

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การแก้ไขภาพซ้อนของสัญญาณโทรทัศน์ด้วยวงจรปรับเท่าแบบปรับตัว

TELEVISION GHOST CANCELLATION USING ADAPTIVE EQUALIZER



วุฒิพร เลิศวาสนา

WUTHIPORN LEOTWASSANA

เลขหน้.....
เลขทะเบียน.....47648
วัน, เดือน, ปี.....21 ส.ค. 2546

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

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2546

ISBN 974-324-432-8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TELEVISION GHOST CANCELLATION USING ADAPTIVE EQUALIZER

WUTHIPORN LEOTWASSANA

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

2003

ISBN 974-324-432-8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2003

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การแก้ไขภาพซ้อนของสัญญาณโทรทัศน์ด้วยวงจรปรับเท่าแบบปรับตัว
นักศึกษา	นายวุฒิพร เลิศวาสนา
รหัสประจำตัว	42061155
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2546
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รองศาสตราจารย์ ดร.กนก เจริญพงศ์เวช

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการแก้ไขภาพซ้อนของสัญญาณโทรทัศน์ด้วยวงจรปรับเท่าแบบปรับตัว วงจรที่นำเสนอมีโครงสร้างประกอบด้วยวงจรกรอง IIR และ FIR ต่อเรียงกัน โดยวงจรทั้งสองสามารถปรับตัวได้อย่างอิสระแก่กันด้วยอัลกอริทึม LMS (least mean square) ซึ่งเป็นอัลกอริทึมที่มีรูปแบบการทำงานง่ายและใช้งานกันโดยทั่วไป ผลสืบเนื่องจากการทำงานของวงจรกรอง IIR จึงทำให้สามารถลดการกระจายค่าแอมพลิจูดของเมตริกซ์อัตราส่วนสัญญาณอินพุตของวงจรที่มีความผิดเพี้ยนเนื่องมาจากช่องสัญญาณภาพซ้อน ผลจากการลดการกระจายของค่าแอมพลิจูดนี้ส่งผลทำให้การปรับตัวของวงจรกรอง FIR ทำงานได้ดียิ่งขึ้น จากการทดลองจริงเพื่อแก้ไขสัญญาณภาพซ้อนของสัญญาณโทรทัศน์ ด้วยการอาศัยตัวเส้นประวิงที่มีเวลาประวิง 680 นาโนวินาที และ 1.2 ไมโครวินาที ตามลำดับมาสร้างเป็นช่องสัญญาณภาพซ้อนเพื่อทำให้เกิดสัญญาณภาพซ้อน ซึ่งจากการทดลองพบว่าด้วยโครงสร้างของวงจรปรับเท่าแบบปรับตัวที่นำเสนอสามารถแก้ไขปัญหการเกิดสัญญาณภาพซ้อนได้ดี โดยวงจรมีการทำงานที่สอดคล้องกับหลักการทางทฤษฎี

Thesis Title	Television Ghost Cancellation using Adaptive Equalizer
Student	Mr. Wuthiporn Leotwassana
Student ID.	42061155
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2003
Thesis Advisor	Associate Professor Dr. Kanok Janchirapongvej

ABSTRACT

This thesis presents the television ghost cancellation using adaptive equalizer. The proposed circuits consist of the cascade of IIR and FIR circuits. Both circuits are independent adaptation to each other by using conventional and simple model of least mean square (LMS) algorithm. It can reduce the eigenvalue dispersion of autocorrelation matrix of distorted input signal from ghost channel by using IIR filter. FIR adaptation will be achieved from the effect of reducing the dispersion. In the experimental of the television ghost cancellation, delay line with 680 nanosecond and 1.2 microsecond delay time are utilized for produce the television ghost signal. From these results, it is shown that the structure of the proposed adaptive equalizer can be equalized the television ghost picture and good agreement with theoretical values.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ดีด้วยคำสอนและคำแนะนำทางด้านวิชาการจาก
รองศาสตราจารย์ ดร.กนก เจนจิระพงศ์เวช ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ศิษย์รู้สึกซาบซึ้ง
ในความเมตตากรุณาและขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบคุณอาจารย์ราชู พันธุ์ฉลาด อาจารย์อรรถพล ชีมสกุล อาจารย์อนุรี หล่อสวัสดิศิริ
ที่ให้คำแนะนำที่ดีทางด้านวิชาการ ตลอดจนผู้บังคับบัญชาและเพื่อนร่วมงานที่ช่วยเหลือและให้
กำลังใจ ขอขอบคุณภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยี
มหานครที่เอื้อเฟื้อและสนับสนุนเครื่องมือการทดลอง

