

การบีบอัดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจในเวลาจริงโดยใช้การแปลงเวฟเล็ต

บน MCS-51

REAL TIME ECG COMPRESSION TECHNIQUE USING
WAVELET TRANSFORM ON MCS-51



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

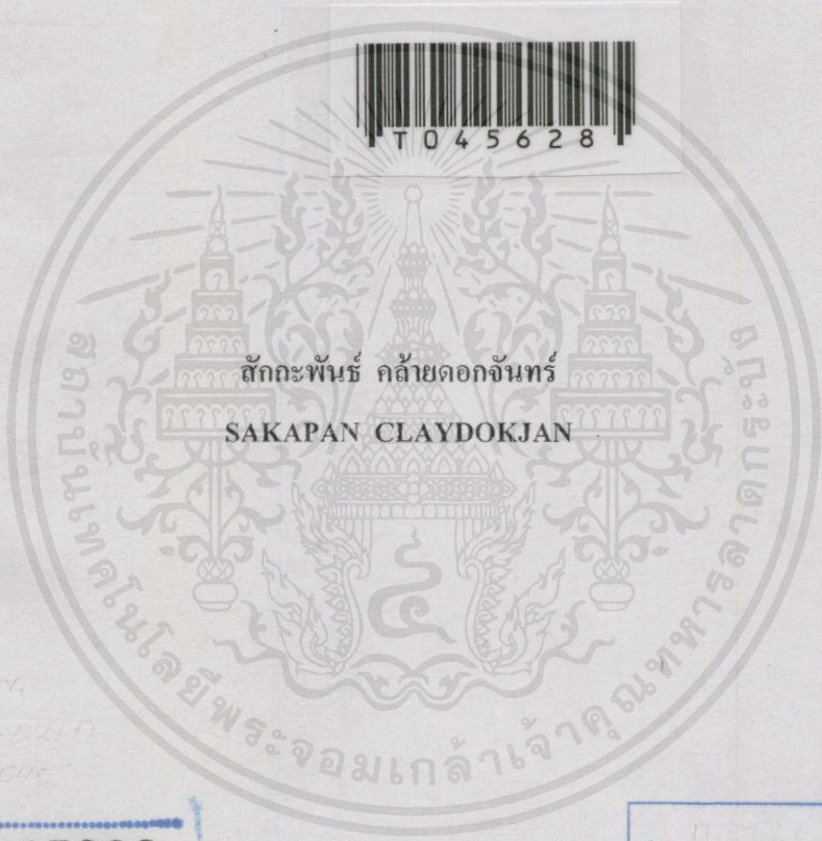
พ.ศ. 2545

ISBN 974-324-152-3

การบีบอัดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจในเวลาจริงโดยใช้การแปลงเวฟเล็ต

บน MCS-51

REAL TIME ECG COMPRESSION TECHNIQUE USING
WAVELET TRANSFORM ON MCS-51



สักกะพันธ์ กล้ายดอกจันทร์
SAKAPAN CLAYDOKJAN

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน **45628**
วัน, เดือน, ปี 1 2 ก.พ. 2546

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

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์
บัณฑิตวิทยาลัย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกหรือเผยแพร่ข้อมูลข้างต้นไปยังผู้อื่นโดยไม่ได้รับอนุญาต
พ.ศ. 2545

ISBN 974-324-152-3

**REAL TIME ECG COMPRESSION TECHNIQUE USING
WAVELET TRANSFORM ON MCS-51**



**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRONIC ENGINEERING
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดเผยแพร่เนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2002

ISBN 974-324-152-3



COPYRIGHT 2002

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

ไม่ว่ากรตีใดจะหนึ่งสิ้น สึกทั้งห้ามีให้คิดเพลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การบีบอัดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจในเวลาจริงโดยใช้การแปลงเวฟเล็ตบน MCS-51
 REAL TIME ECG COMPRESSION TECHNIQUE USING WAVELET
 TRANSFORM ON MCS-51

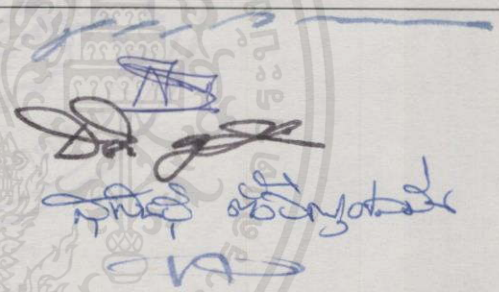
ชื่อนักศึกษา นายศักดิ์พันธ์ กล้ายดอกจันทร์

รหัสประจำตัว 42061310

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ดร.กิติพล ชิตสกุล

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.มนัส	สังวรศิลป์	
รศ.ดร.สุรพันธ์	เอื้อไพบูรณ์	
ผศ.พิชัย	คูศิริวานิชกร	
ดร.สุพันธ์	ตั้งจิตกุศลมัน	
ดร.กิติพล	ชิตสกุล	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ 16 ตุลาคม 2545 เวลา 10.30-12.30 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร 12 ชั้น ชั้น 4 (ห้อง E12-404)

บัณฑิตวิทยาลัยรับรองแล้ว

 (รศ.ดร.บุญวัฒน์ อัคร)

คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

วันที่.....13.....เดือน.....ธันวาคม.....พ.ศ. 2545.....

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การบีบอัดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจในเวลาจริงโดยใช้การแปลงเวฟเล็ต
บน MCS-51

นักศึกษา

นายศักดิ์กษณ์ ค้ายดอกจันทร์

รหัสประจำตัว

42061310

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

พ.ศ.

2545

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์

ดร. กิติพล ชิตสกุล

บทคัดย่อ

จากปัญหาของผู้ป่วยโรคหัวใจขั้นเริ่มต้นที่จะเกิดอาการของโรคในเวลาที่ไม่แน่นอนทำให้ไม่สามารถที่จะทำการตรวจวัดเพื่อวินิจฉัยได้ ปัญหานี้สามารถคลี่คลายได้บ้างโดยการสร้างเครื่องวัดและบันทึกสัญญาณไฟฟ้าหัวใจแบบระบบติดตามตัว

ในงานวิจัยนี้ได้นำมาใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ชิปเดี่ยวตระกูล MCS-51 มาใช้เพื่อการบีบอัดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจในเวลาจริง ขั้นตอนการบีบอัดประกอบด้วยการแปลงเวฟเล็ต Thresholding, Scalar Quantization และการเข้ารหัสแบบ Zero Run-Length สามารถกระทำในแต่ละช่วงเวลาการแซมปลิง 2.77 ms โดยความสำเร็จขึ้นอยู่กับวิธีการจัดช่วงเวลาในการคำนวณการแปลงเวฟเล็ตที่ระดับความละเอียดต่างๆ ใหม่อ่างเหมาะสม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	Real Time ECG Compression Technique using Wavelet Transform on MCS-51
Student	Mr. Sakapan Claydokjan
Student ID.	42061310
Degree	Master of Engineering
Programme	Electronics Engineering
Year	2000
Thesis Advisor	Dr. Kitipol Chitsakul

ABSTRACT

For the heart disease patient symptoms occur in the unpredictable manner. Thus, it is difficult for physicians to perform diagnose electrocardiogram (ECG) over a long period of time. To record the irregular, a mobile ECG recorder is needed.

In this research we propose the ECG recorder implemented with real time data compression using a single chip microcontroller of MCS-51 family. The implemented algorithm is based on the wavelet transform, thresholding, scalar quantization and the zero run-length coding. All those processes are taken place in the sampling intervals of 2.77 mS. The new arrangement of the wavelet transform computation in any resolution levels is the key of success in implementation of those processes.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

การจัดทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้รับความสำเร็จไปด้วยดีเนื่องจากได้รับการสนับสนุนและกำลังใจจากบุคคลหลายฝ่าย ผู้เขียนขอขอบพระคุณคุณพ่อ คุณแม่และครอบครัวที่คอยให้การสนับสนุนและกำลังใจมาโดยตลอด

ขอขอบพระคุณ ดร. กิตติพล ชิตสกุล ในฐานะอาจารย์ที่ปรึกษาที่คอยให้แนวความคิด คำแนะนำ ปรึกษาและดูแลเอาใจใส่ตลอดมาที่คอยให้การดูแลและผลักดันให้มีกำลังใจในการทำงาน

ขอขอบพระคุณอาจารย์ทุกท่านที่อบรมสั่งสอนและให้ความรู้

ขอขอบคุณ รศ. นพ. ศุภชัย วัฒนทรัพย์ หัวหน้าหน่วย CCU โรงพยาบาลรามาที่ได้สละเวลาอันมีค่าในการให้คำแนะนำและออกความคิดเห็นในงานวิจัยนี้

ขอขอบคุณ คุณชาญฤทธิ์ ยศสันติกุล, คุณอรรรถพล ระโหฐาน และเพื่อน ๆ ทุกคนที่คอยช่วยเหลือในสิ่งต่าง ๆ ทำยสุดขอขอบคุณบัณฑิตวิทยาลัยและสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังวิทยาเขตชุมพรที่ให้ทุนสนับสนุนการทำวิทยานิพนธ์ครั้งนี้

สักกะพันธ์ คล้ายดอกจันทร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	VI
สารบัญรูป	VII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย	1
1.3 ขอบเขตของการวิจัยและ โครงร่างของวิทยานิพนธ์	2
บทที่ 2 ทฤษฎีการวัดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ	4
2.1 แบบจำลองของแหล่งกำเนิดสัญญาณ ไฟฟ้าหัวใจ	4
2.2 การวัดสัญญาณ ไฟฟ้าหัวใจ	5
2.3 ลักษณะและคุณสมบัติของสัญญาณ ไฟฟ้าหัวใจ	8
2.4 การออกแบบเครื่องวัดสัญญาณ ไฟฟ้าหัวใจ	10
บทที่ 3 ทฤษฎีเวฟเล็ต	13
3.1 ทฤษฎีพื้นฐานของการแปลงเวฟเล็ต	13
3.2 การแปลงเวฟเล็ตเต็มหน่วย	20
3.3 การแปลงกลับเวฟเล็ตเต็มหน่วย	22
3.4 ตระกูลของออโรนอร์มัลเวฟเล็ต	24
3.5 The Fast Daubechies Wavelet Transform	33
บทที่ 4 หลักการพื้นฐานของการลดขนาดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ	35
4.1 วิธีการลดขนาดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ	35
4.2 มาตรฐานในการวัดประสิทธิภาพสัญญาณ ไฟฟ้าหัวใจ	45

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
4.3 ตัวอย่างของการลดขนาดข้อมูลคลื่นไฟฟ้าหัวใจโดยใช้การแปลงเวฟเล็ต.....	45
บทที่ 5 วิธีการลดขนาดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจโดยใช้การแปลงเวฟเล็ตในเวลาจริงบน	
MCS-51	49
5.1 กระบวนการลดขนาดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจโดยใช้การแปลงเวฟเล็ต.....	49
5.2 การออกแบบกระบวนการบน MCS-51 ในการลดขนาดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ.....	54
บทที่ 6 ผลการทดลอง.....	58
บทที่ 7 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	90
เอกสารอ้างอิง.....	92
ภาคผนวก ก รายละเอียดของสัญญาณไฟฟ้าหัวใจที่ใช้ในการทดลอง.....	93
ภาคผนวก ข ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์	100
ประวัติผู้เขียน.....	101

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1 แสดงผลตอบสนองอิมพัลส์ $h_0(n)$ ของเวฟเล็ตตระกูล Daubechies โดยมีค่า NVM เป็น 4, 6, 8, 10 และ 12...	25
3.2 แสดงผลตอบสนองอิมพัลส์ $h_0(n)$ ของเวฟเล็ตตระกูล Daubechies โดยมีค่า NVM เป็น 14, 16, 18, 20 และ 22.....	26
3.3 แสดงผลตอบสนองอิมพัลส์ $h_0(n)$ ของเวฟเล็ตตระกูล Symmlet โดยที่มีค่า NVM เป็น 4, 6, 8, 10 และ 12.....	27
3.4 แสดงผลตอบสนองอิมพัลส์ $h_0(n)$ ของเวฟเล็ตตระกูล Symmlet โดยที่มีค่า NVM เป็น 14, 16, 18, 20 และ 22.....	28
3.5 แสดงผลตอบสนองอิมพัลส์ $h_0(n)$ ของเวฟเล็ตตระกูล Coiflet โดยที่มีค่า NVM เป็น 2, 4, 6, 8 และ 10.....	29
6.1 แสดงค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ $h_0(n)$ ที่แทนด้วยตัวเลขฐานสิบหกขนาด 16 บิต.....	58
6.2 แสดงความผิดพลาดเฉลี่ยของการแปลงเวฟเล็ตด้วยผลตอบสนองอิมพัลส์บนโปรแกรม Mathematica กับผลตอบสนองอิมพัลส์ที่แทนด้วยเลขฐานสิบหกขนาด 16 บิต ที่ระดับความละเอียดต่างๆ.....	60
6.3 แสดงค่า PRD ของสัญญาณไฟฟ้าหัวใจที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลด้วยการควอนไทซ์ด้วย step size ที่แตกต่างกัน.....	61
6.4 แสดงค่า CR ของสัญญาณไฟฟ้าหัวใจที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลด้วยการควอนไทซ์ด้วย step size ที่แตกต่างกัน.....	62

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 แสดงแบบจำลองแหล่งกำเนิดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจของอินโทรเฟน.....	4
2.2 แสดงวิธีการวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจแบบ Standard Limb Lead.....	6
2.3 แสดงวิธีการวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจแบบ Augmented Limb Lead.....	6
2.4 แสดงวิธีการวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจแบบ Unipolar Chest Lead.....	7
2.5 แสดงตำแหน่งการติดขั้ววัดบนหน้าอกของวิธีการวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจแบบ Unipolar Chest Lead V_1 ถึง V_6	7
2.6 แสดงตัวอย่างคลื่นไฟฟ้าหัวใจแบบ Unipolar Chest Lead V_1 ถึง V_6 และตำแหน่งการติดขั้ววัดบนหน้าอกโดยมองภาพตัดขวางของลำตัว.....	7
2.7 ตำแหน่งการติดขั้ววัดไฟฟ้าของวิธีการวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจเพื่อการมอนิเตอร์.....	8
2.8 แสดงสัญญาณไฟฟ้าหัวใจของคนปกติ.....	9
2.9 แสดงช่วงความถี่ของสัญญาณไฟฟ้าหัวใจสำหรับการประยุกต์ใช้งานแบบต่างๆ.....	9
2.10 แสดงบล็อกไดโอดเกรมของวงจรวัดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ.....	11
2.11 แสดงวงจรวัดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ.....	12
3.1 แสดงรูปคลื่น Sine และ Daubechies Wavelet.....	14
3.2 แสดงสเปซย่อย V_j ใน $L^2(R)$ ตามนิยามของการวิเคราะห์แบบมัลติรีโซลูชัน.....	15
3.3 แสดงสเปซย่อย W_j ใน $L^2(R)$	16
3.4 แสดง Harr และ Triangle Scaling Function.....	18
3.5 แสดง Harr และ Triangle Wavelet Function.....	19
3.6 แสดง Two-Band Analysis Filter Bank ของการแปลงเวฟเล็ตจากระดับความละเอียด $j+1$ ไปยังระดับความละเอียด j	21
3.7 แสดง Two-Band Analysis Filter Bank ของการแปลงเวฟเล็ตจากระดับความละเอียด j ไปยังระดับความละเอียด $j-1$	21
3.8 แสดง Frequency Bands ของการแปลงเวฟเล็ตจากระดับความละเอียด j ไปยังระดับความละเอียด $j-1$	21
3.9 แสดง Frequency Bands ของการแปลงเวฟเล็ตจากระดับความละเอียด j ไปยังระดับความละเอียด $j-2$	22

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.10 แสดง Two-Band Synthesis Filter Bank ของการแปลงกลับเวฟเล็ตจากระดับความละเอียด j ไปยังระดับความละเอียด $j+1$	23
3.11 แสดง Octave-Band Synthesis Filter Bank ของการแปลงกลับเวฟเล็ตจากระดับความละเอียด $j-J$ ไปยังระดับความละเอียด j	23
3.12 แสดง Scaling function และ wavelet function ตระกูล Daubechies.....	30
3.13 แสดง Scaling function และ wavelet function ตระกูล Symmlet.....	31
3.14 แสดง Scaling function และ wavelet function ตระกูล Coiflet.....	32
4.1 ตัวอย่างการเข้ารหัสฮัฟแมน.....	38
4.2 แสดงการแบ่งช่วงของความน่าจะเป็นของการเข้ารหัสเลขคณิตเมื่อมีข้อมูลอินพุต 3	39
4.3 แสดงการควอนไทซ์แบบยูนิฟอร์มแบบ Symmetric.....	43
4.4 แสดงการควอนไทซ์แบบยูนิฟอร์ม.....	43
4.5 แสดงกระบวนการลดขนาดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจที่นำเสนอโดย [6].....	46
4.6 แสดงการทำงานของ A/D Card ในลักษณะของ Double Buffer Cyclic Mode.....	46
4.7 แสดงการเปรียบเทียบผลการทดลองกระบวนการลดขนาดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจที่ใช้การแปลงเวฟเล็ตกับการใช้ DCT.....	47
4.8 กระบวนการลดข้อมูลคลื่นไฟฟ้าหัวใจ โดยใช้เวฟเล็ตที่เกิดที่นำเสนอโดย [5].....	47
4.9 เปรียบเทียบประสิทธิภาพการลดข้อมูลคลื่นไฟฟ้าหัวใจของคนปกติระหว่างวิธีการแปลงเวฟเล็ตที่เกิดที่กับวิธีการแปลงเวฟเล็ตเต็มหน่วย เมื่อใช้เวฟเล็ตชนิด Coiflet 3 Symmlet 7 และ Daubechies 12	48
4.10 เปรียบเทียบประสิทธิภาพการลดข้อมูลคลื่นไฟฟ้าหัวใจจากคนปกติระหว่างวิธีการแปลงเวฟเล็ตที่เกิดที่กับวิธีการแปลงโคซายน์เต็มหน่วย.....	48
5.1 แสดงกระบวนการลดขนาดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจโดยใช้การแปลงเวฟเล็ต.....	49
5.2 แสดงการจับคู่การคำนวณการแปลงเวฟเล็ตที่ระดับความละเอียด $j-0$ กับระดับความละเอียด $j-J$	51
5.3 แสดงพลวัตรของการจัดการควอนไทซ์และการเข้ารหัส Zero Run-Length ในช่วงเวลา 1 การแซมปลิงที่ระดับความละเอียด $j-1$	52

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับอาจารย์งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.4 แสดงการจัดการคำนวณการแปลงเวฟเล็ท, การควอนไทซ์, thresholding และการเข้ารหัส Zero-Run Length ในระหว่างการแซมปลิง.....	53
5.5 แสดงกระบวนการสร้างสัญญาณกลับคืน.....	54
5.6 แสดงวงจรที่ใช้ในการประมวลผลและเก็บบันทึกรหัสสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ.....	55
6.1 เวลาที่ใช้ประมวลผลในระหว่างการแซมปลิง.....	59
6.2 แสดงประสิทธิภาพการลดขนาดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจของสัญญาณไฟฟ้าหัวใจที่แตกต่างกันด้วยค่า PRD.....	63
6.3 แสดงประสิทธิภาพการลดขนาดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจของสัญญาณไฟฟ้าหัวใจที่แตกต่างกันด้วยค่า CR.....	63
6.4 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ record 103 ต้นแบบกับสัญญาณที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลโดยใช้การควอนไทซ์ด้วยค่า step size เท่ากับ 8 (รูปบน) และความแตกต่างของทั้ง 2 สัญญาณ (รูปล่าง).....	64
6.5 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ record 103 ต้นแบบกับสัญญาณที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลโดยใช้การควอนไทซ์ด้วยค่า step size เท่ากับ 16 (รูปบน) และความแตกต่างของทั้ง 2 สัญญาณ (รูปล่าง).....	64
6.6 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ record 103 ต้นแบบกับสัญญาณที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลโดยใช้การควอนไทซ์ด้วยค่า step size เท่ากับ 24 (รูปบน) และความแตกต่างของทั้ง 2 สัญญาณ (รูปล่าง).....	65
6.7 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ record 103 ต้นแบบกับสัญญาณที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลโดยใช้การควอนไทซ์ด้วยค่า step size เท่ากับ 32 (รูปบน) และความแตกต่างของทั้ง 2 สัญญาณ (รูปล่าง).....	65
6.8 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ record 103 ต้นแบบกับสัญญาณที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลโดยใช้การควอนไทซ์ด้วยค่า step size เท่ากับ 40 (รูปบน) และความแตกต่างของทั้ง 2 สัญญาณ (รูปล่าง).....	66
6.9 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ record 103 ต้นแบบกับสัญญาณที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลโดยใช้การควอนไทซ์ด้วยค่า step size เท่ากับ 48 (รูปบน) และความแตกต่างของทั้ง 2 สัญญาณ (รูปล่าง).....	66

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.37 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณ ไฟฟ้าหัวใจ record x300 ต้นแบบกับสัญญาณ ที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูล โดยการใช้การควอนไทซ์ด้วยค่า step size เท่ากับ 32 (รูปบน) และความแตกต่างของทั้ง 2 สัญญาณ (รูปล่าง)	80
6.38 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณ ไฟฟ้าหัวใจ record x300 ต้นแบบกับสัญญาณ ที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูล โดยการใช้การควอนไทซ์ด้วยค่า step size เท่ากับ 40 (รูปบน) และความแตกต่างของทั้ง 2 สัญญาณ (รูปล่าง)	81
6.39 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณ ไฟฟ้าหัวใจ record x300 ต้นแบบกับสัญญาณ ที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูล โดยการใช้การควอนไทซ์ด้วยค่า step size เท่ากับ 40 (รูปบน) และความแตกต่างของทั้ง 2 สัญญาณ (รูปล่าง)	81
6.40 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณ ไฟฟ้าหัวใจ record 103 ต้นแบบกับสัญญาณ ที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูล 2 บล็อกมาต่อกัน โดยไม่ซ้อนทับกัน	82
6.41 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณ ไฟฟ้าหัวใจ record 103 ต้นแบบกับสัญญาณ ที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูล 2 บล็อกมาต่อกัน โดยซ้อนทับกัน	83
6.42 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณ ไฟฟ้าหัวใจ record x119 ต้นแบบเมื่อรวมสัญญาณ รบกวน 50 Hz ขนาด 0.5 % ของสัญญาณ ไฟฟ้าหัวใจกับสัญญาณที่ผ่านกระบวนการลด ขนาดข้อมูล โดยใช้อานควอนไทซ์ด้วย step size เท่ากับ 24.....	84
6.43 หัวใจ record x119 ต้นแบบเมื่อรวมสัญญาณรบกวน 50 Hz ขนาด 1 % ของสัญญาณ ไฟฟ้า หัวใจกับสัญญาณที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูล โดยการใช้การควอนไทซ์ด้วย step size เท่ากับ 24 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณ ไฟฟ้า.....	85
6.44 แสดงประสิทธิภาพการลดขนาดข้อมูลสัญญาณ ไฟฟ้าหัวใจ record x119 เมื่อรวมสัญญาณ รบกวน 50 Hz ด้วยขนาด 0.5 % และ 1 % โดยการใช้การควอนไทซ์ด้วย step size เท่ากับ 24	85
6.45 แสดงรูปสัญญาณ ไฟฟ้าหัวใจ Record 200 ที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูล โดยใช้เครื่อง บันทึกและบีบอัดสัญญาณ ไฟฟ้าหัวใจในเวลาจริงบน MCS-51.....	86
6.46 แสดงรูปสัญญาณ ไฟฟ้าหัวใจ Record x119 ที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูล โดยใช้เครื่อง บันทึกและบีบอัดสัญญาณ ไฟฟ้าหัวใจในเวลาจริงบน MCS-51.....	87
6.47 แสดงรูปสัญญาณ ไฟฟ้าหัวใจ Record 202 ที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูล โดยใช้เครื่อง บันทึกและบีบอัดสัญญาณ ไฟฟ้าหัวใจในเวลาจริงบน MCS-51.....	87

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.48 แสดงรูปสัญญาณไฟฟ้าหัวใจวัดที่ตำแหน่ง V_2 ของการวัดแบบ Unipolar Chest Lead โดยใช้เครื่องบันทึกและบิบอัดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจในเวลาจริง.....	88
6.49 แสดงรูปสัญญาณไฟฟ้าหัวใจวัดที่ตำแหน่ง Lead II ของการวัดแบบ Bipolar Chest Lead โดยใช้เครื่องบันทึกและบิบอัดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจในเวลาจริง	88
6.50 แสดงเครื่องบันทึกและบิบอัดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ.....	89



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไปว่ากรณใดวาท์อื่น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันได้มีการนำเอาคอมพิวเตอร์มาเก็บบันทึกสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ ซึ่งจะทำให้สะดวกในการจัดเก็บและค้นหาข้อมูล และได้้นำกระบวนการลดขนาดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจมาใช้เพื่อช่วยลดปัญหาการใช้พื้นที่หน่วยความจำ เพราะว่าในการบันทึกสัญญาณไฟฟ้าหัวใจระบบดิจิทัลโดยตรงที่อัตราการสุ่มสูง ๆ จะต้องใช้พื้นที่หน่วยความจำเป็นจำนวนมาก และได้มีการนำการแปลงเวฟเล็ดมาใช้ในการลดขนาดข้อมูลซึ่ง [5, 6] ได้แสดงให้เห็นว่าสามารถใช้กับสัญญาณไฟฟ้าหัวใจได้อย่างมีประสิทธิภาพเมื่อเทียบกับการแปลงโคไซน์เต็มหน่วย แต่ [5, 6] ได้ใช้คอมพิวเตอร์ในการลดขนาดข้อมูลซึ่งไม่ได้กระทำในเวลาจริงในขณะที่เก็บข้อมูล ถึงแม้ว่าจะให้ผลของการลดขนาดข้อมูลที่น่าพอใจเพียงใด ขนาดของระบบโดยรวมที่ฟังก์ชันคอมพิวเตอร์เข้าไป จะทำให้มีข้อจำกัดในการใช้งานจริง โดยเฉพาะในระบบที่ต้องเคลื่อนย้าย เช่นระบบที่ใช้ติดตามตัวเป็นต้น ระบบวัดและบันทึกคลื่นไฟฟ้าหัวใจแบบติดตามตัวมีประโยชน์อย่างยิ่งในผู้ป่วยโรคหัวใจชั้นเริ่มต้นที่อาจจะเกิดอาการของโรคในเวลาที่ไม่แน่นอน วิทยานิพนธ์นี้จะได้นำเสนอเทคนิคที่สามารถใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 มาใช้ในการลดขนาดข้อมูลโดยการแปลงเวฟเล็ด Thresholding, Scalar Quantization และการเข้ารหัสแบบ Zero Run-length ซึ่งกระบวนการดังกล่าวสามารถจะดำเนินการในช่วงการสุ่มสัญญาณ เมื่อนำหลักการลดขนาดข้อมูลดังกล่าวไปใช้ในเครื่องบันทึกสัญญาณไฟฟ้าหัวใจแบบติดตามตัว ช่วงเวลาในการบันทึกจะถูกกำหนดโดยหน่วยความจำและความถูกต้องของสัญญาณที่สร้างกลับ กล่าวคือถ้ากำหนดความเพี้ยนของสัญญาณสร้างกลับสูงจะทำให้ค่า Compression Ratio มีค่าสูงซึ่งจะทำให้สามารถบันทึกสัญญาณได้นานขึ้น

1.2 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย

วัตถุประสงค์ของงานวิจัยสามารถสรุปเป็นข้อๆ ได้ดังนี้

1. เพื่อนำเสนอวิธีการลดขนาดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจโดยใช้วิธีการแปลงเวฟเล็ดในเวลาจริงบน MCS-51
2. เพื่อเป็นแนวทางในการสร้างเครื่องวัดและบันทึกสัญญาณไฟฟ้าหัวใจแบบติดตามตัว
3. เพื่อเป็นแนวทางให้กับผู้ที่สนใจการลดขนาดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจได้ศึกษาและพัฒนาให้ดียิ่งขึ้นต่อไป

1.3 ขอบเขตของงานวิจัยและโครงสร้างของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการลดขนาดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจในเวลาจริงโดยการแปลงเวฟเล็ต และใช้ MCS-51 ในการประมวลผล โดยได้ให้รายละเอียดของทฤษฎีและการสร้างและทำการทดสอบสัญญาณไฟฟ้าหัวใจเพียง Lead เดียวบนเครื่องบันทึกสัญญาณไฟฟ้าหัวใจแบบติดตามตัวที่ได้สร้างขึ้นมา วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ประกอบด้วยเนื้อหาทั้งหมด 7 บทดังนี้

บทที่ 1 บทนำ

กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ของงานวิจัยและเนื้อหาของวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 ทฤษฎีการวัดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ

กล่าวถึงการวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจในรูปแบบต่างๆ ลักษณะและคุณสมบัติของสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ เงื่อนไขในการสร้างวงจรวัดและขยายสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ

บทที่ 3 ทฤษฎีการแปลงเวฟเล็ต

กล่าวถึงการวิเคราะห์สัญญาณด้วยเวฟเล็ต การแปลงเวฟเล็ตแบบเต็มหน่วย การแปลงกลับ เวฟเล็ตเต็มหน่วย และการแปลงเวฟเล็ตตระกูล Duabechies แบบเร็ว

บทที่ 4 หลักการพื้นฐานของการลดขนาดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ

กล่าวถึงทฤษฎีของการลดข้อมูลในรูปแบบต่างๆ การลดข้อมูลที่ไม่มีการสูญเสียเช่นการเข้ารหัสรัน-เลนส์ การเข้ารหัสฮัฟแมน การเข้ารหัสเลขคณิต เป็นต้นและรูปแบบการลดข้อมูลที่มีการสูญเสียเช่น การแปลงฟูเรียร์และการแปลงโคซายน์เต็มหน่วย เป็นต้น มาตรฐานในการวัดประสิทธิภาพการลดขนาดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ และตัวอย่างของการลดขนาดข้อมูลคลื่นไฟฟ้าหัวใจโดยใช้การแปลงเวฟเล็ต

บทที่ 5 วิธีการลดขนาดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจโดยใช้การแปลงเวฟเล็ตในเวลาจริงบน MCS-51

กล่าวถึงกระบวนการลดขนาดข้อมูลคลื่นไฟฟ้าหัวใจโดยใช้เวฟเล็ตในเวลาจริง และการออกแบบกระบวนการบน MCS-51 ในการลดขนาดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่อนุญาตให้นำออกทั้งต้นฉบับหรือทำสำเนาให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6 ผลการทดลอง

กล่าวถึงการทดสอบอัลกอริทึมการลดขนาดข้อมูลและวัดประสิทธิภาพคลื่นไฟฟ้าหัวใจที่ได้
 ออกแบบขึ้น โดยใช้สัญญาณไฟฟ้าหัวใจจากฐานข้อมูล MIT-BIH เพื่อแสดงประสิทธิภาพการลด
 ขนาดข้อมูลของอัลกอริทึมที่ได้นำเสนอ

บทที่ 7 สรุปผลการทดลองและแนวทางการพัฒนา

ในบทนี้จะกล่าวถึงผลสรุปของงานวิจัย ปัญหาและแนวทางแก้ไข



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 การวัดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ

การวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจสามารถกระทำได้ 2 รูปแบบคือการวัดแบบเวกเตอร์คาร์ดิโอกราฟ (Vectorcardiograph) และการวัดแบบอิเล็กโตรคาร์ดิโอกราฟ (Electrocardiograph) การวัดแบบเวกเตอร์คาร์ดิโอกราฟ คือการวัดการเปลี่ยนแปลงขนาดของเวกเตอร์ของความต่างศักย์ที่เกิดขึ้น บนแกนหนึ่งเทียบกับอีกแกนหนึ่ง โดยพิจารณาจาก 3 แกนที่ตั้งฉากกัน สัญญาณที่เกิดขึ้นนี้เรียกว่าเวกเตอร์คาร์ดิโอแกรม (Vectorcardiogram: VCG) ซึ่งมีอยู่ด้วยกัน 3 ระนาบคือ ระนาบที่มองทางด้านหน้า ด้านซ้าย และด้านบน การวัดวิธีนี้จำเป็นต้องอ้างอิงตำแหน่งในการวัดมาก การสร้างอุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดค่อนข้างยุ่งยาก ซับซ้อน และสัญญาณที่วัดได้จำเป็นต้องใช้แพทย์ผู้เชี่ยวชาญในการวินิจฉัย ส่วนการวัดแบบอิเล็กโตรคาร์ดิโอกราฟ คือการวัดการเปลี่ยนแปลงขนาดเวกเตอร์ของความต่างศักย์ที่เกิดขึ้นในแนวแกนใดๆเทียบกับเวลา สัญญาณที่เกิดขึ้นเรียกว่าอิเล็กโตรคาร์ดิโอแกรม (Electrocardiogram : ECG) การวัดวิธีนี้อ้างอิงตำแหน่งในการวัดไม่มากนัก การสร้างอุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดไม่ยุ่งยากซับซ้อน สามารถเลือกวัดสัญญาณเพื่อการวินิจฉัยได้หลายๆแบบ และสามารถวินิจฉัยได้ง่าย ปัจจุบันเป็นที่นิยมใช้กันอย่างกว้างขวาง

การวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจแบบอิเล็กโตรคาร์ดิโอกราฟเพื่อการวินิจฉัยโรคเกี่ยวกับระบบการทำงานของหัวใจสามารถแบ่งตามจุดประสงค์ของการวัดได้ 2 ประเภทคือ การวัดเพื่อการวินิจฉัยคนไข้ข้างเตียงแบบมาตรฐาน (Standard Clinical ECG) และการวัดเพื่อการมอนิเตอร์ (Monitoring ECG)

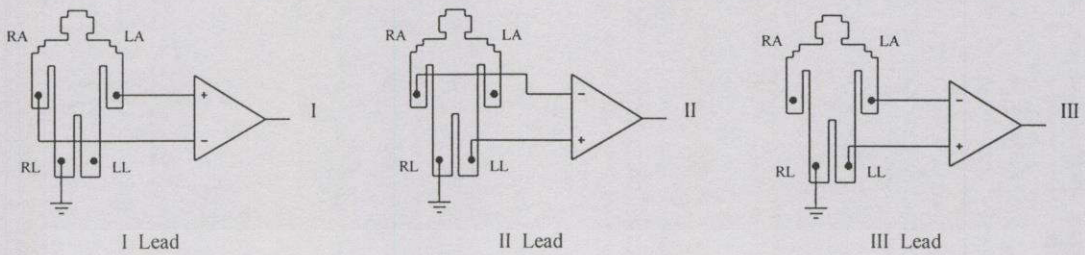
2.3.1 การวัดเพื่อการวินิจฉัยคนไข้ข้างเตียงแบบมาตรฐาน

การวัดเพื่อการวินิจฉัยคนไข้ข้างเตียงแบบมาตรฐานนั้น เป็นการวัดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจสำหรับผู้ป่วยเพื่อการวินิจฉัยโดยละเอียด โดยตำแหน่งที่ทำการวัดสัญญาณได้ถูกกำหนดไว้เป็นมาตรฐานแล้ว แพทย์ผู้เชี่ยวชาญนิยมนำบันทึกสัญญาณที่วัดด้วยวิธีนี้เพื่อการวินิจฉัยโดยละเอียดต่อไป วิธีการวัดเพื่อการวินิจฉัยคนไข้ข้างเตียงแบบมาตรฐานสามารถแบ่งออกได้เป็น 3 วิธีคือ วิธีการวัดแบบ Standard Limb Lead วิธีการวัดแบบ Augmented Limb Lead และวิธีการวัดแบบ Unipolar Chest Lead ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังนี้

2.3.1.1 วิธีการวัดแบบ Standard Limb Lead

วิธีการวัดแบบ Standard Limb Lead หรือเรียกอีกชื่อหนึ่งว่าแบบ Bipolar Limb Lead เป็นมาตรฐานการวัดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจอย่างง่าย ประกอบไปด้วย Lead I, Lead II และ Lead III การวัดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจแบบ Standard Limb Lead นั้นไม่จำเป็นต้องวัดทุกสัญญาณ สามารถทำการวัดเพียง 2 สัญญาณเพื่อคำนวณสัญญาณที่เหลือได้ แต่ในทางปฏิบัติจะทำการวัด

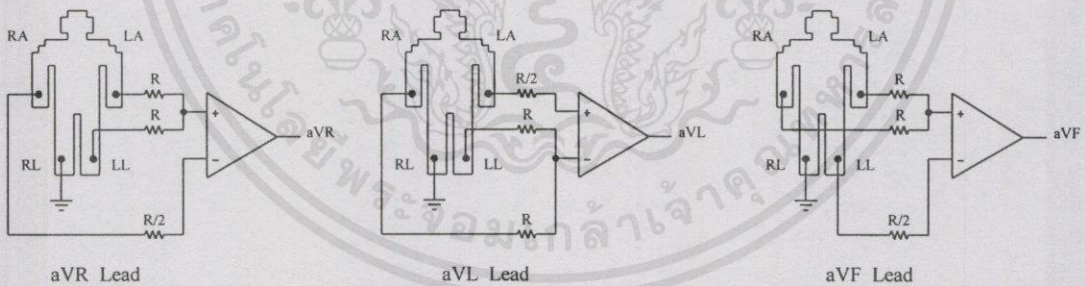
คลื่นไฟฟ้าหัวใจแบบ Standard Limb Lead ทั้ง Lead I, Lead II และ Lead III โดยการติดขั้ววัดของ
วงจรรขยายความแตกต่างดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 แสดงวิธีการวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจแบบ Standard Limb Lead

2.3.1.2 วิธีการวัดแบบ Augmented Limb Lead

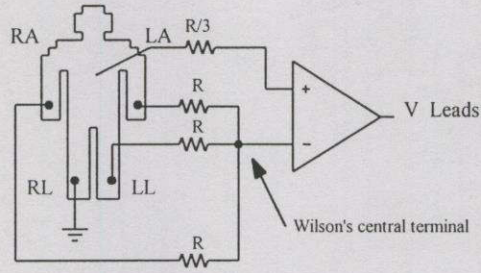
วิธีการวัดแบบ Augmented Limb Lead หรือเรียกอีกชื่อหนึ่งว่าแบบ Unipolar Limb Lead เป็นวิธีการวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจที่ประกอบด้วย Lead aVR, Lead aVL และ Lead aVF ดังรูปที่ 2.3 สำหรับการวัดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจแบบ Augmented Limb Lead ในทางปฏิบัติจะมีตัวต้านทานค่า $R/2$ ต่อที่ขั้วบวกของวงจรรขยายความแตกต่างซึ่งมีไว้เพื่อสมดุลค่าความต้านทานที่อินพุทของวงจรรขยายความแตกต่างและให้ค่า Common Mode Rejection Ratio (CMRR) ที่ดีที่สุด



รูปที่ 2.3 แสดงวิธีการวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจแบบ Augmented Limb Lead

2.3.1.3 วิธีการวัดแบบ Unipolar Chest Lead

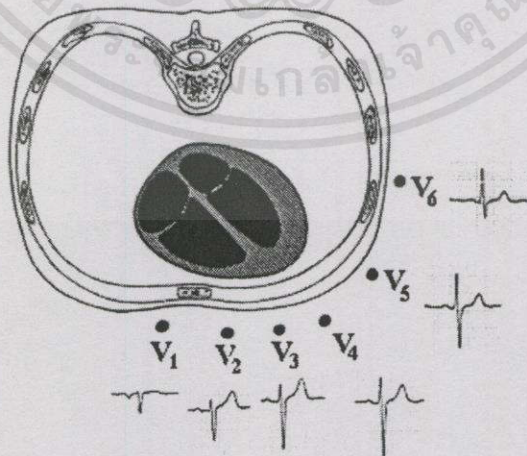
วิธีการวัดแบบ Unipolar Chest Lead เป็นการวัดขนาดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจระหว่างตำแหน่งใดๆบนหน้าอก (ขั้ววัดบวก) เทียบค่าเฉลี่ยของความต่างศักย์ของตำแหน่ง RA, LA และ LL โดยสามารถแสดงวิธีการวัดในทางปฏิบัติได้ในรูปที่ 2.4 การวัดด้วยวิธีนี้ประกอบด้วย 6 Lead มาตรฐานคือ Lead V_1 ถึง V_6 ซึ่งก็คือการกำหนดตำแหน่งของขั้ววัดบวกอยู่ในตำแหน่งต่างๆบริเวณหน้าอก 6 ตำแหน่งแสดงในรูปที่ 2.5 และรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.4 แสดงวิธีการวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจแบบ Unipolar Chest Lead



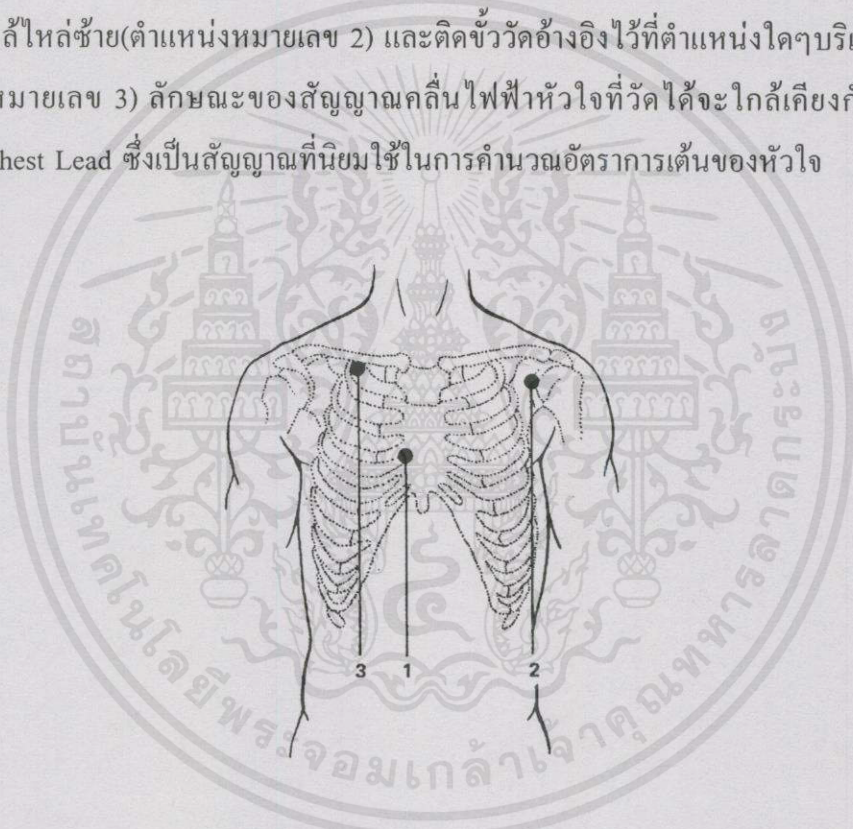
รูปที่ 2.5 แสดงตำแหน่งการติดขั้ววัดบนหน้าอกของวิธีการวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจแบบ Unipolar Chest Lead V_1 ถึง V_6



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
รูปที่ 2.6 แสดงตัวอย่างคลื่นไฟฟ้าหัวใจแบบ Unipolar Chest Lead V_1 ถึง V_6 และตำแหน่งการติด
ขั้ววัดบนหน้าอกโดยมองภาพตัดขวางของลำตัว

2.3.2 การวัดเพื่อการมอนิเตอร์

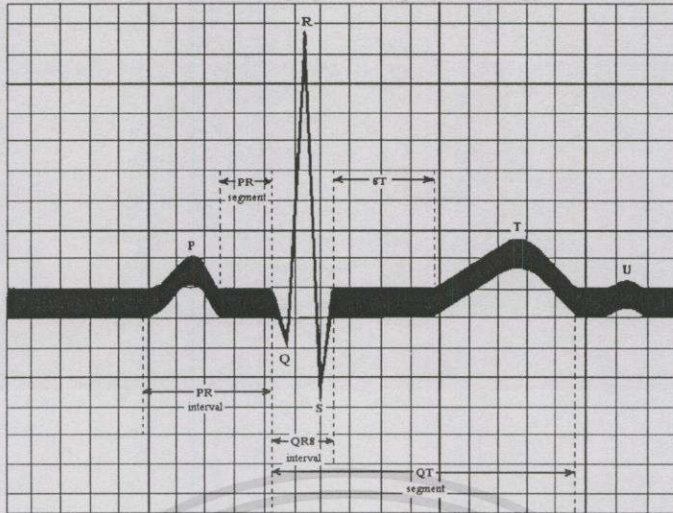
การวัดเพื่อการมอนิเตอร์มีจุดประสงค์เพื่อใช้ในการวัดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจจากผู้ป่วยฉุกเฉิน หรือผู้ป่วยที่มีการเคลื่อนที่บ่อย ทั้งนี้เพื่อเป็นการพิจารณาจังหวะและอัตราการเต้นของหัวใจของผู้ป่วยเป็นหลัก ดังนั้นตำแหน่งที่ทำการวัดสัญญาณจึงควรเป็นตำแหน่งที่สามารถให้ขนาดคลื่น R ที่แรง เพื่อให้อัตราส่วนของสัญญาณไฟฟ้าหัวใจต่อสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio : S/N) มีค่าสูง ทำให้สามารถวินิจฉัยจังหวะและอัตราการเต้นหัวใจของผู้ป่วยได้อย่างถูกต้อง เอกสารอ้างอิง [7] ได้แนะนำตำแหน่งของการวัดเพื่อการมอนิเตอร์ไว้ แสดงในรูปที่ 2.7 โดยติดขั้ววัดบวกไว้ที่ตำแหน่ง V_1 ของ Unipolar Chest Lead (ตำแหน่งหมายเลข 1) ติดขั้ววัดลบไว้ที่ตำแหน่งใกล้ไหล่ซ้าย (ตำแหน่งหมายเลข 2) และติดขั้ววัดอ้างอิงไว้ที่ตำแหน่งใต้วงแขนหน้าอก (ตำแหน่งหมายเลข 3) ลักษณะของสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจที่วัดได้จะใกล้เคียงกับ V_1 ของ Unipolar Chest Lead ซึ่งเป็นสัญญาณที่นิยมใช้ในการคำนวณอัตราการเต้นหัวใจ



รูปที่ 2.7 แสดงตำแหน่งการติดขั้ววัดไฟฟ้าของวิธีการวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจเพื่อการมอนิเตอร์

