \text{ Hz} \end{aligned}$$

จะได้ความถี่สุ่มเป็น

$$\begin{aligned} F_s &= 6.25 \text{ MHz} / (2 \times \text{TA} \times \text{TB}) \\ &= 6.25 \text{ MHz} / (2 \times 11 \times 36) \\ &= 7891.41 \text{ Hz} \end{aligned}$$

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

$$\begin{array}{c} 00|01011|00|01011|00 \\ \text{xx}| \text{TA} | \text{xx}| \text{RA} | \end{array} \quad \longrightarrow \quad 162\text{Ch}$$

แยกบิตที่จะนำไปใช้เป็น 4 กลุ่มโดยค่า A = 162Ch TB = RB ก็เช่นเดียวกัน

$$\begin{array}{c} 0|100100|0|100100|10 \\ \text{x}| \text{TB} | \text{x}| \text{RB} | \end{array} \quad \longrightarrow \quad 4892\text{h}$$

6.2 ออกแบบ $F_s = 10 \text{ kHz}$

ใช้ Cutoff frequency หรือ BW สำหรับ Input Antialiasing Filter เหมือนกับ $F_s = 8 \text{ kHz}$, TA = 11 จะได้

$$\begin{aligned} \text{TB} &= 6.25 \text{ MHz} / (2 \times 11 \times 10000) \\ &= 28.41 \approx 28 = (011100)_b \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

หรือ B = 3872h

6.3 ออกแบบ $F_s = 20 \text{ kHz}$

ออกแบบ BW = 8000 Hz จาก

BW = 3600 (New SCF / Set SCF)

ค่า Switched – Capacitor Filter Frequency ค่าใหม่เป็น

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

ค่า TA และ TB เป็น

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

ได้ SCF (ปฏิบัติ) เป็น

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

ได้ Bandwidth (ปฏิบัติ) เป็น

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่สุ่ม (ปฏิบัติ) เป็น

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

ค่า A จะได้

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

หรือ A = 0A14h

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

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.

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

Sawitree Klunium, Surapan Yimman, Sasiporn Anumas and Kobchai Dejhan, "The Implementation of Discrete Time Sweep Sine Oscillator", International Symposium on Communications And Information Technologies 2006(ISCIT 2006), Grand Mercure Fortune Hotel, Bangkok, Thailand, October 18-20, 2006

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The Implementation of Discrete Time Sweep Sine Oscillator

Sawitree Klunium*, Surapun Yimman*, Sasiporn Anumas** and Kobchai Dejhan**

*Dept. of Industrial Physics&Medical Instrumentation, Faculty of Apply Science
King Mongkut's Institute of Technology North, Bangkok, 10800 Thailand
E-mail: sym_imi@yahoo.com

**Faculty of Engineering and Research Center for Communication and Information Technology,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, 10520 Thailand
E-mail: kobchai@telecom.kmitl.ac.th

Abstract— This paper proposes a new design of digital sweep sine oscillator that change one frequency to other frequencies that can define time of sweep sine oscillator between started to stopped frequency and especially in defining step of sweep frequency. This digital sweep sine oscillator is implemented with the discrete time system with has impulse response as $\sin(\omega n + \phi)$ and conjugate poles and a pair of zeros at the origin and the real axis in the unit circle on z -plane. The sweep frequencies of oscillator was changed the pole position, which $0 - \pi$ on circumference and changed the zero position on the real axis for the phase shift of digital sine oscillator that corresponds with the changing frequency. The design and implementation of digital sweep sine oscillator used MATLAB program and TMS320C31 digital signal processor. The experiments results have been show that the proposed design of digital sweep sine oscillator produces correct the sweep frequencies.

I. INTRODUCTION

In the past, the construction of sweep sine oscillator designed by analog circuit form. However, the sweep sine oscillator in analog circuit have several limits is especially accuracy and adjust parameter. Then sweep sine oscillator to construct by digital circuit used look up table principle (LUT)[1,2] and advantage than analog circuit. However, frequency changing of digital sweep sine oscillator, which used look up table method, that can perform add or remove distance between data in table especially in lower frequency the data have more distance than high frequency. Since, the signal is generated by look up table to perform step and discontinuous.