ขอกราบขอบพระคุณบิดามารดาที่ให้ความรัก ให้กำลังใจและห่วงใยเสมอมา สุดท้ายนี้
คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอมอบแด่ภรรยาและบุตรที่เป็นกำลังใจ
มาโดยตลอด

วุฒิพร เลิศวาสนา

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VI
สารบัญรูป.....	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 แนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	2
1.4 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์.....	2
บทที่ 2 การเกิดสัญญาณภาพซ้อนและการแก้ไขปัญหา.....	3
2.1 การเกิดสัญญาณภาพซ้อน.....	3
2.2 การจำลองช่องสัญญาณภาพซ้อน.....	4
2.3 แนวทางแก้ไขปัญหการเกิดสัญญาณภาพซ้อน.....	5
2.4 สัญญาณอ้างอิงเพื่อการกำจัดภาพซ้อน.....	6
2.5 สรุป.....	9
บทที่ 3 วงจรกรองแบบปรับตัว.....	10
3.1 โครงสร้างของวงจรกรองแบบปรับตัว.....	10
3.2 อัลกอริทึมการปรับตัวแบบ LMS.....	15
3.2.1 การหาค่าสัมประสิทธิ์.....	22
3.2.2 สัญญาณรบกวนในการประมาณค่าเกรเดียนต์ของอัลกอริทึม LMS.....	26
3.2.3 การปรับพิคของอัลกอริทึม.....	29
3.3 สรุป.....	30

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

บทที่ 4 การแก้ไขสัญญาณภาพซ้อนด้วยวงจรปรับเท่าแบบปรับตัว.....	31
4.1 โครงสร้างวงจรปรับเท่าแบบปรับตัว.....	32
4.2 การหาค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรปรับเท่าแบบปรับตัว.....	36
4.3 ผลจากการทำงานของวงจรกรอง IIR แบบปรับตัว	39
4.4 การวิเคราะห์หาจำนวนสัมประสิทธิ์ของวงจรปรับเท่าแบบปรับตัว.....	44
4.5 สรุป.....	50
บทที่ 5 ผลการวิจัย.....	51
5.1 แผนภาพการทดสอบระบบ.....	51
5.2 การแก้ไขสัญญาณภาพซ้อนที่เวลาประวิง 680 นาโนวินาที.....	54
5.3 การแก้ไขสัญญาณภาพซ้อนที่เวลาประวิง 1.2 ไมโครวินาที.....	59
5.4 สรุป.....	62
บทที่ 6 สรุปและวิจารณ์ผลการวิจัย.....	63
6.1 บทสรุป.....	63
6.2 วิจารณ์ผลการวิจัย.....	65
6.3 ข้อเสนอแนะ.....	65
เอกสารอ้างอิง.....	66
ภาคผนวก.....	69
ภาคผนวก ก. การประมวลผลในระบบเลขจำนวนเต็ม.....	69
ภาคผนวก ข. บอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล.....	74
ภาคผนวก ค. แผนภาพการทำงานและรายละเอียดของวงจรที่ใช้ในการทดลอง.....	81
ภาคผนวก ง. โปรแกรมที่ใช้ในการทดลอง.....	90
ภาคผนวก จ. งานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์.....	95
ประวัติผู้เขียน.....	96

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 ลักษณะการกระจายค่าเจาะจงของเมตริกซ์อัตราสัมพัทธ์สัญญาณ ณ ตำแหน่งต่าง ๆ.....	43
ก.1 ชนิดและขนาดของตัวแปร.....	69
ก.2 ตัวอย่างการแปลงค่าเลขทศนิยมเป็นเลขจำนวนเต็มด้วย N เท่ากับ 2 และ M เท่ากับ 6.....	71
ข.1 ผังตำแหน่งหน่วยความจำของบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัลรุ่น TMS320C6211.....	77