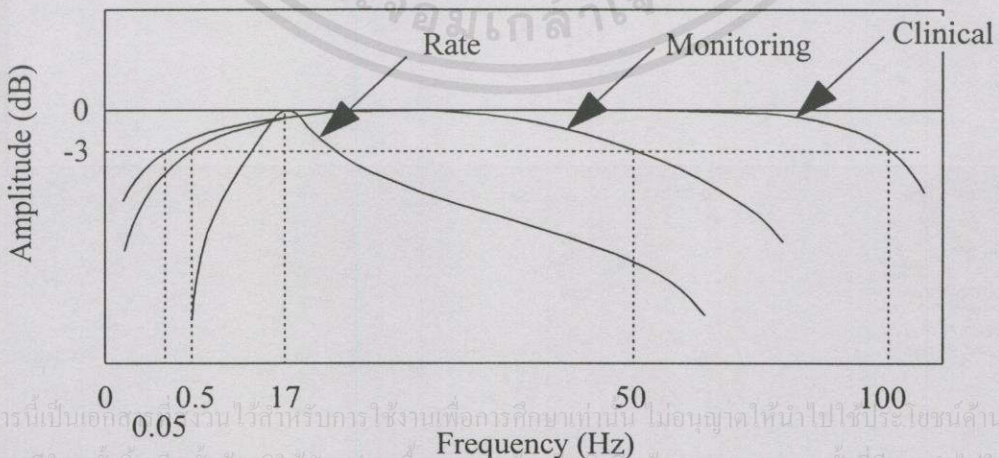
2.3 ลักษณะและคุณสมบัติของสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ

รูปคลื่นสัญญาณไฟฟ้าหัวใจที่ได้จาก Lead I ของคนปกติในหนึ่งรอบการทำงานของระบบหัวใจแสดงดังรูปที่ 2.8 ประกอบด้วยคลื่น P, QRS, T และ U แต่ละช่วงของรูปคลื่นจะสัมพันธ์กับการทำงานของระบบหัวใจซึ่งเป็นข้อมูลที่สำคัญในการวิเคราะห์ระบบการทำงานของหัวใจ ดังนั้นขนาดและช่วงเวลาระหว่างตำแหน่งสามารถบอกถึงสภาวะการทำงานของระบบหัวใจได้ สัญญาณไฟฟ้าหัวใจจะมีการเปลี่ยนแปลงของศักดาไฟฟ้าอยู่ในช่วง 0.5-5 mV แต่โดยปกติสัญญาณไฟฟ้าหัวใจที่วัดได้จากผู้ป่วยจะมีขนาดประมาณ 1 mV [7]



รูปที่ 2.8 แสดงสัญญาณไฟฟ้าหัวใจของคนปกติ

ความถี่ของสัญญาณไฟฟ้าหัวใจจะอยู่ในช่วงประมาณ 0.05-200 Hz แต่ในทางประยุกต์ใช้งานแบบต่างๆ จะใช้ช่วงความถี่ที่ต่างกันดังรูปที่ 2.9 [7] โดยสำหรับการบันทึกสัญญาณไฟฟ้าหัวใจของคนไข้ข้างเตียง ย่านความถี่ที่อุปกรณ์รับสัญญาณจากร่างกายควรตอบสนองความถี่ได้ในช่วง 0.05-100 Hz สำหรับการวัดเพื่อการมอนิเตอร์ ควรอุปกรณ์รับสัญญาณจากร่างกายควรตอบสนองความถี่ได้ในช่วง 0.05- 100 Hz และสำหรับการวัดอัตราการเต้นของหัวใจ (Heart Rate) สัญญาณที่ได้จากอุปกรณ์รับสัญญาณจากร่างกายควรตอบสนองความถี่ในช่วงกว้างแล้วนำมากรองความถี่แบบแบนด์พาส (Bandpass Filter) ที่มีความถี่ศูนย์กลาง (Center Frequency) อยู่ที่ 17 Hz ซึ่งเป็นการกรองเฉพาะคลื่น QRS เพื่อนำไปใช้ในการคำนวณอัตราการเต้นของหัวใจ



รูปที่ 2.9 แสดงช่วงความถี่ของสัญญาณไฟฟ้าหัวใจสำหรับการประยุกต์ใช้งานแบบต่างๆ

2.4 การออกแบบเครื่องวัดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ

หัวใจเปรียบเสมือนแหล่งกำเนิดไฟฟ้า ซึ่งศักดาไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจะกระจายออกจากขั้วบวกและลบไปตามส่วนต่างๆของร่างกายเกิดเป็นสัญญาณตามจังหวะการทำงานของระบบหัวใจ ดังนั้นจึงสามารถวัดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจที่ตกคร่อมระหว่างจุดใดๆบนผิวหนังของร่างกายได้โดยการติดอิเล็กโทรดบนผิวหนัง เนื่องจากสัญญาณไฟฟ้าหัวใจที่วัดได้ประมาณ 1 mV [7] ซึ่งมีขนาดต่ำมาก จึงต้องทำการขยายสัญญาณไฟฟ้าหัวใจนี้ก่อนและเนื่องจากสาเหตุของสัญญาณไฟฟ้าที่ใช้ตามบ้านความถี่ 50 Hz นั้นมีโอกาสที่เหนี่ยวนำเข้ามาพร้อมกับสัญญาณไฟฟ้าหัวใจได้ ในการออกแบบวงจรวัดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจจึงควรมีคุณสมบัติดังนี้

1. มีค่าอินพุทอิมพีแดนซ์สูงมาก

เนื่องจากการวัดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจโดยใช้การติดอิเล็กโทรดบนผิวหนัง จะทำให้เกิดความต้านทานขึ้นบริเวณรอยสัมผัสระหว่างอิเล็กโทรดกับผิวหนัง ซึ่งค่าความต้านทานนี้มีค่าสูงมาก ดังนั้นวงจรขยายจึงต้องมีค่าอินพุทอิมพีแดนซ์สูงกว่าความต้านทานระหว่างรอยสัมผัสระหว่างขั้วอิเล็กโทรดกับผิวหนังให้มากที่สุด เพื่อป้องกันการเสียดสมมูลย์ของวงจรซึ่งจะมีผลต่อการทำงานของวงจรขยาย

2. มีค่า Common Mode Rejection Ratio (CMRR) สูง

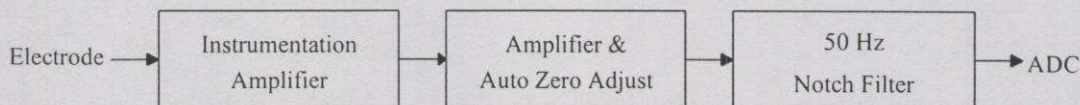
เนื่องจากสัญญาณไฟฟ้าหัวใจที่วัดได้จากขั้วอิเล็กโทรดมีค่าต่ำมากประมาณเพียง 1 mV [7] ดังนั้นสัญญาณอื่นๆ อาจจะสามารถเข้ามารบกวนได้ง่าย โดยเฉพาะอย่างยิ่งสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับความถี่ 50 Hz ที่ใช้ตามบ้านซึ่งอาจจะแทรกเข้ามาได้ทั้งทางร่างกาย ขั้วอิเล็กโทรดหรือสายสัญญาณ เป็นต้น ดังนั้นเพื่อป้องกันปัญหานี้วงจรขยายจึงต้องมีค่า Common Mode Rejection Ratio (CMRR) สูง เพราะว่า CMRR คืออัตราส่วนระหว่าง Differential Mode Gain กับ Common Mode Gain ดังนั้นจะทำการวัดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจในลักษณะดิฟเฟอเรนเชียลโหมด (Differential Mode) ซึ่งจะขยายสัญญาณที่เป็นความแตกต่างเท่านั้น ส่วนสัญญาณความถี่ 50 Hz จะเข้ามาในลักษณะคอมมอนโหมด (Common Mode) จะถูกขยายน้อยมากหรือไม่ถูกขยายเมื่อเทียบกับสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ แต่ในทางปฏิบัติยากที่จะกำจัดสัญญาณรบกวนความถี่ 50 Hz ออกได้หมด ทั้งนี้เนื่องจากความแตกต่างของขนาดและเฟสของสัญญาณ 50 Hz ที่เกิดขึ้นในแต่ละอินพุท ทำให้สัญญาณความถี่ 50 Hz สามารถแทรกเข้ามาในวงจรได้ดังนั้นภายในวงจรวัดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจจึงควรมีวงจรกรองความถี่ 50 Hz (Notch Filter) ป้องกันไว้เสมอ

3. ป้องกันอันตรายจากกระแสไฟรั่ว

เนื่องจากการวัดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจต้องใช้ขั้วอิเล็กโทรดสัมผัสกับผู้ป่วยโดยตรง ซึ่งถ้าหากมีกระแสไฟรั่วไหลออกมาในปริมาณที่มากพอ ก็อาจเป็นอันตรายกับผู้ป่วยได้ ดังนั้นจึงควรมีการแยกกราวด์ของเครื่องมือวัดออกจากส่วนของวงจรขยายสัญญาณภาคแรก

4. ตอบสนองความถี่ต่ำได้ดี

เนื่องจากสัญญาณไฟฟ้าหัวใจมีความถี่ต่ำถึง 0.05 Hz ดังนั้นวงจรขยายจะต้องตอบสนองความถี่ต่ำได้ดี



รูปที่ 2.10 แสดงบล็อกไดอแกรมของวงจรวัดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ

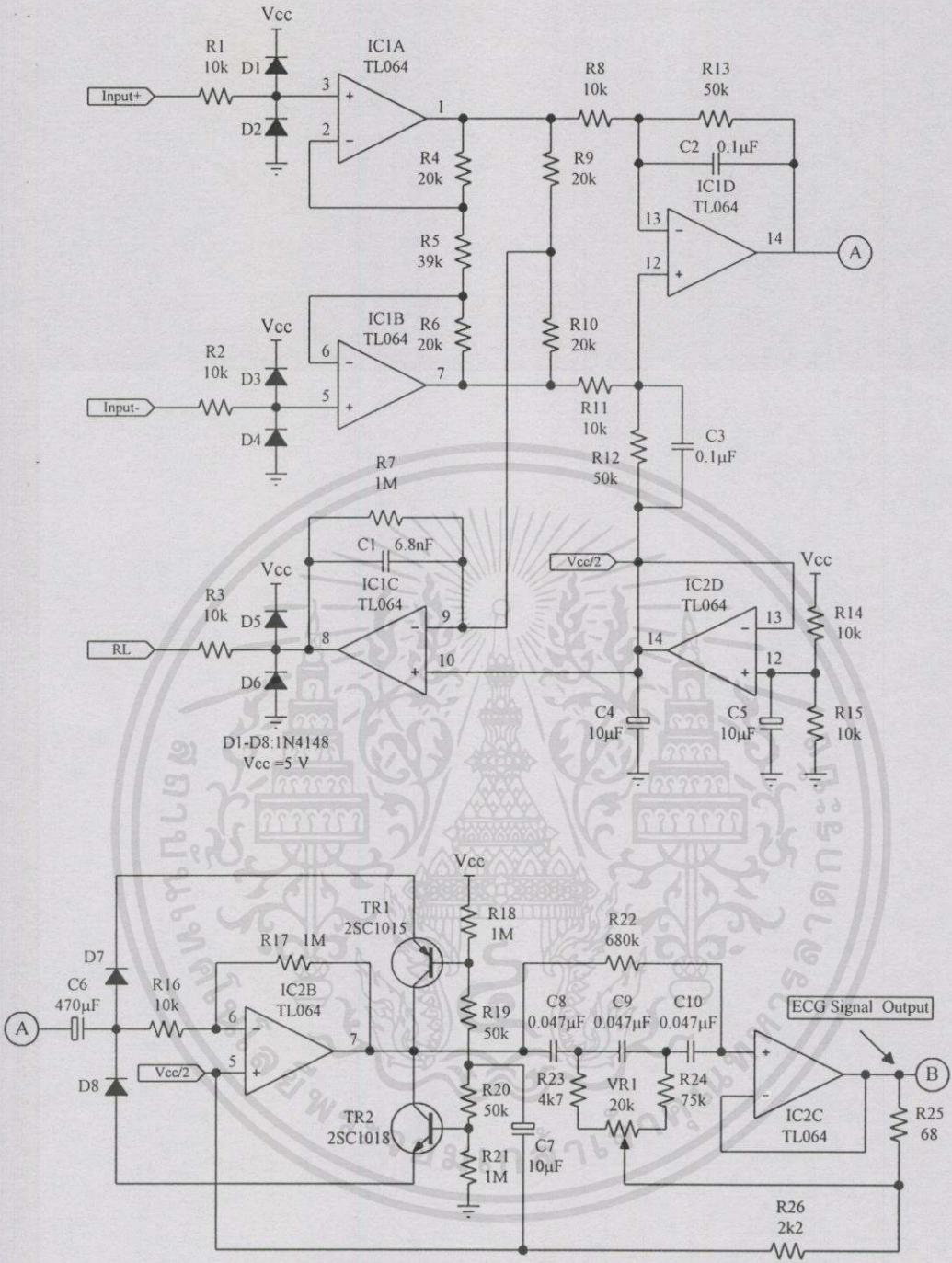
จากรูปที่ 2.10 จะเห็นว่าวงจรวัดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจประกอบด้วย 3 ส่วน ส่วนแรกเป็นวงจรขยายความแตกต่างซึ่งใช้วงจร Instrumentation Amplifier ทำให้มีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์สูง จากรูปที่ 2.11 วงจรในส่วนนี้ประกอบด้วย IC1A, IC1B และ IC1D ซึ่งมีค่า Differential Mode gain ประมาณ 10 ส่วน IC1C ต่อเป็นวงจรป้อนกลับแบบลบ (Negative feedback) เพื่อใช้แทนกราวนด์หรือเรียกว่า RL driver (Right Leg driver) จะทำหน้าที่ลดศักดาไฟฟ้าคอมมอนโหมดซึ่งเกิดขึ้นได้ระหว่างร่างกายผู้ป่วยกับกราวนด์ของวงจร

ส่วนที่ 2 เป็นวงจรขยายสัญญาณและปรับศูนย์อัตโนมัติ เนื่องจากอิเล็กโทรดติดบนผิวหนังของผู้ป่วย โดยตรงดังนั้นถ้าผู้ป่วยขยับตัวจะทำให้ความต้านทานตรงบริเวณรอยสัมผัสของอิเล็กโทรดเปลี่ยนแปลงซึ่งอาจจะเกิดศักดาไฟฟ้าออฟเซ็ทขึ้นมา ทำให้วงจรขยายความแตกต่างในส่วนแรกขยายศักดาไฟฟ้าออฟเซ็ทด้วย สัญญาณไฟฟ้าหัวใจจะลอยห่างจากระดับศูนย์ซึ่งถ้าศักดาไฟฟ้าออฟเซ็ทมีค่ามากอาจจะทำให้เอาท์พุทอิมตัวได้ และจะกลับเข้าสู่ระดับศูนย์ช้ามาก เนื่องจากค่าคาบเวลา (Time constant) ของตัวเก็บประจุกับความต้านทานอินพุทของวงจรถัดไปมีค่ามาก โดยที่วงจรปรับศูนย์จะช่วยลดค่า time constant ให้น้อยลงเมื่อเกิดศักดาไฟฟ้าออฟเซ็ท จากรูปที่ 2.11 วงจรส่วนนี้จะประกอบด้วย IC2B, D7, D8, Q1 และ Q2

ส่วนที่ 3 เป็นวงจร Notch filter จากที่ได้กล่าวมาแล้วว่าจำเป็นต้องมีวงจร Notch filter ไว้เพื่อกำจัดสัญญาณรบกวนจากไฟฟ้ากระแสสลับ 50 Hz ที่ใช้ตามบ้าน จากรูปที่ 2.11 วงจรส่วนนี้จะประกอบด้วย IC2C, C8 ถึง C10, R22 ถึง R26 และ VR1

สัญญาณไฟฟ้าหัวใจที่ได้หลังจากผ่านวงจร Notch filter จะถูกส่งต่อไปยังวงจรแปลงอนาล็อกเป็นดิจิทัล (Analog to Digital Converter: ADC) ซึ่งจะกล่าวในบทที่ 5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานานับ ไม่นอนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.11 แสดงวงจรวัดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

ทฤษฎีเวฟเล็ต

ในบทนี้จะอธิบายคณิตศาสตร์ของเวฟเล็ต โดยจะกล่าวถึงการวิเคราะห์แบบมัลติรีโซลูชัน (Multiresolution analysis: MRA) ซึ่งเป็นพื้นฐานของการกำเนิดสเกลลิงฟังก์ชันและเวฟเล็ตฟังก์ชัน การแปลงเวฟเล็ตแบบเต็มหน่วย (Discrete Wavelet Transform: DWT) การแปลงกลับเวฟเล็ตแบบเต็มหน่วย (Inverse Discrete Wavelet Transform: IDWT) โดยจะพิจารณา DWT และ IDWT ในลักษณะของ Filter Banks และกล่าวถึงผลตอบสนองอิมพัลส์ (Impulse response) ของการแปลงเวฟเล็ตตระกูลออธอนอร์มัล (Orthonormal Wavelet) รวมไปถึงการแปลง Daubechies Wavelet แบบเร็ว

3.1 ทฤษฎีพื้นฐานของการแปลงเวฟเล็ต

คลื่น(wave)ถูกนิยามให้เป็นฟังก์ชันที่มีการออสซิลเลทในโดเมนเวลาหรือสเปซ เช่น sinewave เป็นต้น ส่วนเวฟเล็ตก็เป็นคลื่นเช่นกัน ในการวิเคราะห์สัญญาณหรือฟังก์ชันเช่นการวิเคราะห์ฟูเรียร์ ซึ่งเป็นการวิเคราะห์คลื่นโดยกระจายสัญญาณหรือฟังก์ชันในเทอมของไซน์หรืออ็อกโทเนนเชียล ซึ่งเป็นารวิเคราะห์สัญญาณในโดเมนความถี่ ส่วนการวิเคราะห์เวฟเล็ตเป็นการวิเคราะห์สัญญาณในโดเมนเวลาและความถี่ไปพร้อมๆกัน เวฟเล็ตสามารถนำมาใช้ในการกระจายอนุกรมของสัญญาณในลักษณะเดียวกันที่ใช้อนุกรมฟูเรียร์ในการแทนสัญญาณนั้นคือ สัญญาณหรือฟังก์ชัน $f(t)$ สามารถเขียนในรูปของ Linear Combination [1, 2] ได้โดย

$$f(t) = \sum_l a_l \psi_l(t) \quad (3.1)$$

โดยที่ l เป็นดัชนีจำนวนเต็มของอนุกรม

a_l เป็นสัมประสิทธิ์ของการกระจาย

$\psi_l(t)$ เป็นเซตของฟังก์ชันจำนวนจริง

เซตของฟังก์ชันถูกเรียกว่า Basis และถ้า basis function มีลักษณะเชิงตั้งฉาก (orthogonal) จะได้ผลคูณภายใน (inner product) เป็นศูนย์นั่นคือ

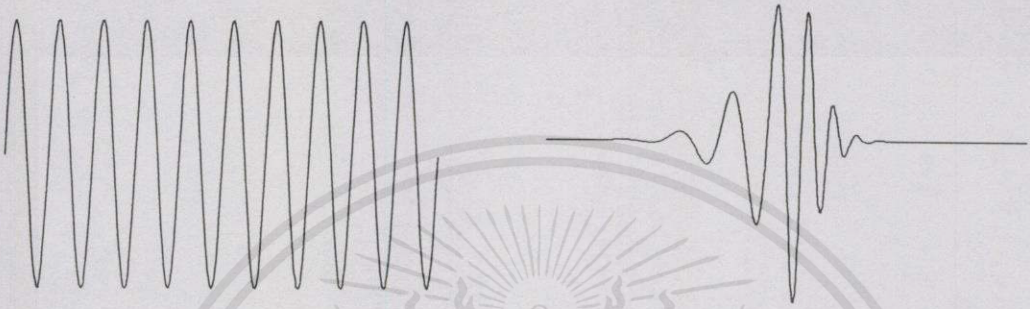
$$\langle \psi_k(t), \psi_l(t) \rangle = \int \psi_k(t) \psi_l(t) dt = 0 \quad k \neq l \quad (3.2)$$

และสัมประสิทธิ์ a_k สามารถหาได้โดยการหาผลคูณภายในดังสมการที่ (3.3)

$$a_k = \langle f(t), \psi_k(t) \rangle = \int f(t) \psi_k(t) dt \quad (3.3)$$

เมื่อพิจารณาคลื่นเวฟเล็ต $\psi(t)$ จะหมายถึงคลื่นสัญญาณเล็กๆที่เหมาะสมสำหรับเป็นเซต basis function ของ function spaces ซึ่งเป็นคลื่นที่เกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้นๆ และมีแอมพลิจูดลดลงสู่ศูนย์อย่างรวดเร็ว เมื่อ $t \rightarrow \pm\infty$ (local support ในโดเมนเวลา) ดังรูปที่ 3.1 (ข) และพื้นที่สุทธิของรูปคลื่นเท่ากับศูนย์หรือ $\int_{-\infty}^{\infty} \psi(t) dt = 0$ เมื่อพิจารณาเปรียบเทียบกับ Fourier basis ที่ประกอบ ด้วยคลื่น cosine และ sine ดังรูป

ที่ 3.1 (ก) ซึ่งมีคุณสมบัติ local support ในโดเมนความถี่แต่จะไม่มีคุณสมบัติ local support ในโดเมนเวลา ส่วนเวฟเลตจะมีคุณสมบัติ local support ทั้งในโดเมนความถี่และเวลา ดังนั้นเวฟเลตจึงสามารถแทนฟังก์ชันที่มีลักษณะขดแหลมหรือมีลักษณะเป็นขอบ nonstationary หรือเหตุการณ์ที่เปลี่ยนไปตามเวลา ด้วยเทอมของ basis function ที่มีนัยสำคัญสูงน้อยกว่า Fourier basis ซึ่งจากคุณสมบัติดังกล่าวสามารถนำไปใช้ประโยชน์ในการบีบอัดสัญญาณ (data compression) ได้เป็นอย่างดี



(ก) Sine Wave

(ข) Daubechies Wavelet Ψ_{D20} รูปที่ 3.1 แสดงรูปคลื่น Sine และ Daubechies Wavelet Ψ_{D20}

ในการสร้างเซต Wavelet basis คลื่นเวฟเลตจะถูกยืดขยาย (dilation) หรือเปลี่ยนความถี่ และคลื่นเวฟเลตที่ถูกยืดขยายยังถูกเลื่อน (translation) ในแกนเวลาอีกด้วย ซึ่งคุณสมบัติทั้งสองอย่างเป็นส่วนหนึ่งของการวิเคราะห์แบบมัลติเรโซลูชัน (multiresolution analysis) การวิเคราะห์แบบนี้เป็นการกระจายสัญญาณไปที่ระดับความละเอียดต่างๆ เมื่อพิจารณาเซต wavelet basis ที่ใช้แทนสัญญาณแล้ว รายละเอียดของสัญญาณจะถูกกระจายไปที่ความถี่ต่างๆและตำแหน่งต่างๆเปรียบเหมือนเสียงดนตรีที่ถูกกระจายเป็นตัวโน้ตบนเส้นของระดับเสียง

3.1.1 การวิเคราะห์แบบมัลติเรโซลูชัน (multiresolution analysis)

ถ้ากำหนดสัญลักษณ์ $f_j(t)$ แทนฟังก์ชัน $f(t)$ ที่ถูกกระจายไปที่ระดับความละเอียด j และที่ระดับความละเอียด $j+1$ รายละเอียดจะถูกแทนด้วย $d_j(t)$ ซึ่งเมื่อรวมเข้ากับ $f_j(t)$ จะได้ฟังก์ชัน $f(t)$ ที่ถูกกระจายไปที่ระดับความละเอียด $j+1$ นั่นคือ

$$f_{j+1}(t) = f_j(t) + d_j(t) \quad (3.4)$$

ซึ่งฟังก์ชันในสมการที่(3.4) จะเป็นฟังก์ชันที่มีรายละเอียดเข้าใกล้ $f(t)$ มากกว่าแทนฟังก์ชันที่ระดับความละเอียด j และสัญญาณ $f(t)$ จะสร้างกลับคืนเมื่อรวมรายละเอียดที่ระดับความละเอียดต่างๆไปจนถึงอนันต์หรือ $j \rightarrow \infty$ ซึ่งจะได้

$$f(t) = f_j(t) + \sum_{k=j}^{\infty} d_k(t) \quad (3.5)$$

การวิเคราะห์มัลติเรโซลูชันจะครอบคลุมถึงการแสดงความละเอียดในแต่ละระดับไปพร้อมๆกัน จากสมการที่(3.5) จะเห็นว่าฟังก์ชัน $f(t)$ ถูกกระจายออกเป็น 2 ส่วนคือ ส่วน background และส่วนของรายละเอียด ในทำนองเดียวกันจะสามารถดูสเปซของฟังก์ชันนั้นก็คือ Square integral: $L^2(R)$ ซึ่งประกอบไปด้วยลำดับของสเปซย่อย $\{W_k\}$ และ V_j รวมไปถึงการประมาณค่าของ $f(t)$ ที่ระดับความละเอียด j คือ $f_j(t)$ ใน V_j และรายละเอียด $d_k(t)$ ใน W_k

การวิเคราะห์แบบมัลติเรโซลูชันของ $L^2(R)$ [2, 4] ใช้นิยามลำดับของสเปซย่อย $\{V_j\}_{j \in \mathbb{Z}}$ โดยที่ \mathbb{Z} เป็นเซตของจำนวนเต็มดังนี้

$$(1) \dots \subset V_{-1} \subset V_0 \subset V_1 \subset \dots \subset L^2(R)$$

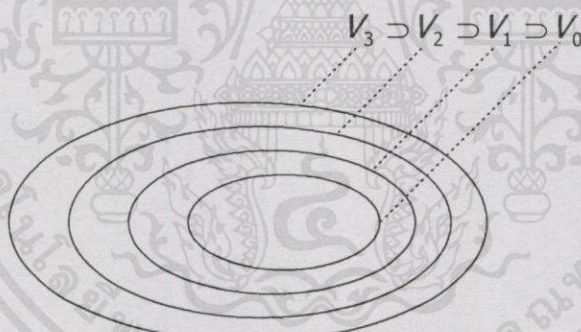
$$(2) \bigcap_j V_j = \{0\}, \overline{\bigcup_j V_j} = L^2(R)$$

$$(3) f(t) \in V_j \Leftrightarrow f(2t) \in V_{j+1}$$

$$(4) f(t) \in V_0 \Rightarrow f(t-k) \in V_0$$

$$(5) \text{ มีฟังก์ชัน } \varphi(t) \text{ และ } \varphi(t-k) \text{ ซึ่งเป็น orthonormal basis อยู่ใน } V_0$$

จากนิยามข้อที่ (1) สเปซย่อย V_j จะเป็นสับเซตของสเปซย่อย V_{j+1} ดังรูปที่ 3.2 หรือถ้ามองในโดเมนเวลา ฟังก์ชันที่ถูกประมาณใน V_{j+1} คือสมการที่ (3.4)



รูปที่ 3.2 แสดงสเปซย่อย V_j ใน $L^2(R)$ ตามนิยามของการวิเคราะห์แบบมัลติเรโซลูชัน

และความแตกต่างของการประมาณฟังก์ชันใน V_j และ V_{j+1} คือรายละเอียด $d_j(t)$ ซึ่งอยู่ใน W_j ดังนั้นจะได้

$$V_{j+1} = V_j \oplus W_j \quad (3.6)$$

เมื่อ \oplus แทนการบวกเชิงตั้งฉากและ W_j ถูกเรียกว่าสเปซของรายละเอียดหรือ Complementary subspace และจะตั้งฉากกับ V_j โดยใช้สัญลักษณ์ $V_j \perp W_j$ ซึ่งหมายความว่าผลคูณภายในของแต่ละ element ใน V_j กับแต่ละ element W_j จะมีค่าเป็นศูนย์ แต่เมื่อมองที่สเปซย่อย V_j จะได้ว่า

$$V_j = V_{j-1} \oplus W_{j-1} \quad (3.7)$$

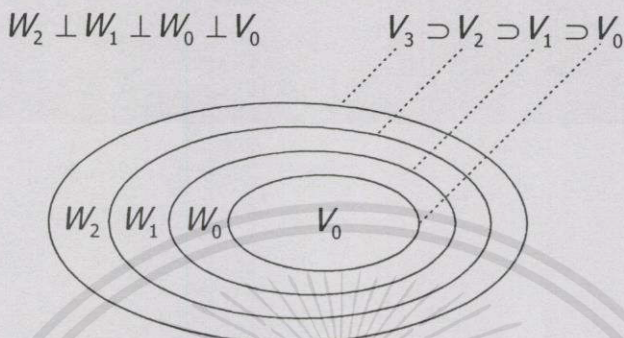
เมื่อแทนสมการที่ (3.7) ในสมการที่ (3.6) จะได้ว่า

$$V_{j+1} = W_j \oplus V_j = W_j \oplus W_{j-1} \oplus V_{j-1} \quad (3.8)$$

และเมื่อกระจาย V_{j+1} ไปอีกจะได้

$$V_{j+1} = W_j \oplus W_{j-1} \oplus W_{j-2} \oplus \dots \oplus W_{j-j} \oplus V_{j-j} \quad (3.9)$$

จากสมการที่ (3.9) สามารถแสดงสเปซย่อย W_j ใน $L^2(\mathbb{R})$ ได้ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 แสดงสเปซย่อย W_j ใน $L^2(\mathbb{R})$

นิยามข้อที่ (2) ฟังก์ชันจะถูกประมาณที่ระดับความละเอียดที่หยาบที่สุดคือที่ระดับ $j \rightarrow -\infty$ จะได้ว่า $\lim_{j \rightarrow -\infty} V_j = \{0\}$ ในทางกลับกันเมื่อเพิ่มรายละเอียดจนถึงที่ระดับความละเอียดอนันต์จะได้สัญชาตญาณกลับคืนมานั้นคือ $\lim_{j \rightarrow \infty} V_j \rightarrow L^2(\mathbb{R})$

นิยามข้อที่ (3) สเปซ V_j ถูกสเกลหรือขยายจากสเปซ V_0 เนื่องจากที่ระดับความละเอียด $j+1$ จะเก็บรายละเอียดที่สูงกว่าที่ระดับความละเอียด j ดังนั้นความถี่ของฟังก์ชันใน V_{j+1} จะมีค่าเป็น 2 เท่าของฟังก์ชันใน V_j หมายความว่าถ้ามีฟังก์ชัน $f(t)$ ในสเปซย่อย V_j แล้วจะมี $f(2t)$ อยู่ใน V_{j+1}

นิยามข้อที่ (4) ถ้าสเปซย่อย V_0 มีฟังก์ชัน $f(t)$ แล้วฟังก์ชัน $f(t)$ ที่ถูกเลื่อนคือ $f(t-k)$ ซึ่งจะเลื่อนด้วยค่าจำนวนเต็ม k และจะเก็บอยู่ใน V_0 ด้วย

นิยามข้อที่ (5) มี basis function $\varphi(t)$ ซึ่งเรียกว่าสเกลลิงฟังก์ชัน (scaling function) และรวมถึงสเกลลิงฟังก์ชันที่ถูกเลื่อนคือ $\varphi(t-k)$ อยู่ใน V_0 และแต่ละฟังก์ชันจะมีคุณสมบัติเป็น orthonormal

3.1.2 The Scaling Function

จากแนวความคิดของการวิเคราะห์แบบมัลติเรโซลูชัน จะสามารถนิยามสเกลลิงฟังก์ชัน $\varphi_k(t)$ และเซตของสเกลลิงฟังก์ชันถูกนิยามในทอมของการเลื่อนของสเกลลิงฟังก์ชันซึ่งจะได้

$$\varphi_k(t) = \varphi(t-k) \quad k \in \mathbb{Z} \quad \varphi \in L^2 \quad (3.10)$$

เมื่อ \mathbb{Z} เป็นเซตของจำนวนเต็ม จากสมการที่ (3.10) ขนาดของสเปซย่อยใน L^2 ถูกกำหนดโดยเซตของสเกลลิงฟังก์ชันคือ

$$V_0 = \overline{\text{Span}_k \{ \varphi_k(t) \}} \quad (3.11)$$

เครื่องหมาย over bar แทนช่วงปิดของสเปซ จากกฎข้อที่ (3) และกฎข้อที่ (4) ของการวิเคราะห์แบบมัลติ-ตรีโซลูชัน จะสามารถนิยามการสเกลของสเกลลิ่งฟังก์ชันหรือเป็นการเปลี่ยนความถี่ของสเกลลิ่งฟังก์ชันโดย

$$\varphi_{j,k}(t) = 2^{j/2} \varphi(2^j t - k) \quad (3.12)$$

ดังนั้นขนาดของสเปซย่อยในสมการที่ (3.11) จะกลายเป็น

$$V_j = \overline{\text{Span}_k \{ \varphi_k(2^j t) \}} = \overline{\text{Span}_k \{ \varphi_{j,k}(t) \}} \quad (3.13)$$

ถ้า $f(t) \in V_j$ และ $k \in Z$ แล้ว จะสามารถประมาณฟังก์ชัน $f(t)$ ได้ดังสมการที่(3.14)

$$f(t) = \sum_k a_k (2^j t - k) \quad (3.14)$$

สำหรับทุกค่าที่ $j > 0$ ขนาดของ subspace จะกว้างขึ้น เป็นเหตุให้ $\varphi_{j,k}(t)$ แคบลงและมี step ในการเลื่อนเล็กน้อย ดังนั้นจึงสามารถแทนสัญญาณได้ละเอียดมากขึ้น สำหรับที่ค่า $j < 0$ ความกว้างของ subspace จะแคบลง สเกลลิ่งฟังก์ชัน $\varphi_{j,k}(t)$ มีขนาดกว้างขึ้นและมี step ในการเลื่อนกว้างขึ้นเป็นเหตุให้สามารถแทนสัญญาณได้ไม่ละเอียด

จากกฎข้อที่ (3) ของการวิเคราะห์แบบมัลติโซลูชัน สเกลลิ่งฟังก์ชันที่ระดับความละเอียด $j+1$ จะมีการความถี่เป็นสองเท่าของสเกลลิ่งฟังก์ชันที่ระดับความละเอียด j ดังนั้นจะสามารถนิยามสเกลลิ่งฟังก์ชัน $\varphi(t)$ ที่อยู่ใน V_0 ในรูปแบบของ linear combination ของ $\varphi(2t)$ ที่ถูกเลื่อนใน V_1 ได้ดังนี้

$$\varphi(t) = \sum_n h_0(n) \sqrt{2} \varphi(2t - n) \quad (3.15)$$

โดยที่ $h_0(n)$ เป็นสัมประสิทธิ์ตัวกรองความถี่บางครั้งจะเรียกว่า scaling filter และ $\sqrt{2}$ เป็นตัว normalize เพื่อให้สเกลลิ่งฟังก์ชันที่ถูกสเกลด้วย 2 ยังคงเป็น norm function สมการนี้เรียกว่า dilation equation เนื่องจาก $\{ \varphi_{j,k}(t) \}$ เป็น orthonormal ดังนั้นสัมประสิทธิ์ $\{ h_0(n) \}$ สามารถหาได้จากการคำนวณผลคูณภายใน (สมมุติว่า φ เป็นฟังก์ชันจำนวนจริง) จะได้

$$h_0(n) = \langle \varphi_{1,n}, \varphi \rangle = \sqrt{2} \int_{-\infty}^{\infty} \varphi(t) \varphi(2t - n) dt \quad (3.16)$$

จากสมการนี้จะสามารถหาคุณสมบัติบางอย่างของสัมประสิทธิ์ $\{ h_0(n) \}$ ได้ โดยการอินทิเกรตทั้ง 2 ข้างของสมการที่(3.15) โดยใช้คุณสมบัติของ scaling function ที่มีพื้นที่ใต้กราฟเท่ากับหนึ่ง $(\int_{-\infty}^{\infty} \varphi(t) dt = 1)$ จะได้

$$\sum_n h_0(n) = \sqrt{2} \quad (3.17)$$

ในทางตรงกันข้ามถ้าคูณทั้งข้างของสมการที่ (3.15) ด้วย $\varphi(t-l)$ แล้วอินทิเกรตจะได้

$$\int_{-\infty}^{\infty} \varphi(t) \varphi(t-l) dt = 2 \sum_n \sum_{n'} h_0(n) h_0(n') \int_{-\infty}^{\infty} \varphi(2t - n') \varphi(2t - 2l - n) dt \quad (3.18)$$

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมี $\sum_n h_0(n) h_0(n+2l)$ อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใช้คุณสมบัติ orthogonal ของสเกลลิ่งฟังก์ชันจะได้

$$\sum_n h_0(n)h_0(n+2l) = 0, \quad l \neq 0$$

$$\sum_n h_0(n)h_0(n+2l) = \delta, \quad l = 0$$

นั่นคือ

$$\sum_n h_0^2(n) = 1, \quad l = 0 \tag{3.19}$$

ตัวอย่างของสเกลลิงฟังก์ชันที่ง่ายที่สุดคือ Harr scaling function ซึ่งเป็นพัลส์ขนาด 1 หน่วยดังรูปที่ 3.4

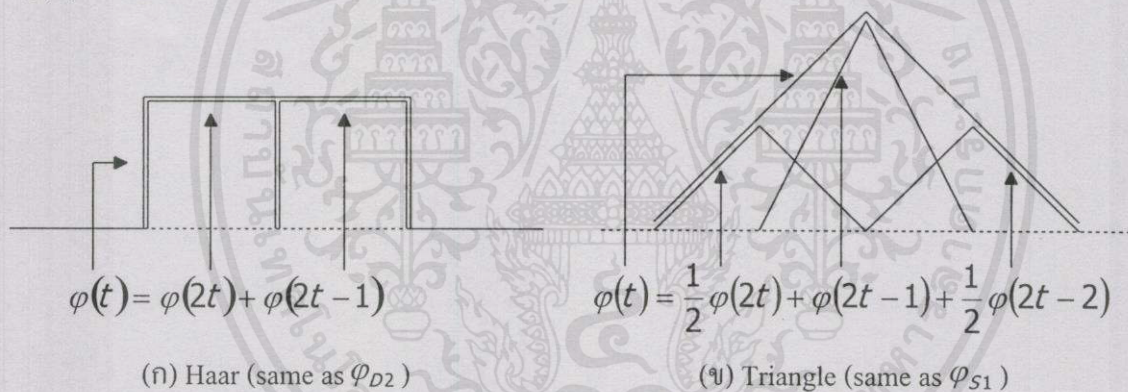
(ก) จะเห็นว่า $\varphi(2t)$ สามารถใช้ในการสร้างฟังก์ชัน $\varphi(t)$ ได้โดย

$$\varphi(t) = h_0(0)\sqrt{2}\varphi(2t) + h_0(1)\sqrt{2}\varphi(2t-1) \tag{3.20}$$

ดังนั้น $h_0(n)$ ในสมการที่(3.20) จะต้องมีค่า $h_0(0)=1/\sqrt{2}$ และ $h_0(1)=1/\sqrt{2}$ และตัวอย่างที่ 2 ดังรูปที่ 3.4 (ข) เป็น triangle scaling function (first order spline) สามารถสร้าง $\varphi(t)$ ได้โดย

$$\varphi(t) = h_0(0)\frac{1}{2}\varphi(2t) + h_0(1)\varphi(2t-1) + h_0(2)\frac{1}{2}\varphi(2t-2) \tag{3.21}$$

ค่าสัมประสิทธิ์ $h_0(n)$ ที่เป็นไปตามสมการ (3.21) คือ $h_0(0)=1/2\sqrt{2}$, $h_0(1)=1/\sqrt{2}$ และ $h_0(2)=1/2\sqrt{2}$



รูปที่ 3.4 แสดง Harr และ Triangle Scaling Function

3.1.2 The Wavelet functions

เมื่อพิจารณาสเปซย่อย $\{W_j\}$ ซึ่งเป็น detail spaces และแต่ละสเปซจะตั้งฉากซึ่งและกัน จากสมการที่(3.9)

$$V_{j+1} = \bigoplus_{k=-\infty}^j W_k$$

และให้ $j \rightarrow \infty$ จะได้

$$L^2(R) = \bigoplus_{k=-\infty}^j W_k \tag{3.22}$$

จากสมการ (3.22) จะสามารถกระจาย $L^2(R)$ เป็นการบวกเชิงตั้งฉากของสเปซย่อย $\{W_j\}$ และในสเปซย่อย $\{W_j\}$ จะบรรจุ basis function ใด $\{\psi_{jk}(t)\}_k$ โดยที่ $\psi_{jk}(t) = 2^{j/2}\psi(2^j t - k)$ ดังนั้น L^2 จะมี orthonormal basis $\{\psi_{jk}(t)\}_{jk}$ ซึ่งถูกเรียกว่า wavelet basis และเวฟเล็ต $\psi_{jk}(t)$ ทั้งหมดจะถูกสร้างจาก

ฟังก์ชัน $\psi(t)$ โดยการเลื่อนและการสเกล ซึ่งเรียกฟังก์ชัน $\psi(t)$ ว่า mother wavelet หรือ basic function และเพราะว่า $\{\psi(t-k)\}$ อยู่ใน W_0 และ $W_0 \subset V_1$ ดังนั้น $\psi(t)$ สามารถเขียนเป็น superposition ของ basis functions จะได้

$$\psi(t) = \sum_n h_1(n) \sqrt{2} \varphi(2t-n) \tag{3.23}$$

สมการนี้ถูกเรียกว่า wavelet equation และจากคุณสมบัติของ $\{\varphi_{jk}(t)\}$ ที่เป็น orthonormal ดังนั้นสัมประสิทธิ์ $\{h_1(n)\}$ สามารถหาได้โดยการคำนวณผลคูณภายใน

$$h_1(n) = \langle \varphi_{1n}, \psi \rangle = \sqrt{2} \int_{-\infty}^{\infty} \psi(t) \varphi(2t-n) dt \tag{3.24}$$

จากสมการที่ (3.23) จะสามารถหาคุณสมบัติบางอย่างของสัมประสิทธิ์ $\{h_1(n)\}$ ได้ โดยการอินทิเกรตทั้ง 2 ข้างของสมการที่ (3.23) โดยใช้คุณสมบัติของ wavelet function ที่มีพื้นที่ใต้กราฟเท่ากับศูนย์หรือ $\int_{-\infty}^{\infty} \psi(t) dt = 0$ จะได้

$$\sum_n h_1(n) = 0 \tag{3.25}$$

โดยที่ $h_0(n)$ และ $h_1(n)$ มีความสัมพันธ์กันดังสมการที่ (3.26) [2, 4]

$$h_1(n) = (-1)^n h_0(1-n) \tag{3.26}$$

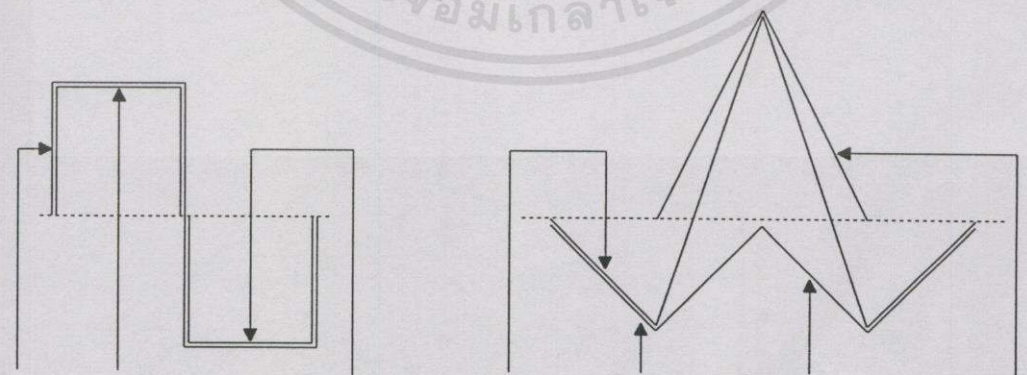
ตัวอย่างของเวฟเลตฟังก์ชันที่ง่ายที่สุดคือ Harr wavelet function ดังรูปที่ 3.5 (ก) จะเห็นว่า $\varphi(2t)$ สามารถใช้ในการสร้างฟังก์ชัน $\psi(t)$ ได้โดย

$$\psi(t) = h_1(0) \sqrt{2} \varphi(2t) + h_1(1) \sqrt{2} \varphi(2t-1) \tag{3.27}$$

ดังนั้น $h_1(n)$ ในสมการที่(3.27) จะต้องมีค่า $h_1(0) = 1/\sqrt{2}$ และ $h_1(1) = -1/\sqrt{2}$ และตัวอย่างที่ 2 เป็น triangle wavelet function (first order spline) ดังรูปที่ 3.5 (ข) สามารถสร้าง $\varphi(t)$ ได้โดย

$$\psi(t) = \frac{1}{2} h_1(0) \varphi(2t) + h_1(1) \varphi(2t-1) + \frac{1}{2} h_1(2) \varphi(2t-2) \tag{3.28}$$

ค่าสัมประสิทธิ์ $h_1(n)$ ในสมการ(3.28) คือ $h_1(0) = 1/2\sqrt{2}$, $h_1(1) = -1/\sqrt{2}$ และ $h_1(2) = 1/2\sqrt{2}$



$$\psi(t) = \varphi(2t) - \varphi(2t-1)$$

$$\psi(t) = -\frac{1}{2} \varphi(2t) - \frac{1}{2} \varphi(2t-2) + \varphi(2t-1)$$

(ก) Harr (same as ψ_{D2})

(ข) Triangle (same as ψ_{S1})

รูปที่ 3.5 แสดง Harr และ Triangle Wavelet Function

3.2 การแปลงเวฟเล็ดเติมหน่วย (DWT)

จากความสัมพันธ์ระหว่างสัมประสิทธิ์การกระจายเวฟเล็ดที่ระดับสเกลต่ำในเทอมของระดับการสเกลสูงสามารถหาได้โดยใช้สมการ scaling function หรือสมการที่ (3.15) นั่นคือ

$$\varphi(t) = \sum_n h_0(n) \sqrt{2} \varphi(2t - n)$$

ถ้าสเกลและเลื่อนตัวแปรเวลา (t) ด้วย k จะได้

$$\begin{aligned} \varphi(2^j t - k) &= \sum_n h_0(n) \sqrt{2} \varphi(2(2^j t - k) - n) \\ &= \sum_n h_0(n) \sqrt{2} \varphi(2^{j+1} t - 2k - n) \end{aligned} \quad (3.29)$$