Therefore, this paper proposed the new design of digital sweep sine oscillator using the discrete time system, which the impulse response as $\sin(\omega n + \phi)$ [3,4] to reduce step of signal. Because of, data of signal in this method depend upon the sampling frequency. Then, it will be introducing digital sweep sine oscillator. However, the connection between frequencies must be corresponds with the phase shift of signal.

II. PREVIOUS DESIGN

The digital sine oscillator designed by look up table method as shown in (1).

$$y(n) = \sin(\omega n) \quad (1)$$

$$\omega = 2\pi f$$

Where: n is the number of data
 f is frequency of digital sine oscillator

From (1), Define $n = 0, 1, 2, \dots, 31$ and frequency of sine oscillator is 1Hz, which the data of signal at $0 - \pi$ can be show in Table I and the output signal $y(n)$ as shown in Fig 1.

TABLE I
DATA OF DIGITAL SINE OSCILLATOR DESIGNED
BY LOOK UP TABLE METHOD

| n | $y(n)$ | n | $y(n)$ |
|-----|--------|-----|---------|
| 0 | 0.0000 | 16 | 0.0000 |
| 1 | 0.1951 | 17 | -0.1951 |
| 2 | 0.3827 | 18 | -0.3827 |
| 3 | 0.5556 | 19 | -0.5556 |
| 4 | 0.7071 | 20 | -0.7071 |
| 5 | 0.8315 | 21 | -0.8315 |
| 6 | 0.9239 | 22 | -0.9239 |
| 7 | 0.9808 | 23 | -0.9808 |
| 8 | 1.0000 | 24 | -1.0000 |
| 9 | 0.9808 | 25 | -0.9808 |
| 10 | 0.9239 | 26 | -0.9239 |
| 11 | 0.8315 | 27 | -0.8315 |
| 12 | 0.7071 | 28 | -0.7071 |
| 13 | 0.5556 | 29 | -0.5556 |
| 14 | 0.3827 | 30 | -0.3827 |
| 15 | 0.1951 | 31 | -0.1951 |

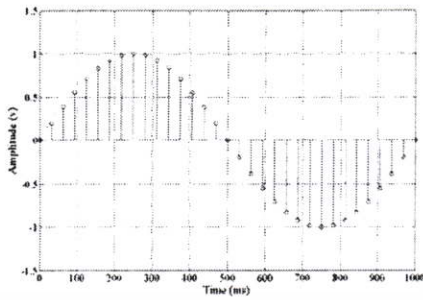


Fig. 1. Output signal of $y(n) = \sin(\omega n)$ by look up table method.

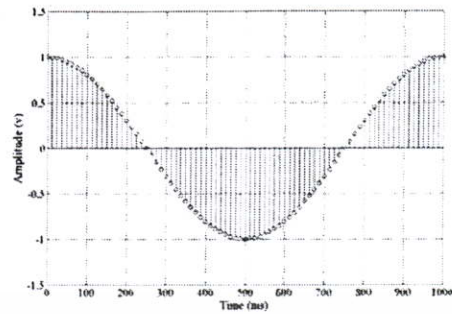


Fig. 3. Sequence of $x(n) = \sin(\omega n + \phi)$.

For the sweep frequency of sine wave oscillator which designed by look up table method can be connect the data in table and change output rate as shown Fig. 2.

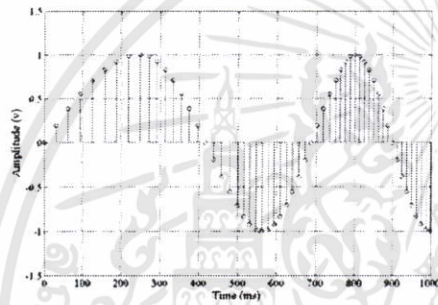


Fig. 2. Output signal of sweep sine oscillator designed by look up table method.

From Fig. 2, at lower frequency the data of sine signal have more distance than high frequency. Since, the signal is generated to perform step and discontinuous. Therefore, the resolution of signal at low frequency is not equal with high frequency.