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 การเกิดช่องสัญญาณหลายวิธีหรือช่องสัญญาณภาพซ้อน.....	3
2.2 ตัวอย่างการเกิดภาพซ้อนบนจอเครื่องรับโทรทัศน์.....	4
2.3 แนวทางแก้ไขปัญหาการเกิดสัญญาณภาพซ้อน.....	5
2.4 สัญญาณ GCR รูปแบบของ BTA.....	7
2.5 สัญญาณ GCR มาตรฐานของระบบ NTSC.....	8
2.6 สัญญาณ GCR มาตรฐานของระบบ PAL.....	9
3.1 โครงสร้างของวงจรกรองแบบปรับตัว.....	10
3.2 ระบบการทํานายสัญญาณ.....	11
3.3 การทํางานของระบบทํานายสัญญาณ.....	11
3.4 การหาเอกลักษณ์ของระบบ.....	12
3.5 การทํางานของการหาเอกลักษณ์ระบบ.....	13
3.6 ระบบปรับเท่าสัญญาณ.....	13
3.7 การทํางานของระบบปรับเท่าสัญญาณ.....	14
3.8 ระบบกําลังสัญญาณรบกวน.....	14
3.9 การทํางานของระบบกําลังสัญญาณรบกวน.....	15
3.10 วงจรกรองแบบปรับตัวด้วยโครงสร้าง FIR ตามขวาง.....	16
3.11 พื้นผิวปฏิบัติการของค่า MSE	19
3.12 ลักษณะการลู่ค่าสัมประสิทธิ์และค่า MSE ของวงจรกรองที่ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม LMS...25	
4.1 การจำลองสัญญาณภาพซ้อน.....	31
4.2 โครงสร้างของวงจรปรับเท่าแบบปรับตัว.....	32
4.3 โครงสร้างของวงจรกรอง IIR แบบปรับตัว.....	33
4.4 โครงสร้างของวงจรกรอง FIR แบบปรับตัว.....	35
4.5 ลักษณะการลู่ค่าสัมประสิทธิ์และค่า MSE ของวงจรปรับเท่าในส่วนของวงจรกรอง FIR.....	43
4.6 ลักษณะการเกิดผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรปรับเท่าโครงสร้าง FIR ตามขวาง.....	46
4.7 การพิจารณาผลตอบสนองอิมพัลส์ในลักษณะของค่า D/U	47
5.1 แผนภาพการทดสอบของระบบ.....	51

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.2 ลักษณะการสร้างวงจรปรับเท่าแบบปรับตัว.....	52
5.3 โครงสร้างวงจรปรับเท่าที่นำเสนอตามลักษณะรูปที่ 5.2 ข.....	52
5.4 แผนภาพการสร้างวงจรปรับเท่าแบบปรับตัวในทางปฏิบัติ.....	53
5.5 สัญญาณ GCR ที่รับได้จากสถานีส่ง.....	54
5.6 สัญญาณ GCR เฉลี่ยที่ใช้ในการทดลอง	55
5.7 การเกิดภาพซ้อนเนื่องจากช่องสัญญาณภาพซ้อนทำให้เกิดภาพซ้อนที่เวลาประวิง 680 นาโนวินาที.....	55
5.8 ค่าสหสัมพันธ์ของสัญญาณ GCR เฉลี่ย.....	56
5.9 ลักษณะการลู่ค่า MSE ผลตอบสนองอิมพัลส์และสัมประสิทธิ์ของวงจรปรับเท่าเมื่อ ช่องสัญญาณภาพซ้อนทำให้เกิดภาพซ้อนที่เวลาประวิง 680 นาโนวินาที.....	57
5.10 ผลเปรียบเทียบระหว่างภาพก่อนและหลังแก้ไขภาพซ้อนเมื่อช่องสัญญาณภาพซ้อน ทำให้เกิดภาพซ้อนที่เวลาประวิง 680 นาโนวินาที.....	58
5.11 สัญญาณ GCR เฉลี่ยและค่าสหสัมพันธ์ข้ามของสัญญาณหลังการแก้ไขสัญญาณภาพซ้อน เมื่อช่องสัญญาณภาพซ้อนทำให้เกิดภาพซ้อนที่เวลาประวิง 680 นาโนวินาที.....	58
5.12 การเกิดภาพซ้อนเนื่องจากช่องสัญญาณภาพซ้อนทำให้เกิดภาพซ้อนที่เวลาประวิง 1.2 ไมโครวินาที.....	59
5.13 สัญญาณ GCR เฉลี่ยและค่าสหสัมพันธ์ข้ามของสัญญาณภาพซ้อนเมื่อช่องสัญญาณ ภาพซ้อนทำให้เกิดภาพซ้อนที่เวลาประวิง 1.2 ไมโครวินาที.....	59
5.14 การลู่ค่า MSE ผลตอบสนองอิมพัลส์และสัมประสิทธิ์ของวงจรปรับเท่าเมื่อช่องสัญญาณ ภาพซ้อนทำให้เกิดภาพซ้อนที่เวลาประวิง 1.2 ไมโครวินาที.....	60
5.15 ผลเปรียบเทียบระหว่างภาพก่อนและหลังการแก้ไขภาพซ้อนเมื่อช่องสัญญาณภาพซ้อน ทำให้เกิดภาพซ้อนที่เวลาประวิง 1.2 ไมโครวินาที.....	61
5.16 สัญญาณ GCR เฉลี่ยและค่าสหสัมพันธ์ข้ามของสัญญาณหลังการแก้ไขสัญญาณภาพซ้อน เมื่อช่องสัญญาณภาพซ้อนทำให้เกิดภาพซ้อนที่เวลาประวิง 1.2 ไมโครวินาที.....	61
ข.1 แผนภาพของบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัลรุ่น TMS320C6211 DSK starter kit.....	74
ข.2 บอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัลรุ่น TMS320C6211 DSK starter kit.....	75
ข.3 แผนภาพลักษณะโครงสร้างของตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลรุ่น TMS320C6211.....	75
ข.4 ลักษณะการแสดงของโปรแกรม code composer studio.....	79