เมื่อเปลี่ยนตัวแปรโดยให้ $m = 2k + n$ จะได้

$$\varphi(2^j t - k) = \sum_m h_0(m - 2k) \sqrt{2} \varphi(2^{j+1} t - m) \quad (3.30)$$

ดังนั้นสเปซ V_j จะกลายเป็น

$$V_j = \text{Span}_k \{2^{j/2} \varphi(2^j t - k)\} \quad (3.31)$$

แล้วสัญญาณ $f(t) \in V_{j+1}$ จะกลายเป็น

$$f(t) = \sum_k c_{j+1}(k) 2^{(j+1)/2} \varphi(2^{j+1} t - k) \quad (3.32)$$

ที่ระดับความละเอียดต่ำกว่า 1 ระดับ และใช้เวฟเล็ดฟังก์ชันแทนรายละเอียดหรือ $V_{j+1} = V_j \oplus W_j$ จะได้

$$f(t) = \sum_k c_j(k) 2^{j/2} \varphi(2^j t - k) + \sum_k d_j(k) 2^{j/2} \psi(2^j t - k) \quad (3.33)$$

ที่ซึ่ง $2^{j/2}$ เป็นตัว normalize เพื่อให้สเกลฟังก์ชันที่ถูกสเกลด้วย 2^j ยังคงเป็น norm function ที่การสเกลต่างๆ ถ้า $\varphi_{j,k}(t)$ และ $\psi_{j,k}(t)$ เป็น orthonormal สัมประสิทธิ์ของการสเกลที่ระดับ j หาได้โดยผลคูณภายใน

$$c_j(k) = \langle f(t), \varphi_{j,k}(t) \rangle = \int f(t) 2^{j/2} \varphi(2^j t - k) dt \quad (3.34)$$

แทนสมการที่ 3.30 ลงในสมการที่ 3.34 จะได้

$$c_j(k) = \sum_m h_0(m - 2k) \int f(t) 2^{(j+1)/2} \varphi(2^{j+1} t - m) dt \quad (3.35)$$

เมื่อพิจารณาในเทอมที่อื่นที่เกรตในสมการที่ (3.35) ซึ่งเป็นผลคูณภายใน ของ $f(t)$ กับ scaling function ที่ระดับการสเกล $j+1$ นั่นคือ

$$c_{j+1}(m) = \int f(t) 2^{(j+1)/2} \varphi(2^{j+1} t - m) dt \quad (3.36)$$

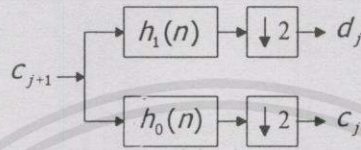
ดังนั้นจะได้

$$c_j(k) = \sum_m h_0(m - 2k) c_{j+1}(m) \quad (3.37)$$

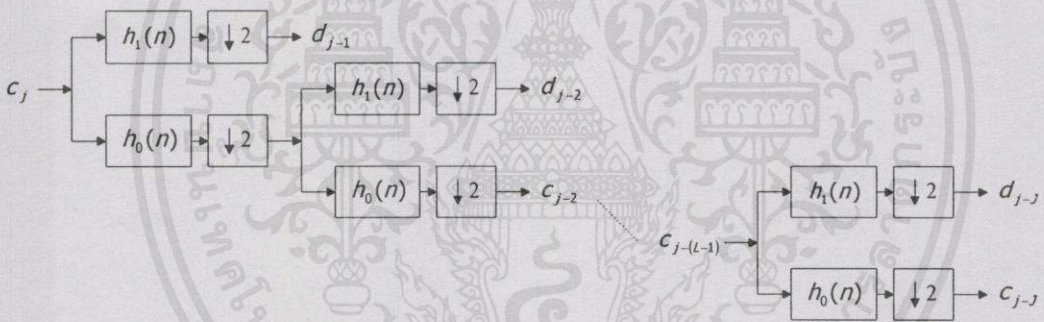
ไม่ยากที่จะดูทั้งด้าน อีกทั้งห้ามมิให้คิดไปเอง และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ และสัมประสิทธิ์เวฟเล็ด $d_j(k)$ หาได้ในลักษณะเดียวกันกับ $c_j(k)$ จะได้

$$d_j(k) = \sum_m h_1(m - 2k) c_{j+1}(m) \quad (3.38)$$

โดยที่ $c_j(k)$ ในสมการที่ (3.37) คือสัมประสิทธิ์สเกลลิงและ $d_j(k)$ ในสมการที่ (3.38) คือ สัมประสิทธิ์เวฟเล็ต และการคำนวณหาค่า $c_j(k)$ และ $d_j(k)$ เรียกว่าการแปลงเวฟเล็ตแบบเต็มหน่วย (Discrete Wavelet Transform: DWT) ซึ่ง h_0 และ h_1 ในสมการที่ (3.37) และสมการที่ (3.38) เป็นผลตอบสนองอิมพัลส์ ดังนั้นในการแปลงเวฟเล็ตเต็มหน่วยจากระดับความละเอียด $j+1$ ไปยังระดับความละเอียด j จะสามารถอธิบายด้วย Two-Band Analysis Filter Bank ได้ดังรูปที่ 3.6 และการแปลงเวฟเล็ตเต็มหน่วยจากระดับความละเอียด j ไปยังระดับความละเอียด J จะสามารถแสดงในรูปของ Octave Band Analysis Filter Bank ได้ดังรูปที่ 3.7

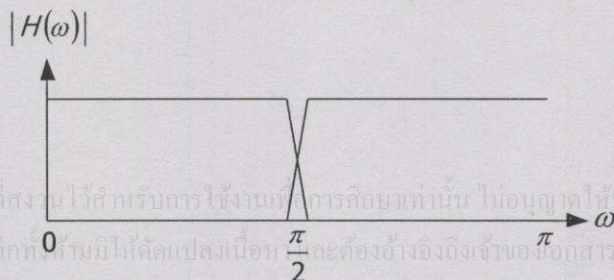


รูปที่ 3.6 แสดง Two-Band Analysis Filter Bank ของการแปลงเวฟเล็ตจากระดับความละเอียด $j+1$ ไปยังระดับความละเอียด j



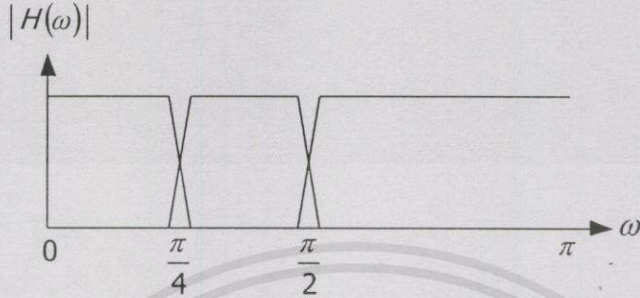
รูปที่ 3.7 แสดง Two-Band Analysis Filter Bank ของการแปลงเวฟเล็ตจากระดับความละเอียด j ไปยังระดับความละเอียด $j-J$

โดยที่ $\downarrow 2$ แทน Down sampling ด้วย 2 แต่ h_0 เป็น lowpass filter และ h_1 เป็น highpass filter ดังนั้นจะสามารถแสดง Frequency Bands ของการแปลงเวฟเล็ตในรูปที่ 3.8 ได้ดังนี้



รูปที่ 3.8 แสดง Frequency Bands ของการแปลงเวฟเล็ตจากระดับความละเอียด j ไปยังระดับความละเอียด $j-1$

เมื่อพิจารณาการแปลงเวฟเล็ตจากระดับความละเอียด j ไปยังระดับความละเอียด $j-2$ หมายความว่า Frequency Band ในรูปที่ 3.8 band ของความถี่ต่ำจะถูกแบ่งออกเป็น 2 bands คือ band ความถี่ต่ำและความถี่สูง ดังนั้น Frequency Band ในรูปที่ 3.8 จะถูกเปลี่ยนดังรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 แสดง Frequency Bands ของการแปลงเวฟเล็ตจากระดับความละเอียด j ไปยังระดับความละเอียด $j-2$

3.3 การแปลงกลับเวฟเล็ตเต็มหน่วย

สัมประสิทธิ์ที่ได้จากการแปลงเวฟเล็ตเต็มหน่วยในรูปที่ 3.7 คือ $\{d_{j-1}(k)\}$, $\{d_{j-2}(k)\}$ ไปจนถึง $\{d_{j-j}(k)\}$ และ $\{c_{j-j}(k)\}$ สามารถนำมาสร้างกลับได้อย่างสมบูรณ์ (Perfect reconstruction) ซึ่งการสร้างสัญญาณกลับคืนสามารถทำได้โดยการรวมกันของสัมประสิทธิ์สเกลลิงและสัมประสิทธิ์เวฟเล็ตที่ระดับความละเอียดต่ำไปยังที่ระดับความละเอียดสูง ซึ่งถ้าพิจารณาสัญญาณที่ถูกแทนในระดับความละเอียด $j+1$ สัญญาณสามารถเขียนในเทอมของสเกลลิงฟังก์ชันได้ดังนี้

$$f(t) = \sum_m c_{j+1}(m) 2^{(j+1)/2} \varphi(2^{j+1}t - m) \quad (3.39)$$

ถ้ามองจากระดับความละเอียดต่ำกว่า 1 ระดับแล้วจะเหมือนกับได้รวมรายละเอียดโดยใช้เวฟเล็ตฟังก์ชัน หรือ $V_{j+1} = V_j \oplus W_j$ จะได้

$$f(t) = \sum_k c_j(k) 2^{j/2} \varphi(2^j t - k) + \sum_k d_j(k) 2^{j/2} \psi(2^j t - k) \quad (3.40)$$

เพราะว่าทุกฟังก์ชันเป็น orthonormal ดังนั้นถ้าคูณสมการที่ (3.40) ด้วย $\varphi(2^{j+1}t - m)$ แล้วอินทิเกรตจะได้

$$\int f(t) 2^{(j+1)/2} \varphi(2^{j+1}t - m) dt = \sum_k c_j(k) 2^{(j+1)/2} 2^{j/2} \int \varphi(2^{j+1}t - m) \varphi(2^j t - k) dt \\ + \sum_k d_j(k) 2^{(j+1)/2} 2^{j/2} \int \varphi(2^{j+1}t - m) \psi(2^j t - k) dt$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานภายในของภาควิชาคณิตศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี
เปลี่ยนตัวแปรโดยให้ $u = 2^{j+1}t - k$ จะได้

$$\int f(t)2^{(j+1)/2} \varphi(2^{j+1}t - m)dt = \sum_k c_j(k)\sqrt{2} \int \varphi(2u - (m - 2k))\varphi(u)du + \sum_k d_j(k)\sqrt{2} \int \varphi(2u - (m - 2k))\psi(u)du \tag{3.41}$$

จากสมการที่ (3.16) $h_0(n) = \langle \varphi_{1n}, \varphi \rangle = \sqrt{2} \int_{-\infty}^{\infty} \varphi(t)\varphi(2t - n) dt$ และจากสมการที่ (3.24) $h_1(n) = \langle \varphi_{1n}, \psi \rangle = \sqrt{2} \int_{-\infty}^{\infty} \psi(t)\varphi(2t - n) dt$ ดังนั้นเทอมขวามือของสมการที่ (3.41) จะกลายเป็น

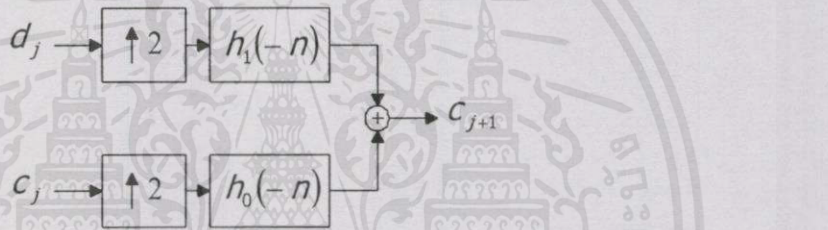
$$\sqrt{2} \int \varphi(2u - (m - 2k))\varphi(u)du = h_0(m - 2k)$$

$$\sqrt{2} \int \varphi(2u - (m - 2k))\psi(u)du = h_1(m - 2k)$$

และแทนสมการที่ (3.36) ลงในสมการที่ (3.41) จะได้

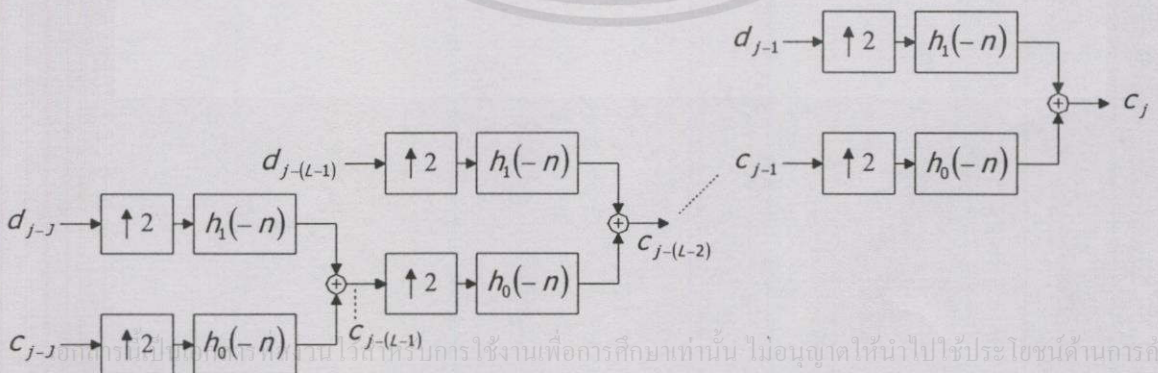
$$c_{j+1}(m) = \sum_k c_j(k)h_0(m - 2k) + \sum_k d_j(k)h_1(m - 2k) \tag{3.42}$$

จากสมการที่ (3.42) สามารถแสดงในรูปของ Two-Band Synthesis Filter Bank ได้ดังรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.10 แสดง Two-Band Synthesis Filter Bank ของการแปลงกลับเวฟเล็ดจากระดับความละเอียด j ไปยังระดับความละเอียด j+1

โดยที่ $\uparrow 2$ แทน up sampling ด้วย 2 และการแปลงกลับเวฟเล็ดจากระดับความละเอียด j-j ไปยังระดับความละเอียด j สามารถแสดงเป็น Octave-Band Synthesis Filter Bank ได้ดังรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 แสดง Octave-Band Synthesis Filter Bank ของการแปลงกลับเวฟเล็ดจากระดับความละเอียด j-j ไปยังระดับความละเอียด j

3.4 ตระกูลของออโรนอร์มัลเวฟเล็ต

จากที่ได้กล่าวมาข้างต้นว่าสัญญาณหรือฟังก์ชันสามารถกระจายในรูปแบบของ linear combination ซึ่งมีเวฟเล็ตเป็น basis function ได้ แต่ wavelet basis ยังสามารถแบ่งย่อยตามลักษณะคุณสมบัติเชิงตั้งฉากออกเป็น 4 ประเภทใหญ่ๆ คือ

(1) Orthogonal Wavelets: Wavelet basis $\{\psi_{j,k}\}$ ที่เป็น orthogonal จะมีเงื่อนไขดังนี้

$$\langle \psi_{j,k}, \psi_{l,m} \rangle = \delta_{j,l} \delta_{k,m} \quad ; j, l, k, m \in Z$$

หมายความว่า ผลของการ inner product ของเวฟเล็ตจะเป็นหนึ่งเมื่อเป็นเวฟเล็ตที่ระดับความละเอียดเดียวกันและตำแหน่งเดียวกันเท่านั้น

(2) Semi-orthogonal Wavelets: Wavelet basis $\{\psi_{j,k}\}$ ที่เป็น Semi-orthogonal จะมีเงื่อนไข

$$\langle \psi_{j,k}, \psi_{l,m} \rangle = 0 \quad j \neq l \quad ; j, l, k, m \in Z$$

หมายความว่า ผลของการ inner product ของเวฟเล็ตจะเป็นศูนย์เมื่อเป็นเวฟเล็ตที่ระดับความละเอียดต่างกันและจะเป็นศูนย์หรือหนึ่งก็ได้ถ้าเป็นเวฟเล็ตที่ระดับความละเอียดเดียวกัน

(3) Nonorthogonal Wavelets: Wavelet basis $\{\psi_{j,k}\}$ ที่เป็น Nonorthogonal หมายถึงเวฟเล็ตที่ไม่เป็น Semi-orthogonal

(4) Bi-orthogonal Wavelets: Wavelet basis $\{\psi_{j,k}\}$ ที่เป็น Bi-orthogonal จะมีเงื่อนไขดังนี้

$$\langle \psi_{j,k}, \tilde{\psi}_{l,m} \rangle = \delta_{j,l} \delta_{k,m} \quad ; j, l, k, m \in Z$$

หมายความว่า ผลของการ inner product ของเวฟเล็ตกับ dual basis: $\tilde{\psi}_{l,m}$ จะเป็นหนึ่งเมื่ออยู่ที่ระดับความละเอียดเดียวกันและตำแหน่งเดียวกันเท่านั้นนอกจากนั้นจะเป็นศูนย์

ดังนั้นจะเห็นว่าเวฟเล็ตที่ได้กล่าวในตอนต้นของบทนี้เป็น Orthogonal Wavelets ซึ่งเมื่อพิจารณา basis function ของ Orthogonal Wavelets หรือที่เรียกว่า Orthonormal Wavelets ยังสามารถแบ่งตามลักษณะของ basis function ได้อีก ซึ่งตระกูลออโรนอร์มัลเวฟเล็ตที่สำคัญได้แก่ Daubechies, Symmlet, และ Coiflet โดยที่เวฟเล็ตตระกูล Daubechies มี basis function ในลักษณะ Asymmetric เวฟเล็ตตระกูล Symmlet มี basis function ในลักษณะ Least Asymmetric และเวฟเล็ตตระกูล Coiflet มี basis function ในลักษณะ Nearly Symmetric นอกจากนี้แต่ละตระกูลยังสามารถแบ่งตามความราบเรียบ (Smooth) ของ basis function ซึ่งกำหนดโดยค่าของ Number of Vanishing Moments (NVM) [2, 4] โดยที่ Daubechies Wavelet จะนิยามโดย

$$\int_{-\infty}^{\infty} t^l \psi(t) dt = 0 \quad l = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3.43)$$

หรือมองใน Fourier space จะได้ว่า

$$\text{เอกลสารนี้เป็นเอกลสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า} \\ \text{ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกไป} \quad \left. \frac{d^l \hat{\psi}(\omega)}{d\omega} \right|_{\omega=0} = 0 \quad l = 0, 1, \dots, N-1 \quad \text{ครั้งที่มีการนำไป} \quad (3.44)$$

ถ้าค่า l มากขึ้นจะทำให้ basis function มีความราบเรียบมากขึ้น ตัวอย่างของ basis function ของออโรนอร์มัลเวฟเล็ตทั้ง Scaling basis function และ Wavelet basis function แสดงดังรูปที่ 3.12 ถึงรูปที่ 3.14

แต่ในการประยุกต์ใช้งานนั้น ส่วนใหญ่จะไม่ใช้ scaling function หรือ wavelet function โดยตรง แต่จะใช้สัมประสิทธิ์ผลตอบสนองอิมพัลส์ $h_0(n)$ และ $h_1(n)$ จากเงื่อนไขของ $h_0(n)$ ในสมการที่ (3.17) และสมการที่ (3.19) จะสามารถหาสัมประสิทธิ์ $h_0(n)$ NVM=2 ได้คือ

$$h_0(0) + h_0(1) = \sqrt{2}$$

$$h_0^2(0) + h_0^2(1) = 1$$

เมื่อแก้สมการแล้วจะได้ $h_0(0) = h_0(1) = 1/\sqrt{2}$ ซึ่งเป็น $h_0(n)$ ของเวฟเลตตระกูล Daubechies NVM=2 และจากสมการที่ (3.26) จะได้ $h_1(0) = 1/\sqrt{2}$ และ $h_1(1) = -1/\sqrt{2}$ ส่วน $h_0(n)$ ที่มีค่า NVM อื่นๆ แสดงดังตารางที่ 3.1 ถึง ตารางที่ 3.5

ตารางที่ 3.1 แสดงผลตอบสนองอิมพัลส์ $h_0(n)$ ของเวฟเลตตระกูล Daubechies โดยมีค่า NVM เป็น 4, 6, 8, 10 และ 12

n	$h_0^{D4}(n)$	$h_0^{D6}(n)$	$h_0^{D8}(n)$	$h_0^{D10}(n)$	$h_0^{D12}(n)$
0	0.482962913145	0.332670552950	0.230377813309	0.160102397974	0.111540743350
1	0.836516303738	0.806891509311	0.714846570553	0.603829269797	0.494623890398
2	0.224143868042	0.459877502118	0.630880767930	0.724308528438	0.751133908021
3	-0.129409522551	-0.135011020010	-0.027983769417	0.138428145901	0.315250351709
4		-0.085441273882	-0.187034811719	-0.242294887066	-0.226264693965
5		0.035226291886	0.030841381836	-0.032244869585	-0.129766867567
6			0.032883011667	0.077571493840	0.097501605587
7			-0.010597401785	-0.006241490213	0.027522865530
8				-0.012580751999	-0.031582039317
9				0.003335725285	0.000553842201
10					0.004777257511
11					-0.001077301085

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.2 แสดงผลตอบสนองอิมพัลส์ $h_0(n)$ ของเวฟเล็ตตระกูล Daubechies โดยมีค่า NVM เป็น 14, 16, 18, 20 และ 22

n	$h_0^{D14}(n)$	$h_0^{D16}(n)$	$h_0^{D18}(n)$	$h_0^{D20}(n)$	$h_0^{D22}(n)$
0	0.077852054085	0.054415842243	0.038077947364	0.026670057901	0.018694297761
1	0.396539319482	0.312871590914	0.243834674613	0.188176800078	0.144067021150
2	0.729132090846	0.675630736297	0.604823123690	0.527201188932	0.449899764356
3	0.469782287405	0.585354683654	0.657288078051	0.688459039454	0.685686774915
4	-0.143906003929	-0.015829105256	0.133197385825	0.281172343661	0.411964368948
5	-0.224036184994	-0.284015542962	-0.293273783279	-0.249846424327	-0.162275245027
6	0.071309219267	0.000472484574	-0.096840783223	-0.195946274377	-0.274230846817
7	0.080612609151	0.128747426620	0.148540749338	0.127369340336	0.066043588197
8	-0.038029936935	-0.017369301002	0.030725681479	0.093057364604	0.149812012466
9	-0.016574541631	-0.044088253931	-0.067632829061	-0.071394147166	-0.046479955116
10	0.012550998556	0.013981027917	0.000250947115	-0.029457536822	-0.066438785695
11	0.000429577973	0.008746094047	0.022361662124	0.033212674059	0.031335090219
12	-0.001801640704	-0.004870352993	-0.004723204758	0.003606553567	0.020840904360
13	0.000353713800	-0.000391740373	-0.004281503682	-0.010733175483	-0.015364820906
14		0.000675449406	0.001847646883	0.001395351747	-0.003340858873
15		-0.000117476784	0.000230385764	0.001992405295	0.004928417656
16			-0.000251963189	-0.000685856695	-0.000308592859
17			0.000039347320	-0.000116466855	-0.000893023251
18				0.000093588670	0.000249152524
19				-0.000013264203	0.000054439075
20					-0.000034634984
21					0.000004494274

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.3 แสดงผลตอบสนองของอิมพัลส์ $h_0(n)$ ของเวฟเล็ทตระกูล Symmlet โดยที่มีค่า NVM เป็น 4, 6, 8, 10 และ 12

n	$h_0^{S4}(n)$	$h_0^{S6}(n)$	$h_0^{S8}(n)$	$h_0^{S10}(n)$	$h_0^{S12}(n)$
0	0.482962913145	0.332670552950	-0.075765714790	0.019538882735	0.015404109327
1	0.836516303738	0.806891509311	-0.029635527646	-0.021101834025	0.003490712084
2	0.224143868042	0.459877502118	0.497618667633	-0.175328089908	-0.117990111149
3	-0.129409522551	-0.135011020010	0.803738751805	0.016602105765	-0.048311742586
4		-0.085441273882	0.297857795605	0.633978963457	0.491055941928
5		0.035226291886	-0.099219543577	0.723407690404	0.787641141029
6			-0.012603967262	0.199397533977	0.337929421728
7			0.032223100604	-0.039134249302	-0.072637522786
8				0.029519490926	-0.021060292512
9				0.027333068345	0.044724901771
10					0.001767711864
11					-0.007800708325

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครู ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

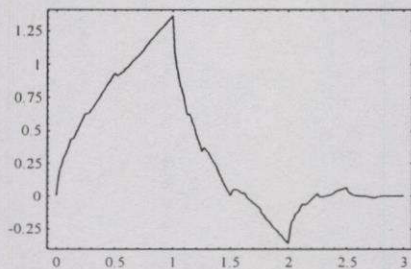
ตารางที่ 3.4 แสดงผลตอบสนองอิมพัลส์ $h_0(n)$ ของเวฟเล็ตตระกูล Symmlet โดยที่มีค่า NVM เป็น 14, 16, 18, 20 และ 22

n	$h_0^{S14}(n)$	$h_0^{S16}(n)$	$h_0^{S18}(n)$	$h_0^{S20}(n)$	$h_0^{S22}(n)$
0	0.010268176708	-0.003382415951	0.001069490033	0.000770159809	-0.000179066587
1	0.004010244872	-0.000542132332	-0.000473154499	0.000095632671	-0.000018158079
2	-0.107808237703	0.031695087812	-0.010264064028	-0.008641299277	0.002350297614
3	-0.140047240443	0.007607487325	0.008859267493	-0.001465382581	0.000307647796
4	0.288629631751	-0.143294238351	0.062077789303	0.045927239231	-0.014589836449
5	0.767764317005	-0.061273359068	-0.018233770779	0.011609893903	-0.002604391031
6	0.536101917091	0.481359651259	-0.191550831297	-0.159494278885	0.057804179445
7	0.017441255087	0.777185751700	0.035272488036	-0.070880535781	0.015301740621
8	-0.049552834937	0.364441894836	0.617338449141	0.471690666942	-0.170370697239
9	0.067892693501	-0.051945838108	0.717897082764	0.769510037021	-0.078332622310
10	0.030515513166	-0.027219029917	0.238760914607	0.383826761064	0.462741031231
11	-0.012636303403	0.049137179674	-0.054568958431	-0.035536740476	0.763479097790
12	-0.001047384889	0.003808752014	0.000583462746	-0.031990056882	0.398885972384
13	0.002681814568	-0.014952258337	0.030224878858	0.049994972078	-0.022162306181
14		-0.000302920515	-0.011528210208	0.005764912033	-0.035848830743
15		0.001889950333	-0.013271967782	-0.020354939812	0.049179318298
16			0.000619780889	-0.000804358932	0.007553780611
17			0.001400915526	0.004593173585	-0.024220722676
18				0.000057036084	-0.001408909244
19				-0.000459329421	0.007414965518
20					0.000180214090
21					-0.001349755756

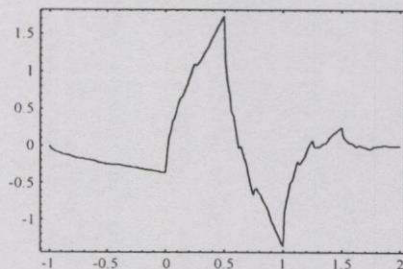
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.5 แสดงผลตอบสนองของอิมพัลส์ $h_0(n)$ ของเวฟเล็ตตระกูล Coiflet โดยที่มีค่า NVM เป็น 2, 4, 6, 8 และ 10

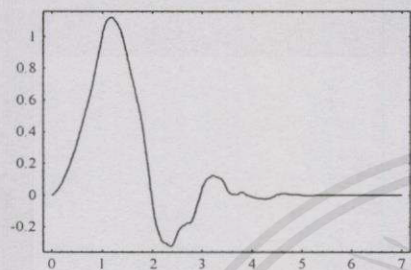
n	$h_0^{C^2}(n)$	$h_0^{C^4}(n)$	$h_0^{C^6}(n)$	$h_0^{C^8}(n)$	$h_0^{C^{10}}(n)$
-10					-0.000212081862
-9					0.000358577741
-8				0.000892313903	0.002178294378
-7				-0.001629492425	-0.004159312628
-6			-0.003793512864	-0.007346167936	-0.010131584847
-5			0.007782596426	0.016068947132	0.023408322119
-4		0.016387336463	0.023452696142	0.026682304670	0.028169744271
-3		-0.041464936787	-0.065771911281	-0.081266710249	-0.091921588060
-2	-0.072732619513	-0.067372554724	-0.061123390003	-0.056077319604	-0.052046670254
-1	0.337897662457	0.386110066823	0.405176902409	0.415308427001	0.421571266731
0	0.852572020212	0.812723635449	0.793777222626	0.782238934424	0.774293622860
1	0.384864846865	0.417005184423	0.428483476377	0.434386033114	0.437982306659
2	-0.072732619513	-0.076488599078	-0.071799821619	-0.066627472367	-0.062037751575
3	-0.015655728136	-0.059434418646	-0.082301927106	-0.096220424536	-0.105563151307
4		0.023680171947	0.034555027573	0.039334422606	0.041287530472
5		0.005611434819	0.015880544864	0.025082253338	0.032674799467
6		-0.001823208871	-0.009007976137	-0.015211728188	-0.019758391601
7		-0.000720549446	-0.002574517688	-0.005658283800	-0.009159507339
8			0.001117518771	0.003751434697	0.006761520221
9			0.000466216960	0.001266561079	0.002431575443
10			-0.000070983303	-0.000589020225	-0.001661627304
11			-0.000034599773	-0.000259974337	-0.000637558926
12				0.000062338854	0.000301857942
13				0.000031229862	0.000140356328
14				-0.000003259648	-0.000041219862
15				-0.000001784991	-0.000021270222
16					0.000003700728
17					0.000002061220
18					-0.000000162380
19					-0.000000096040



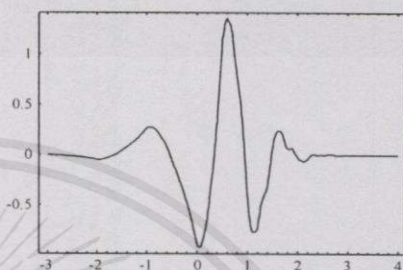
Scaling function φ_{D4}



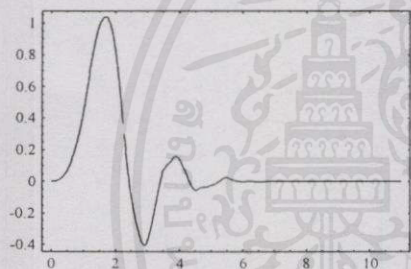
Wavelet function ψ_{D4}



Scaling function φ_{D8}



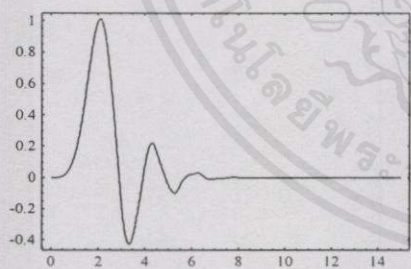
Wavelet function ψ_{D8}



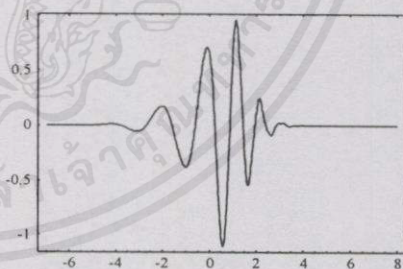
Scaling function φ_{D12}



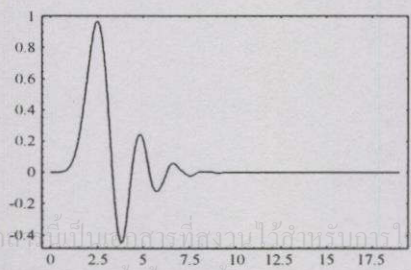
Wavelet function ψ_{D12}



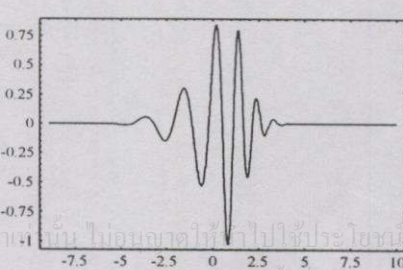
Scaling function φ_{D16}



Wavelet function ψ_{D16}

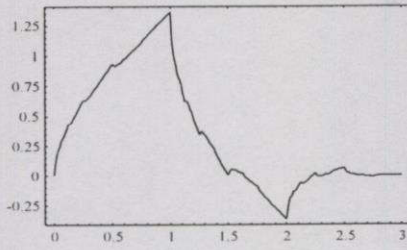


Scaling function φ_{D20}

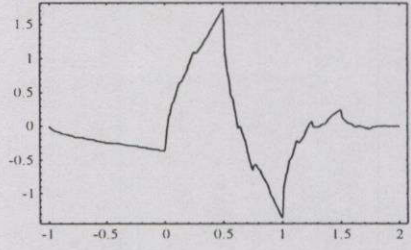


Wavelet function ψ_{D20}

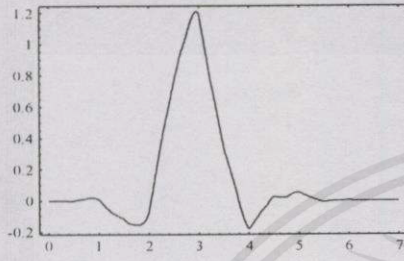
รูปที่ 3.12 แสดง Scaling function และ wavelet function ตรีภูติ Daubechies



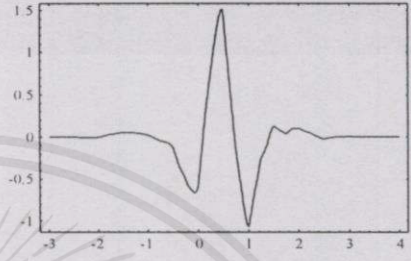
Scaling function φ_{54}



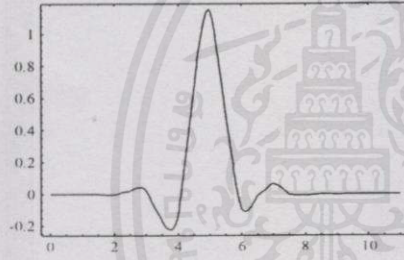
Wavelet function ψ_{54}



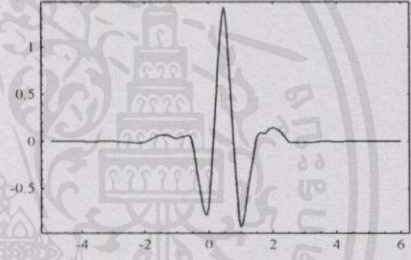
Scaling function φ_{58}



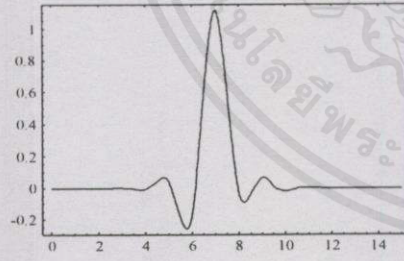
Wavelet function ψ_{58}



Scaling function φ_{512}



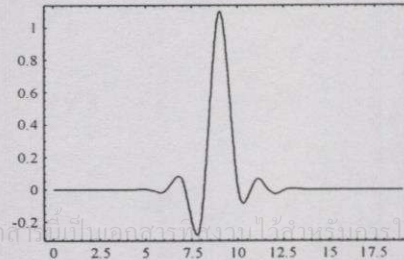
Wavelet function ψ_{512}



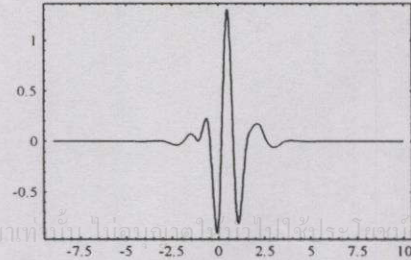
Scaling function φ_{516}



Wavelet function ψ_{516}

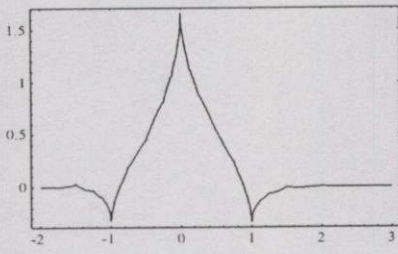
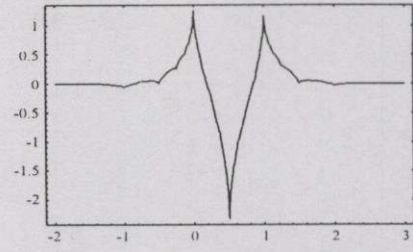
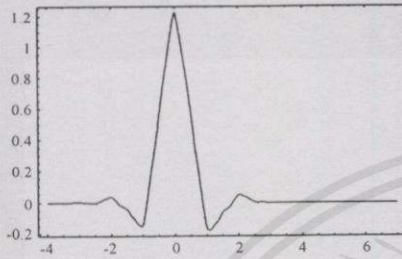
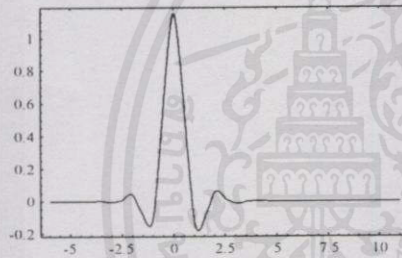
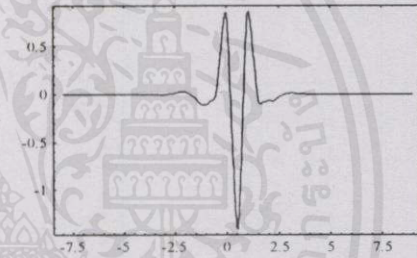
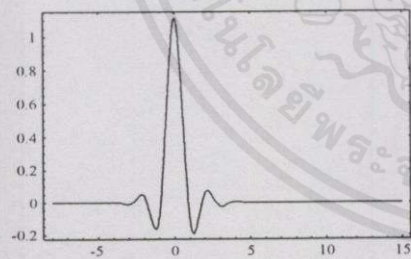
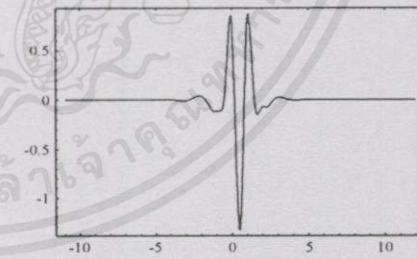
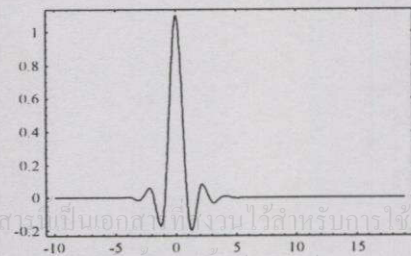
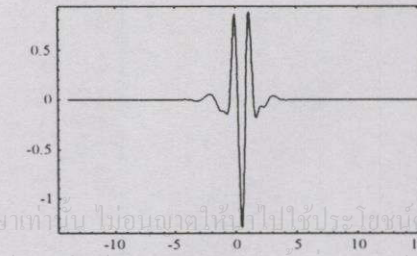


Scaling function φ_{520}



Wavelet function ψ_{520}

รูปที่ 3.13 แสดง Scaling function และ wavelet function ตระกูล Symmlet

Scaling function φ_{C2} Wavelet function ψ_{C2} Scaling function φ_{C4} Wavelet function ψ_{C4} Scaling function φ_{C6} Wavelet function ψ_{C6} Scaling function φ_{C8} Wavelet function ψ_{C8} Scaling function φ_{C10} Wavelet function ψ_{C10}

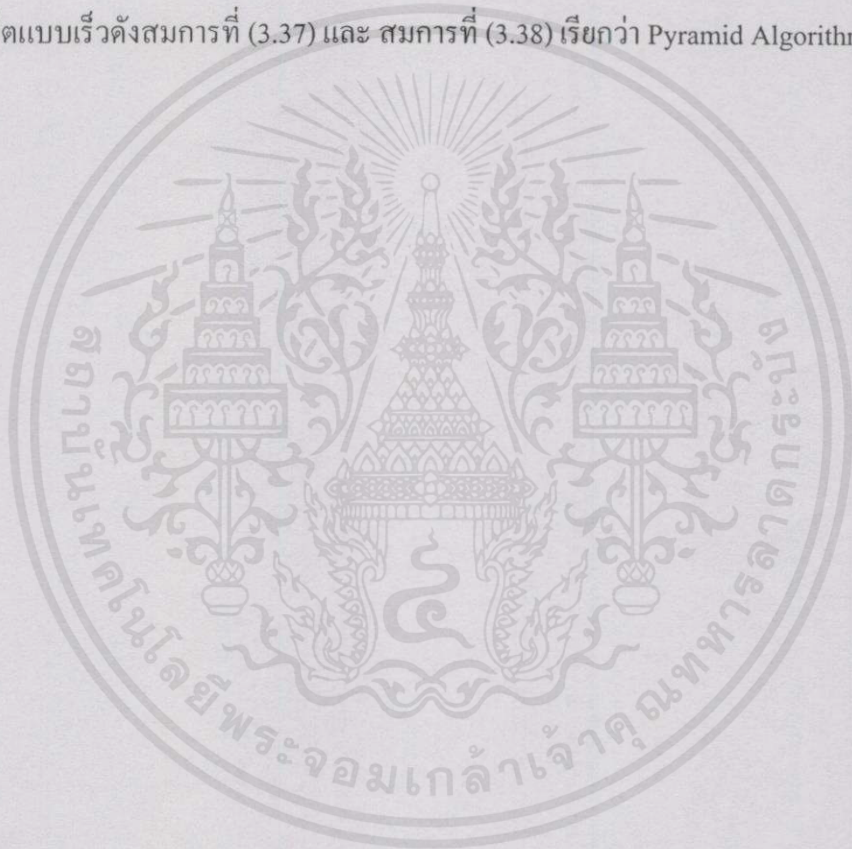
รูปที่ 3.14 แสดง Scaling function และ wavelet function ตระกูล Coiflet

$$[c_{j+1}(m)] = \begin{bmatrix} H_0(N) \\ H_1(N) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} c_j(k) \\ d_j(k) \end{bmatrix} \quad (3.49)$$

แต่ในการแปลงเวฟเล็ตไปที่ระดับความละเอียดใดๆนั้นต้องใช้การแปลงเวฟเล็ตดังรูปที่ 3.7 และเนื่องจากในการแปลงเวฟเล็ตแต่ละครั้ง จะต้องทำการ Down sampling ด้วย 2 และสัมประสิทธิ์ $c(k)$ จะเป็นสัญญาณอินพุตในการแปลงเวฟเล็ตที่ระดับความละเอียดถัดไป ทำให้การคำนวณในการแปลงเวฟเล็ตลดลงครึ่งหนึ่ง ทำให้สามารถแปลงเวฟเล็ตได้ค่อนข้างเร็ว ดังนั้นถ้ามีสัญญาณอินพุต length = L และผลตอบสนองอิมพัลส์ length = N จะมีจำนวนการคำนวณการแปลงเวฟเล็ตดังนี้

$$LN \left(1 + \frac{1}{2} + \frac{1}{2^2} + \dots \right) < 2LN \quad (3.50)$$

การแปลงเวฟเล็ตแบบเร็วดังสมการที่ (3.37) และ สมการที่ (3.38) เรียกว่า Pyramid Algorithm



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการพื้นฐานของการลดขนาดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ

การลดขนาดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจเป็นกระบวนการแทนข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจด้วยข้อมูลหรือข่าวสารใหม่ที่มีปริมาณที่น้อยหรือสั้นลง โดยมีจุดประสงค์หลักก็คือให้มีอัตราการลดขนาดข้อมูล (Compression Ratio) สูงในขณะที่ค่าความเพี้ยน (Percent Root Mean Square Difference: PRD) ที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำ โดยในบทนี้จะกล่าวถึงวิธีการลดขนาดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจแบบต่างๆ และมาตรฐานในการวัดประสิทธิภาพในการลดขนาดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ

4.1 วิธีการลดขนาดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ

เทคนิคในการลดขนาดข้อมูลดิจิทัลออกได้ 2 กลุ่มคือ การลดข้อมูลแบบที่ไม่มีการสูญเสีย (Lossless Compression) เป็นการลดขนาดข้อมูลแบบที่สามารถนำข้อมูลกลับมาได้ใหม่อย่างสมบูรณ์ และการลดข้อมูลที่มีการสูญเสีย (Lossy Compression) เป็นการลดข้อมูลที่ไม่สามารถนำข้อมูลกลับมาได้อย่างสมบูรณ์ หรือเป็นการลดข้อมูลที่ทำให้เกิดความเพี้ยน (Distortion) กับข้อมูลที่ถูกรวบรวมกลับขึ้นมาใหม่

4.1.1 การลดข้อมูลแบบที่ไม่มีการสูญเสีย (Lossless Compression)

การลดข้อมูลแบบที่ไม่มีการสูญเสียมักนิยมนำไปใช้งานกับงานที่ต้องการความถูกต้องสูงเช่น ข้อมูลทางการแพทย์ เอกสารหลักฐานทางธุรกิจ เป็นต้น โดยมีจุดประสงค์หลักคือลดความซ้ำซ้อนของข้อมูล (Redundancy) แต่มีข้อเสียคือให้อัตราการลดข้อมูลต่ำ การลดขนาดข้อมูลในรูปแบบนี้ได้แก่ การเข้ารหัสรันเลนส์ (Run-Length Coding) การเข้ารหัสเอนโทรปี (Entropy Coding) การเข้ารหัสฮัฟแมน (Huffman Coding) การเข้ารหัสยูนิเวอร์แซล (Universal Coding) การเข้ารหัสทำนาย (Lossless Predictive Coding) การเข้ารหัสยูนิฟอร์ม (Uniform Coding) และวิธีการเข้ารหัสแบบอื่นๆอีกมากมาย ซึ่งจะกล่าวเฉพาะบางแบบดังนี้

4.1.1.1 การเข้ารหัสรันเลนส์ (Run-Length Coding)

การเข้ารหัสรันเลนส์เป็นการเข้ารหัสที่เหมาะสมกับข้อมูลที่มีการซ้ำซ้อนของข้อมูลที่มัลักษณะของการซ้ำกันอย่างต่อเนื่อง โดยหลักการคือจะเก็บข้อมูลใหม่ในลักษณะของกลุ่มลำดับของข้อมูลกับ จำนวนของข้อมูล (จำนวน, ค่าข้อมูล) วิธีการเข้ารหัสรันเลนส์สามารถที่จะแทรกอยู่ระหว่างขบวนการใดๆก็ได้ขึ้นอยู่กับลักษณะของข้อมูล การเข้ารหัสรันเลนส์จะมีประสิทธิภาพสูง