III. PROPOSED DESIGN

The digital sweep sine oscillator consists to several digital sine oscillators, which the phase must be suitable with the frequency of signal. That started from define the sequence $x(n) = \sin(\omega n + \phi)$ as shown in Fig.3 and z-transform of the signal as shown in (2).

$$X(z) = z \{x(n)\}$$

$$X(z) = \frac{\sin \phi + \sin(\omega - \phi)z^{-1}}{1 - 2 \cos \omega z^{-1} + z^{-2}} \quad (2)$$

If the discrete time system has the transfer function as shown in (2), it can be rewritten into (3) with pole-zero placement as shown in Fig. 4. If defining the input for discrete time system mentioned in (3) as $\delta(n)$, the output response or impulse response $h(n)$ will be show in (4) [5,6].

$$H(z) = \frac{\sin \phi + \sin(\omega - \phi)z^{-1}}{1 - 2 \cos \omega z^{-1} + z^{-2}} \quad (3)$$

$$h(n) = \sin(\omega n + \phi) \quad (4)$$

However, the implementation of digital sweep sine oscillator must be define time of sweep frequency from started, stopped and step of sweep frequency as shown in (5) to (8).

$$\omega_m = \frac{2\pi f_m}{f_s} \quad (5)$$

$$t_s = \frac{t_{total}}{N} \quad (6)$$

$$N = \frac{f_h - f_o}{s} + 1 \quad (7)$$

$$f_{m+1} = f_m + s \quad (8)$$

- Where:
- f_o is the start of sweep frequency (Hz)
 - f_h is the stop of sweep frequency (Hz)
 - f_m is the generating of frequencies $m = 0, 1, 2, 3, \dots$
 - f_s is sampling frequency
 - t_s is time of changing frequencies f_m to f_{m+1} (sec)
 - t_{total} is time of sweep frequencies f_o to f_h (sec)
 - s is step of sweep frequency (Hz)
 - N is number of sweep frequency

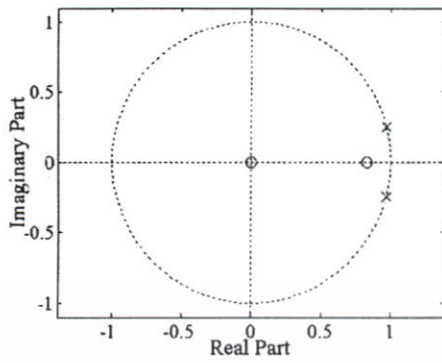


Fig. 4. Pole-Zero plot of $H(z)$.

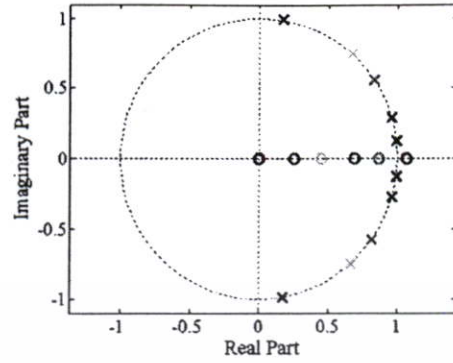


Fig. 5. Pole-Zero plot of $H_s(z)$.

Pole-zero plot in Fig. 4 shown that the discrete time system will have 2 zeros with one zero at the origin while the other zero will be on the real axis. The sweep frequencies of oscillator changed the pole position, which $0-\pi$ on circumference and changed the zero position on the real axis for the phase shift of digital sine oscillator. Therefore, the connection of each frequency must consider the corresponding of phase shift at frequencies f_m and f_{m+1} as shown in (9).

$$\begin{aligned} \phi_{m+1} &= k\omega_m + \phi_m & (9) \\ k &= f_s \cdot t_s \end{aligned}$$

Where: k is the number of data for changes frequency
 ϕ_{m+1} is the start of phase of the new sine frequency at f_{m+1}
 ϕ_m is the end of phase of the sine frequency at f_m

In (3),(5) and (9) users can rewrite the equations of digital sweep sine oscillator at $m = 0,1,2,3,\dots$ to became (10) with the pole-zero plot can be shown in Fig. 5 and the realization as shown in Fig. 6.

$$H_s(z) = \frac{\sin \phi_m + \sin(\omega_m - \phi_m)z^{-1}}{1 - 2 \cos \omega_m z^{-1} + z^{-2}} \quad (10)$$