มากเมื่อข้อมูลมีการซ้ำกันอย่างต่อเนื่องซึ่งเป็นวิธีที่สามารถให้ค่าอัตราการลดขนาดข้อมูลต่ำกว่า 1 บิต/ข้อมูล และจะมีประสิทธิภาพลดลงถ้ามีการซ้ำกันของข้อมูลน้อย และถ้าในกรณีที่ไม่มีข้อมูลซ้ำกันเลยจะทำให้ได้รหัสที่ยาวเป็น 2 เท่าของจำนวนข้อมูลอินพุต ตัวอย่างการเข้ารหัสรันเลนส์ สมมุติว่ามีข้อมูล 20 ไบต์ ดังนี้

{31, 31, 31, 31, 31, 31, 27, 26, 27, 20, 18, 18, 18, 18, 14, 14, 14, 08, 09, 10}

เมื่อเข้ารหัสรันเลนส์แล้วจะได้

{06, 31, 01, 27, 01, 26, 01, 27, 01, 20, 04, 18, 03, 14, 01, 08, 01, 09, 01, 10}

จากตัวอย่างจะเห็นได้ว่าความยาวของรหัสที่ได้หลังจากการเข้ารหัสรันเลนส์เท่ากับ 20 ไบต์ ซึ่งเท่ากับความยาวของข้อมูลอินพุตจะเห็นว่าไม่มีการลดขนาดข้อมูลเลย จากปัญหาดังกล่าวได้มีการเข้ารหัสรันเลนส์วิธีใหม่เพื่อแก้ไขข้อบกพร่องของวิธีนี้ โดยมีเงื่อนไขคือ

1. จะไม่ทำการเข้ารหัสข้อมูลที่มีจำนวนซ้ำกันของข้อมูลน้อยกว่า 3
2. ทำเครื่องหมายเพื่อบอกว่าข้อมูลใดได้เข้ารหัสและข้อมูลใดไม่ได้เข้ารหัส โดยใช้ตัวเลข 1 บิตในไบต์ของจำนวนข้อมูลเป็นตัวบอก โดยจะใช้บิตที่ 7 เป็นบิตเครื่องหมายและกำหนดให้ข้อมูลที่เข้ารหัสได้จะเซตบิตที่ 7 ของไบต์ของจำนวนข้อมูลเป็น 1 โดยจะเริ่มนับ 1 ของจำนวนที่ซ้ำกันของข้อมูลตัวที่ 4 เป็นต้นไป ทำให้ไบต์เก็บจำนวนข้อมูลสามารถเก็บข้อมูลได้ตั้งแต่ 3-130 ตัว และถ้ากลุ่มข้อมูลใดไม่มีความซ้ำซ้อนของข้อมูลจะใช้รหัส (จำนวน, ค่าข้อมูลที่ซ้ำกัน) โดยจะเคลียร์บิตที่ 7 ของไบต์ของจำนวนข้อมูลเป็น 0 ในกรณีที่ไม่มีข้อมูลซ้ำกันเลยซึ่งเป็นกรณีที่แย่ที่สุดจะใช้จำนวนไบต์เก็บรหัสทั้งหมดเท่ากับความยาวของข้อมูลบวกหนึ่ง (127+1) จากตัวอย่างแรกจะสามารถเข้ารหัสรันเลนส์ใหม่ได้ดังนี้

{83, 31, 04, 27, 26, 27, 20, 81, 18, 80, 14, 03, 08, 09, 10}

จากตัวอย่างนี้จะเห็นได้ว่าสามารถลดขนาดข้อมูลได้ 5 ไบต์

4.1.1.2 การเข้ารหัสฮัฟแมน (Huffman Coding)

การเข้ารหัสฮัฟแมนเป็นวิธีการลดข้อมูลมีประสิทธิภาพวิธีหนึ่ง โดยเอาส่วนที่ซ้ำซ้อนของข้อมูลมาใช้ประโยชน์ กล่าวคือจะทำการหาค่าความน่าจะเป็นของการกระจายค่าสัมประสิทธิ์ข้อมูลแล้วทำการเข้ารหัสโดยพิจารณาว่าข้อมูลที่มีค่าความน่าจะเป็นสูงจะถูกแทนด้วยรหัสใหม่ที่มีจำนวนบิตน้อย ส่วนข้อมูลที่มีค่าความน่าจะเป็นต่ำจะถูกแทนด้วยรหัสใหม่ที่มีจำนวนบิตมาก การแทนค่าข้อมูลด้วยรหัสใหม่ซึ่งทำให้ได้ข้อมูลหรือข่าวสารใหม่ที่มีปริมาณน้อยลงหรือสั้นลง รหัสใหม่ที่ถูกสร้างขึ้นนี้เรียกว่า “คำรหัส” (Code Word) ซึ่งรหัสที่ได้จากการแทนข้อมูลเดิมนั้นแต่ละคำจะมีความยาวเท่ากันหรือไม่เท่ากันก็ได้ ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับค่าความน่าจะเป็นที่เกิดขึ้นของข้อมูล

ถ้ากำหนดให้ข้อมูลมีองค์ประกอบอยู่ M แบบคือ $u_1, u_2, u_3, \dots, u_M$ และกำหนดให้ $p_1, p_2, p_3, \dots, p_M$ เป็นค่าความน่าจะเป็นของการเกิดของแต่ละองค์ประกอบ ดังนั้นสามารถหาค่าเอนโทรปีของข้อมูลได้จากสมการที่ 4.1

$$H = \sum_{k=1}^M p_k \log_2 \frac{1}{p_k} \quad (4.1)$$

เมื่อ p_k คือความน่าจะเป็นของการกระจายข้อมูล

เนื่องจากแต่ละคำรหัสมีความยาวของจำนวนบิตที่ใช้แทนไม่เท่ากัน และถ้าใช้รหัสฐานสอง (Binary code) โดยที่คำรหัสแต่ละตัวมีความยาว n_k ในการเข้ารหัสองค์ประกอบของข้อมูลที่เป็น u_k ดังนั้นความยาวเฉลี่ย \bar{n} ของคำรหัสที่ได้จะคำนวณได้จากสมการที่ 4.2

$$\bar{n} = \sum_k n_k p_k \quad (4.2)$$

โดยทั่วไปในการเข้ารหัสที่ดีนี้จะต้องพยายามให้ได้ค่า \bar{n} นี้ต่ำที่สุด แต่สิ่งสำคัญที่ต้องคำนึงถึงก็คือเมื่อเข้ารหัสแล้วต้องไม่มีความผิดพลาดในถอดรหัส การเข้ารหัสที่จะทำให้ \bar{n} มีค่าต่ำนั้น จะทำได้โดยการใช้ n_k ที่มีค่าน้อยสำหรับ p_k ที่มีค่ามาก และให้ใช้ n_k ที่มีค่ามากสำหรับ p_k ที่มีค่าน้อย

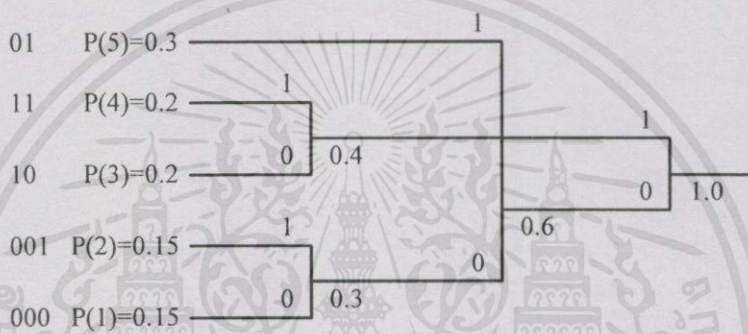
วิธีการเข้ารหัสฮัฟแมน (Huffman) จะเป็นวิธีการเข้ารหัสแบบหนึ่งต่อหนึ่ง ถ้าให้แหล่งกำเนิดข่าวสารมีความแตกต่างกัน M องค์ประกอบ และแต่ละองค์ประกอบจะมีค่าความน่าจะเป็นของการเกิดเป็น p_1, p_2, \dots, p_M วิธีการของฮัฟแมน [9] มีขั้นตอนดังนี้

1. ทำการนับความถี่เพื่อหาค่าความน่าจะเป็นของข้อมูลทุกตัว แล้วเรียงลำดับข้อมูลตามความน่าจะเป็นจากมากไปหาน้อย
2. นำความน่าจะเป็นที่มีค่าต่ำสุด 2 ค่ามารวมกันเพื่อสร้างโหนดใหม่ซึ่งให้ผลรวมที่ได้เป็นองค์ประกอบค่าความน่าจะเป็นใหม่แล้วนำความน่าจะเป็นใหม่ที่ได้ มาเรียงลำดับใหม่ร่วมกับความน่าจะเป็นเดิมที่เหลือ โดยเรียงลำดับจากค่าความน่าจะเป็นมากไปหาน้อย
3. กำหนดค่าไบนารีให้กับ โหนดคู่ที่ถูกกำหนดให้เป็นเส้นทางของโหนดใหม่นั้น โดยกำหนดให้โหนดล่างคือบิต "0" ส่วนโหนดบนคือบิต "1"
4. กระทำซ้ำตามขั้นตอนที่ 2 และ 3 จนกระทั่งค่าความน่าจะเป็นสุดท้ายเท่ากับ 1.0

จากที่ได้กล่าวมาข้างต้นเพื่อให้เห็นภาพได้ชัดเจนจะยกตัวอย่างการเข้ารหัสข่าวสารที่มี 5 องค์ประกอบของความน่าจะเป็นคือ p_1, p_2, \dots, p_5 ซึ่งมีค่าความน่าจะเป็นคือ 0.15, 0.15, 0.2, 0.2, 0.3 เมื่อเข้ารหัสฮัฟแมนจะมีวิธีการดังนี้คือ

- เอกสารนี้ 1. เรียงค่าความน่าจะเป็น p_1, p_2, \dots, p_5 จากค่าความน่าจะเป็นมากไปหาน้อย
- ไม่ว่ากรณี 2. คำนวณค่าความน่าจะเป็นต่ำสุด 2 ค่ามารวมกันเพื่อสร้างเป็น โหนดใหม่ ซึ่งในตัวอย่างนี้จะรวมค่าความน่าจะเป็น 0.15, 0.15 ซึ่งมีค่าเท่ากับ 0.3 แล้วนำค่าความน่าจะเป็นใหม่ที่ได้มาเรียงลำดับใหม่ร่วมกับความน่าจะเป็นเดิมที่เหลือ

3. จากลำดับองค์ประกอบความน่าจะเป็นที่ได้ในข้อ 2 สามารถเรียงลำดับใหม่ได้เป็น 0.3, 0.3, 0.2, 0.2 แล้วกลับไปทำตามขั้นตอนที่สองใหม่โดยรวมค่าความน่าจะเป็นต่ำสุด 2 ค่าก็จะได้เท่ากับ 0.4 และเมื่อนำมาจัดเรียงใหม่จากมากไปหาน้อยก็จะได้เป็น 0.4, 0.3, 0.3 และทำในลักษณะเดียวกันนี้ค่าความน่าจะเป็นที่จัดเรียงใหม่ก็จะเป็น 0.6, 0.4 และสุดท้ายก็จะได้ค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 1.0
4. ในระหว่างการสร้างโหนดใหม่ในข้อ 3 นั้นจะต้องกำหนดค่าไบนารีให้กับคู่โหนดที่ถูกกำหนดให้เป็นเส้นทางของโหนดใหม่ โดยให้โหนดล่างคือบิต "0" ส่วนโหนดบนคือบิต "1" ซึ่งสามารถอธิบายให้เห็นภาพได้อย่างชัดเจนดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 ตัวอย่างการเข้ารหัสฮัฟแมน

หลังจากที่ได้รหัสฮัฟแมนแล้ว การเข้ารหัสและการถอดรหัสสามารถทำได้โดยใช้การเปิดตาราง (lookup table) และรหัสที่ได้ก็สามารถที่จะทำการถอดรหัสได้ทันทีโดยไม่ต้องอ้างอิงถึงข้อมูลตัวอื่นๆ จากตัวอย่างข้างต้นสามารถสรุปผลลัพธ์ต่างๆที่ได้จากการเข้ารหัสฮัฟแมนได้ดังนี้

ความน่าจะเป็น (p_k)	องค์ประกอบของข้อมูล (u_k)	รหัสค่า	ความยาว (n_k)
$p_1 = 0.15$	u_1	000	3
$p_2 = 0.15$	u_2	001	3
$p_3 = 0.2$	u_3	10	2
$p_4 = 0.2$	u_4	11	2
$p_5 = 0.3$	u_5	01	2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ เมื่อทำการคำนวณความยาวเฉลี่ย \bar{n} ของการรหัส และค่าเอนโทรปี จะได้ผลดังนี้

$$\bar{n} = \sum_{k=1}^5 n_k p_k = 3 \times 0.15 + 3 \times 0.15 + 2 \times 0.2 + 2 \times 0.2 + 2 \times 0.3 = 2.3$$

$$\begin{aligned}
 H &= \sum_{k=1}^5 p_k \log_2 \frac{1}{p_k} = -\sum_{k=1}^5 p_k \log_2 p_k \\
 &= -0.15 \log_2(0.15) - 0.15 \log_2(0.15) - 0.2 \log_2(0.2) - 0.2 \log_2(0.2) - 0.3 \log_2(0.3) \\
 &= 1.8765
 \end{aligned}$$

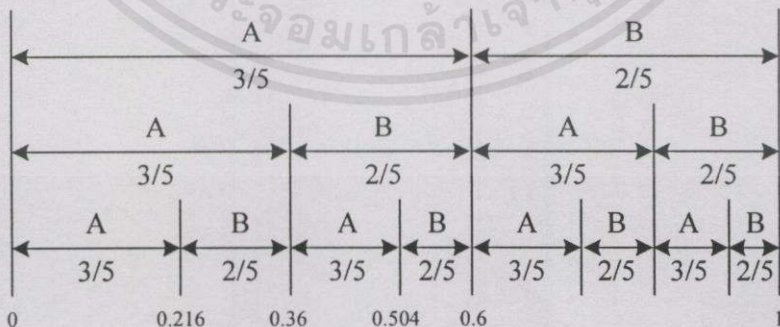
ดังนั้นความยาวเฉลี่ยของรหัสคำเท่ากับ 2.3 และค่าเอนโทรปีเท่ากับ 1.8765

4.1.1.3 การเข้ารหัสเลขคณิต (Arithmetic coding)

การเข้ารหัสเลขคณิต [8] ข้อมูลจะถูกแทนด้วยช่วงระยะห่างของจำนวนจริงระหว่าง 0 และ 1 โดยข้อมูลแต่ละตัวจะลดขนาดของระยะห่างตามความน่าจะเป็นของข้อมูลนั้น ข้อมูลที่มีความน่าจะเป็นสูงจะทำให้ระยะห่างถูกลดลงได้น้อยกว่าข้อมูลที่มีความน่าจะเป็นต่ำ ถ้าให้ $p(x_1)$ เป็นความน่าจะเป็นของ x_1 แล้วขอบเขตของความน่าจะเป็นของข้อมูล x_1 จะถูกนิยามโดย $0 \leq y < p(x_1)$ และขอบเขตของความน่าจะเป็นของข้อมูล x_2 จะถูกนิยามโดย $p(x_1) \leq y < p(x_1) + p(x_2)$ ถ้าให้ x_1, x_2, \dots, x_n เป็นข้อมูลที่แตกต่างกันจำนวน n ตัว จะสามารถเขียนระยะห่างของความน่าจะเป็นได้ดังสมการ (4.3)

$$\sum_{n=1}^{n-1} p(x_n) \leq y < \sum_{n=1}^n p(x_n) \quad (4.3)$$

จากสมการที่(4.3) จะเห็นได้ว่ารหัสของการเข้ารหัสเลขคณิตมีความยืดหยุ่นในการเลือกใช้เพราะสามารถเลือกค่าใดก็ได้ที่อยู่ในช่วง ตัวอย่างเช่นถ้ามีความน่าจะเป็น 2 คำคือ $p(x_1) = 3/5$: (A) และ $p(x_2) = 2/5$: (B) จะเห็นว่าความน่าจะเป็นในช่วง $0 \leq y < p(x_1)$ มีค่า $y = 1/2$ ซึ่งให้ค่าเลขฐานสองสั้นที่สุดคือ 0.1_2 และค่าความน่าจะเป็นในช่วง $p(x_1) \leq y < p(x_1) + p(x_2)$ มีค่า $y = 3/4$ ซึ่งให้ค่าเลขฐานสองสั้นที่สุดคือ 0.11_2 ถ้าสมมุติว่ามีข้อมูลเข้ามา 3 ตัว จะต้องแบ่งช่วงของความน่าจะเป็นดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 แสดงการแบ่งช่วงของความน่าจะเป็นของการเข้ารหัสเลขคณิตเมื่อมีข้อมูลอินพุต 3 ตัว ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.2 ถ้ามีข้อมูลอินพุต AAA จะได้ช่วงของความน่าจะเป็นคือ $0 \leq y < (3/5)^3 = 0.216$ ถ้าเลือกค่าของความน่าจะเป็นเท่ากับ $1/8 = 0.001_2$ ซึ่งหมายความว่า จะใช้

รหัส 001₂ แทนข้อมูล AAA แต่ในความเป็นจริงแล้วสามารถเลือกรหัสให้สั้นที่สุดได้คือที่ความน่าจะเป็นเท่ากับ 0 ได้เพราะอยู่ในช่วงเดียวกันดังนั้นจะใช้ 0₂ แทนข้อมูล AAA และถ้ามีข้อมูลเข้ามาเป็น ABB จะได้ช่วงของความน่าจะเป็นคือ $0.504 \leq y < 0.6$ เลือกลำของความน่าจะเป็นที่ให้รหัสสั้นที่สุดคือเท่ากับ $0.5625 = 0.1001_2$ ในทางปฏิบัติการหารหัสที่แทนข้อมูลจะคิดจกหน้าขอบเขตล่างและขอบเขตบนมาเปรียบเทียบกันบิตต่อบิตเมื่อเจอบิตที่ไม่เหมือนกันให้ตัดรหัสหลังจากบิตนี้ทิ้ง แล้วจะได้รหัสที่ใช้แทนข้อมูล

การถอดรหัสเลขคณิตสามารถทำได้โดยตรวจสอบค่ารหัสความน่าจะเป็นที่ได้เลือกไว้ย้อนกลับกระบวนเข้ารหัส ตัวอย่างการถอดรหัส AAA ที่ใช้รหัส $1/8 = 0.125 = 0.001_2$ โดยพิจารณารูปที่ 4.2 จะได้ข้อมูลตัวแรกทันทีคือ A เพราะว่า $0 \leq 0.125 < 0.6$ ข้อมูลตัวที่ 2 คือ A เพราะว่า $0 \leq 0.125 < 0.36$ และข้อมูลคือ A เพราะว่า $0 \leq 0.125 < 0.216$ การเข้ารหัสเลขคณิตอาจจะให้รหัสแทนข้อมูลที่สั้นกว่าหรือยาวกว่าการเข้ารหัสฮัฟแมนก็ได้ขึ้นอยู่กับลักษณะของข้อมูล อินพุต จากตัวอย่างแรกการเข้ารหัสเลขคณิตจะใช้รหัสที่สั้นกว่าการเข้ารหัสฮัฟแมน (วิธีของฮัฟแมนใช้รหัสยาว 3 บิต) ตัวอย่างที่ 2 การเข้ารหัสเลขคณิตจะใช้รหัสที่ยาวกว่าการเข้ารหัสฮัฟแมน (วิธีของฮัฟแมนใช้รหัสยาว 3 บิต) และ [10] ได้นำการเข้ารหัสเลขคณิตมาใช้ในการลดขนาดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ

4.1.1.4 การเข้ารหัสยูนิเวอร์แซล (Universal Coding)

เป้าหมายของการเข้ารหัสยูนิเวอร์แซล (Universal Coding) คือการลดขนาดของข้อมูลที่ไม่รู้ข้อมูลทางสถิติ ซึ่งอัลกอริทึมจะต้องปรับตัวไปตามข้อมูล ตัวอย่างที่สำคัญของการเข้ารหัสยูนิเวอร์แซลคืออัลกอริทึม Lempel-Ziv [8] ลำดับของรหัสข้อมูลจะใช้ลักษณะของพจนานุกรมหรือตารางลำดับ ซึ่งจะถูกรับปรุงในระหว่างกระบวนการเข้ารหัสโดยการปรับตัวตามข้อมูลอินพุต ดังนั้นจึงสามารถเรียกได้ว่าเป็นการเข้ารหัสพจนานุกรมที่ปรับตัว (adaptive dictionary encoding) ได้ และ [11] ได้ใช้อัลกอริทึม Lempel-Ziv มาใช้ในการลดขนาดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ

4.1.2 การลดข้อมูลที่มีการสูญเสีย (Lossy Compression)

การลดข้อมูลแบบที่มีการสูญเสียจะทำให้เกิดความเพี้ยนของข้อมูลขึ้น แต่ก็มีอัตราการลดข้อมูลที่สูงกว่าการลดข้อมูลแบบที่ไม่มีการสูญเสียมาก การลดข้อมูลในรูปแบบนี้ได้แก่ การเข้ารหัสโดยการแปลง การควอนไทซ์เป็นต้น ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้

4.1.2.1 การเข้ารหัสการแปลง (Transform Coding)

การลดขนาดข้อมูลด้วยวิธีการแปลงเป็นวิธีการลดขนาดข้อมูลทางอ้อมนั่นคือจะทำการแปลงข้อมูลอินพุตจากโดเมนเดิมไปยังข้อมูลในโดเมนใหม่เช่นการแปลงจากโดเมนเวลา (time

domain) ไปยังโดเมนความถี่ (frequency domain) แล้วนำสัมประสิทธิ์ของการแปลงมาเข้ารหัสอีกครั้งหนึ่งซึ่งอาจเรียกได้ว่าเป็นการลดขนาดข้อมูลแบบผสม หลังจากทำการแปลงแล้วจะได้สัมประสิทธิ์ 2 กลุ่มคือสัมประสิทธิ์ที่มีนัยสำคัญสูง (Most significant coefficients) และสัมประสิทธิ์ที่มีนัยสำคัญต่ำ (Less significant coefficients) โดยปกติการลดขนาดข้อมูลด้วยวิธีการแปลงคือการเก็บเฉพาะสัมประสิทธิ์ที่มีนัยสำคัญสูงไว้ ซึ่งจะทำให้เกิดความเพี้ยน (Distortion) กับข้อมูลที่ถูกสร้างกลับขึ้นมาใหม่เสมอ ดังนั้นการลดขนาดข้อมูลด้วยวิธีการแปลงจะใช้กับข้อมูลที่ไม่ต้องการความถูกต้องมากนักเช่นสัญญาณเสียง เป็นต้น

การลดข้อมูลด้วยวิธีการแปลงมีอยู่ด้วยกันหลายแบบ เช่น การแปลงฟูเรียร์เต็มหน่วย (Fourier transform: DFT) การแปลงโคไซน์เต็มหน่วย (Discrete cosine transform: DCT) การแปลงแบบฮาร์ (Harr transform) การแปลงแบบฮาร์ดามาร์ด (Hadamard transform) และการแปลงแบบคาร์ฮูเนนเลฟ (Karhunen Loeve transform: KLT) เป็นต้น โดยที่ KLT เป็นการแปลงที่ให้ผลดีที่สุด (Optimum Transform) เพราะว่าสัมประสิทธิ์ที่ได้จากการแปลงมีลักษณะของ Uncorrelated อย่างสมบูรณ์ ซึ่งจะให้มีประสิทธิภาพในการลดขนาดข้อมูลสูง แต่ KLT ไม่นิยมนำมาใช้มากนัก เพราะว่าต้องใช้การคำนวณสูงและไม่มีการคำนวณที่รวดเร็ว (Fast Computation) วิธีที่มีประสิทธิภาพรองลงมาคือ DFT และ DCT แต่ DFT ไม่นิยมนำมาใช้มากนักเพราะว่าต้องเกี่ยวข้องกับจำนวนเชิงซ้อน ต่างจากการใช้ DCT ซึ่งจะกระทำกับจำนวนจริงทั้งหมด DCT เป็นวิธีที่นิยมนำมาใช้ในการลดข้อมูลที่มีการสูญเสีย ที่ต้องการความรวดเร็ว แต่มีข้อเสียคือจะเกิดความผิดพลาดในส่วนของรอยต่อ การแปลงโคไซน์เต็มหน่วยแบบที่ 4 (Discrete Cosine Transform Type IV: DCT-IV) แสดงดังสมการที่ 4.4

$$X(k) = \sqrt{\frac{2}{N}} \sum_{j=0}^{N-1} x(j) \cos\left(\frac{(2j+1)(2k+1)\pi}{4N}\right) \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (4.4)$$

เมื่อ x คือข้อมูลอินพุตและ N คือขนาดของข้อมูลอินพุต ส่วนการแปลงกลับโคไซน์เต็มหน่วย (IDCT) ใช้สมการเดียวกัน

4.1.2.2 การควอนไทซ์

การลดข้อมูลที่มีการสูญเสียการควอนไทซ์เป็นวิธีการลดข้อมูลที่ง่ายที่สุด กล่าวคือ การควอนไทซ์จะกระทำการตรวจสอบข้อมูลอินพุตที่ได้รับและเลือกค่าประมาณที่ได้จากฐานข้อมูลที่กำหนดไว้ล่วงหน้าให้ใกล้เคียงที่สุด การควอนไทซ์จะมีอยู่หลายรูปแบบซึ่งสามารถอธิบายได้ดังนี้

การควอนไทซ์แบบสเกลาร์ (Scalar Quantization)

การควอนไทซ์แบบสเกลาร์เป็นการประมาณค่าข้อมูลอินพุตของสัญญาณอนาล็อกหรือสัญญาณเชิงต่อเนื่องมากระทำให้เป็นสัญญาณในรูปแบบดิจิทัล โดยการตรวจสอบสัญญาณอินพุต

ที่ได้จากฐานข้อมูลที่กำหนดไว้ล่วงหน้า โดยสามารถนิยามการควอนไทซ์แบบสเกลาร์ได้ว่าเป็นการ Mapping $Q: R \rightarrow C$ เมื่อ R คือค่าจำนวนจริง และ $C = \{y_i; i=1,2,\dots,N\}$ เป็นชุดของข้อมูลเอาต์พุต ส่วน y_i จะเป็นตัวเก็บรหัสที่มีขนาด N

สำหรับการสร้างตัวควอนไทซ์ขนาด N จุด จะต้องแบ่งเส้นจริง R ออกเป็น N ส่วน โดยกำหนดให้เป็น R_i เมื่อ $i=1,2,\dots,N$ และค่าของส่วนที่ i สามารถหาได้จาก

$$R_i = \{x \in R; Q(x) = y_i\} \equiv Q^{-1}(y_i) \quad (4.5)$$

โดยที่แต่ละส่วนจะมีคุณสมบัติดังนี้

$$\bigcup_{i=1}^N R_i = R \quad \text{และ} \quad R_i \cap R_j = \emptyset \quad \text{เมื่อ} \quad i \neq j \quad (4.6)$$

การควอนไทซ์แบบสเกลาร์จะแบ่งระดับหรือย่านของข้อมูลออกเป็นช่วงๆ โดยที่แต่ละช่วงจะแทนระดับของข้อมูลที่เป็นค่าเดียว ซึ่งสามารถแบ่งได้เป็น 2 ประเภทคือ

- การควอนไทซ์แบบยูนิฟอร์ม (Uniform Quantization)

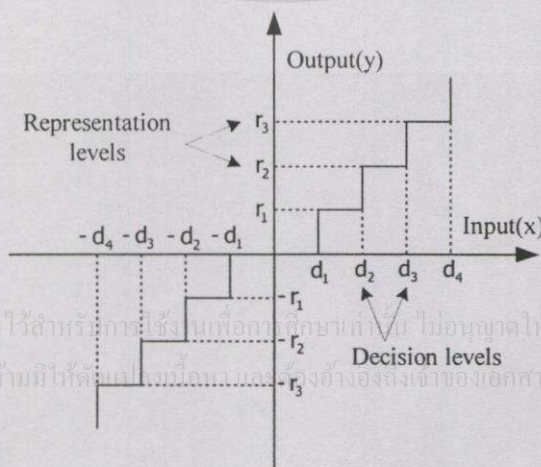
การควอนไทซ์แบบยูนิฟอร์มจะเป็นการควอนไทซ์ที่มีรูปแบบที่ง่ายที่สุด โดยจะแบ่งย่านของข้อมูลออกเป็นช่วงเท่าๆกัน ดังแสดงในรูปที่ 4.3 ในการออกแบบตัวควอนไทซ์จะมี d_i เป็นระดับการตัดสินใจ (Decision level) และ r_i เป็นระดับของข้อมูลผลลัพธ์ (Representation level) เมื่อ $i=0,1,2,\dots,L$ โดยที่

$$r_i = \frac{d_i + d_{i+1}}{2} \quad (4.7)$$

และ จะได้ช่วงห่างของการควอนไทซ์ (Δ) เป็น

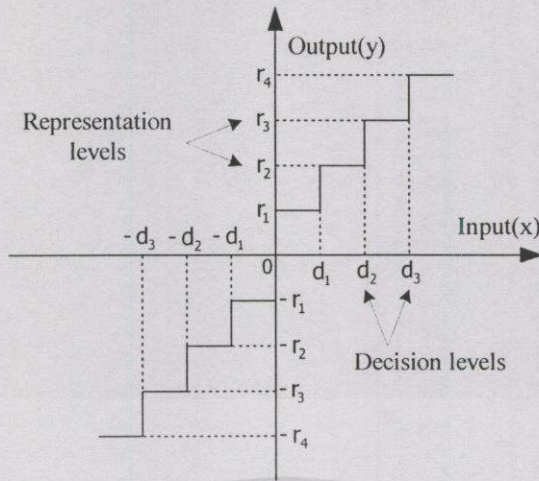
$$\Delta = d_{i+1} - d_i \quad (4.8)$$

ดังนั้น จะได้ว่า การควอนไทซ์แบบยูนิฟอร์มมีค่าของ Δ เท่ากันตลอดย่านของข้อมูลอินพุต



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้เผยแพร่โดยไม่ขออนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

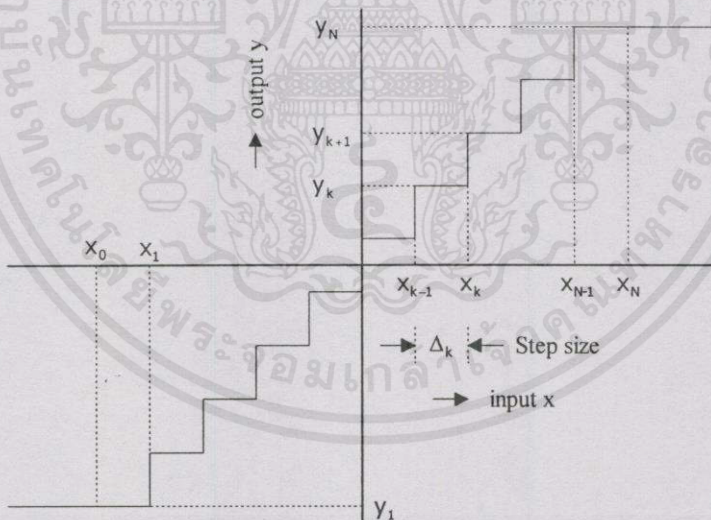
(ก) การควอนไทซ์ยูนิฟอร์มแบบ Midtreader



(ข) การควอนไทซ์ยูนิฟอร์มแบบ Midriser

รูปที่ 4.3 แสดงการควอนไทซ์ยูนิฟอร์มแบบ Symmetric

ถ้าพิจารณาการแบ่งย่านของข้อมูลออกเป็นช่วงเท่าๆกันตลอดช่วงข้อมูลแล้วและเปลี่ยนตัวแปรจากรูปที่ 4.3 ให้อยู่ในรูปของอินพุต x และเอาท์พุท y แสดงดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 แสดงการควอนไทซ์แบบยูนิฟอร์ม

ค่าความเพี้ยนเนื่องจากการควอนไทซ์สามารถอธิบายว่าถ้าให้ $p(x)$ เป็นฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นของ x (probability density function of x) เมื่อค่าความเพี้ยนเฉลี่ยยกกำลังสอง (Mean square error: MSE) สอดคล้องกับการควอนไทซ์ซึ่งสามารถอธิบายได้โดย

$$MSE = \sigma_q^2 = \sum_{k=1}^N \int_{x_{k-1}}^{x_k} (x - y_k)^2 p(x) dx \quad (4.9)$$

ถ้า $\Delta_k = x_k - x_{k-1}$ ระดับการควอนไทซ์ (step size) ที่ค่า MSE ถูกลดขนาดลงให้มากที่สุดเมื่อระดับการสร้างกลับอยู่ตรงกึ่งกลางระหว่างระดับการตัดสินใจ นั่นคือ

$$y_k = (x_{k-1} + x_k) / 2 \quad (4.13)$$

ดังนั้นจะได้ค่าความเพี้ยนมีค่าเท่ากับ

$$\sigma_q^2 = \frac{1}{12} \sum_{k=1}^N p_k \Delta_k^2 \quad (4.15)$$

สำหรับตัวควอนไทซ์แบบยูนิฟอร์มซึ่งระดับการควอนไทซ์เป็นค่าคงที่ จะได้ว่า

$$\Delta_k = \Delta \quad \text{สำหรับ } k \text{ ทุกๆค่า} \quad (4.16)$$

ดังนั้น

$$\sigma_q^2 = \frac{\Delta^2}{12} \sum_{k=1}^N p_k = \frac{\Delta^2}{12} \quad \text{เมื่อ} \quad \sum_{k=1}^N p_k = 1 \quad (4.17)$$

• การควอนไทซ์แบบนอน-ยูนิฟอร์ม (Non-Uniform Quantization)

การควอนไทซ์แบบนอน-ยูนิฟอร์มจะเป็นการออกแบบการควอนไทซ์ที่ให้ความเพี้ยนเกิดขึ้นน้อยที่สุด โดยอัลกอริทึม Lloyd-Max Quantizer ที่ได้ถูกพัฒนาขึ้นโดย Lloyd และ Max ซึ่งทั้ง Lloyd และ Max ได้วิเคราะห์สัญญาณรบกวนจากการควอนไทซ์โดยใช้ความผิดพลาดเฉลี่ยยกกำลังสอง (MSE) และได้พยายามลดสัญญาณรบกวนนี้ลงได้โดยกำหนดความน่าจะเป็นของความหนาแน่นของสัญญาณในช่วงหนึ่งที่มีค่าไม่คงที่ โดยที่ความเพี้ยนทั้งหมดที่เกิดขึ้นจากการควอนไทซ์สามารถหาได้จาก

$$MSE = \sum_{k=0}^N \int_{d_k}^{d_{k+1}} (x - r_k)^2 p(x) dx \quad (4.18)$$

เมื่อ $p(x)$ คือฟังก์ชันความหนาแน่นของค่าความน่าจะเป็นของข้อมูล x และความเพี้ยนจะน้อยที่สุดเมื่ออนุพันธ์ของค่าความเพี้ยนเมื่อเทียบกับระดับ r_i และช่วง d_i เท่ากับศูนย์ ทำให้ได้

$$d_i = \frac{r_i + r_{i-1}}{2} \quad (4.19)$$

และ

$$r_i = \frac{\int_{d_i}^{d_{i+1}} yp(y) dy}{\int_{d_i}^{d_{i+1}} p(y) dy} \quad (4.20)$$

ค่าความเพี้ยนเฉลี่ยยกกำลังสองของตัวควอนไทซ์มีค่าเท่ากับ

$$MSE = \sigma_q^2 = \frac{1}{12} \sum_k p_k A_k^3 \quad (4.21)$$

4.2 มาตรฐานในการวัดประสิทธิภาพการลดขนาดข้อมูลคลื่นไฟฟ้าหัวใจ

ประสิทธิภาพการลดขนาดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจสามารถแสดงด้วยอัตราส่วนระหว่างปริมาณของข้อมูลที่ไม่ได้ผ่านการลดขนาดข้อมูลและปริมาณของข้อมูลที่ได้ผ่านการลดขนาดแล้ว อัตราส่วนดังกล่าวเรียกว่า Compression Ratio (CR) แสดงดังสมการที่ (4.22)

$$CR = \frac{\text{ปริมาณของข้อมูลที่ไม่ได้ผ่านการบีบอัด}}{\text{ปริมาณข้อมูลที่ได้ผ่านการลดขนาด}} \quad (4.22)$$

สำหรับสัญญาณไฟฟ้าหัวใจที่ได้ผ่านการลดข้อมูลแบบที่มีการสูญเสีย (Lossy Compression) นอกจากค่า CR แล้ว ยังต้องพิจารณาถึงความเพี้ยนของสัญญาณที่เกิดขึ้นด้วย มาตรฐานในการวัดความเพี้ยนของสัญญาณไฟฟ้าหัวใจที่เป็นที่ยอมรับกันทั่วไปคือ ค่า Percent Root Mean Square Difference (PRD) แสดงดังสมการที่ (4.23) แต่ปกติในทางการแพทย์มักจะใช้วิธีการตรวจสอบสัญญาณที่สร้างกลับคืนด้วยสายตา

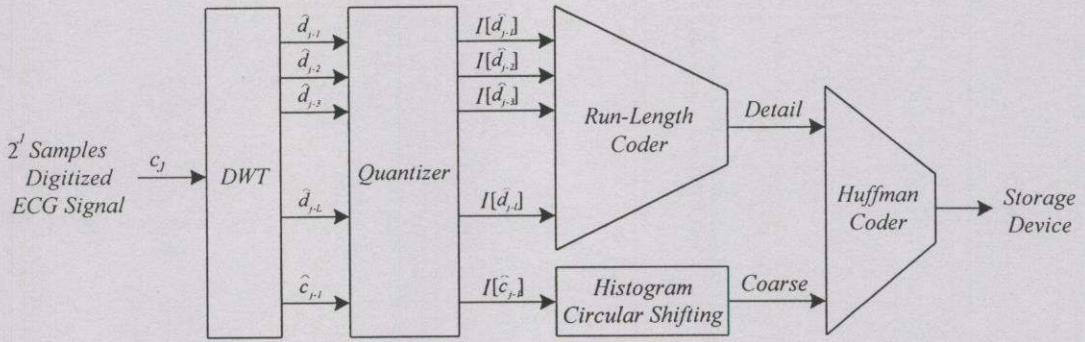
$$PRD = \sqrt{\frac{\sum_{i=0}^{N-1} (x(i) - \hat{x}(i))^2}{\sum_{i=0}^{N-1} x^2(i)}} \times 100 \quad (4.23)$$

โดยที่ $x(i)$ และ $\hat{x}(i)$ คือสัญญาณต้นแบบและสัญญาณที่ได้จากการสร้างกลับตามลำดับ

ถ้าค่าอัตราการลดข้อมูล (CR) มีค่ามากและค่า PRD มีค่าน้อยแสดงว่าการลดขนาดข้อมูลมีประสิทธิภาพสูง และถ้าค่าอัตราการลดขนาด (CR) มีค่าน้อยและค่า Percent Root Mean Square Difference (PRD) มีค่ามากแสดงว่าการลดขนาดข้อมูลมีประสิทธิภาพต่ำ สำหรับการทดลองและผลการทดลองวัดประสิทธิภาพการลดข้อมูลคลื่นไฟฟ้าหัวใจในวิทยานิพนธ์นี้จะกล่าวในบทที่ 6

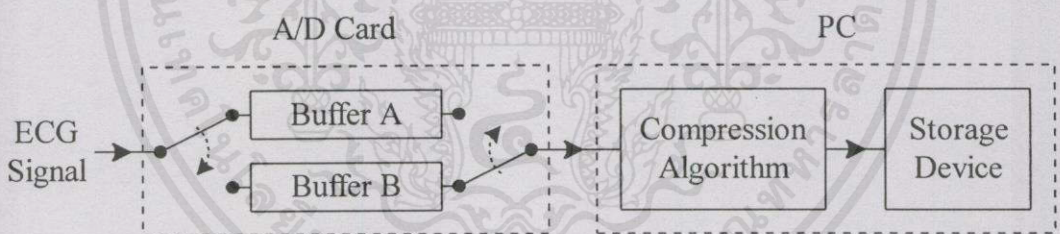
4.3 ตัวอย่างของการลดขนาดข้อมูลคลื่นไฟฟ้าหัวใจโดยใช้การแปลงเวฟเลต

ตัวอย่างแรกนำเสนอโดย [6] เป็นกระบวนการลดขนาดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจโดยใช้การแปลงเวฟเลต สัมประสิทธิ์เวฟเลตที่ได้จะผ่าน Uniform Quantization แล้วเข้ารหัส Run-Length ต่อด้วยการเข้ารหัสฮัฟแมนจากนั้นเก็บรหัสในหน่วยความจำ ส่วนสัมประสิทธิ์สเกลลิงจะผ่านกระบวนการ Histogram Circular Shifting ก็ต่อด้วยการเข้ารหัสฮัฟแมนแล้วเก็บรหัสในหน่วยความจำ กระบวนการลดขนาดข้อมูลดังกล่าวแสดงดังรูปที่ 4.5 หมายเหตุทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 แสดงกระบวนการลดขนาดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจที่นำเสนอโดย [6]

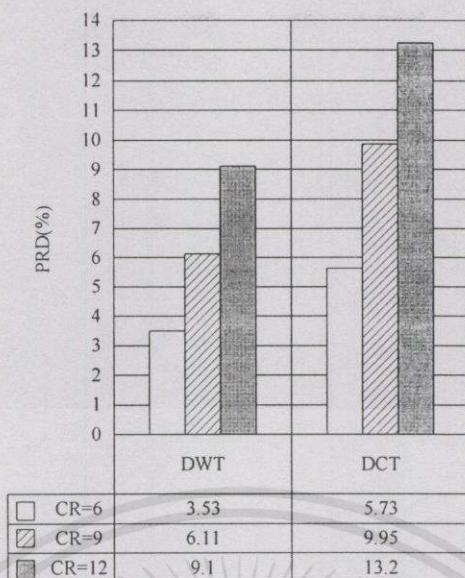
กระบวนการในรูปที่ 4.5 ได้ใช้คอมพิวเตอร์ในการประมวลในลักษณะที่ไม่ได้ทำในเวลาจริง คือ อ่านข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจมาเก็บใน Buffer ก่อนแล้วจึงทำการลดขนาดข้อมูลซึ่งเป็นเพราะในกระบวนการแปลงเวฟเล็ดต้องการข้อมูลอินพุตความยาวเท่ากับ 2^j เมื่อ j เป็นจำนวนเต็มบวก ซึ่ง [6] ได้อ่านข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจผ่าน A/D Card จนครบความยาวของสัญญาณที่ต้องการก่อนแล้วจึงทำการแปลงเวฟเล็ดกระบวนการดังกล่าวแสดงดังรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 แสดงการทำงานของ A/D Card ในลักษณะของ Double Buffer Cyclic Mode

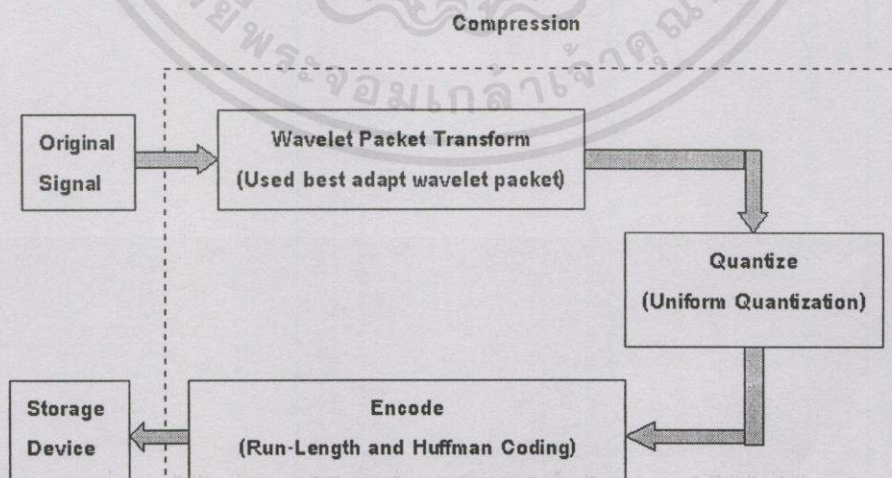
โดยที่ [6] ได้ทดลองกระบวนการในรูปที่ 4.5 เปรียบเทียบกับการลดขนาดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจโดยการใช้ DCT ผลการทดลองแสดงดังรูปที่ 4.7 ซึ่งผลการทดลองได้แสดงให้เห็นว่ากระบวนการลดขนาดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจที่ใช้การแปลงเวฟเล็ดมีประสิทธิภาพสูงกว่าการใช้ DCT กล่าวคือ มีความเพี้ยน (PRD) ต่ำกว่าขณะที่ค่า CR เท่ากัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 แสดงการเปรียบเทียบผลการทดลองกระบวนการลดขนาดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจที่ใช้การแปลงเวฟเล็ตกับการใช้ DCT

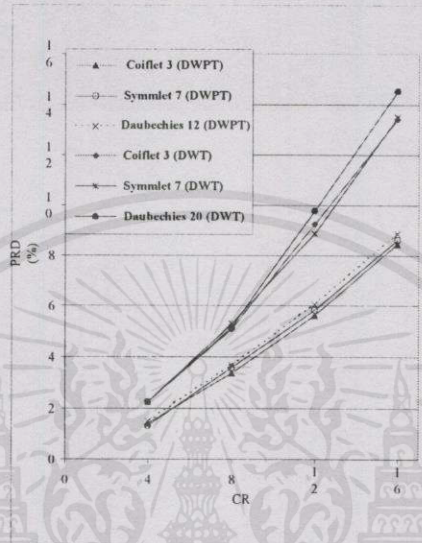
ตัวอย่างที่ 2 เป็นกระบวนการที่นำเสนอโดย [5] เป็นกระบวนการลดขนาดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจโดยใช้การแปลงเวฟเล็ตแพ็คเก็ต (DWPT) โดยหาค่าอัตราบีทและค่าความถี่ที่น้อยที่สุดเพื่อหา the best basis function ซึ่งจะมีผลทำให้การลดขนาดข้อมูลมีประสิทธิภาพดี กระบวนการลดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจนี้ในแต่ละ subband จะใช้การควอนไทซ์แบบยูนิฟอร์ม และใช้การเข้ารหัสแบบรันเลนส์และฮัฟแมน ซึ่งสามารถแสดงดังรูปที่ 4.8



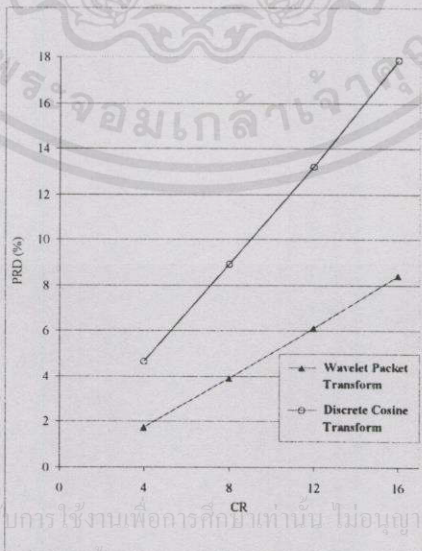
เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ขออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังขอสงวนสิทธิ์ในเนื้อหาและข้อมูลอ้างอิงถึงชื่อของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

รูปที่ 4.8 กระบวนการลดข้อมูลคลื่นไฟฟ้าหัวใจโดยใช้เวฟเล็ตแพ็คเก็ตที่นำเสนอโดย [5]

โดยที่ [5] ได้ทดลองเปรียบเทียบระหว่างการใช้ DWPT กับ DWT แสดงดังรูปที่ 4.9 และได้ทดลองเปรียบเทียบระหว่างการใช้ DWPT กับ DCT แสดงดังรูปที่ 4.10 ซึ่งผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าการใช้ DWPT ทำให้กระบวนการลดขนาดข้อมูลมีประสิทธิภาพสูงกว่าการใช้ DWT และ DCT



รูปที่ 4.9 เปรียบเทียบประสิทธิภาพการลดข้อมูลคลื่นไฟฟ้าหัวใจของคนปกติระหว่างวิธีการแปลงเวฟเล็ตแพ็คเก็ตกับวิธีการแปลงเวฟเล็ตเต็มหน่วย เมื่อใช้เวฟเล็ตชนิด Coiflet 3 Symmlet 7 และ Daubechies 12



รูปที่ 4.10 เปรียบเทียบประสิทธิภาพการลดข้อมูลคลื่นไฟฟ้าหัวใจจากคนปกติระหว่างวิธีการแปลงเวฟเล็ตแพ็คเก็ตกับวิธีการแปลงโคไซน์เต็มหน่วย

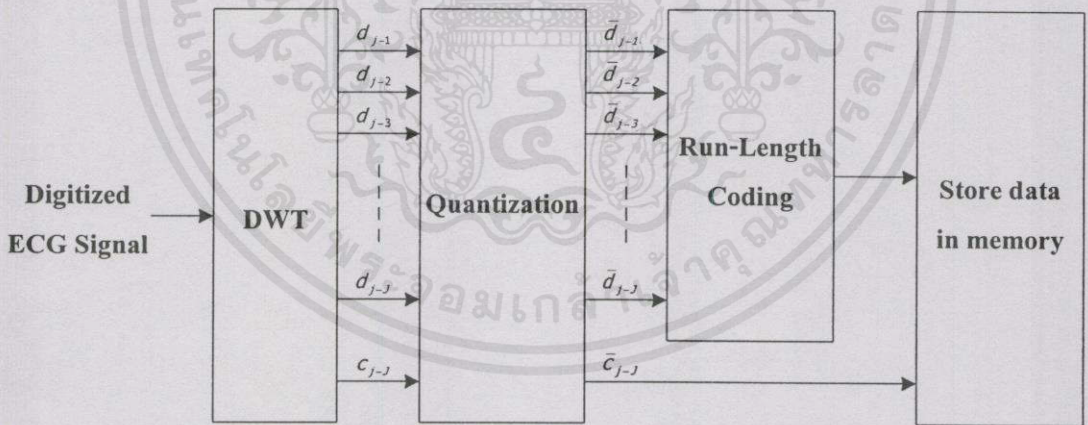
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีการลดขนาดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจโดยใช้การแปลงเวฟเล็ต ในเวลาจริงบน MCS-51

ในบทนี้จะแสดงให้เห็นถึงวิธีการลดขนาดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจในเวลาจริงโดยใช้การแปลงเวฟเล็ตซึ่งหลักการที่สำคัญอยู่ที่การจัดการจำนวนการแปลงเวฟเล็ตในช่วงเวลาการแซมปลิง รวมถึง Thresholding การควอนไทซ์ และการเข้ารหัส Zero Run-Length ตลอดจนการนำไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 มาทำการลดขนาดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจในเวลาจริง

5.1 กระบวนการลดขนาดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจโดยใช้การแปลงเวฟเล็ต

การลดขนาดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจที่อยู่บนพื้นฐานการแปลงเวฟเล็ตนั้นสัญญาณไฟฟ้าหัวใจจะถูกแปลงไปยังโดเมนเวลาและความถี่ (Time-Frequency Domain) และสัมประสิทธิ์ที่ได้จากการแปลงจะถูกควอนไทซ์เพื่อให้สัมประสิทธิ์ของการแปลงเหมาะสมกับการเข้ารหัสในขั้นตอนต่อไป ซึ่งกระบวนการลดขนาดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจแสดงดังรูปที่ 5.1



รูปที่ 5.1 แสดงกระบวนการลดขนาดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจโดยใช้การแปลงเวฟเล็ต

สัญญาณไฟฟ้าหัวใจที่นำมาแปลงเวฟเล็ตต้องแบ่งเป็นบล็อกที่มีขนาด 2^k แซมปลิง (เมื่อ k เป็นจำนวนเต็มบวก) สัมประสิทธิ์ที่ได้จากการแปลงสัญญาณไฟฟ้าหัวใจจะถูกแบ่งเป็นกลุ่มของข้อมูลย่อย $d_{j-1}, d_{j-2}, \dots, d_{j-j}$ และ c_{j-j} จากรูปที่ 5.1 กลุ่มข้อมูลย่อยทั้งหมดถูก Threshold แล้วควอนไทซ์และเข้ารหัส Zero Run-Length แล้วเก็บในหน่วยความจำ ส่วน c_{j-j} ซึ่งเป็นสัมประสิทธิ์ในแถบความถี่ต่ำจะมีค่าค่อนข้างสูงจึงไม่เหมาะสมที่จะเข้ารหัส Zero Run-Length นอกจากนี้ยังทำ

ให้เสียเวลาในการประมวลผล ดังนั้นหลังจากกระบวนการควอนไทซ์แล้ว c_{j-j} จะถูกเก็บในหน่วยความจำโดยไม่ผ่านกระบวนการเข้ารหัส Zero Run-Length

แต่การลดขนาดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจในเวลาจริงนั้นมีเวลาก่อนข้างจำกัดหรือมีเวลาในช่วงของการแชนเปลิ่งเท่านั้น ดังนั้นจึงต้องมีการจัดช่วงเวลาในการลดขนาดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจใหม่ให้สัมพันธ์กับการแชนเปลิ่ง

5.1.1 การจัดการคำนวณเวฟเล็ดในการช่วงเวลาการแชนเปลิ่ง

จากการแปลงเวฟเล็ดจากระดับความละเอียด $j+1$ ไปยังระดับความละเอียด j ที่แสดงในรูปที่ 3.6 และสามารถแสดงในรูปของเมตริกซ์ของการคำนวณหาสัมประสิทธิ์เวฟเล็ดได้ดังสมการที่ (3.46) ถ้ามีสัญญาณอินพุท Length = L จะทำให้ขนาดของเมตริกซ์ในสมการที่ (3.46) เท่ากับ $L \times L$ และถ้าหากมีการแปลงเวฟเล็ดจากระดับความละเอียด $j+1$ ไปยังระดับความละเอียด $j-j$ ในรูปที่ 3.7 แล้วจะมีเมตริกซ์ของการคำนวณหาสัมประสิทธิ์เวฟเล็ดที่ระดับต่างๆเป็นจำนวนเท่ากับ $J+1$ เมตริกซ์ แต่เมตริกซ์จะมีขนาดเล็กลงซึ่งเกิดจากการ Down sampling ทำให้มีกระบวนการคำนวณหาสัมประสิทธิ์เวฟเล็ดของสัญญาณอินพุท Length = L และ ผลตอบสนองอิมพัลส์ Length= N ดังสมการที่ (3.50) นั่นคือ

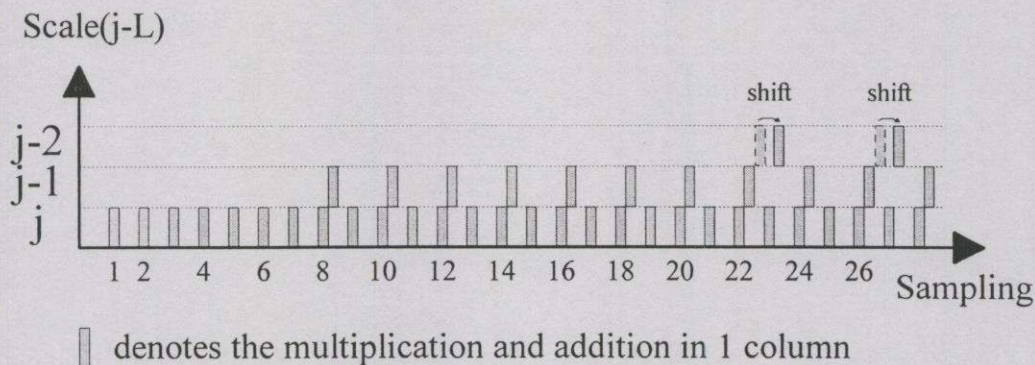
$$LN \left(1 + \frac{1}{2} + \frac{1}{2^2} + \dots \right) < 2LN$$

จากสมการนี้จะเห็นได้ว่ากระบวนการคำนวณหาสัมประสิทธิ์เวฟเล็ดน้อยกว่า $2NL$ ถ้าหากเริ่มคำนวณที่ระดับความละเอียด $j-0$ ดังนั้นจะมีการคำนวณที่ระดับความละเอียด $j-0$ มากกว่าการคำนวณที่ระดับความละเอียดอื่น ๆ รวมกันดังสมการที่ (5.1)

$$LN \left(1 + \frac{1}{2} + \frac{1}{2^2} + \frac{1}{2^3} + \dots \right) \quad (5.1)$$

จากสมการนี้จะสามารถจัดกระบวนการคำนวณหาสัมประสิทธิ์เวฟเล็ดใหม่ (สมมุติให้สัญญาณอินพุทอยู่ที่ระดับความละเอียด $j-0$) โดยให้มีการจับคู่การคำนวณระหว่างการคำนวณที่ระดับความละเอียด $j-0$ กับการคำนวณที่ระดับความละเอียด $j-j$ เมื่อพิจารณาเมตริกซ์ของการคำนวณหาสัมประสิทธิ์เวฟเล็ดในสมการที่(3.46) จะเห็นว่าจะมีการคูณในแต่ละหลักและมีการบวกในแต่ละแถวของเมตริกซ์ ดังนั้นเมื่อจับคู่การคำนวณที่ระดับความละเอียด $j-0$ กับการคำนวณที่ระดับความละเอียด $j-j$ แล้วจะทำให้ได้ช่วงเวลาในการคำนวณดังรูปที่ 5.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.2 แสดงการจับคู่การคำนวณการแปลงเวฟเล็ดที่ระดับความละเอียด $j-0$ กับระดับความละเอียด $j-1$

จากรูปที่ 5.2 เป็นการแปลงเวฟเล็ดโดยใช้ผลตอบสนองอิมพัลส์ $h_0(n)$ และ $h_1(n)$ length = 8 และมีการจับคู่การคำนวณเวฟเล็ดที่ระดับความละเอียดต่างๆ เมื่อพิจารณาที่ระดับความละเอียด $j-2$ จะเห็นว่าที่การแซมปลิงครั้งที่ 22 เป็นการคำนวณครั้งที่ 8 ที่ระดับความละเอียด $j-1$ ซึ่งจะให้สัมประสิทธิ์ $c_{j-1}(1)$ ซึ่งต้องนำไปคำนวณหาสัมประสิทธิ์เวฟเล็ดที่ระดับความละเอียด $j-2$ ต่อไป แต่การแซมปลิงครั้งที่ 22 มีการจับคู่ระหว่างการคำนวณที่ระดับความละเอียด $j-0$ กับระดับความละเอียด $j-1$ แล้ว ดังนั้นการคำนวณที่ระดับความละเอียด $j-2$ จะถูกเลื่อนไปคำนวณที่การแซมปลิงที่ 23 หรือเป็นการจับคู่การคำนวณเวฟเล็ดระหว่างที่ระดับความละเอียด $j-0$ กับระดับความละเอียด $j-2$ และที่การแซมปลิงที่ 26 และ 27 ก็เช่นเดียวกัน ส่วนในการคำนวณที่ระดับความละเอียดอื่นๆก็ทำในลักษณะเดียวกันคือ เลื่อนการคำนวณ ไปยังการแซมปลิงที่ไม่มีการจับคู่การคำนวณ

5.1.2 การจัดการควอนไทซ์ thresholding และการเข้ารหัส Zero Run-Length ในการช่วงเวลาการแซมปลิง

เนื่องจากการสเกลาร์ควอนไทซ์แบบยูนิฟอร์ม ดังนั้นการควอนไทซ์ทำได้ง่าย ๆ โดยกำหนดค่า step size: Δ แล้วนำค่านี้ไปหารสัมประสิทธิ์ที่ได้จากการแปลงดังสมการที่ (5.2) โดยที่สัมประสิทธิ์ที่มีนัยสำคัญต่ำ จะถูกตัดทิ้งโดยการ threshold หลังจากนั้นจึงเข้ารหัส Zero Run-Length

$$\bar{d}_{j-1}(k) = (d_{j-1}(k)/\Delta) \Big|_{k=0,1,2,\dots,2^{j-1}-1}$$

$$\bar{d}_{j-2}(k) = (d_{j-1}(k)/\Delta) \Big|_{k=0,1,2,\dots,2^{j-2}-1}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ : ใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้าน (5.2)

ไม่ว่ากรณีใดๆก็ตาม อีกทั้งห้าม $\bar{d}_{j-j}(k) = (d_{j-1}(k)/\Delta) \Big|_{k=0,1,2,\dots,2^{j-j}-1}$ ใช้อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\bar{c}_{j-j}(k) = (d_{j-1}(k)/\Delta) \Big|_{k=0,1,2,\dots,2^{j-j}-1}$$

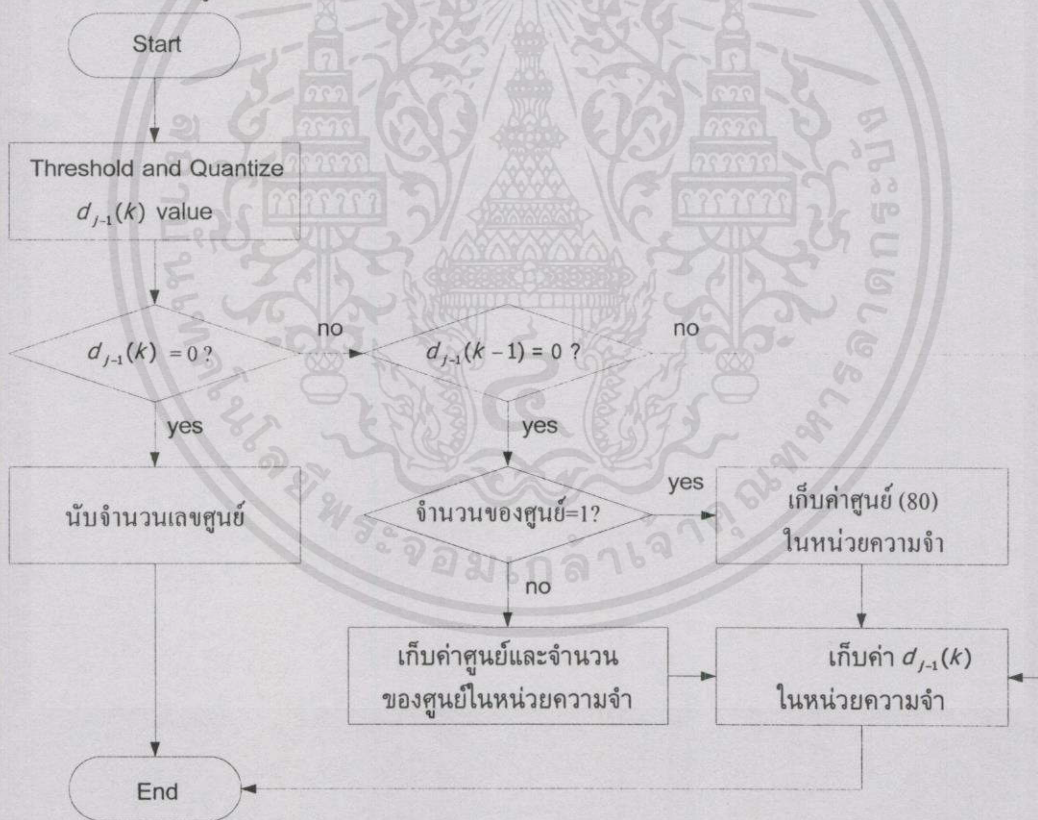
ในการเข้ารหัส Zero Run-Length ซึ่งปกติถ้าเข้ารหัสข้อมูลที่มีเลขศูนย์หนึ่งตัวในกลุ่มข้อมูลจะทำให้รหัสที่ได้มีขนาดใหญ่กว่าข้อมูลอินพุต แต่เนื่องจากสัมประสิทธิ์ที่ได้จากการแปลงเวฟเลตมีทั้งค่าบวกและลบการเข้ารหัส ถ้ากำหนดให้บิตที่ 7 ของแต่ละไบต์เป็นบิตเครื่องหมายและแทนค่า -1 ด้วย 10000001_2 ดังนั้นจะมีค่าของเลขศูนย์ 2 ตัวนั้นคือ 10000000_2 และ 00000000_2 เพื่อแก้ปัญหาดังกล่าวของการเข้ารหัส Zero Run-Length จึงแทนเลขศูนย์ตัวเดียวในกลุ่มข้อมูลด้วยค่า 10000000_2 หรือ 80_{16} การเข้ารหัส Zero Run-Length จะเก็บข้อมูลในลักษณะของกลุ่มลำดับ (เลขศูนย์, จำนวนของศูนย์) สมมุติว่ามีข้อมูลดังต่อไปนี้

$$\{74, 62, 63, 00, 00, 00, 00, 00, 00, 01, 00, 21, 00, 01\}_{16}$$

เมื่อเข้ารหัส Zero Run-Length แล้วจะได้

$$\{74, 62, 63, 00, 06, 01, 80, 21, 80, 01\}_{16}$$

ซึ่งกระบวนการควอนไทซ์, Threshold และการเข้ารหัส Zero Run-Length สามารถกระทำในเวลาจริงได้แสดงดังรูปที่ 5.3

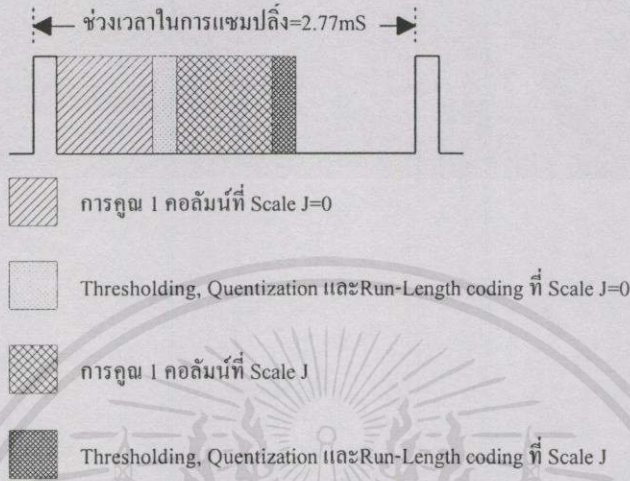


รูปที่ 5.3 แสดงโฟลว์ชาร์ตของการจัดการควอนไทซ์และการเข้ารหัส Zero Run-Length ในช่วงเวลา

1 การแซมปลิงที่ระดับความละเอียด $j-1$

จากรูปที่ 5.3 เป็นการกระทำที่ระดับความละเอียด $j-1$ ในช่วงเวลา 1 การแซมปลิง ดังนั้นจะมีกระบวนการเหมือนกันกับกระบวนการนี้ที่ระดับความละเอียดอื่นๆ และจากรูปที่ 5.2 จะเห็นว่า

การคำนวณการแปลงเวฟเล็ตที่เกิดขึ้นในช่วงเวลาการแซมปลิงเพียง 2 ครั้งเท่านั้นคือที่ระดับความละเอียด $j-0$ และที่ระดับความละเอียดอื่นๆ ($j-J$) ซึ่งจะทำให้กระบวนการควอนไทซ์ Threshold และ การเข้ารหัส Zero Run-Length มี 2 ครั้งเช่นเดียวกัน ดังรูปที่ 5.4



รูปที่ 5.4 แสดงการจัดการคำนวณการแปลงเวฟเล็ต การควอนไทซ์ thresholding และการเข้ารหัส Zero-Run Length ในช่วงเวลาการแซมปลิง

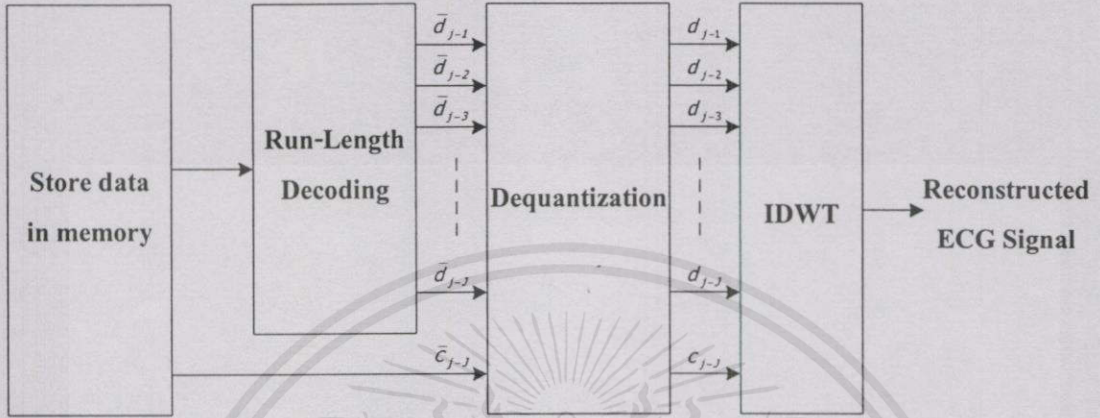
5.1.3 กระบวนการสร้างสัญญาณกลับคืน

กระบวนการสร้างสัญญาณกลับคืนเป็นกระบวนการกลับกับกระบวนการลดขนาดข้อมูลในรูปที่ 5.1 เนื่องจากข้อมูลที่เก็บในหน่วยความจำขณะนี้ประกอบด้วยข้อมูล 2 กลุ่มคือกลุ่มสัมประสิทธิ์ที่ถูกเข้ารหัส Zero Run-length $\bar{d}_{j-1}, \bar{d}_{j-2}, \dots, \bar{d}_{j-J}$ และกลุ่มสัมประสิทธิ์ที่ไม่ผ่านกระบวนการเข้ารหัส Zero Run-Length \bar{c}_{j-J} ดังนั้นกระบวนการสร้างสัญญาณกลับคืนจะเริ่มจากนำกลุ่มสัมประสิทธิ์ $\bar{d}_{j-1}, \bar{d}_{j-2}, \dots, \bar{d}_{j-J}$ ผ่านกระบวนการถอดรหัส Zero Run-Length โดยเมื่อตรวจพบไบต์ข้อมูลที่เป็นศูนย์ ให้กระจายเลขศูนย์เป็นจำนวนเท่ากับไบต์ที่ไ้เก็บจำนวนของศูนย์ซึ่งก็คือไบต์ที่ตามหลังจากไบต์เลขศูนย์ หลังจากนั้นนำสัมประสิทธิ์ $\bar{d}_{j-1}, \bar{d}_{j-2}, \dots, \bar{d}_{j-J}$ และ \bar{c}_{j-J} มาผ่านกระบวนการดีควอนไทซ์ (Dequantization) ดังสมการที่ (5.3)

$$\begin{aligned} d_{j-1}(k) &= \Delta \cdot \bar{d}_{j-1}(k) \Big|_{k=0,1,2,\dots,2^{j-1}-1} \\ d_{j-2}(k) &= \Delta \cdot \bar{d}_{j-2}(k) \Big|_{k=0,1,2,\dots,2^{j-2}-1} \\ &\vdots \\ d_{j-J}(k) &= \Delta \cdot \bar{d}_{j-J}(k) \Big|_{k=0,1,2,\dots,2^{j-J}-1} \\ c_{j-J}(k) &= \Delta \cdot \bar{c}_{j-J}(k) \Big|_{k=0,1,2,\dots,2^{j-J}-1} \end{aligned} \quad (5.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกร ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านอื่นๆ ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังห้ามเผยแพร่เอกสารนี้โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลังจากผ่านกระบวนการควอนไทซ์แล้วนำสัมประสิทธิ์ $\bar{d}_{j-1}, \bar{d}_{j-2}, \dots, \bar{d}_{j-J}$ และ \bar{c}_{j-J} ผ่านกระบวนการแปลงกลับเวฟเล็ดเต็มหน่วย(IDWT) ดังรูปที่ 5.5 ซึ่งกระบวนการสร้างสัญญาณกลับคืนนี้จะกระทำบนคอมพิวเตอร์เพื่อแสดงผล



รูปที่ 5.5 แสดงกระบวนการสร้างสัญญาณกลับคืน

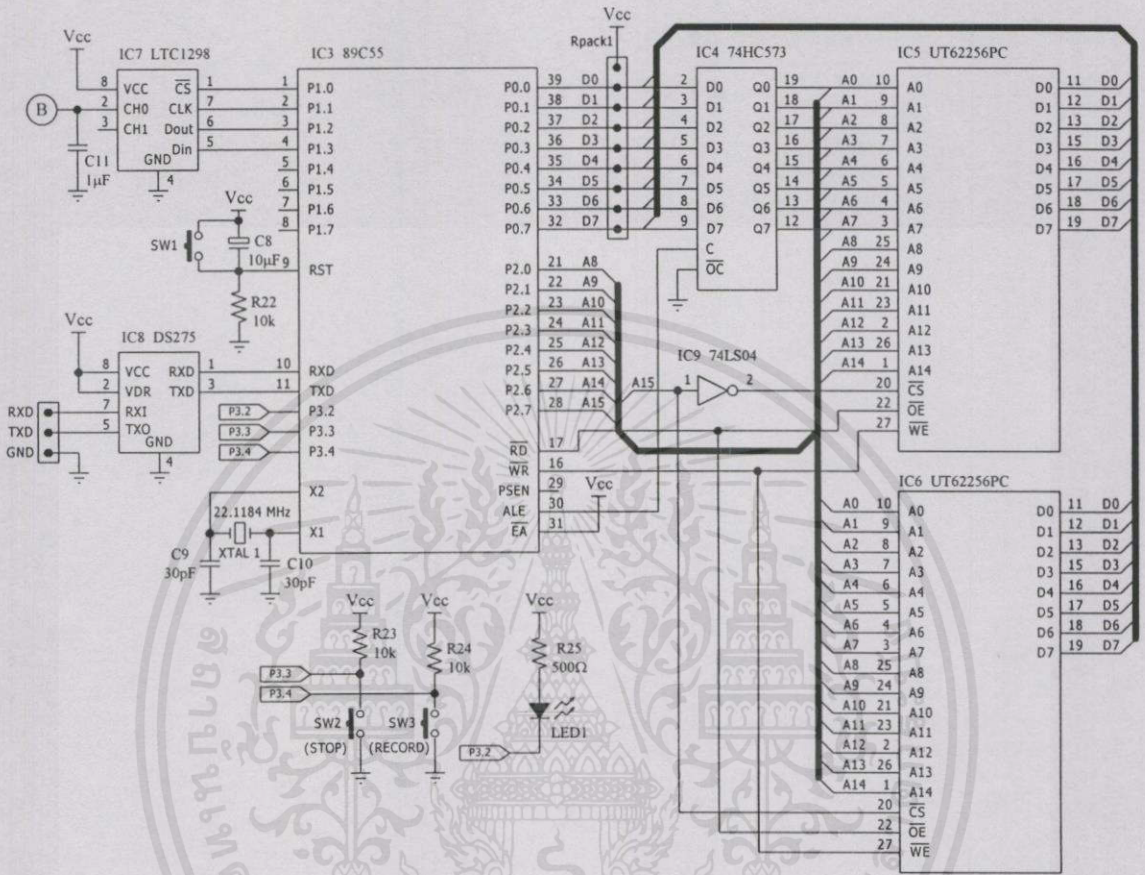
5.2 การออกแบบกระบวนการบน MCS-51 ในการลดขนาดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ

จากกระบวนการลดขนาดข้อมูลที่ได้อีกมาข้างต้นเป็นกระบวนการที่ไม่ยุ่งยากมากนักดังนั้นจึงสามารถเลือกใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 มาประมวลผล โดยสามารถสรุปการทำงานหลักๆของ MCS-51 ได้ดังนี้

- อ่านข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจจากวงจรวัดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจผ่าน A/D ความละเอียดขนาด 12 บิตต่อแชนเนลถึง
- นำข้อมูลสัญญาณที่ได้มาประมวลผลตามกระบวนการลดขนาดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจดังรูปที่ 5.2 และรูปที่ 5.4
- เก็บข้อมูลที่เข้ารหัสแล้วในหน่วยความจำ
- ติดต่อคอมพิวเตอร์เพื่อส่งรหัสข้อมูลไปแสดงผลผ่านทางพอร์ตอนุกรม

ดังนั้นจึงสามารถออกแบบวงจรได้ดังรูปที่ 5.6 วงจรแรกเป็น IC7 TLC1298 เป็น A/D 12 บิต ทำหน้าที่แปลงสัญญาณไฟฟ้าหัวใจให้เป็นข้อมูลดิจิทัล โดยกำหนดความถี่ในแชนเนลถึงเท่ากับ 360 Hz เพราะว่าการบันทึกสัญญาณไฟฟ้าหัวใจของคนไข้ข้างเตียง (Clinical) ย่านความถี่ของสัญญาณไฟฟ้าหัวใจอยู่ในช่วงระหว่าง 0.05-100 Hz ดังนั้นจึงกำหนดให้ความถี่ในการแซมปลิงมากกว่าความถี่ของสัญญาณหัวใจอย่างน้อย 2 เท่าสัญญาณไฟฟ้าหัวใจที่ถูกแซมปลิงจะถูก MCS-51 นำไปทำการลดขนาดข้อมูล แล้วเก็บรหัสในหน่วยความจำ ซึ่งในวงจรคือ IC5 และ IC6 เป็น RAM ขนาด 32 Kbytes โดยมี IC4 74HC573 ทำหน้าที่แยก Address กับ Data ที่ MCS-51 มัลติเพล็กซ์มา

เมื่อต้องการจะแสดงผลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจที่บันทึกไว้ต้องส่งผ่านข้อมูลให้คอมพิวเตอร์โดยติดต่อผ่านทางพอร์ตอนุกรมในวงจรนี้ใช้ IC8 DS275 เป็นตัวติดต่อ



รูปที่ 5.6 แสดงวงจรที่ใช้ในการประมวลผลและเก็บบันทึกกราฟสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ

กระบวนการขนาดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจโดยใช้การแปลงเวฟเกิด ซึ่งการแปลงเวฟเกิดตามสมการที่ (3.46) จะเห็นว่าจะมีเฉพาะการคูณ การบวกและการลบในกรณีที่ข้อมูลเป็นค่าลบเท่านั้น ในขั้นตอนการควอนไทซ์จะมีการหาร และการเข้ารหัส Zero Run-Length จะมีการเปรียบเทียบค่าศูนย์ ดังนั้นคำสั่งในการทำงานส่วนใหญ่ของ MCS-51 คือ กลุ่มคำสั่งทางคณิตศาสตร์ และเนื่องจาก A/D มีความละเอียด 12 บิตต่อแชนเนลถึงดังนั้นค่าสูงสุดของสัญญาณไฟฟ้าหัวใจคือ 4096 และจากสมการที่ (3.17) ที่ $\sum_n h_0(n) = \sqrt{2}$ ดังนั้นถ้าแปลงเวฟเกิดไปที่ระดับความละเอียด $j-4$ ทำให้ค่าสูงสุดที่เป็นไปได้คือ $4096 \times (\sqrt{2}) = 16384$ หรือ 4000_{16} ดังนั้น ข้อมูลที่ใช้ในการคำนวณที่ระดับความละเอียดต่างๆต้องมีขนาด 16 บิต และเนื่องจาก $h_0(n)$ และ $h_1(n)$ เป็นเลขทศนิยมถ้ากำหนดให้ $h_0(n)$ และ $h_1(n)$ มีขนาด 16 บิต ดังนั้นผลคูณระหว่าง $h_0(n)$ และ $h_1(n)$ กับข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจจะมีเลขทศนิยมด้วย เป็นเหตุให้ต้องกำหนดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจที่ถูกระบายที่ความ

ละเอียดต่างๆ แทนด้วยจำนวนเต็ม 16 บิตและจุดทศนิยม 16 บิต ถ้าแทนบิตที่ 16 เป็นบิตเครื่องหมายดังนั้นก็จะสามารถแทนข้อมูลได้สูงสุดเท่ากับ ± 32767.99998 เป็นเหตุให้ MCS-51 ต้องกำหนดตัวเลขขนาดจำนวนเต็ม 16 บิตและจุดทศนิยม 16 บิตด้วย โดยใช้คำสั่งบวก ลบ คูณ และหารบน MCS-51 เป็นคำสั่งขนาด 8 บิตเท่านั้น

การแปลงเวฟเล็คนั้นจะมีเฉพาะการคูณและการบวก เนื่องจากค่าข้อมูลอาจจะมีค่าเป็นลบได้ ดังนั้นจึงอาจจะมีกรบวกค่าลบด้วย และเนื่องจากข้อมูลเป็นตัวเลขขนาด 32 บิต แต่คำสั่งบวกและคำสั่งลบของ MCS-51 มีขนาด 8 บิต ดังนั้นจะต้องแยกคิดทีละ 8 บิต และคิดเหมือนกับการบวกลบทาง analytic โดยแยกข้อมูลกับเครื่องหมายออกจากกันแล้วแยกคิดเป็นกรณีดังนี้

1. เครื่องหมายเหมือนกันจะนำข้อมูลมาบวกกันแล้วจึงนำเครื่องหมายรวมกับข้อมูลอีกครั้ง
2. เครื่องหมายต่างกันให้เปรียบเทียบข้อมูล แล้วนำค่าที่มากกว่าเป็นตัวตั้งและค่าน้อยกว่าเป็นตัวลบเมื่อทำการลบเสร็จแล้วจึงนำเครื่องหมายของตัวตั้งมารวมกับข้อมูล

สำหรับการคูณข้อมูลขนาด 32 บิต (เครื่องหมาย 1 บิต จำนวนเต็ม 15 จุดทศนิยม 16 บิต) กับจุดทศนิยมขนาด 16 บิต ($h_0(n)$ และ $h_1(n)$) แต่คำสั่งคูณของ MCS-51 มีขนาด 8 บิต ดังนั้นต้องแยกคิดทีละ 8 บิตเหมือนวิธีทาง analytic เช่นกัน โดยมีวิธีคิดดังนี้

1. แยกข้อมูลกับเครื่องหมายออกจากกันแล้วนำข้อมูลมาคูณกัน
2. ใส่เครื่องหมายให้กับผลคูณ โดยที่เครื่องหมายเหมือนกันค่าผลคูณที่ได้เป็นค่าบวก แต่ถ้าค่าต่างกันผลคูณที่ได้เป็นค่าลบ

ผลคูณที่ได้จากการคูณข้อมูลขนาด 32 บิต (เครื่องหมาย 1 บิต จำนวนเต็ม 15 จุดทศนิยม 16 บิต) กับจุดทศนิยมขนาด 16 บิต ผลลัพธ์จะมีขนาด 48 บิต เป็นเครื่องหมาย 1 บิต จำนวนเต็ม 15 จุดทศนิยม 32 บิต เพื่อไม่ให้มีการคำนวณเพิ่มขึ้นดังนั้นจะตัดจุดทศนิยมที่มีนัยสำคัญต่ำออก 16 บิตจะเหลือข้อมูลขนาด 32 บิต แล้วนำข้อมูลที่ได้ไปประมวลผลในขั้นตอนต่อไป

กระบวนการหารจะเกิดขึ้นในกระบวนการควอนไทซ์ โดยปกติในกรณีที่ต้องการความรวดเร็วในการหารสามารถทำการเลื่อนข้อมูลไปทางขวามือได้แต่จะเป็นการหารด้วย 2^n เมื่อ n แทนจำนวนบิตการเลื่อนของข้อมูล ในกรณีที่ต้องการหารตัวเลขค่าใดๆด้วยตัวเลขขนาด 8 บิต สามารถทำได้โดยตัดแปลงจากวิธีทาง analytic เล็กน้อย พิจารณาจากตัวอย่างต่อไปนี้

$$\begin{array}{r} 169 \\ A5 \overline{)E938} \\ \underline{A5} \\ 443 \end{array}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อ 3DE เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

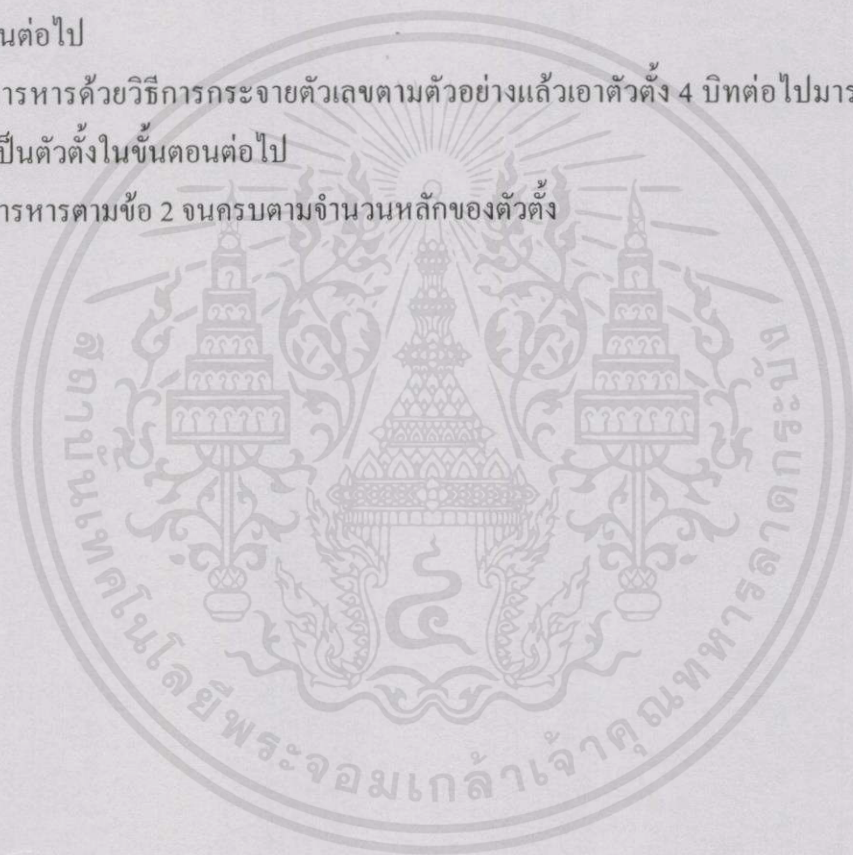
658

5CD

8B

จากตัวอย่างพิจารณาที่ขั้นตอนของ $A5\sqrt{443}$ จะสังเกตเห็นว่าเป็นการหารด้วยตัวตั้งขนาด 12 บิต แต่คำสั่งหารของ MCS-51 เป็นการหารตัวตั้งขนาด 8 บิตกับตัวหารขนาด 8 บิต ดังนั้นในการหารตัวเลข 12 บิตต้องกระจายตัวเลขให้เป็นการบวกของตัวเลขขนาด 8 บิตก่อน คือ $443 = 4(FF + 1) + 43$ แล้ว $A5\sqrt{443} = (1/A5)[4(FF) + 4 + 43]$ จะเห็นว่าเป็นการหาร FF ด้วย A5 แล้วคูณด้วย 4 แต่ในความเป็นจริงแล้ว เมื่อ MCS-51 ทำการหารจะได้ผลลัพธ์กับเศษ จากตัวอย่างนี้จะเห็นว่าเศษต้องนำไปคูณ 4 และบวกด้วย 47 แล้วทำการหารในลักษณะนี้อีกครั้งหนึ่ง ดังนั้นการบวกการหารสามารถสรุปได้ดังนี้

1. นำตัวตั้ง 8 บิตบนหารด้วยตัวหารแล้วเอาตัวตั้ง 4 บิตต่อไปมารวมกับเศษเป็น 12 บิตเป็นตัวตั้งในขั้นตอนต่อไป
2. ทำการหารด้วยวิธีการกระจายตัวเลขตามตัวอย่างแล้วเอาตัวตั้ง 4 บิตต่อไปมารวมกับเศษเป็น 12 บิตเป็นตัวตั้งในขั้นตอนต่อไป
3. ทำการหารตามข้อ 2 จนครบตามจำนวนหลักของตัวตั้ง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

ผลการทดลอง

ในบทนี้จะอธิบายเกี่ยวกับการทดลองและผลการทดลองที่ใช้การควอนไทซ์ด้วย Step size ค่าต่างๆ ซึ่งจะมีผลโดยตรงกับค่าอัตราการลดข้อมูล CR (Compression Ratio) และค่าความเพี้ยนของสัญญาณ หรือค่า PRD (Percent Root Mean Square Difference) ซึ่งค่าทั้งสองจะบอกถึงประสิทธิภาพการลดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ ตลอดจนได้เปรียบเทียบลักษณะคลื่นไฟฟ้าหัวใจต้นแบบกับคลื่นไฟฟ้าหัวใจที่ได้จากการสร้างกลับที่ได้ควอนไทซ์ด้วย Step size ค่าต่างๆ และได้ทดสอบเครื่องบันทึกและบีบอัดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจในเวลาจริงโดยใช้ MCS-51 ในการประมวลผลกับสัญญาณไฟฟ้าหัวใจจากฐานข้อมูล MIT-BIH รวมถึงทดลองวัดและบันทึกสัญญาณไฟฟ้าหัวใจในเวลาจริง

6.1 การทดสอบการลดขนาดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจบน MCS-51

การลดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจโดยใช้การแปลงเวฟเล็ทบน MCS-51 ค่าของผลตอบสนองอิมพัลส์ $h_0(n)$ จะต้องแปลงให้เป็นตัวเลขฐานสิบหกขนาด 16 บิต โดยใช้ผลตอบสนองอิมพัลส์ของเวฟเล็ทตระกูล Daubechies (Legnth N=8) แสดงดังตารางที่ 6.1

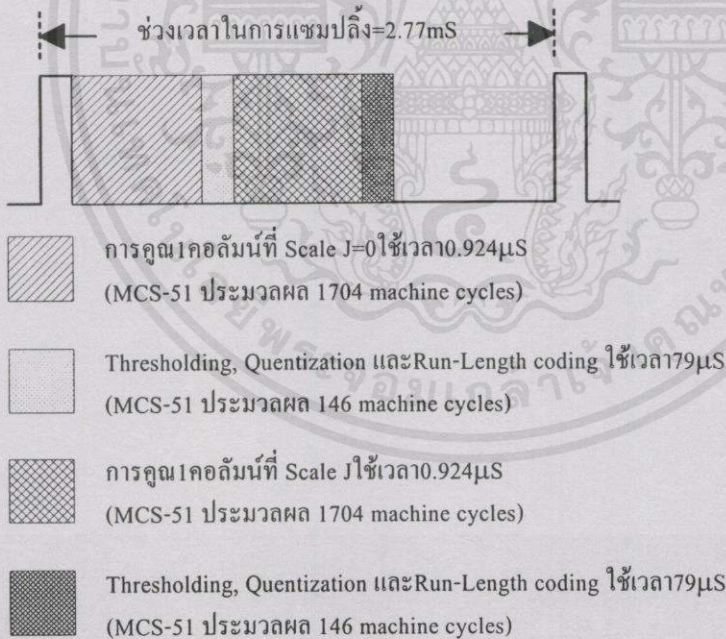
ตารางที่ 6.1 แสดงค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ $h_0(n)$ ที่แทนด้วยตัวเลขฐานสิบหกขนาด 16 บิต

n	$h_0(n)_{10}$	$h_0(n)_{16}$	Error (%)
0	0.230377813308896595	$0.3AFA_{16} = 0.2303771973_{10}$	0.000267391
1	0.714846570552915849	$0.B700_{16} = 0.7148437500_{10}$	0.000394568
2	0.630880767929859054	$0.A181_{16} = 0.6308746338_{10}$	0.000972312
3	-0.02798376941686011	$-0.072A_{16} = -0.0279846191_{10}$	-0.00303634
4	-0.18703481171909324	$-0.2FE2_{16} = -0.1870422363_{10}$	-0.00396963
5	0.0308413818355608082	$0.07E5_{16} = 0.0308380127_{10}$	0.0109241
6	0.0328830116668852223	$0.086B_{16} = 0.0328826904_{10}$	0.000977
7	-0.010597401785069042	$-0.02B7_{16} = -0.0106048584_{10}$	-0.0703627

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จาก [6] ได้ลดขนาดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจโดยทดลองใช้เวฟเล็ตตระกูล Coiflet, Symlet และ Daubechies ผลการบีบอัดที่ดีที่สุดคือ Coiflet 3 ส่วนเวฟเล็ตตระกูล Symlet และ Daubechies ให้ผลแตกต่างจากเวฟเล็ตตระกูล Coiflet ไม่มากและแพทย์ให้การยอมรับ เนื่องจาก Coiflet 3 ไม่สามารถคำนวณบน MCS-51 ได้เพราะใช้เวลาในการคำนวณมาก การทดลองนี้จึงใช้ค่าผลตอบแทนของอิมพัลส์ $h_0(n)$ ของเวฟเล็ตตระกูล Daubechies ซึ่งสามารถคำนวณบน MCS-51 ได้ ที่ระดับความละเอียดการแปลงเวฟเล็ตสูงสุด $J=4$ เพราะว่าที่ระดับความละเอียดสูงกว่่านี้อัตราสัมประสิทธิ์เวฟเล็ต $d_{j,s}(k)$ มีค่าสูงกว่า 256 ซึ่งทำให้ไม่สามารถเก็บในหน่วยความจำขนาด 1 ไบต์และไม่เหมาะสมที่จะเข้ารหัส Zero Run-Length เนื่องจากมีจำนวนเลขศูนย์ติดกันน้อยมากหรืออาจจะไม่มีเลยในบางสัญญาณ