Fig.6 has shown that after feeding input into the discrete system as impulse, the output response or impulse response of the system $y_s(n)$ will be show in (11).

$$\begin{aligned} y_s(n) &= \sin(\phi_m)x(n) + \sin(\omega_m - \phi_m)x(n-1) \\ &+ 2 \cos(\omega_m)y(n-1) - y(n-2) ; m = 0,1,2,3,\dots \end{aligned} \quad (11)$$

Define the start frequency of digital sweep sine oscillator at $f_0 = 1\text{Hz}$, the stop frequency $f_h = 5\text{Hz}$, sampling frequency $f_s = 1000\text{Hz}$, time of sweep $t_{\text{sweep}} = 1\text{sec}$ and step of sweep frequency $s = 1\text{Hz}$. From (7), the number of sweep frequency $N = 5$, which the coefficients of changing frequencies f_m to f_{m+1} and the coefficients of $H_s(z)$ will be show in Table II and Table III consecutively, and the output response of digital sweep sine oscillator can be show in Fig.7.

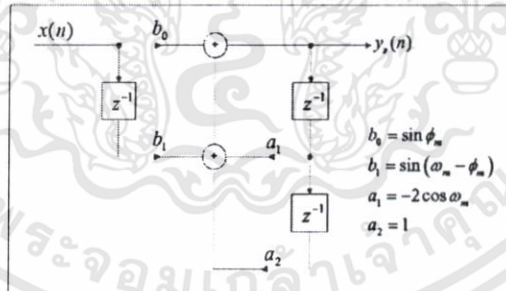


Fig. 6. Realization of digital sweep sine oscillator.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TABLE II
COEFFICIENTS OF CHANGING FREQUENCIES f_m to f_{m+1}

| m | f_m | t_s | ω_m | ϕ_m |
|-----|-------|------------|------------|----------|
| 0 | 1.0 | 0 - 200 | 0.0063 | 0.0000 |
| 1 | 2.0 | 200 - 400 | 0.0126 | 1.2566 |
| 2 | 3.0 | 400 - 600 | 0.0188 | 3.7699 |
| 3 | 4.0 | 600 - 800 | 0.0251 | 7.5398 |
| 4 | 5.0 | 800 - 1000 | 0.0314 | 12.5664 |

TABLE III
COEFFICIENTS OF DIGITAL SWEEP SINE OSCILLATOR $H_1(z)$

| m | f_m | b_0 | b_1 | a_1 |
|-----|-------|---------|---------|---------|
| 0 | 1.0 | 0.0000 | 0.0063 | -2.0000 |
| 1 | 2.0 | 0.9511 | -0.9471 | -1.9998 |
| 2 | 3.0 | -0.5878 | 0.5725 | -1.9996 |
| 3 | 4.0 | 0.9511 | -0.9430 | -1.9994 |
| 4 | 5.0 | 0.0000 | 0.0314 | -1.9990 |

TABLE IV
PARAMETERS OF DESIGN

| Design | f_0 | f_1 | f_s | t_{total} | s |
|-----------------|-------|-------|-------|-------------|-----|
| 1 st | 1 | 16 | 8000 | 1 | 0.1 |
| 2 nd | 2 | 20 | 8000 | 0.4 | 0.5 |
| 3 rd | 4 | 25 | 8000 | 0.4 | 1 |
| 4 th | 5 | 50 | 8000 | 1 | 5 |

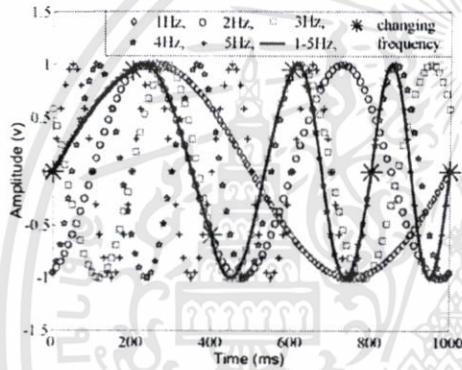
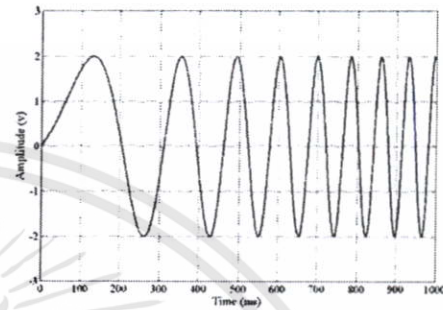


Fig. 7. The output response of digital sweep sine oscillator.