กำหนดให้ MCS-51 (AT89C55) ทำงานที่ความถี่ 22.1184 MHz โดยที่ 1 Machine Cycle = 12 Clocks ค่า $h_0(n)$ จะถูกแทนด้วยตัวเลขฐานสิบหกขนาด 16 บิตตามตารางที่ 6.1 ความถี่ในการแซมปลิงเท่ากับ 360 Hz ดังนั้นช่วงเวลาในการแซมปลิงเท่ากับ 2.77 ms (MCS-51 สามารถประมวลผลได้สูงสุด 5105 machine cycles) การประมวลผลของ MCS-51 ในช่วงการแซมปลิงประกอบด้วย การแปลงเวฟเล็ตตามรูปที่ 5.2 ตามด้วย Thresholding, Scalar Quantization และการเข้ารหัสแบบ Zero Run-Length ซึ่งแสดงดังรูปที่ 6.1



รูปที่ 6.1 เวลาที่ใช้ประมวลผลในช่วงเวลาการแซมปลิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

จากรูปที่ 6.1 เวลาที่ใช้ประมวลผลทั้งหมดในช่วงเวลาการแซมปลิงเท่ากับ 2.006 ms (MCS-51 ประมวลผล 3700 machine cycles)

6.2 การทดลองการแปลงเวฟเล็ตโดยใช้ผลตอบสนองอิมพัลส์ที่แทนด้วยเลขฐาน 16 ขนาด 16 บิต

ทดลองการแปลงเวฟเล็ตโดยใช้ผลตอบสนองอิมพัลส์ที่สัญญาณไฟฟ้าหัวใจจากฐานข้อมูล MIT-BIH จำนวน 6 สัญญาณที่แตกต่างกัน ความถี่ในการแซมปลิงเท่ากับ 360 Hz โดยแบ่งสัญญาณไฟฟ้าหัวใจออกเป็นบล็อกๆ แต่ละบล็อกมีความยาวข้อมูลเท่ากับ 1024 Samples และกำหนดค่าระดับความละเอียด $J = 4$ เปรียบเทียบการแปลงเวฟเล็ตโดยใช้ผลตอบสนองอิมพัลส์ที่แทนด้วยจุดทศนิยม 18 หลัก บนโปรแกรม Mathematica กับผลตอบสนองอิมพัลส์ที่แทนด้วยเลขฐานสิบหกขนาด 16 บิต แสดงดังตารางที่ 6.2

ตารางที่ 6.2 แสดงความผิดพลาดเฉลี่ยของการแปลงเวฟเล็ตด้วยผลตอบสนองอิมพัลส์บนโปรแกรม Mathematica กับผลตอบสนองอิมพัลส์ที่แทนด้วยเลขฐานสิบหกขนาด 16 บิต ที่ระดับความละเอียดต่างๆ

สัญญาณ	Error(%)	c_{j-4}	d_{j-4}	d_{j-3}	d_{j-2}	d_{j-1}
Record 103		0.00823651	0.151248	0.0499962	0.0123529	0.512172
Record 200		0.00823651	0.045808	0.0219983	0.028066	0.483367
Record 202		0.00823651	0.0199918	0.0388628	0.0060881	0.273079
Record x100		0.00823651	0.0167343	0.072443	0.0135252	0.603789
Record x119		0.00823651	0.01489	0.0141636	0.0858095	0.160432
Record x300		0.00823651	0.0151881	0.0186765	0.0133492	0.364119

6.3 การทดลองการลดขนาดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจที่ควอนไทซ์ด้วย step size ค่าที่แตกต่างกัน

เนื่องจาก [6] ได้ทดลองและสรุปไว้ว่าค่า CR ที่แพทย์ยอมรับเท่ากับ 6 เท่าซึ่งให้ค่า PRD อยู่ในช่วง 3-5 % การทดลองนี้เป็นการหาค่า step size ของการควอนไทซ์ที่เหมาะสมกับการลดขนาดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ เพราะว่าการควอนไทซ์จะมีผลกระทบโดยตรงกับค่า PRD และ CR

การทดลองนี้ใช้สัญญาณไฟฟ้าหัวใจจากฐานข้อมูล MIT-BIH เป็นสัญญาณอินพุตจำนวน 6 สัญญาณที่แตกต่างกัน โดยสัญญาณจะถูกขยายและปรับระดับให้อยู่ในระดับความละเอียด 12 bit/sample สัญญาณที่ใช้เป็นสัญญาณวัดจาก MLII (Modified Lead II) รายละเอียดของ MLII และสัญญาณไฟฟ้าหัวใจที่ใช้ในการทดลองดูได้ที่ภาคผนวก ก และสัญญาณไฟฟ้าหัวใจถูกแบ่งออกเป็นบล็อกมีความยาวข้อมูลเท่ากับ 1024 samples กำหนดค่าระดับความละเอียด $J = 4$ โดยทดลองเปลี่ยนค่า step size ของ

การควอนไตซ์ (โดยใช้สัญลักษณ์ Δ แทน step size ของการควอนไตซ์) และกำหนดค่า Threshold เท่ากับค่า step size ของการควอนไตซ์ ระดับความละเอียดในการแปลงเวฟเล็ต $J = 4$ โดยใช้ผลตอบสนองอิมพัลส์ $h_o(n)$ ที่แทนเลขฐานสิบหกขนาด 16 บิต ค่า PRD ที่ได้จากการทดลองแสดงในตารางที่ 6.3 เมื่อค่า step size ของการควอนไตซ์เปลี่ยนแปลงยอมทำให้ค่า CR เปลี่ยนตามไปด้วย ดังนั้นการทดลองนี้จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างค่า CR กับ step size ของการควอนไตซ์อีกด้วยซึ่งแสดงในตารางที่ 6.4

ตารางที่ 6.3 แสดงค่า PRD ของสัญญาณไฟฟ้าหัวใจที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลโดยควอนไตซ์ด้วย step size ที่แตกต่างกัน

PRD(%) \ สัญญาณ	$\Delta = 8$	$\Delta = 12$	$\Delta = 16$	$\Delta = 20$	$\Delta = 24$	$\Delta = 28$	$\Delta = 32$
Record 103	1.8798	2.4685	2.8700	3.1911	3.4281	3.6075	3.8676
Record 200	1.3931	1.8924	2.4113	2.8718	3.1765	3.4751	3.8811
Record 202	1.6815	2.5525	3.2232	3.8967	4.5683	5.2015	5.6416
Record x100	1.7352	2.6178	3.3245	3.9988	4.4875	4.9393	5.2577
Record x119	0.9944	1.3382	1.5960	1.8641	2.2237	2.4051	2.5585
Record x300	1.4675	2.2919	2.9625	3.4104	4.0125	4.6233	5.2071

PRD(%) \ สัญญาณ	$\Delta = 36$	$\Delta = 40$	$\Delta = 44$	$\Delta = 48$	$\Delta = 52$	$\Delta = 56$
Record 103	4.1446	4.3130	4.6856	4.8339	5.1895	5.5421
Record 200	4.1387	4.4617	4.6040	4.8803	4.9187	5.0870
Record 202	5.9145	6.0912	6.3440	6.4866	6.5213	6.6997
Record x100	5.4107	5.5633	5.8222	6.3680	6.5975	6.9910
Record x119	2.7835	2.9528	3.0968	3.2101	3.2310	3.2873
Record x300	5.6867	6.1578	6.6517	7.0336	7.4552	7.7560

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 6.4 แสดงค่า CR ของสัญญาณไฟฟ้าหัวใจที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลโดยควอนไทซ์ด้วย step size ที่แตกต่างกัน

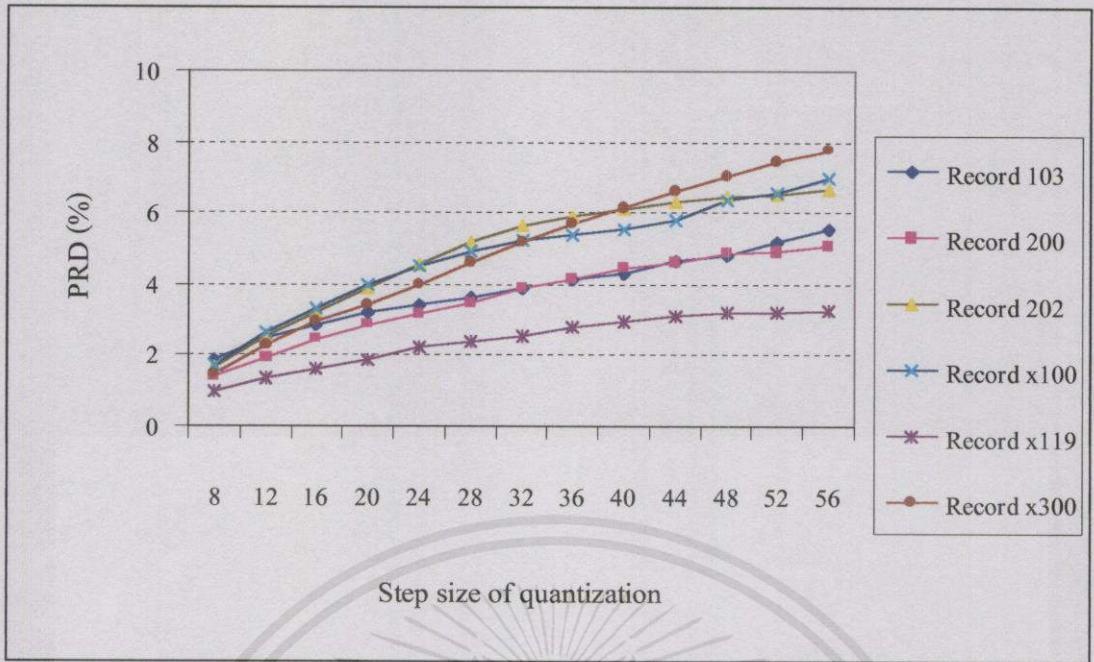
CR(%)	$\Delta = 8$	$\Delta = 12$	$\Delta = 16$	$\Delta = 20$	$\Delta = 24$	$\Delta = 28$	$\Delta = 32$
Record 103	3.15	4.64	6.05	6.89	7.21	7.49	9.54
Record 200	2.66	3.29	4.22	4.97	5.55	6.02	7.60
Record 202	1.81	2.35	3.01	3.67	4.45	5.55	8.68
Record x100	1.80	2.38	3.05	3.88	4.70	5.49	6.77
Record x119	2.88	3.87	4.48	5.05	5.98	6.59	8.35
Record x300	1.94	2.41	2.83	2.99	3.13	3.62	4.38

CR(%)	$\Delta = 36$	$\Delta = 40$	$\Delta = 44$	$\Delta = 48$	$\Delta = 52$	$\Delta = 56$
Record 103	9.66	10.04	10.45	10.52	10.67	10.82
Record 200	7.92	8.58	8.68	9.14	9.20	9.37
Record 202	9.85	10.59	11.73	12.09	12.29	12.49
Record x100	6.86	7.05	7.57	8.35	8.49	8.83
Record x119	8.93	9.37	9.78	10.17	10.17	10.17
Record x300	4.97	5.61	6.40	6.74	7.42	7.64

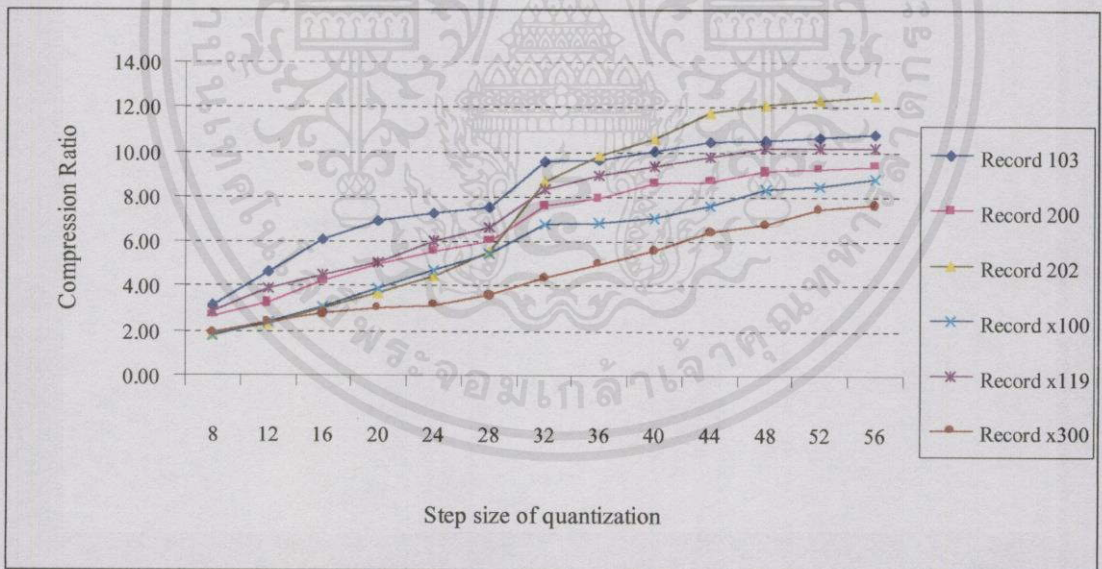
เมื่อนำผลการทดลองในตารางที่ 6.3 และตารางที่ 6.4 มาพล็อตกราฟเพื่อให้เห็นความแตกต่างในการเปรียบเทียบประสิทธิภาพการลดขนาดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจของสัญญาณไฟฟ้าหัวใจที่แตกต่างกันด้วยค่า PRD แสดงดังรูปที่ 6.2 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพการลดขนาดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจด้วยค่า CR แสดงดังรูปที่ 6.3

สัญญาณไฟฟ้าหัวใจที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจจากการทดลองนี้แสดงดังรูปที่ 6.4 ถึงรูป 6.39 ซึ่งเป็นการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณไฟฟ้าหัวใจต้นแบบกับสัญญาณไฟฟ้าหัวใจที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลโดยใช้ค่า step size ของการควอนไทซ์ที่แตกต่างกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

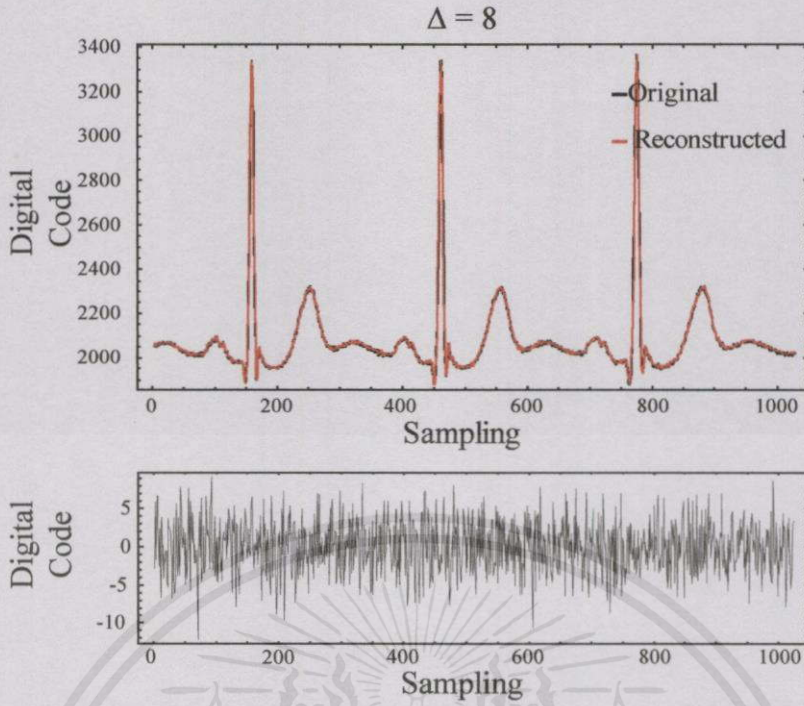


รูปที่ 6.2 แสดงประสิทธิภาพการลดขนาดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจของสัญญาณไฟฟ้าหัวใจที่แตกต่างกันด้วยค่า PRD

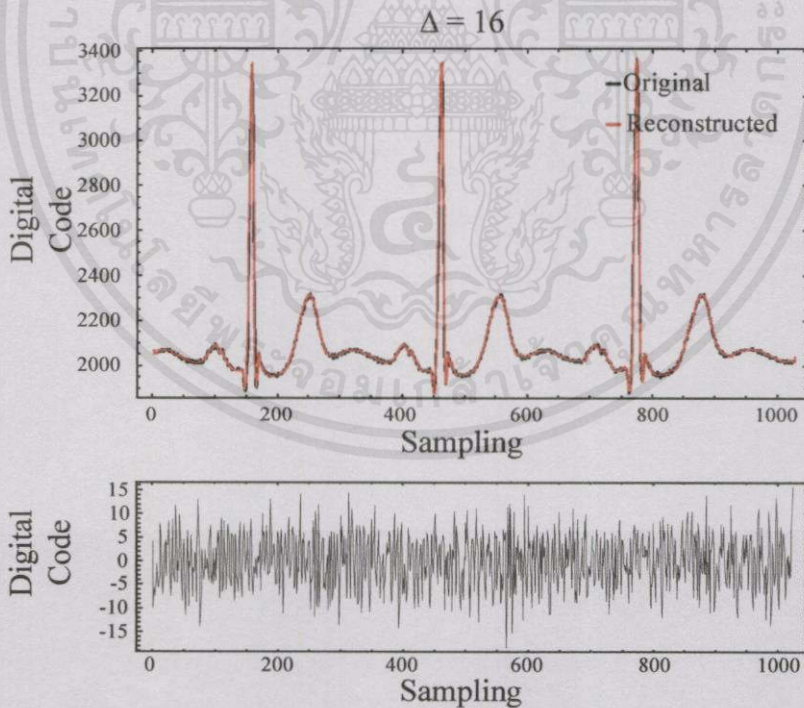


รูปที่ 6.3 แสดงประสิทธิภาพการลดขนาดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจของสัญญาณไฟฟ้าหัวใจที่แตกต่างกันด้วยค่า CR

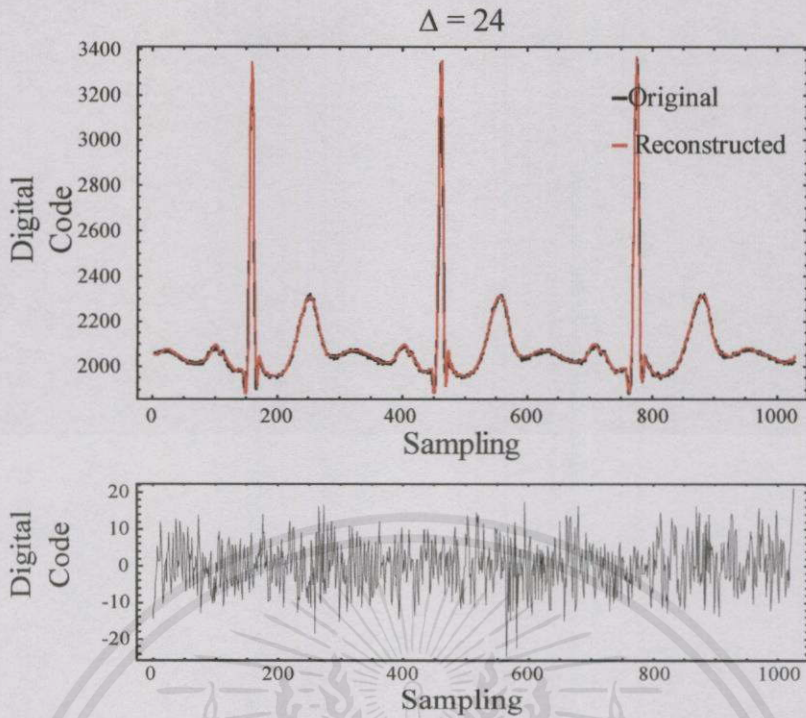
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



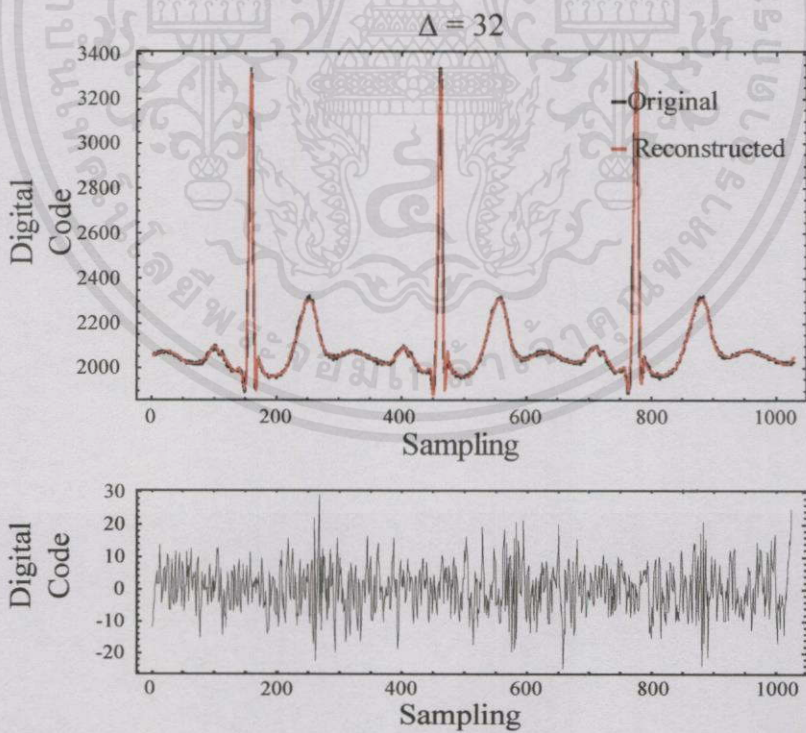
รูปที่ 6.4 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ record 103 ต้นแบบกับสัญญาณที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลโดยใช้การควอนไทซ์ด้วยค่า step size เท่ากับ 8 (รูปบน) และความแตกต่างของทั้ง 2 สัญญาณ (รูปล่าง)



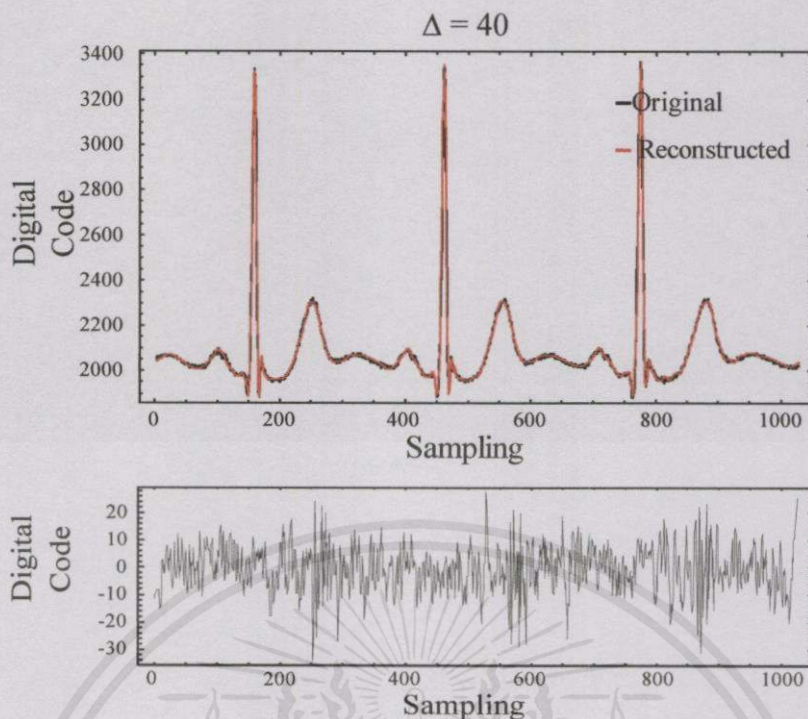
รูปที่ 6.5 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ record 103 ต้นแบบกับสัญญาณที่ผ่านเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เฉพาะเพื่อการศึกษาร่วมกัน มิชอบญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า กระบวนการลดขนาดข้อมูลโดยใช้การควอนไทซ์ด้วยค่า step size เท่ากับ 16 (รูปบน) และไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ ความแตกต่างของทั้ง 2 สัญญาณ (รูปล่าง)



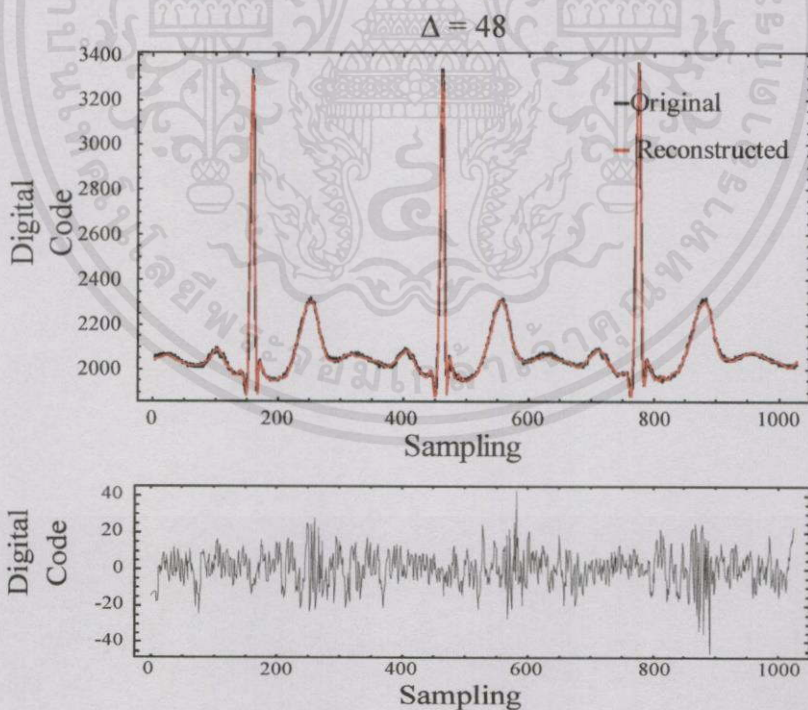
รูปที่ 6.6 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ record 103 ต้นแบบกับสัญญาณที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลโดยใช้การควอนไทซ์ด้วยค่า step size เท่ากับ 24 (รูปบน) และความแตกต่างของทั้ง 2 สัญญาณ (รูปล่าง)



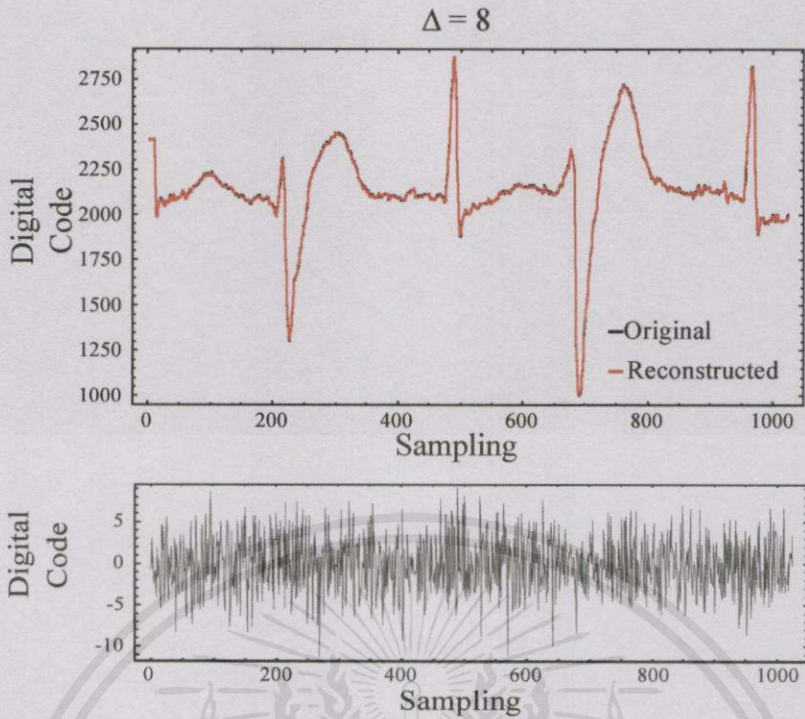
รูปที่ 6.7 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ record 103 ต้นแบบกับสัญญาณที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลโดยใช้การควอนไทซ์ด้วยค่า step size เท่ากับ 32 (รูปบน) และความแตกต่างของทั้ง 2 สัญญาณ (รูปล่าง)



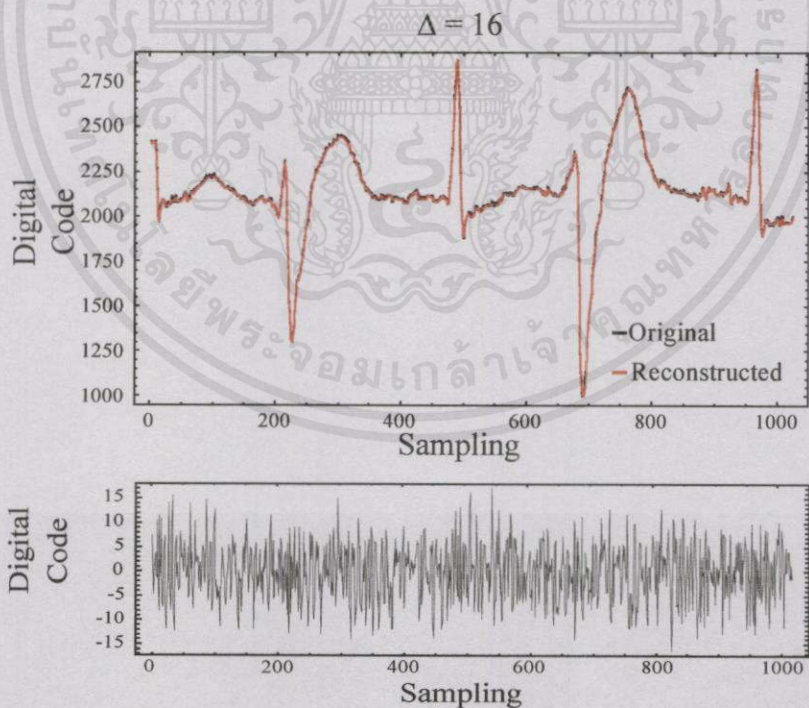
รูปที่ 6.8 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ record 103 ต้นแบบกับสัญญาณที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลโดยใช้การควอนไทซ์ด้วยค่า step size เท่ากับ 40 (รูปบน) และความแตกต่างของทั้ง 2 สัญญาณ (รูปล่าง)



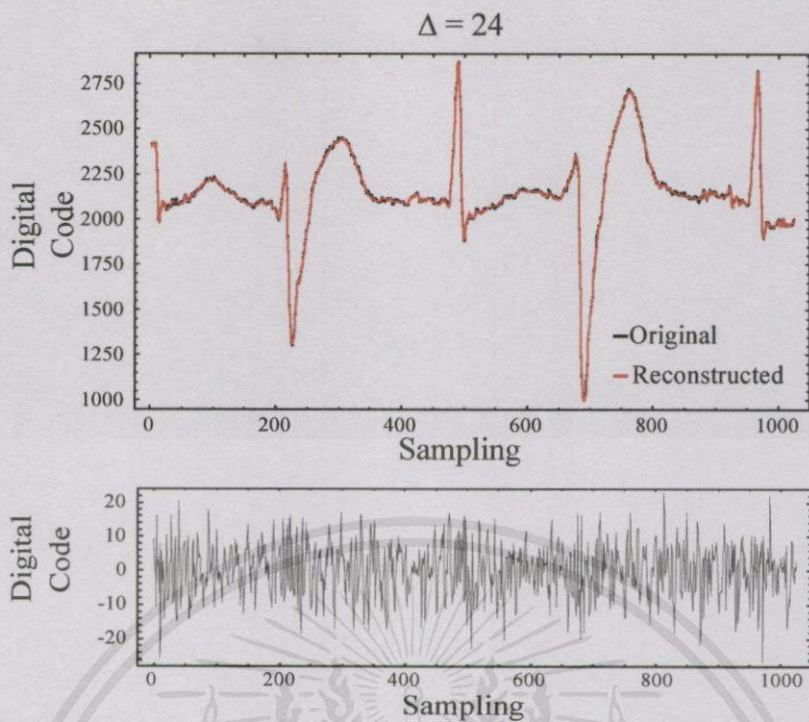
รูปที่ 6.9 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ record 103 ต้นแบบกับสัญญาณที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลโดยใช้การควอนไทซ์ด้วยค่า step size เท่ากับ 48 (รูปบน) และความแตกต่างของทั้ง 2 สัญญาณ (รูปล่าง)



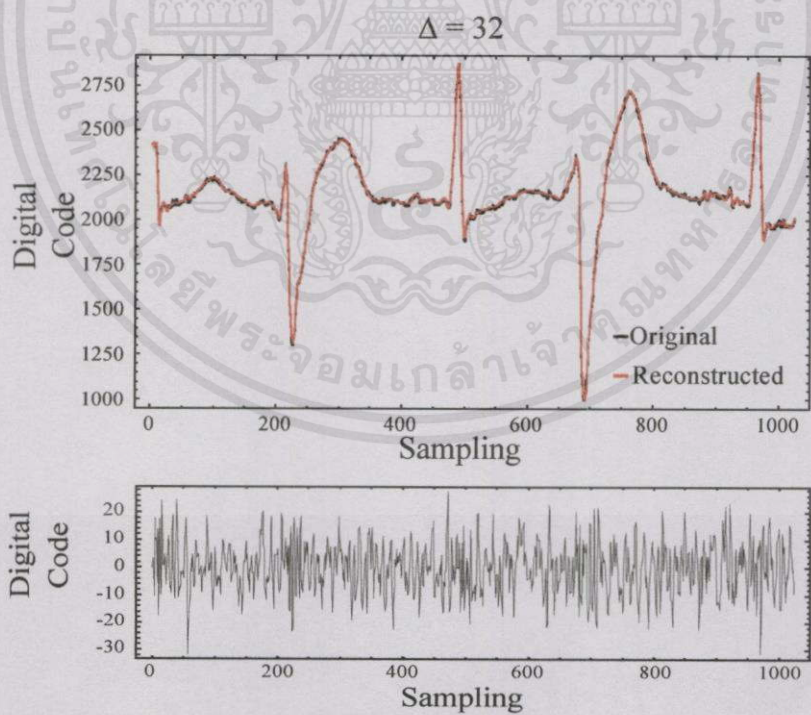
รูปที่ 6.10 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ record 200 ต้นแบบกับสัญญาณที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลโดยใช้การควอนไทซ์ด้วยค่า step size เท่ากับ 8 (รูปบน) และความแตกต่างของทั้ง 2 สัญญาณ (รูปล่าง)



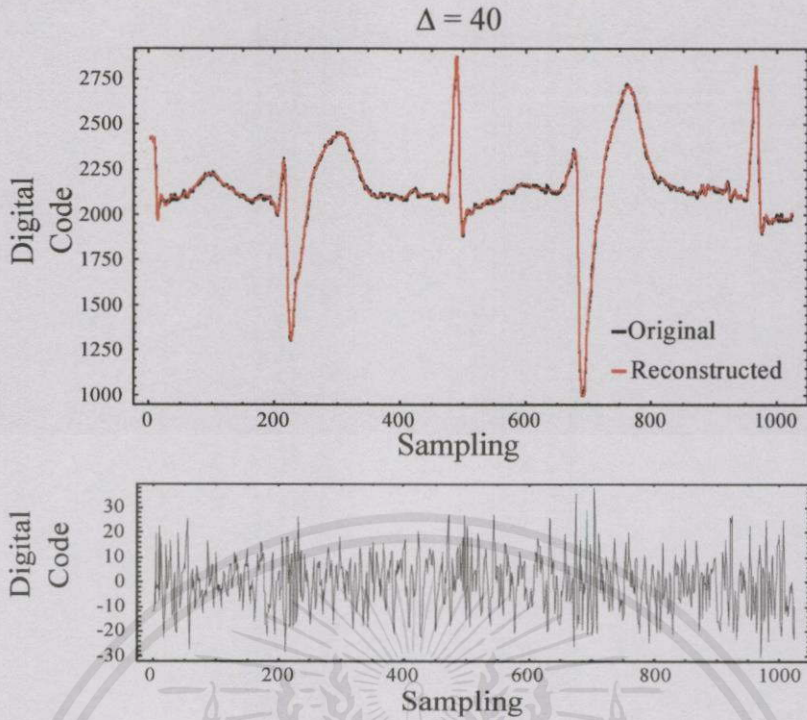
รูปที่ 6.11 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ record 200 ต้นแบบกับสัญญาณที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลโดยใช้การควอนไทซ์ด้วยค่า step size เท่ากับ 16 (รูปบน) และความแตกต่างของทั้ง 2 สัญญาณ (รูปล่าง)



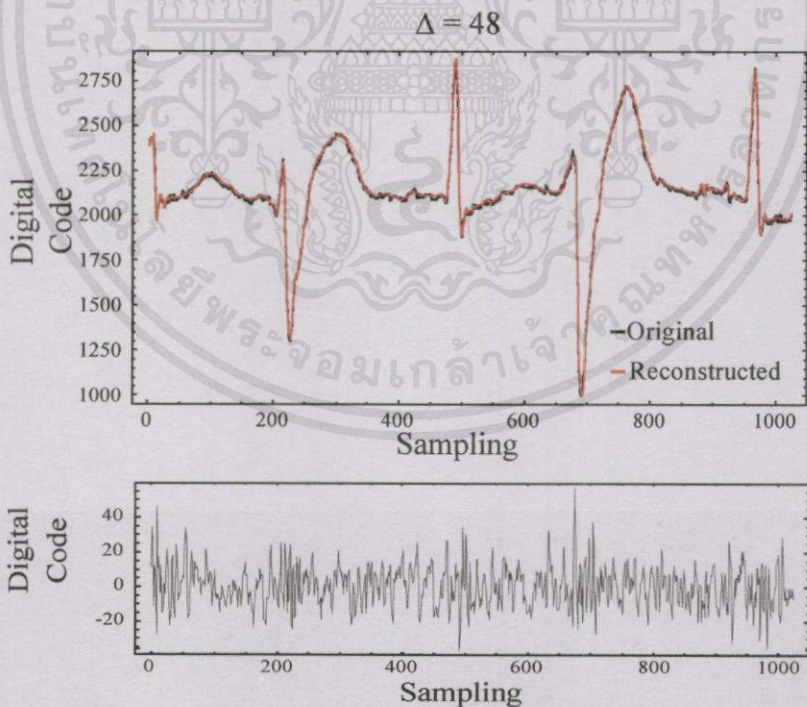
รูปที่ 6.12 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ record 200 ต้นแบบกับสัญญาณที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลโดยใช้การควอนไทซ์ด้วยค่า step size เท่ากับ 24 (รูปบน) และความแตกต่างของทั้ง 2 สัญญาณ (รูปล่าง)



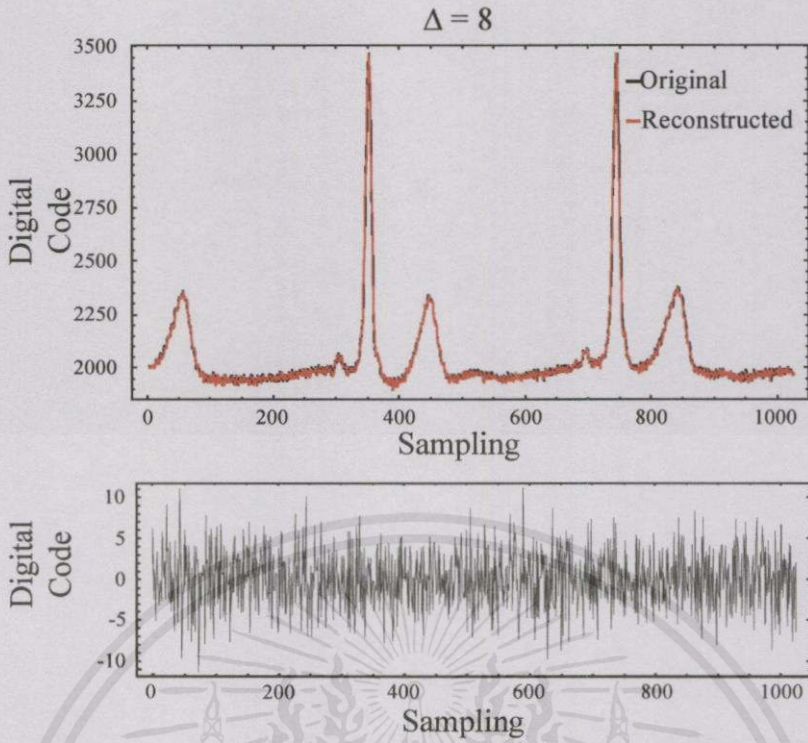
รูปที่ 6.13 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ record 200 ต้นแบบกับสัญญาณที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลโดยใช้การควอนไทซ์ด้วยค่า step size เท่ากับ 32 (รูปบน) และความแตกต่างของทั้ง 2 สัญญาณ (รูปล่าง)



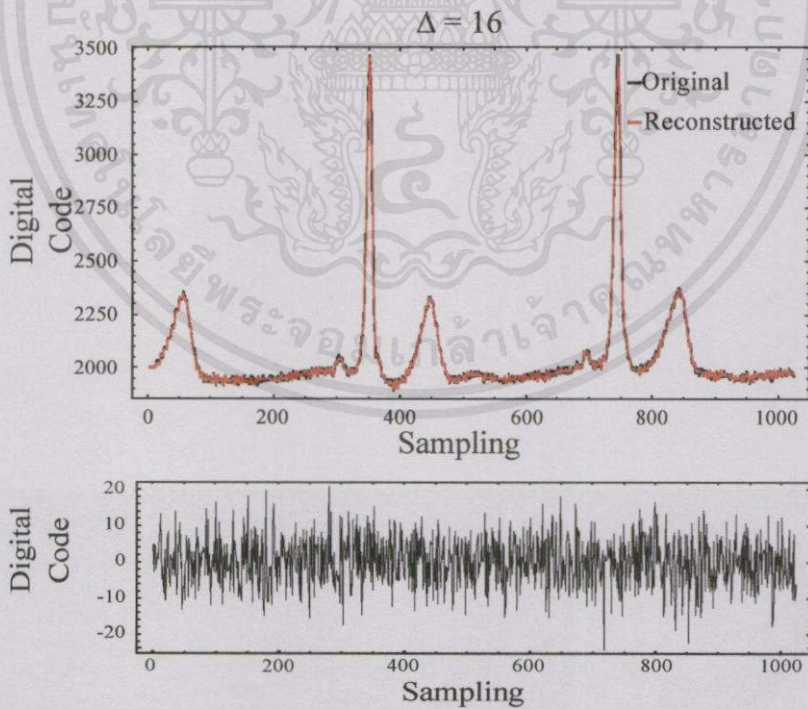
รูปที่ 6.14 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ record 200 ต้นแบบกับสัญญาณที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลโดยใช้การควอนไทซ์ด้วยค่า step size เท่ากับ 40 (รูปบน) และความแตกต่างของทั้ง 2 สัญญาณ (รูปล่าง)



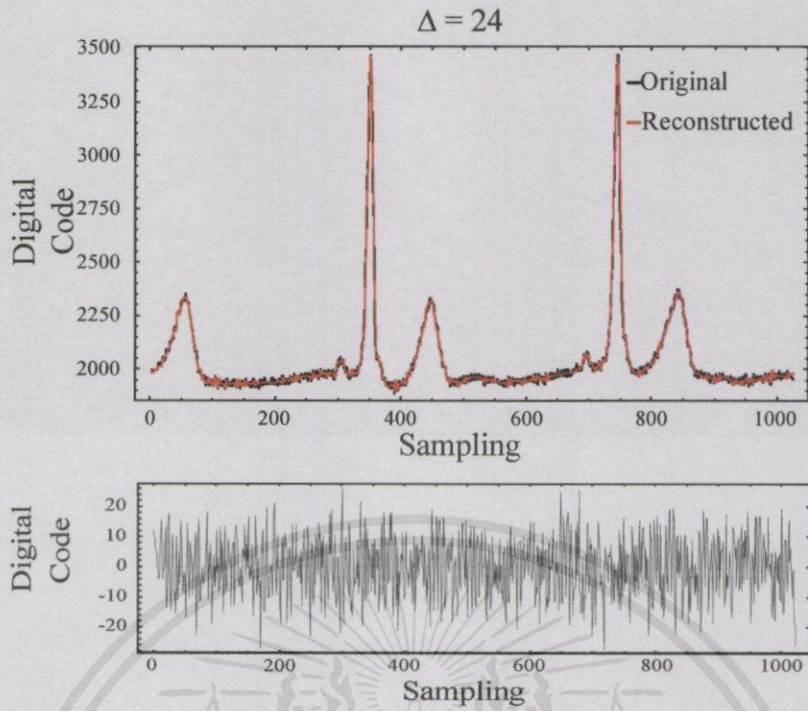
รูปที่ 6.15 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ record 200 ต้นแบบกับสัญญาณที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลโดยใช้การควอนไทซ์ด้วยค่า step size เท่ากับ 48 (รูปบน) และความแตกต่างของทั้ง 2 สัญญาณ (รูปล่าง)



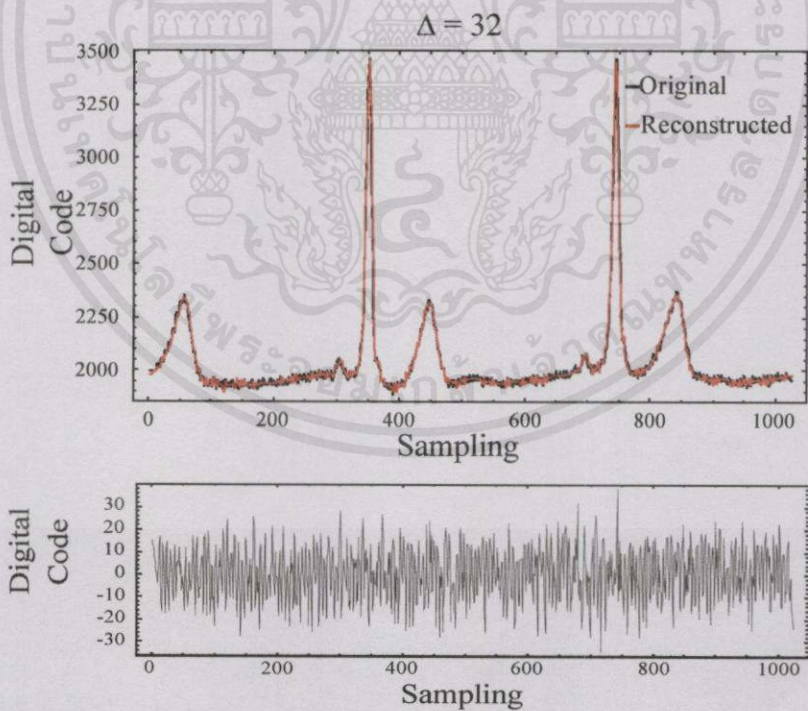
รูปที่ 6.16 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ record 202 ต้นแบบกับสัญญาณที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลโดยใช้การควอนไทซ์ด้วยค่า step size เท่ากับ 8 (รูปบน) และความแตกต่างของทั้ง 2 สัญญาณ (รูปล่าง)



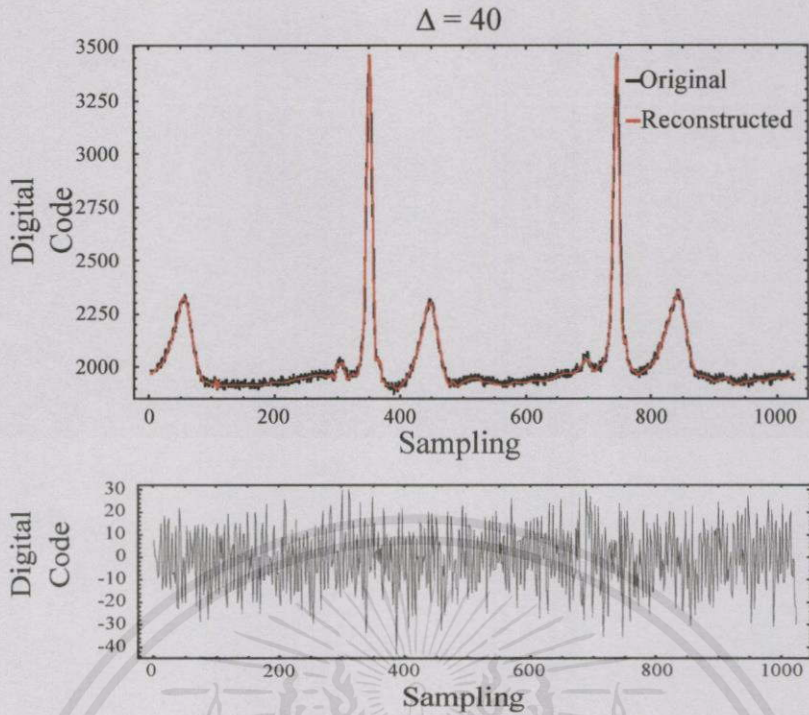
รูปที่ 6.17 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ record 202 ต้นแบบกับสัญญาณที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลโดยใช้การควอนไทซ์ด้วยค่า step size เท่ากับ 16 (รูปบน) และความแตกต่างของทั้ง 2 สัญญาณ (รูปล่าง)



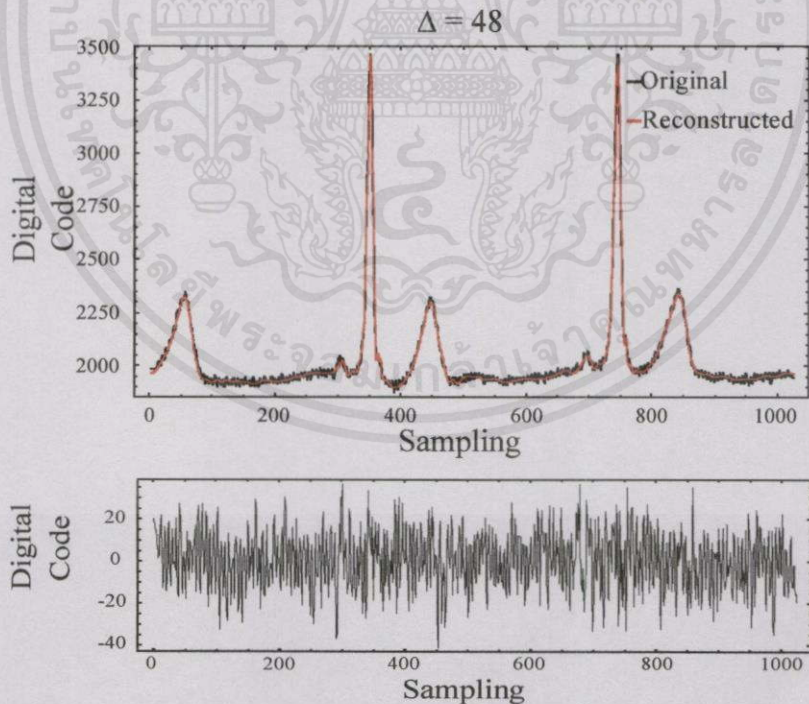
รูปที่ 6.18 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ record 202 ดัชนีแบบกับสัญญาณที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลโดยใช้การควอนไทซ์ด้วยค่า step size เท่ากับ 24 (รูปบน) และความแตกต่างของทั้ง 2 สัญญาณ (รูปล่าง)



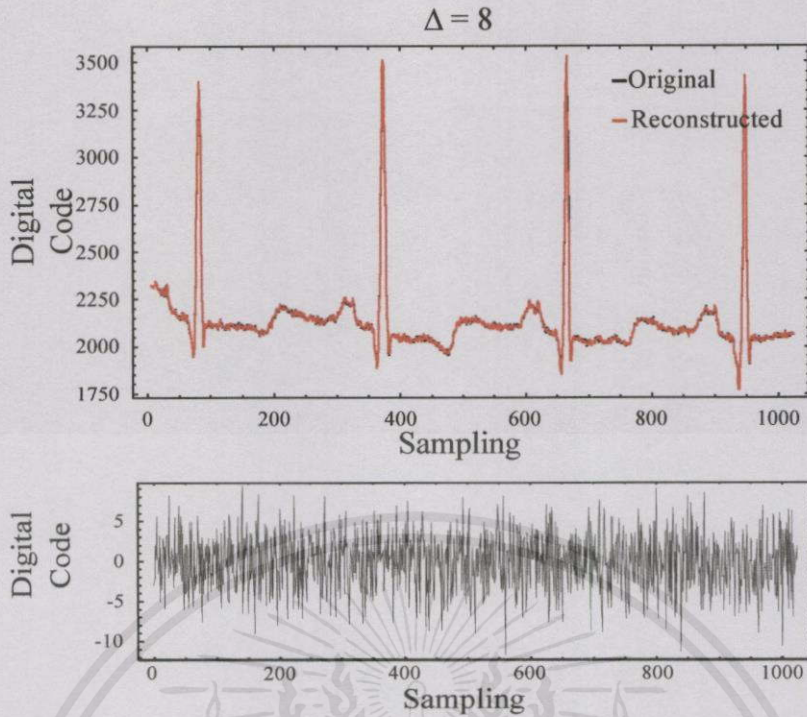
รูปที่ 6.19 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ record 202 ดัชนีแบบกับสัญญาณที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลโดยใช้การควอนไทซ์ด้วยค่า step size เท่ากับ 32 (รูปบน) และความแตกต่างของทั้ง 2 สัญญาณ (รูปล่าง)



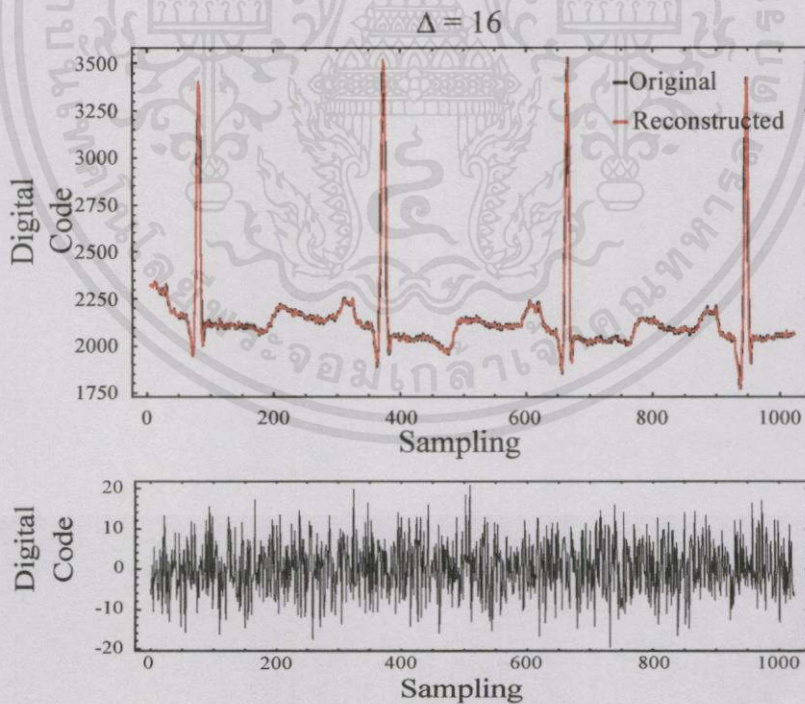
รูปที่ 6.20 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ record 202 ต้นแบบกับสัญญาณที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลโดยใช้การควอนไทซ์ด้วยค่า step size เท่ากับ 40 (รูปบน) และความแตกต่างของทั้ง 2 สัญญาณ (รูปล่าง)



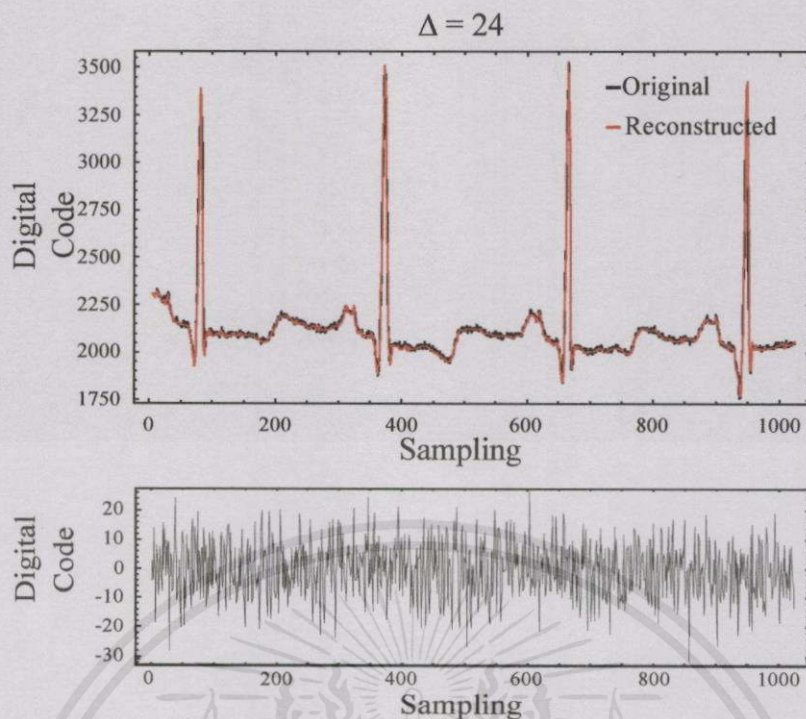
รูปที่ 6.21 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ record 202 ต้นแบบกับสัญญาณที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลโดยใช้การควอนไทซ์ด้วยค่า step size เท่ากับ 48 (รูปบน) และความแตกต่างของทั้ง 2 สัญญาณ (รูปล่าง)



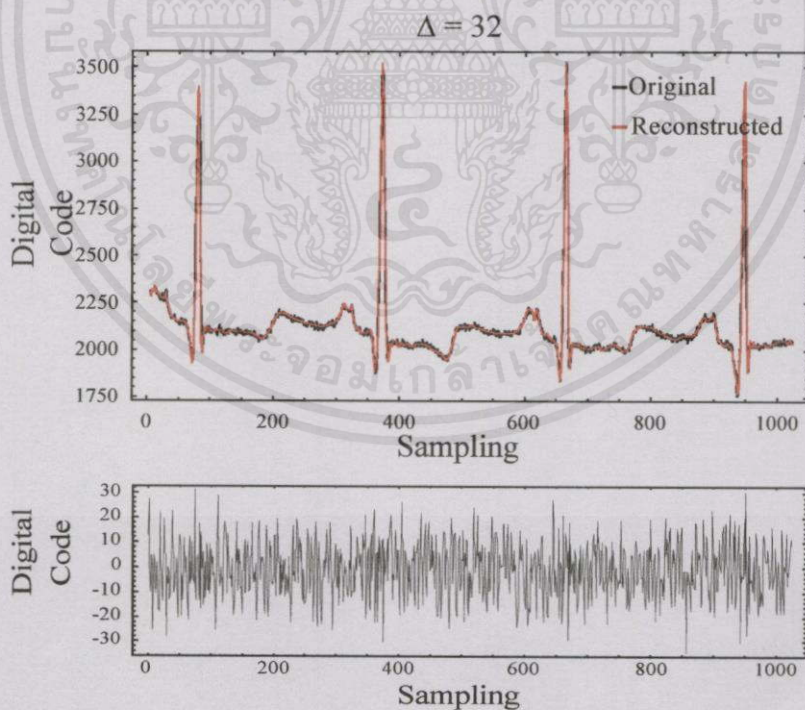
รูปที่ 6.22 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ record x100 ต้นแบบกับสัญญาณที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลโดยใช้การควอนไทซ์ด้วยค่า step size เท่ากับ 8 (รูปบน) และความแตกต่างของทั้ง 2 สัญญาณ (รูปล่าง)



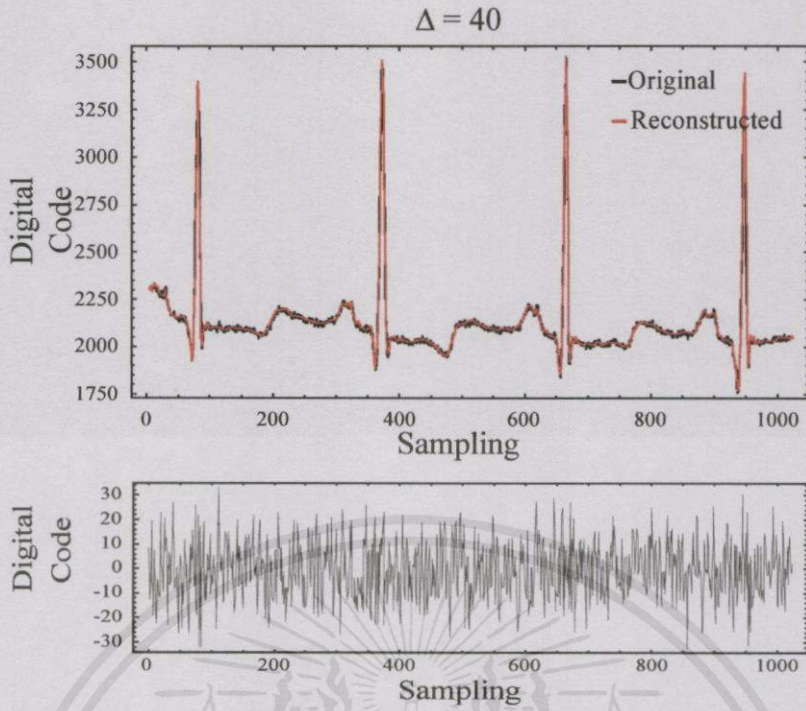
รูปที่ 6.23 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ record x100 ต้นแบบกับสัญญาณที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลโดยใช้การควอนไทซ์ด้วยค่า step size เท่ากับ 16 (รูปบน) และความแตกต่างของทั้ง 2 สัญญาณ (รูปล่าง)



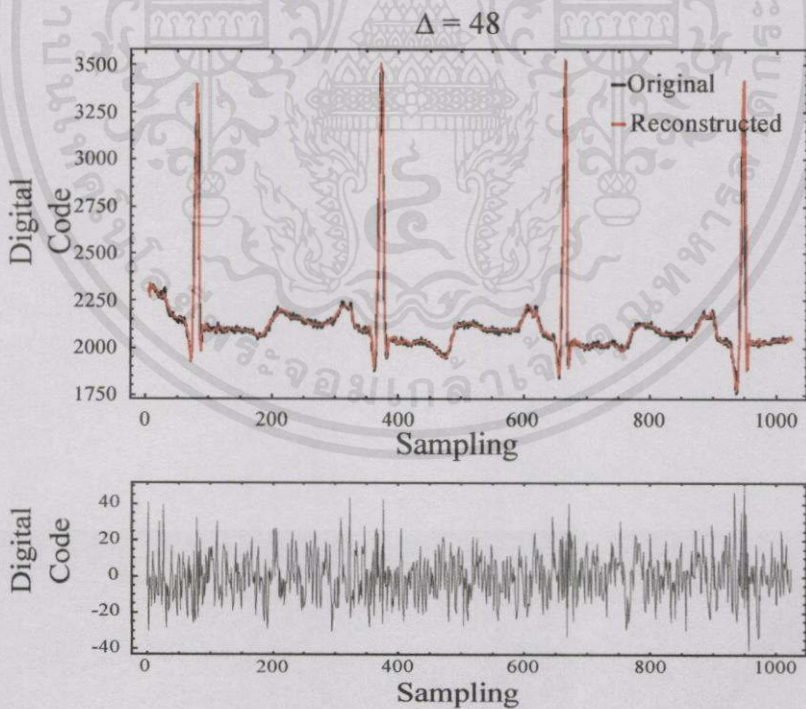
รูปที่ 6.24 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ record x100 ต้นแบบกับสัญญาณที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลโดยใช้การควอนไทซ์ด้วยค่า step size เท่ากับ 24 (รูปบน) และความแตกต่างของทั้ง 2 สัญญาณ (รูปล่าง)



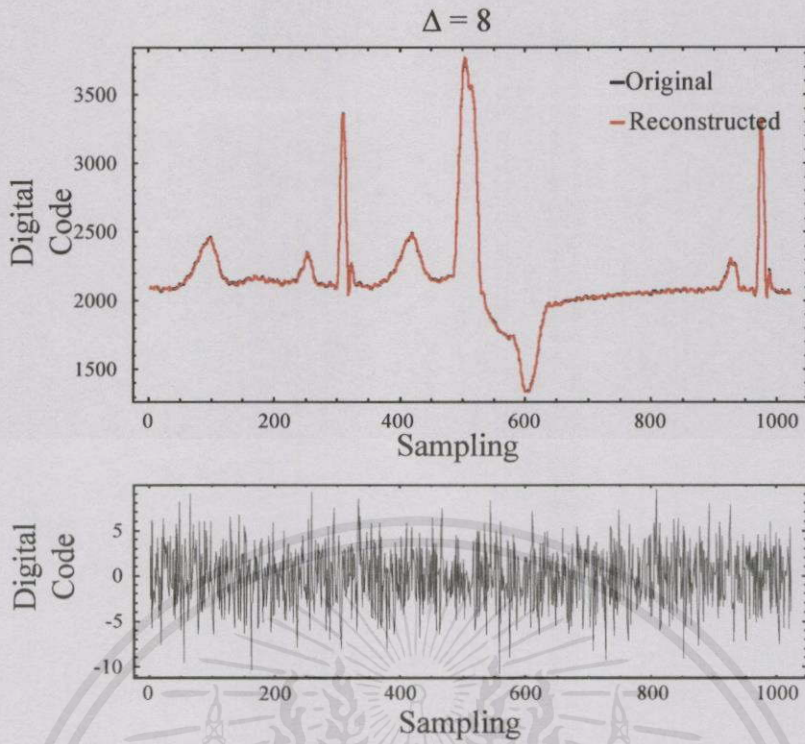
รูปที่ 6.25 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ record x100 ต้นแบบกับสัญญาณที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลโดยใช้การควอนไทซ์ด้วยค่า step size เท่ากับ 32 (รูปบน) และความแตกต่างของทั้ง 2 สัญญาณ (รูปล่าง)



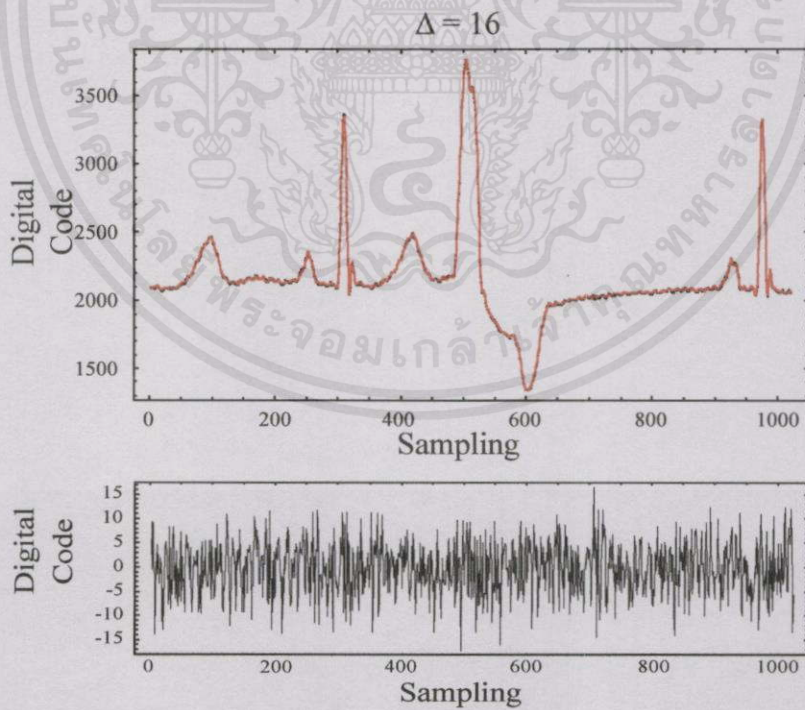
รูปที่ 6.26 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ record x100 ต้นแบบกับสัญญาณที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลโดยใช้การควอนไทซ์ด้วยค่า step size เท่ากับ 40 (รูปบน) และความแตกต่างของทั้ง 2 สัญญาณ (รูปล่าง)



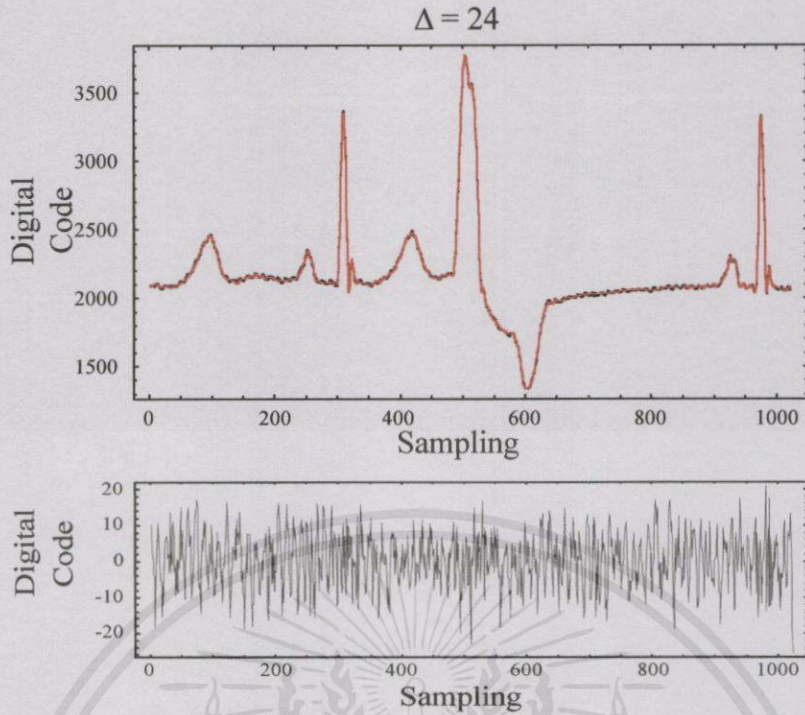
รูปที่ 6.27 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ record x100 ต้นแบบกับสัญญาณที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลโดยใช้การควอนไทซ์ด้วยค่า step size เท่ากับ 48 (รูปบน) และความแตกต่างของทั้ง 2 สัญญาณ (รูปล่าง)



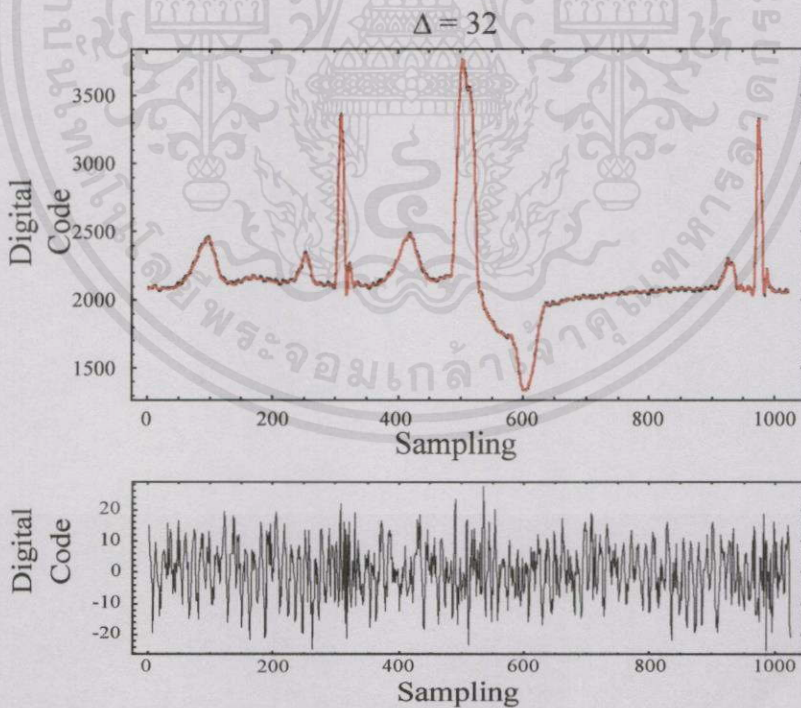
รูปที่ 6.28 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ record x119 ดันแบบกับสัญญาณที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลโดยใช้การควอนไทซ์ด้วยค่า step size เท่ากับ 8 (รูปบน) และความแตกต่างของทั้ง 2 สัญญาณ (รูปล่าง)



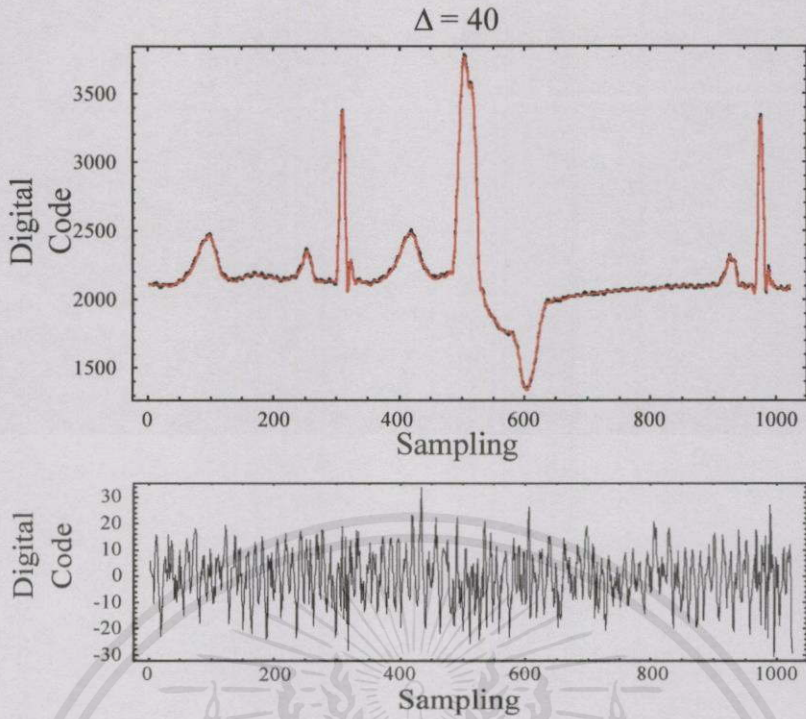
รูปที่ 6.29 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ record x119 ดันแบบกับสัญญาณที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลโดยใช้การควอนไทซ์ด้วยค่า step size เท่ากับ 16 (รูปบน) และความแตกต่างของทั้ง 2 สัญญาณ (รูปล่าง)



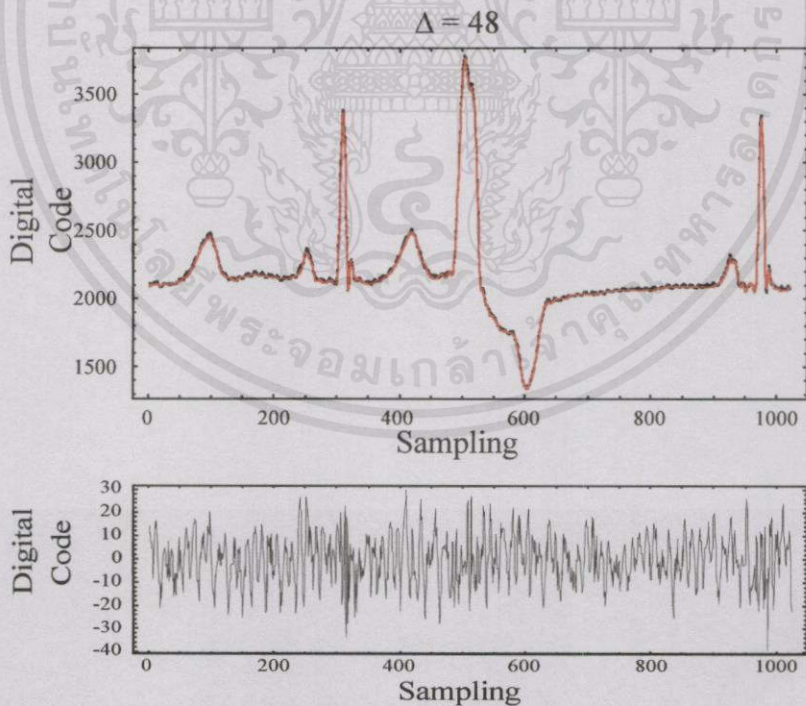
รูปที่ 6.30 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ record x119 ต้นแบบกับสัญญาณที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลโดยใช้การควอนไทซ์ด้วยค่า step size เท่ากับ 24 (รูปบน) และความแตกต่างของทั้ง 2 สัญญาณ (รูปล่าง)



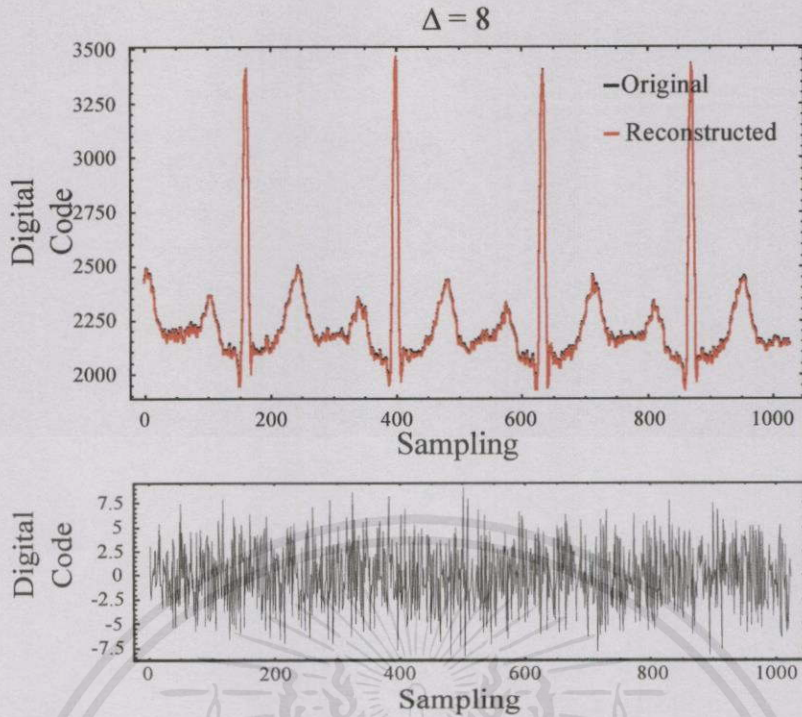
รูปที่ 6.31 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ record x119 ต้นแบบกับสัญญาณที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลโดยใช้การควอนไทซ์ด้วยค่า step size เท่ากับ 32 (รูปบน) และความแตกต่างของทั้ง 2 สัญญาณ (รูปล่าง)



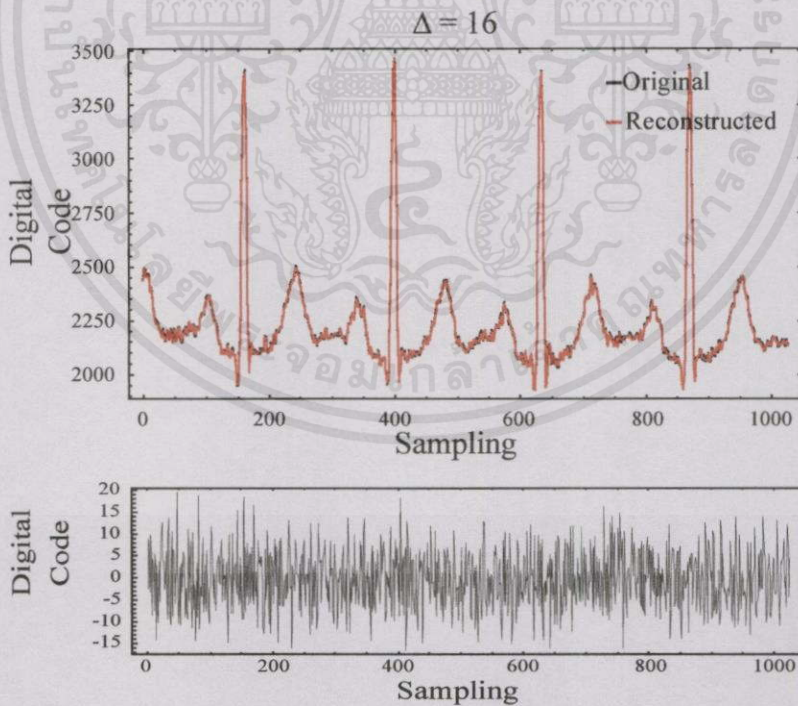
รูปที่ 6.32 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ record x119 ต้นแบบกับสัญญาณที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลโดยใช้การควอนไทซ์ด้วยค่า step size เท่ากับ 40 (รูปบน) และความแตกต่างของทั้ง 2 สัญญาณ (รูปล่าง)



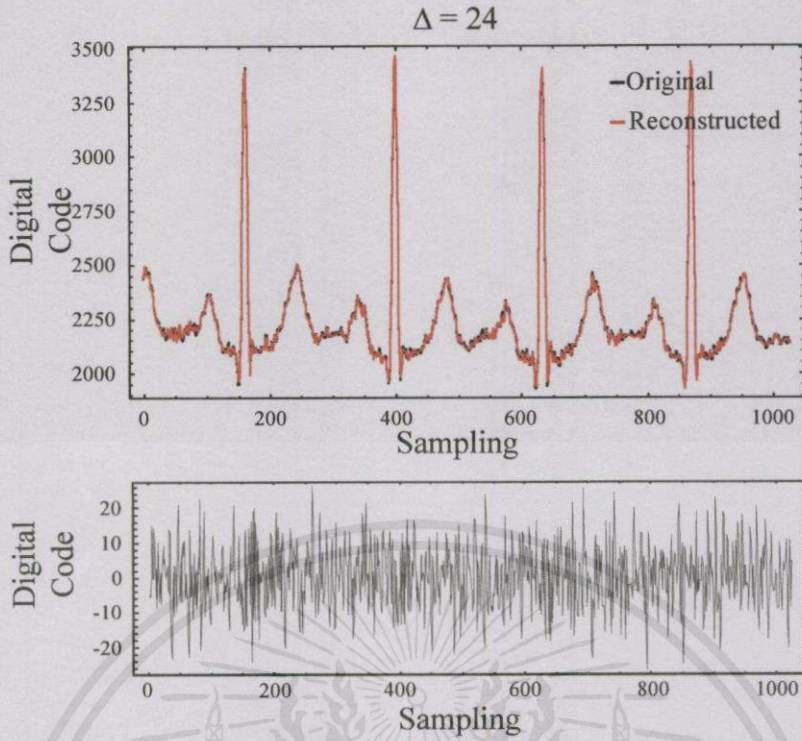
รูปที่ 6.33 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ record x119 ต้นแบบกับสัญญาณที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลโดยใช้การควอนไทซ์ด้วยค่า step size เท่ากับ 48 (รูปบน) และความแตกต่างของทั้ง 2 สัญญาณ (รูปล่าง)



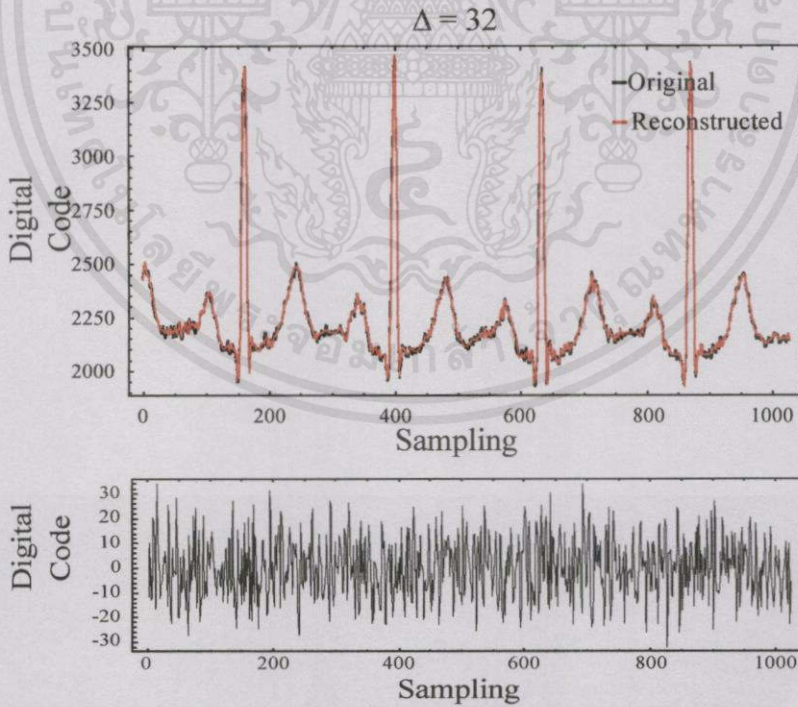
รูปที่ 6.34 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ record x300 ดันแบบกับสัญญาณที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลโดยใช้การควอนไทซ์ด้วยค่า step size เท่ากับ 8 (รูปบน) และความแตกต่างของทั้ง 2 สัญญาณ (รูปล่าง)



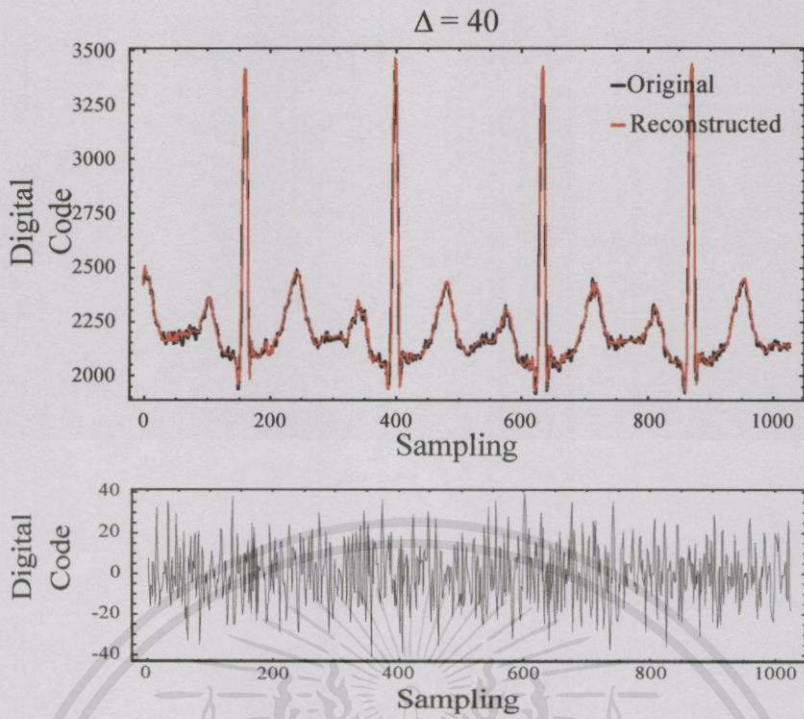
รูปที่ 6.35 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ record x300 ดันแบบกับสัญญาณที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลโดยใช้การควอนไทซ์ด้วยค่า step size เท่ากับ 16 (รูปบน) และความแตกต่างของทั้ง 2 สัญญาณ (รูปล่าง)



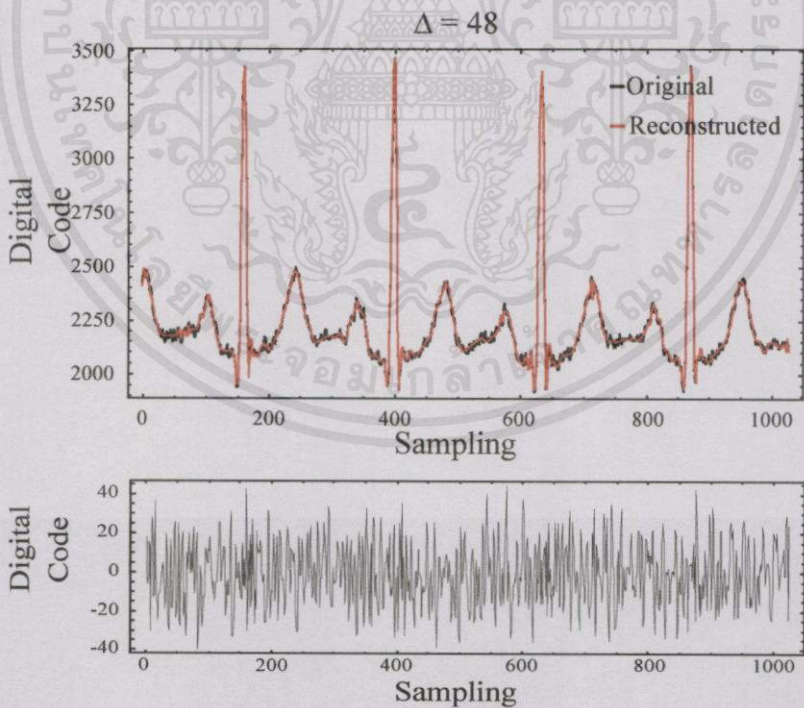
รูปที่ 6.36 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ record x300 ต้นแบบกับสัญญาณที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลโดยใช้การควอนไทซ์ด้วยค่า step size เท่ากับ 24 (รูปบน) และความแตกต่างของทั้ง 2 สัญญาณ (รูปล่าง)



รูปที่ 6.37 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ record x300 ต้นแบบกับสัญญาณที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลโดยใช้การควอนไทซ์ด้วยค่า step size เท่ากับ 32 (รูปบน) และความแตกต่างของทั้ง 2 สัญญาณ (รูปล่าง)



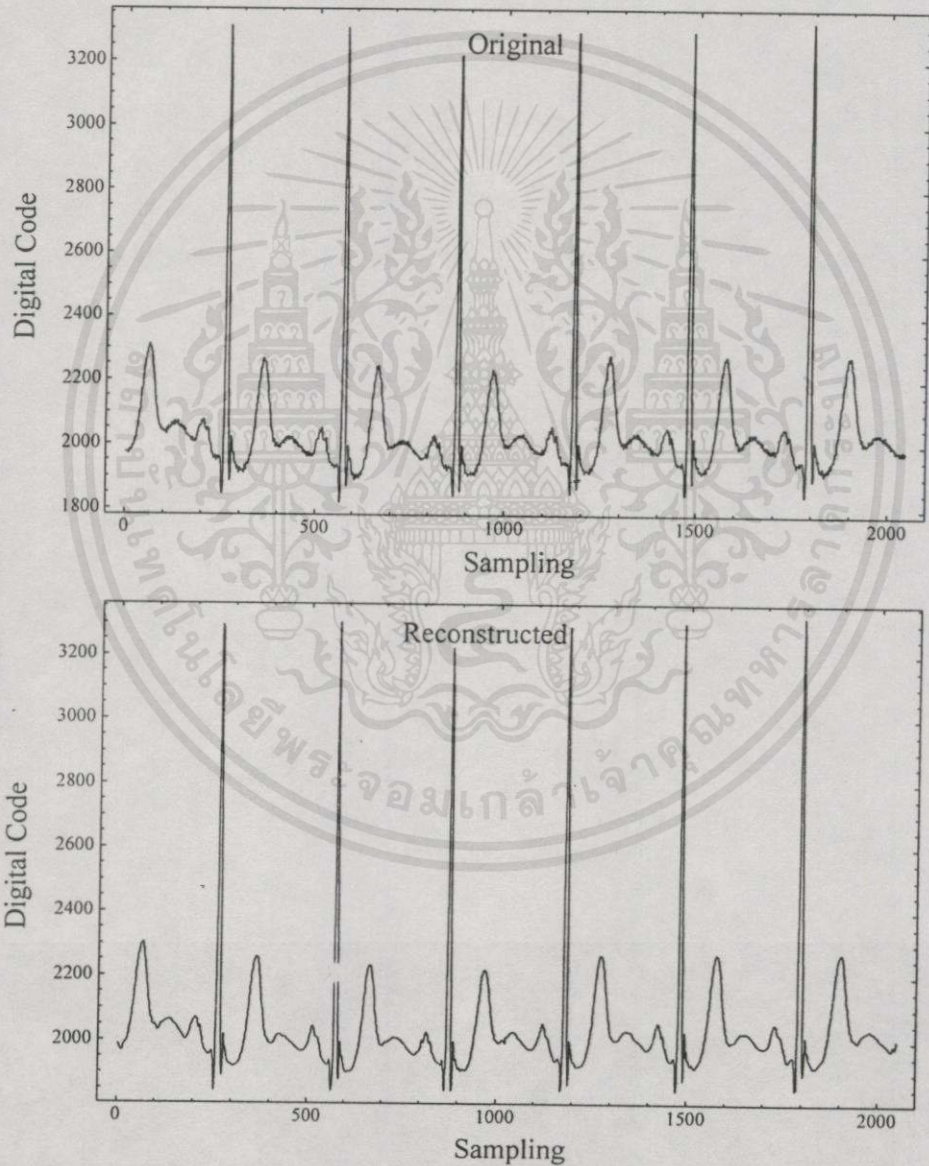
รูปที่ 6.38 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ record x300 ต้นแบบกับสัญญาณที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลโดยใช้การควอนไทซ์ด้วยค่า step size เท่ากับ 8 (รูปบน) และความแตกต่างของทั้ง 2 สัญญาณ (รูปล่าง)