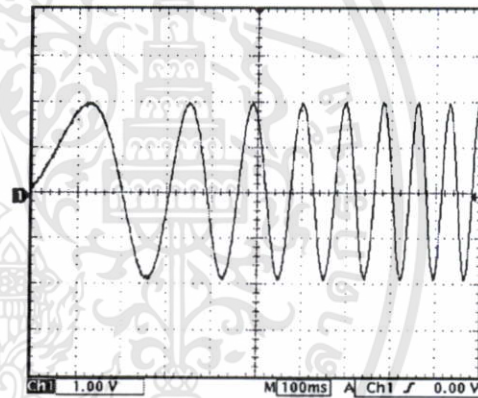
VI. EXPERIMENTS AND RESULTS

The design examples of digital sweep sine oscillator have specified the start frequency, the stop frequency, time of sweep and step of sweep frequency as show in Table IV.

In Table IV applying the parameters of f_0, f_1, f_s, t_{total} and s into (5) to (9), which the results of 1st to 4th design simulation by MATLAB program and implementation by TMS320C31 [7] will be show in Fig. 8 to Fig.11.

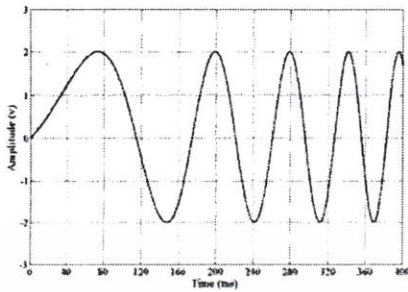


a.) Digital sweep sine oscillator simulated by MATLAB.

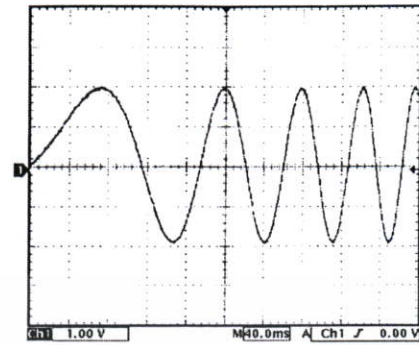


b.) Digital sweep sine oscillator implemented by TMS320C31.

Fig. 8. Result of digital sweep sine oscillator with $f_0 = 1Hz, f_1 = 16Hz, f_s = 8KHz, t_{total} = 1sec$ and $s = 0.1Hz$.

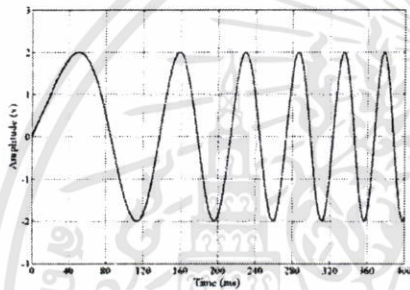


a.) Digital sweep sine oscillator simulated by MATLAB.

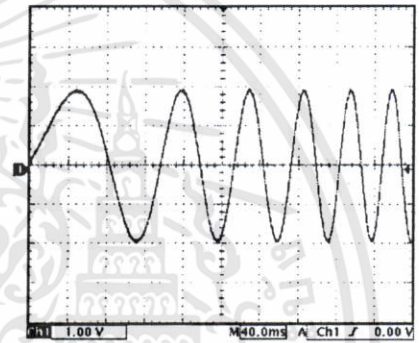


b.) Digital sweep sine oscillator implemented by TMS320C31.

Fig. 9. Result of digital sweep sine oscillator with $f_0 = 2\text{Hz}$, $f_1 = 20\text{Hz}$, $f_2 = 8\text{kHz}$, $t_{\text{total}} = 0.4\text{sec}$ and $s = 0.5\text{Hz}$.