รูปที่ 6.39 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ record x300 ต้นแบบกับสัญญาณที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลโดยใช้การควอนไทซ์ด้วยค่า step size เท่ากับ 48 (รูปบน) และความแตกต่างของทั้ง 2 สัญญาณ (รูปล่าง)

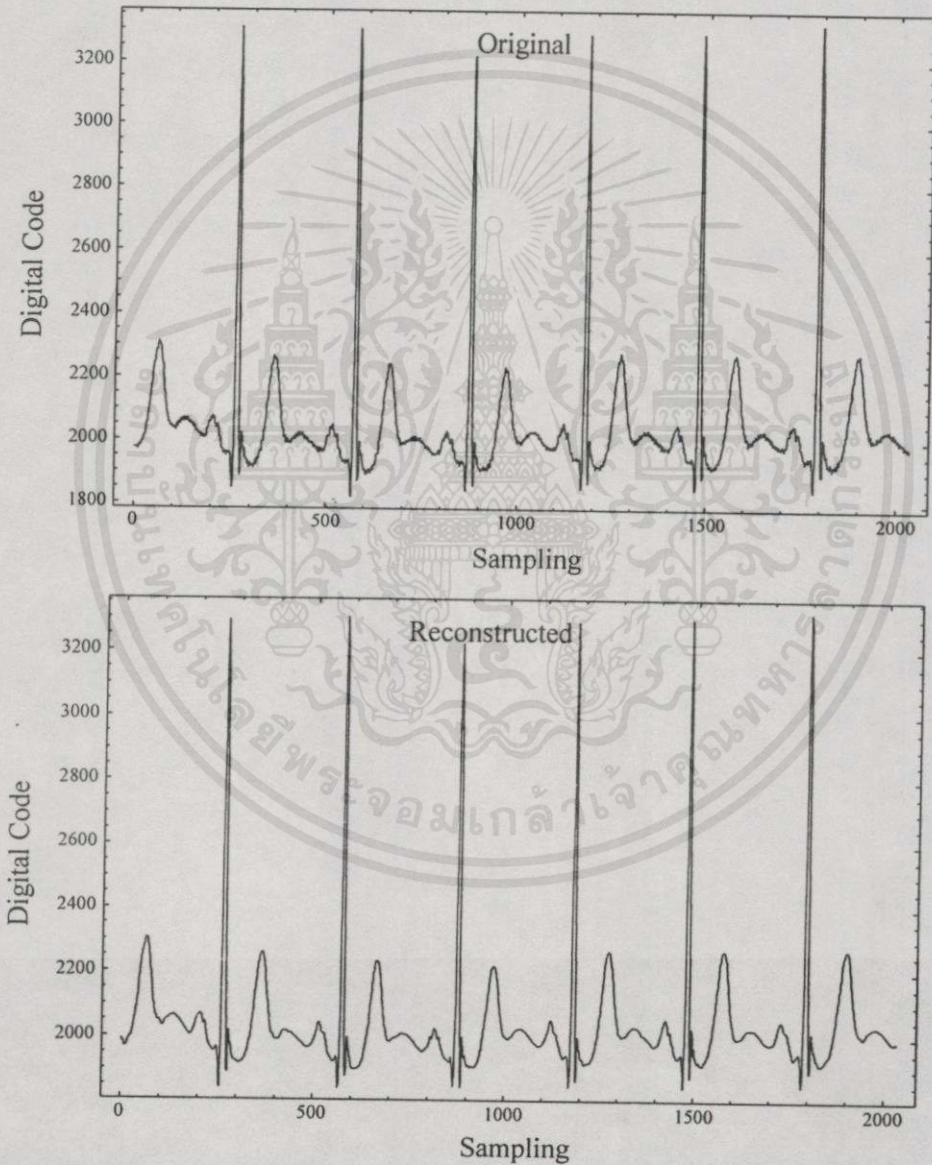
6.4 การทดลองเชื่อมต่อสัญญาณที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูล 2 บล็อก

การทดลองนี้จะนำสัญญาณไฟฟ้าหัวใจที่ได้จากกระบวนการสร้างสัญญาณกลับ 2 บล็อกมาเชื่อมต่อกันเพื่อดูว่ามีความเพี้ยนเกิดขึ้นที่ขอบของสัญญาณหรือไม่ โดยสัญญาณไฟฟ้าหัวใจแต่ละบล็อกมีความยาว 1024 Samples โดยแต่ละบล็อกจะไม่ซ้อนทับกันและใช้ step size ของการควอนไทซ์เท่ากับ 24 และสัญญาณไฟฟ้าหัวใจที่เลือกใช้ในการทดลองนี้จะใช้ Record 103 เพราะว่าแอมพลิจูดของสัญญาณรบกวนมีค่าต่ำซึ่งจะสามารถเห็นรอยต่อของสัญญาณได้ชัดกว่าสัญญาณอื่น ผลการทดลองแสดงดังรูปที่ 6.40



รูปที่ 6.40 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ record 103 ดับเบิ้ลกับสัญญาณที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูล 2 บล็อกมาต่อกัน โดยไม่ซ้อนทับกัน

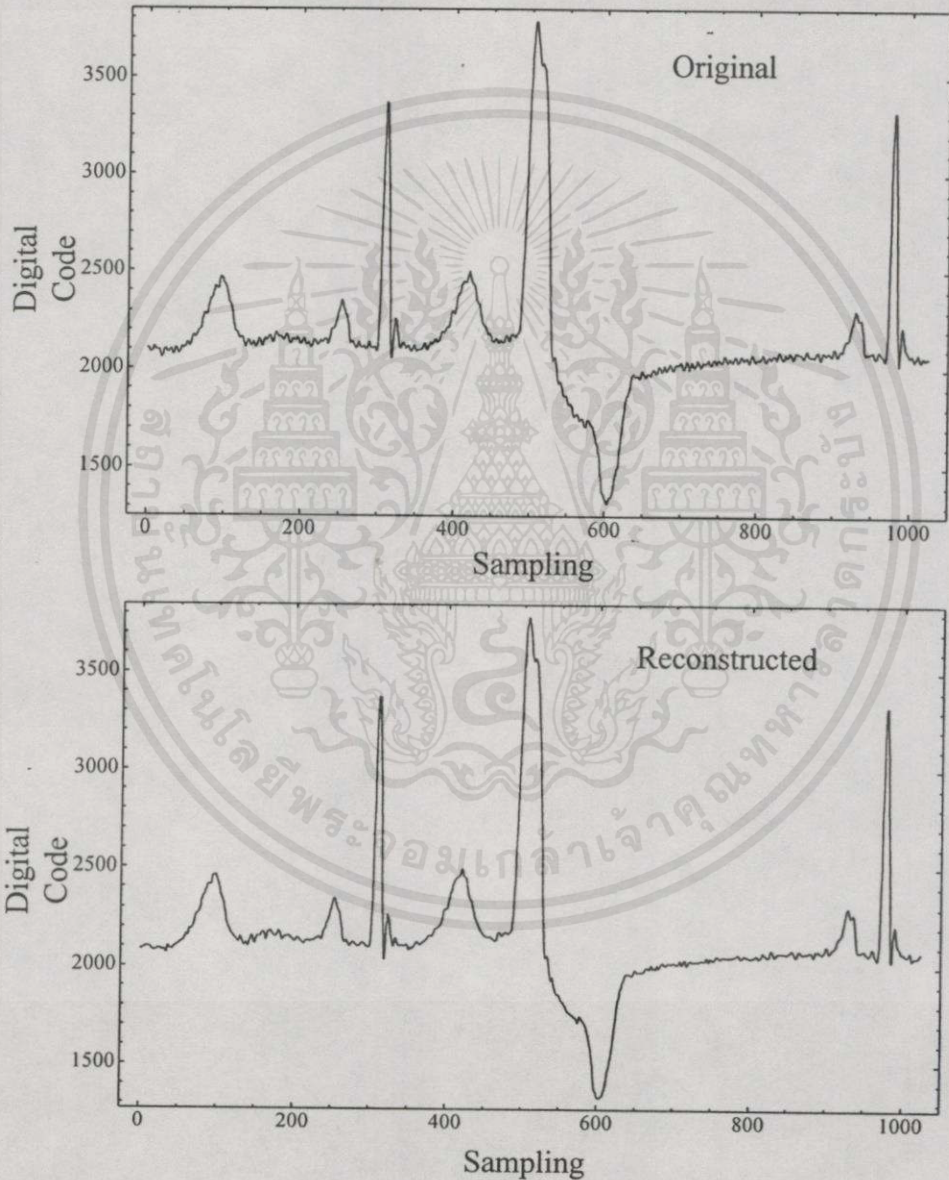
จากรูปที่ 6.40 จะพบว่าเมื่อนำสัญญาณที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลแล้วมาต่อกันจะเกิดความเพี้ยนบริเวณรอยต่อของสัญญาณ จากผลการทดลองสันนิษฐานว่าความเพี้ยนน่าจะเกิดจากการแปลงเวฟเล็ดดังสมการที่(3.46)ซึ่งแก้ปัญหา Edge effect ในลักษณะ Periodic matrix ดังนั้นความเพี้ยนที่เกิดขึ้นน่าจะเกิดกับสัญญาณ 8 แซมปลิงแรกและ 8 แซมปลิงหลังของบล็อกสัญญาณ (เพราะว่าในการทดลองนี้ใช้ผลตอบสนองอิมพัลส์ Length $N=8$) ด้วยเหตุนี้จึงทดลองแปลงเวฟเล็ดในลักษณะที่ใช้สัญญาณซ้อนทับกัน $2N$ แซมปลิง (16 แซมปลิง) เมื่อนำสัญญาณ 2 บล็อกมาต่อกันจะทำการตัดสัญญาณ 8 แซมปลิงหลังของบล็อกแรกและ 8 แซมปลิงแรกของบล็อกหลัง ผลการทดลองแสดงดังรูปที่ 6.41



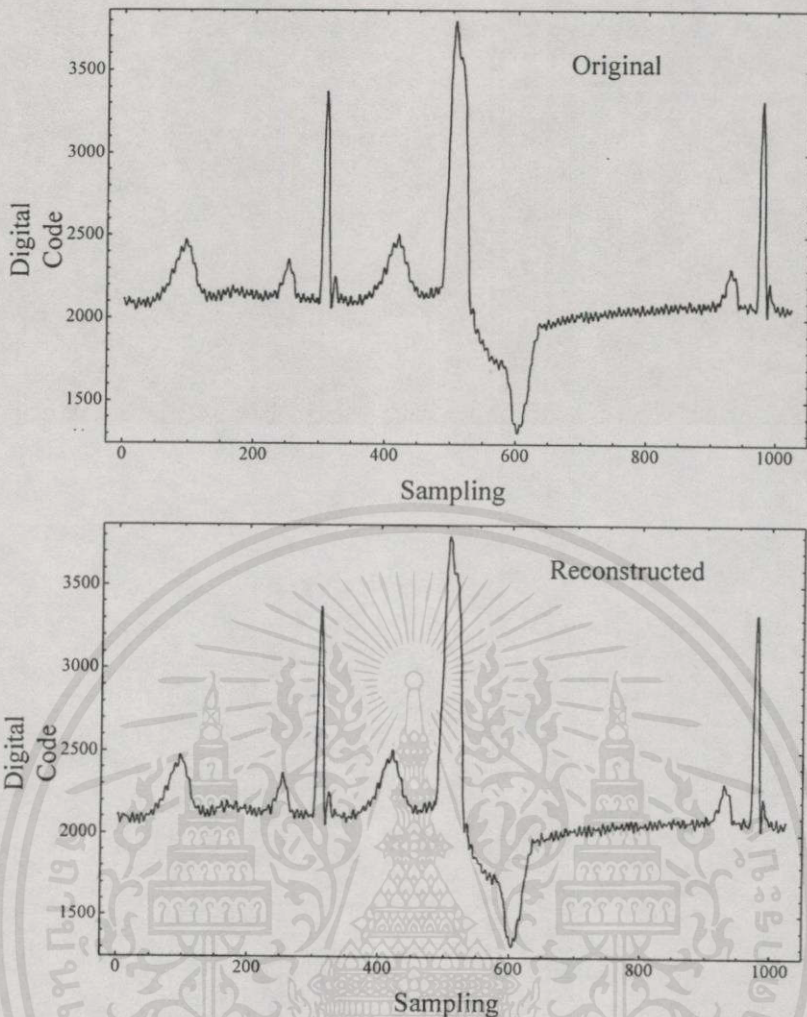
รูปที่ 6.41 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ record 103 ด้นแบบกับสัญญาณที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูล 2 บล็อกมาต่อกัน โดยซ้อนทับกัน

6.5 การทดลองประสิทธิภาพของกระบวนการลดขนาดข้อมูลเมื่อมีสัญญาณรบกวน

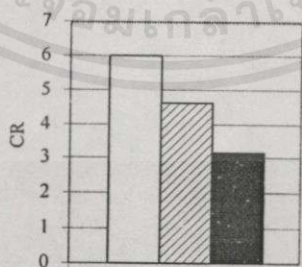
การทดลองนี้จะใช้สัญญาณ Record x119 (จากผลการทดลองที่ 6.3 แสดงให้เห็นว่าเป็นสัญญาณที่ให้ค่า CR สูงขณะที่ค่า PRD มีค่าต่ำ) โดยจะนำสัญญาณ Record x119 ร่วมกับสัญญาณรบกวนความถี่ 50 Hz ซึ่งมีแอมพลิจูด 0.5% และ 1% ของขนาดสัญญาณ Record x119 แล้วนำสัญญาณนี้ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลโดยควอนไทซ์ด้วย step size เท่ากับ 24 ผลการทดลองดังรูปที่ 6.42 ถึงรูปที่ 6.44



รูปที่ 6.42 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ record x119 ดับแบบเมื่อรวมสัญญาณรบกวน 50 Hz ขนาด 0.5 % ของสัญญาณไฟฟ้าหัวใจกับสัญญาณที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลโดยใช้กานควอนไทซ์ด้วย step size เท่ากับ 24



รูปที่ 6.42 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ record x119 ด้นแบบเมื่อรวมสัญญาณรบกวน 50 Hz ขนาด 1 % ของสัญญาณไฟฟ้าหัวใจกับสัญญาณที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลโดยใช้การควอนไทซ์ด้วย step size เท่ากับ 24

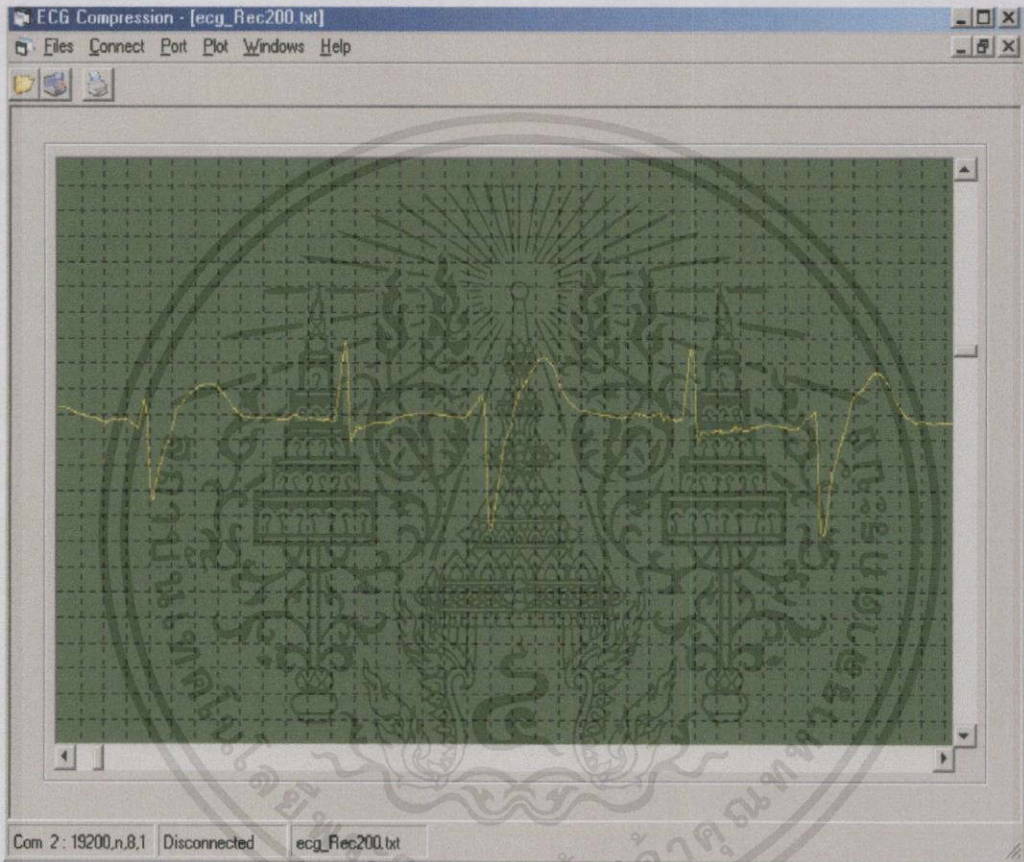


□ Noise 0 %	PRD=2.2237	CR=5.98
▨ Noise 0.5 %	PRD=2.6397	CR=4.62
■ Noise 1.0 %	PRD=2.4828	CR=3.17

รูปที่ 6.43 แสดงประสิทธิภาพการลดขนาดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ record x119 เมื่อรวมสัญญาณรบกวน 50 Hz ด้วยขนาด 0.5 % และ 1 % โดยใช้การควอนไทซ์ด้วย step size เท่ากับ 24

6.6 การทดลองการลดขนาดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจบน MCS-51 ในเวลาจริง

การทดลองนี้จะใช้เครื่องบันทึกและบีบอัดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจในเวลาจริงโดยใช้ MCS-51 ในการประมวลผลที่ได้สร้างขึ้นมาทดสอบกับสัญญาณไฟฟ้าหัวใจจากฐานข้อมูล MIT-BIH จำลองเหตุการณ์โดยป้อนสัญญาณไฟฟ้าหัวใจให้กับเครื่องบันทึกและบีบอัดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจทำการลดขนาดข้อมูลในลักษณะของการทำงานในเวลาจริง โดยใช้ step size ของการควอนไทซ์เท่ากับ 24 เมื่อบันทึกแล้ว นำรหัสข้อมูลที่ได้ไปแสดงผลที่คอมพิวเตอร์ ผลการทดลองแสดงดังรูปที่ 6.45 ถึงรูปที่ 6.47

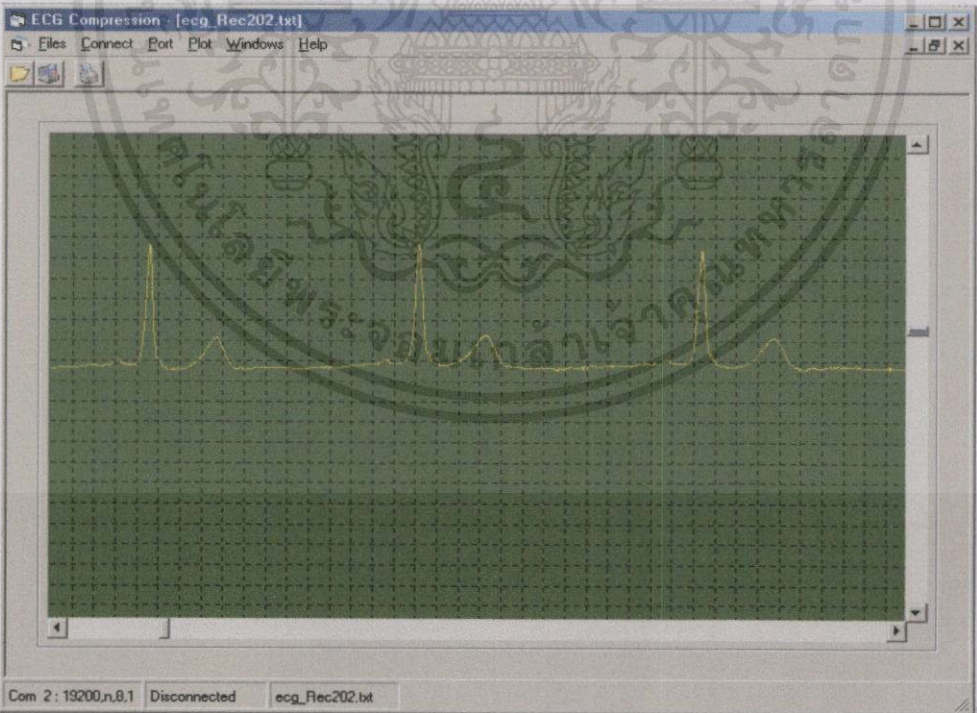


รูปที่ 6.45 แสดงรูปสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ Record 200 ที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลโดยใช้เครื่องบันทึกและบีบอัดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจในเวลาจริงบน MCS-51

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะคิดค่าทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



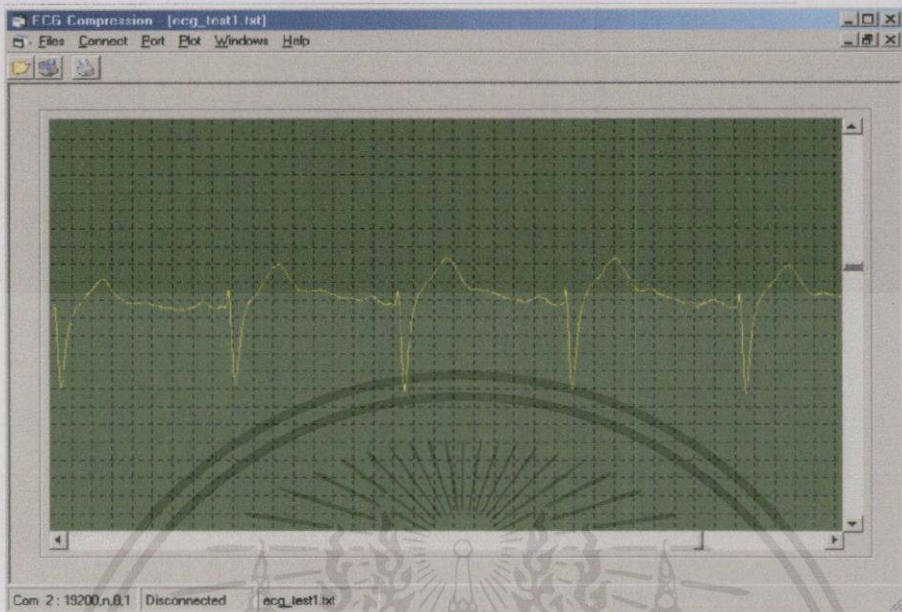
รูปที่ 6.46 แสดงรูปสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ Record x119 ที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลโดยใช้เครื่องบันทึกและบีบอัดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจในเวลาจริงบน MCS-51



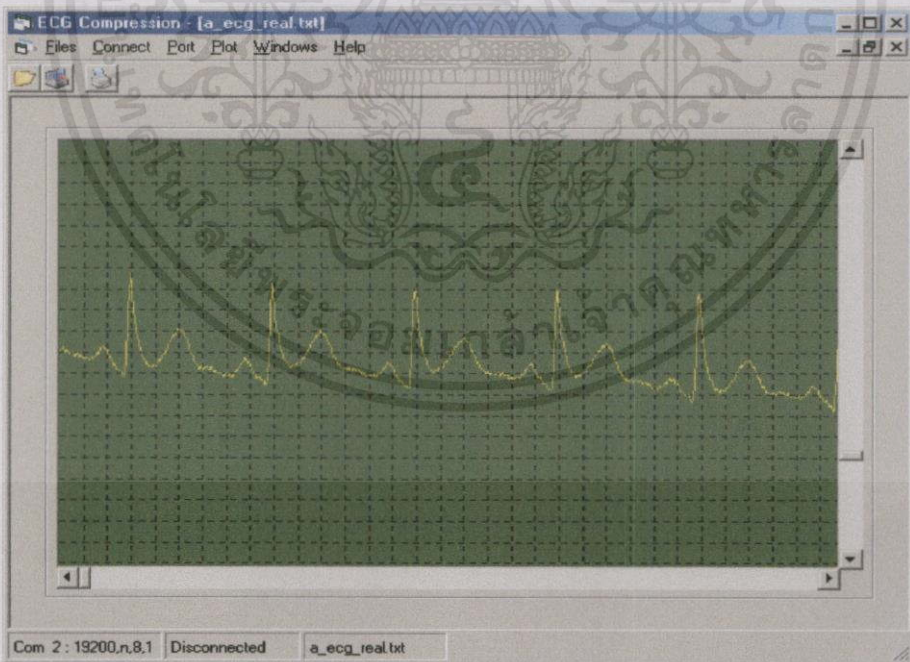
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

รูปที่ 6.47 แสดงรูปสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ Record 202 ที่ผ่านกระบวนการลดขนาดข้อมูลโดยใช้เครื่องบันทึกและบีบอัดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจในเวลาจริงบน MCS-51

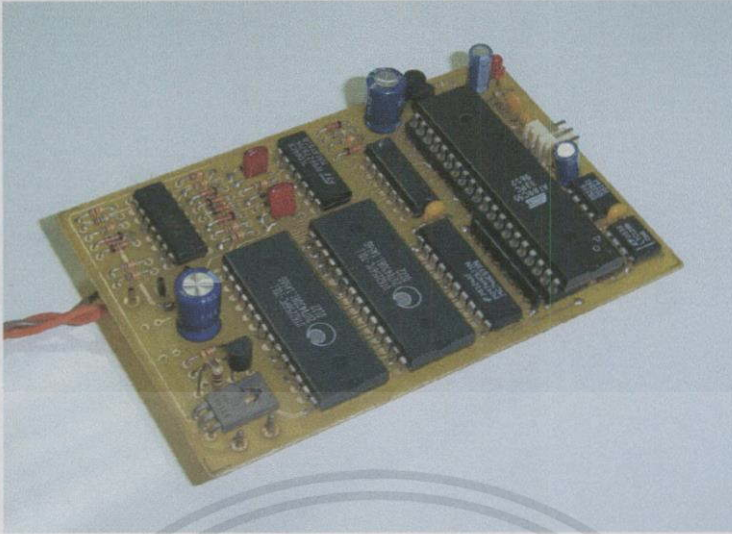
ทดลองวัดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจในเวลาจริง โดยทำการวัดที่ตำแหน่ง V_2 ของการวัดแบบ Unipolar Chest Lead และ Lead II ทำการบันทึกและแสดงผลดังรูปที่ 6.48 และรูปที่ 6.49 ตามลำดับ



รูปที่ 6.48 แสดงรูปสัญญาณไฟฟ้าหัวใจวัดที่ตำแหน่ง V_2 ของการวัดแบบ Unipolar Chest Lead โดยใช้เครื่องบันทึกและบิบอัดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจในเวลาจริง



รูปที่ 6.49 แสดงรูปสัญญาณไฟฟ้าหัวใจวัดที่ตำแหน่ง Lead II ของการวัดแบบ Bipolar Limb Lead ถ้าไม่ว่ากรณีโดยใช้เครื่องบันทึกและบิบอัดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจในเวลาจริง สารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้



รูปที่ 6.50 แสดงเครื่องบันทึกและบีบอัดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการลดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจโดยใช้การแปลงเวฟเล็ดในเวลาจริงบน MCS-51 โดยใช้วิธีการลดขนาดข้อมูลแบบการแปลง (Transformation Method) ซึ่งวิธีการลดขนาดข้อมูลแบบที่มีการสูญเสีย ร่วมกับวิธีการลดขนาดข้อมูลที่ไม่มีการสูญเสียซึ่งก็คือการเข้ารหัสรันเลนส์ การประยุกต์ใช้ MCS-51 ในการลดขนาดสัญญาณไฟฟ้าโดยใช้การแปลงเวฟเล็ดในเวลาจริง สามารถทำได้โดยการจัดการคำนวณการแปลงเวฟเล็ดในช่วงเวลาการแซมปลิงใหม่ให้เหมาะสม ซึ่งเป็นแนวทางในการสร้างเครื่องบันทึกสัญญาณไฟฟ้าแบบติดตามตัวสำหรับผู้ป่วยที่อาการของโรคเกิดขึ้นในเวลาที่ไม่แน่นอน ประสิทธิภาพในการลดข้อมูลนั้นขึ้นอยู่กับ step size ของการควอนไทซ์ และ Thresholding ซึ่งจะมีผลโดยตรงต่อค่าความเพี้ยนของสัญญาณ (PRD) และอัตราการลดขนาดข้อมูล

เมื่อนำกระบวนการลดขนาดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจโดยใช้การแปลงเวฟเล็ดในเวลาจริงบน MCS-51 ไปทดสอบ กระบวนการที่ได้ออกแบบให้การลดขนาดข้อมูลทำในช่วงการแซมปลิงปรากฏว่า MCS-51 สามารถประมวลผลได้ทันในช่วงเวลาการแซมปลิงเพราะใช้เวลาในการประมวลผลน้อยกว่าช่วงเวลาการแซมปลิง(การทดลอง 6.1) และผลตอบสนองอิมพัลส์ $h_o(n)$ ของเวฟเล็ดกระตุก Duabechie's ที่แทนด้วยตัวเลขฐานสิบหกขนาด 16 บิต สามารถใช้ในการแปลงเวฟเล็ดโดยที่มีความผิดพลาดจากการใช้ผลตอบสนองอิมพัลส์ขนาด 18 หลักไม่เกิน 0.6 % เมื่อทดสอบกับสัญญาณไฟฟ้าหัวใจจากฐานข้อมูล MIT-BIH Record 103, Record 200, Record x_202, Record x100, Record x119 และ Record x300

เนื่องจากกระบวนการลดขนาดข้อมูลมีความสัมพันธ์กับค่าความเพี้ยน ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้ทดลองหาค่า step size ของการควอนไทซ์ซึ่งมีผลโดยตรงต่อค่าความเพี้ยนของสัญญาณ (PRD) รวมไปถึงอัตราการลดขนาดข้อมูล (CR) โดยที่ค่าความเพี้ยนนั้นเป็นค่าที่สำคัญมากเพราะว่าถ้าสัญญาณไฟฟ้าหัวใจมีความเพี้ยนอาจจะทำให้การวินิจฉัยโรคผิดพลาดได้ ดังที่ [6] ได้ให้แพทย์ตรวจสอบสัญญาณที่ได้จากการลดขนาดข้อมูลปรากฏว่าค่า PRD ที่แพทย์ยอมรับอยู่ในช่วง 3-5 % ซึ่งจากการทดลองที่ 6.3 พบว่าค่า step size ของการควอนไทซ์ต้องน้อยกว่าหรือเท่ากับ 24 ซึ่งจะให้ค่า PRD น้อยกว่า 5 % โดยที่สัญญาณไฟฟ้าหัวใจมีความละเอียด 12 บิต และจะให้ค่าอัตราการลดขนาดข้อมูล(CR) ประมาณ 3 ถึง 7 เท่า ซึ่งถ้าใช้หน่วยความจำขนาด 64 kByte จะสามารถบันทึกสัญญาณไฟฟ้าหัวใจได้นาน 9 ถึง 21 นาที

ในกระบวนการลดขนาดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจโดยใช้การแปลงเวฟเล็ดร่วมกับกระบวนการเข้ารหัสที่มีการสูญเสียนั้นคือ การควอนไทซ์ จะทำสัญญาณไฟฟ้าหัวใจที่สร้างกลับมีความเพี้ยน

บริเวณขอบของสัญญาณแต่ละบิตออกจากการทดลองที่ 6.4 พบว่าถ้าใช้ข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ ซ้อนทับกันในแต่ละบิตข้อมูล โดยที่ความยาวของจำนวนข้อมูลที่ใช้ซ้อนทับเท่ากับสองเท่าของความยาวผลตอบสนองอิมพัลส์ $h_0(n)$ จะสามารถแก้ปัญหานี้ได้ และจากการทดลองที่ 6.5 ประสิทธิภาพในการลดขนาดข้อมูลยังขึ้นอยู่กับสัญญาณรบกวนอีกด้วย โดยถ้าขนาดของสัญญาณรบกวนสูงจะทำให้ประสิทธิภาพในการลดขนาดข้อมูลต่ำลง

ในงานวิจัยนี้ได้ใช้ผลตอบสนองอิมพัลส์ $h_0(n)$ ของเวฟเล็ตระกฏ Duabechies Length $N=8$ จาก [6] ได้ทดลองใช้เวฟเล็ตระกฏ Coiflet, Symlet และ Daubechies ผลการบีบอัดที่ดีที่สุดคือ Coiflet 3 แต่มี Length ของผลตอบสนองอิมพัลส์ที่ยาวกว่า Duabechies 8 ที่ใช้ในการทดลอง หมายความว่าถ้าใช้ Coiflet 3 จะเป็นการเพิ่มภาระในการคำนวณการแปลงเวฟเล็ตรทำให้ MCS-51 ไม่สามารถคำนวณได้ทันในช่วงเวลาการแซมปลิง วิธีการแก้ไขก็คือใช้ MCS-51 หรือ ไมโครโปรเซสเซอร์ที่มีความเร็วในการทำงานสูงมาประมวลผลแทน เนื่องจากในปัจจุบันมี MCS-51 ที่ทำงานเร็วกว่าเดิม 12 เท่า (1 Machine Cycle = 1 Clock) นอกจากนี้ยังสามารถเพิ่มประสิทธิภาพในการลดขนาดข้อมูลได้ โดยการเพิ่มกระบวนการเข้ารหัสฮัฟแมน หรือใช้การเข้ารหัสเลขคณิตแทนการเข้ารหัสรันเลนส์ เป็นต้น

เครื่องบันทึกสัญญาณที่ได้ออกแบบขึ้นมาใช้วัดสัญญาณได้เพียง Lead เดียวเท่านั้น แต่สัญญาณที่แพทย์ต้องการใช้ในการวินิจฉัยโรคต้องใช้ถึง 12 Lead นั้นหมายความว่าถ้าต้องการออกแบบเครื่องบันทึกและบีบอัดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ 12 Lead ต้องใช้หน่วยประมวลผลที่มีความเร็วกว่าเดิมอย่างน้อย 12 เท่า วิธีการแก้ปัญหาคือใช้ MCS-51 หรือ ไมโครโปรเซสเซอร์ที่มีความเร็วในการทำงานสูงมาประมวลผลและแนวทางหนึ่งก็คือออกแบบหน่วยประมวลผลบน FPGA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดไปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] Yves Nievergelt, **Wavelets Made Easy**, Birkhauser, Boston, 1999.
- [2] C.Sidney Burrus, Ramesh A. Gopinath, and Haitao Guo, **Introduction to Wavelets and Wavelet Transforms**, Prentice-Hall, Texas, 1998.
- [3] Tom H. Koornwinder, **WAVELETS: An Elementary Treatment of Theory and Applications**, World Scientific, Singapore, 1993
- [4] Yu He, **Mathematica Wavelet Explorer**, Wolfram Research, Inc., Champaign, Illinois, 1996
- [5] นางสาว วรรัตน์ ภัทรอมรกุล, “การลดขนาดข้อมูลคลื่นไฟฟ้าหัวใจซึ่งมีพื้นฐานอยู่บนเวฟเล็ตเพ็คเกต” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, กรุงเทพฯ, 2543.
- [6] มานิตย์ เกียรติคำจาขจร, “การลดขนาดข้อมูลสัญญาณไฟฟ้าหัวใจโดยใช้การแปลงเวฟเล็ต” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, กรุงเทพฯ, 2541.
- [7] Tompkins W. J., **Biomedical Digital Signal Processing : C-Language Examples and Laboratory Experiments for the IBM PC**, Prentice Hall, Inc., 1993.
- [8] Peter Wayner, **Compression Algorithms for Real Programmers**, Morgan Kaufmann, 2000.
- [9] R. C. Gonzalez and R. E. Woods, **Digital Image Processing**, Addison – Wesley Publish Company, Inc., 1992.
- [10] Khanh Nguyen-Phi and Hans Weinrichter, “ECG signal coding using wavelet transform and binary arithmetic coder”, International Conference on Information, Communication and Signal Processing Singapore, 9-12 September, 1997, pp. 1344-1348
- [11] R. Nigel Horspool and Warren J. Windels, “An LZ Approach to ECG Compression“, Seventh Annual IEEE Symposium on Computer Based Medical Systems, 1994, pp. 71-76
- [12] MIT-BIH Arrhythmia Database. Harvard – MIT Division of Health Sciences and Technology. Cambridge, MA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก
รายละเอียดของสัญญาณที่ใช้ในการทดลอง

Record 100 (MLII, V5; male, age 69)

Medications: Aldomet, Inderal

Beats	Before 5:00	After 5:00	Total
Normal	367	1872	2239
APC	4	29	33
PVC	-	1	1
Total	371	1902	2273

Supraventricular ectopy

- 33 isolated beats

Rhythm	Rate	Episodes	Duration
Normal sinus rhythm	70-89	1	30:06

Signal quality	Episodes	Duration
Both clean	1	30:06

Points of interest:

11:03 <samples/1001103.xws> Normal sinus rhythm

25:13 <samples/1002513.xws> PVC

26:09 <samples/1002609.xws> APCs

27:55 <samples/1002755.xws> Normal sinus rhythm

Record 103 (MLII, V2; male, age not recorded)

Medications: Diapres, Xyloprim
ไม่ว่ากรณิดีๆทั้งสิ้น อีกทั้งยามมิให้ล้มเพลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Beats	Before 5:00	After 5:00	Total
Normal	355	1727	2082

APC	-	2	2
Total	355	1729	2084

Supraventricular ectopy

- 2 isolated beats

Rhythm	Rate	Episodes	Duration
Normal sinus rhythm	62-92	1	30:06

Signal quality	Episodes	Duration
Both clean	4	22:01
Upper noisy	1	0:09
Lower noisy	2	7:56

Points of interest:

- 1:09 <samples/1030109.xws> Normal sinus rhythm
 17:21 <samples/1031721.xws> Normal sinus rhythm
 19:15 <samples/1031915.xws> APC, noise in lower signal
 22:13 <samples/1032213.xws> Noise in lower signal
 23:33 <samples/1032333.xws> Noise in lower signal
 28:58 <samples/1032858.xws> Noise in lower signal

Record 119 (MLII, V1; female, age 51)

Medications: Pronestyl

Beats	Before 5:00	After 5:00	Total
Normal	246	1297	1543
PVC	80	364	444
Total	326	1661	1987

Ventricular ectopy ส่วนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 444 isolated beats

-

Rhythm	Rate	Episodes	Duration
Normal sinus rhythm	61-84	49	22:36
Ventricular bigeminy	52-91	37	3:55
Ventricular trigeminy	56-77	17	3:34

Signal quality	Episodes	Duration
Both clean	3	29:35
Lower noisy	2	0:30

Notes:

The PVCs are uniform.

Points of interest:

1:55 <samples/1190155.xws> PVC

2:38 <samples/1190238.xws> Ventricular trigeminy

4:51 <samples/1190451.xws> Ventricular bigeminy

8:42 <samples/1190842.xws> Normal sinus rhythm

20:05 <samples/1192005.xws> Noise

25:33 <samples/1192533.xws> Noise

Record 200 (MLII, V1; male, age 64)

Medications: Digoxin, Quinidine

Beats	Before 5:00	After 5:00	Total
Normal	305	1438	1743
APC	2	28	30
PVC	126	700	826
Fusion PVC	-	2	2
Total	433	2168	2601

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
Supraventricular ectopy
 มี 1 กรณี ได้แก่ หนึ่ง คู่ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 28 isolated beats
- 1 couplet

Ventricular ectopy

- 721 isolated beats
- 42 couplets
- 5 runs of 3 beats
- 2 runs of 4 beats

Rhythm	Rate	Episodes	Duration
Normal sinus rhythm	69-111	70	15:58
Ventricular bigeminy	60-108	71	13:52
Ventricular tachycardia	90-141	7	0:15

Signal quality	Episodes	Duration
Both clean	14	21:44
Upper noisy	6	0:44
Lower noisy	16	6:36
Both noisy	8	1:02

Notes:

The PVCs are multiform. There are occasional bursts of high-frequency noise in the upper channel, and severe noise and artifact in the lower channel.

Points of interest:

1:42 <samples/2000142.xws> Ventricular tachycardia, 3 beats

5:38 <samples/2000538.xws> Noise

18:14 <samples/2001814.xws> Ventricular tachycardia, 4 beats

20:52 <samples/2002052.xws> Noise

24:49 <samples/2002449.xws> Ventricular tachycardia, 3 beats

26:12 <samples/2002612.xws> Ventricular couplets

28:31 <samples/2002831.xws> Ventricular couplet

29:01 <samples/2002901.xws> APC, ventricular bigeminy

29:18 <samples/2002918.xws> APC, PVC

29:51 <samples/2002951.xws> PVCs

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 มีวาทกรรมต่างๆที่สนใจ หวังว่าน่าจะมีให้คิดเปลี่ยนแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Record 202 (MLII, V1; male, age 68)*Medications:* Digoxin, Hydrochlorthiazide, Inderal, KCl

Beats	Before 5:00	After 5:00	Total
Normal	261	1800	2061
APC	-	36	36
Aberrated APC	-	19	19
PVC	4	15	19
Fusion PVC	-	1	1
Total	265	1871	2136

Supraventricular ectopy

- 26 isolated beats
- 13 couplets
- 1 run of 3 beats

Ventricular ectopy

- 20 isolated beats

Rhythm	Rate	Episodes	Duration
Normal sinus rhythm	49-69	3	19:31
Atrial flutter	101-143	1	0:48
Atrial fibrillation	60-148	4	9:46

Signal quality	Episodes	Duration
Both clean	1	30:06

Notes:

The PVCs are uniform and late-cycle. This record was taken from the same analog tape as record 201.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Points of interest:

10:16 <samples/2021016.xws> Normal sinus rhythm, PVCs

12:24 <samples/2021224.xws> APCs, PVC

12:41 <samples/2021241.xws> Aberrated APCs, PVC

18:22 <samples/2021822.xws> Normal sinus rhythm, bradycardia

18:45 <samples/2021845.xws> Aberrated APCs

18:59 <samples/2021859.xws> Onset of atrial fibrillation with aberrated beats

21:10 <samples/2022110.xws> Atrial fibrillation, PVC

21:26 <samples/2022126.xws> End of atrial fibrillation

22:13 <samples/2022213.xws> Atrial fibrillation, aberrated beats

25:58 <samples/2022558.xws> Atrial flutter with 2:1 conduction

27:55 <samples/2022755.xws> Atrial fibrillation, aberrated beat

29:35 <samples/2022935.xws> Atrial fibrillation

ดูรายละเอียดของ Record อื่นได้ที่

www.physionet.org/physiobank/database/html/mitdbdir/records.html

Record 300 ST Change

The recording is primarily from exercise stress tests and exhibit transient ST changes

ดูรายละเอียดของ Record อื่นได้ที่

www.physionet.org/physiobank/database/stdb

Beat annotation codes:

NORMAL	N	Normal beat
LBBB	L	Left bundle branch block beat
RBBB	R	Right bundle branch block beat
BBB	B	Bundle branch block beat (unspecified)
APC	A	Atrial premature beat
ABERR	a	Aberrated atrial premature beat
NPC	J	Nodal (junctional) premature beat
SVPB	S	Supraventricular premature or ectopic beat (atrial or nodal)

PVC	V	Premature ventricular contraction
RONT	r	R-on-T premature ventricular contraction
FUSION	F	Fusion of ventricular and normal beat
AESC	e	Atrial escape beat
SVESC	n	Supraventricular escape beat (atrial or nodal)
VESC	E	Ventricular escape beat
PACE	P	Paced beat
PFUS	f	Fusion of paced and normal beat
UNKNOWN	Q	Unclassifiable beat
LEARN	?	Beat not classified during learning

MLII (modified lead II)

โดยปกติการวัดสัญญาณ Lead II จะไม่ค่อยนิยมใช้มากนักเพราะว่าสัญญาณรบกวนสามารถแทรกเข้ามาได้ง่าย MLII เปรียบเทียบได้กับ Lead II แต่ตำแหน่งอ้างอิงในการวัดอยู่บริเวณลำตัว ซึ่งจะให้แอมพลิจูดของสัญญาณ QRS สูง โดยที่ตำแหน่งของการติดอิเล็กโทรดจะเปลี่ยนไปคือ LL จะเปลี่ยนมาติดที่บริเวณเหนือกระดูกสะโพกด้านซ้าย (left iliac crest) และตำแหน่งของ RA จะติดที่บริเวณใต้กระดูกไหปลาร้า (infraclavicular fossa) บริเวณกล้ามเนื้อรูปสามเหลี่ยมใต้กระดูกไหปลาร้า 2 เซ็นติเมตร

ดูรายละเอียดเพิ่มเติมได้ที่ www.physionet.org/faq.shtml

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

- [1] Claydokjan S., Chitsakul K., Sangworasil M., Kondo S., “Real Time Electrocardiogram Compression Technique Using Wavlet Transform on MCS-51” 16-TH BIENNIAL INTERNATIONAL EURASIP CONFERENCE BIOSIGNAL 2002 PROCEEDINGS, Czech Republic, 2002, pp.177-179.
- [2] สักกะพันธ์ ค่ายดอกจันทร์, กิติพล ชิตสกุล, มนัส สังวรศิลป์, “การบีบอัดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจในเวลาจริงโดยใช้การแปลงเวฟเล็ทบน MCS-51” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 24, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2544, pp957-961.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

นายศักดิ์กะพันธ์ คล้ายคอกจันทร์ เกิดเมื่อวันที่ 2 กันยายน 2518 สำเร็จการศึกษา
วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (อิเล็กทรอนิกส์) จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร
ลาดกระบังในปีการศึกษา 2541 ประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง (อิเล็กทรอนิกส์) จากสถาบัน
เทคโนโลยีราชมงคลวิทยาเขตเทคนิคกรุงเทพฯ ในปีการศึกษา 2538 ประกาศนียบัตรวิชาชีพ
(อิเล็กทรอนิกส์) จากวิทยาลัยเทคนิคนครศรีธรรมราชในปีการศึกษา 2536



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้