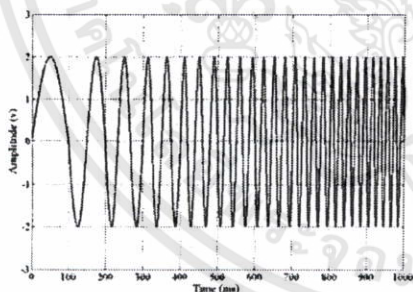


a.) Digital sweep sine oscillator simulated by MATLAB.

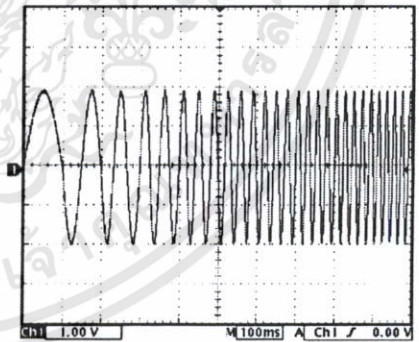


b.) Digital sweep sine oscillator implemented by TMS320C31.

Fig. 10. Result of digital sweep sine oscillator with $f_0 = 4\text{Hz}$, $f_1 = 25\text{Hz}$, $f_2 = 8\text{kHz}$, $t_{\text{total}} = 0.4\text{sec}$ and $s = 1\text{Hz}$.



a.) Digital sweep sine oscillator simulated by MATLAB.



b.) Digital sweep sine oscillator implemented by TMS320C31.

Fig. 11. Result of digital sweep sine oscillator with $f_0 = 5\text{Hz}$, $f_1 = 50\text{Hz}$, $f_2 = 8\text{kHz}$, $t_{\text{total}} = 1\text{sec}$ and $s = 5\text{Hz}$.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

V. CONCLUSIONS

The researchers have found the new design of digital sweep sine oscillator according to the proposed principles will give the output as digital sweep sine oscillator with correct time of sweep, step of sweep and phase shift according to user demands. The cooperation of digital sweep sine oscillator according to the proposed design with look up table found that the proposed design could be increase data to sweep frequency at lower frequency. However, the implementations of digital sweep sine oscillator at high frequency depend upon to hardware performance.

VI. REFERENCES

- [1] K.-S. Lin, Editor. *Digital Signal Processing Applications with the TMS320 Family*. New JERSEY: Prentice Hall, 1987.
- [2] C.S. Turner. 2003. "Recursive Discrete-Time Sinusoidal Oscillators." *IEEE Signal Processing Magazine*. May 2003.
- [3] K. Sawitree, D. Phayung, Y. Surapun, P. Chusit and D. Kobchai, "The Implementation of an Adjustable Phase Digital Sine Wave Oscillator." *2005 RISP International Workshop on Nonlinear Circuit and Signal Processing (NCSP'05)*, pp. 215-218, Hawaii, USA, Mar. 4-6, 2005.
- [4] K. Sawitree, P. Sukanya, H. Watcharapong, Y. Surapun and D. Kobchai, "Adjustable Phase, Discrete Time Sinewave Generator." *International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS 2004)*, pp. 277-281, The Shangri-La Hotel, Bangkok, THAILAND, Aug. 25-27, 2004.
- [5] J.G. Proakis, D.G. Manolakis. *Digital Signal Processing Principle, Algorithms and Applications*. New JERSEY: Prentice Hall, 1996.
- [6] A.V. Oppenheim and R.W. Schaffer., *Discrete-Time Signal Processing*. New JERSEY: Prentice Hall, 1999.
- [7] R. Chassaing., *Digital Signal Processing Laboratory Experiments Using C and TMS320C31 DSK*. Canada: John Wiley & SONS, INC., 1999

ประวัติผู้เขียน

นางสาวศศิพร อนุมาศ เกิดเมื่อวันที่ 6 สิงหาคม พ.ศ.2525 สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี วิทยาศาสตรบัณฑิต สาขาฟิสิกส์อุตสาหกรรม ภาควิชาสาขาฟิสิกส์อุตสาหกรรมและอุปกรณ์การแพทย์ คณะวิทยาศาสตร์ประยุกต์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ในปีการศึกษา 2547 เข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2548 มีความสนใจทางด้านการประมวลผลสัญญาณเชิงเลข การเขียนโปรแกรมบนหน่วยประมวลผลขนาด 8 บิต/16 บิต และมีความสนใจทางการประมวลผลภาพด้วย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้