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
ข.5 ขั้นตอนการพัฒนาโปรแกรม.....	79
ค.1 แผนภาพการทำงานของระบบที่ใช้ในการทดลอง.....	81
ค.2 วงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิตอล (A/D) และวงจรผลิตสัญญาณ capture enable.....	82
ค.3 วงจร Address counter 1.....	83
ค.4 วงจร Input buffer memory.....	84
ค.5 วงจร Output buffer memory และวงจรแปลงดิจิตอลเป็นแอนะล็อก (D/A).....	85
ค.6 วงจร Address counter 2.....	86
ค.7 วงจรผลิตความถี่และตำแหน่งขา connector ของบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิตอล.....	87
ค.8 วงจรอินเตอร์เฟสบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิตอล.....	88
ค.9 วงจร Address buffer 1 และ Address buffer 2.....	89

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

เนื่องจากระบบการแพร่กระจายสัญญาณโทรทัศนภาคพื้นดินมักประสบกับปัญหาการแพร่กระจายคลื่นลักษณะหลายวิถี (multipath propagation) ซึ่งมีสาเหตุส่วนใหญ่เกิดจากการสะท้อนของคลื่นสัญญาณจากวัตถุขนาดใหญ่ เช่น ภูเขา เนินสูง ดึกสูงหรืออาคารขนาดใหญ่และเครื่องบิน เป็นต้น สายอากาศของเครื่องรับโทรทัศนจึงสามารถรับคลื่นสัญญาณจากหลายวิถีและส่งผลกระทบต่อตรงทำให้เกิดภาพซ้อน (ghost) หรือเกิดเงาของภาพปรากฏบนจอเครื่องรับโทรทัศน [1-3] จากปัญหาดังกล่าวจึงได้มีการศึกษาวิจัยอย่างกว้างขวางเพื่อแก้ไขปัญหาที่เกิดขึ้นดังกล่าว เช่น บทความที่ [4-19] [26,27] ซึ่งสามารถพิจารณาถึงลักษณะการวิจัยออกเป็น 3 แนวทางได้แก่ การวิจัยเพื่อแก้ไขปัญหาในระดับสัญญาณ RF ระดับ IF และเบสแบนด์ตามลำดับ แต่ส่วนใหญ่การวิจัยได้มุ่งเน้นไปที่การแก้ไขปัญหาในระดับสัญญาณเบสแบนด์ [4]

บทความที่ [5-9] ทำการแก้ไขปัญหาที่ระดับสัญญาณเบสแบนด์ ด้วยการนำวงจรกรองแบบมีค่าสัมประสิทธิ์เหมาะสมที่สุด (optimum filter) ซึ่งเป็นวงจรกรองที่ไม่สามารถปรับตัวได้ มาสร้างเป็นวงจรปรับเท่าเพื่อแก้ไขสัญญาณภาพซ้อน (ghost signal) แต่วิธีการนี้มีความจำเป็นต้องทราบคุณลักษณะที่แน่นอนของช่องสัญญาณภาพซ้อน (ghost channel) (ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณภาพซ้อน) แล้วนำคุณลักษณะดังกล่าวมาคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์เหมาะสมที่สุดของวงจรกรอง แต่เป็นการยากที่จะทราบคุณลักษณะที่แน่นอนของช่องสัญญาณดังกล่าวได้ เนื่องจากคุณลักษณะที่แปรตามเวลา (time vary) ของช่องสัญญาณภาพซ้อนและขณะเดียวกันยังต้องอาศัยการคำนวณที่ซับซ้อนอีกด้วย [4,20,22]

บทความที่ [10-14] ทำการแก้ไขปัญหาที่ระดับสัญญาณเบสแบนด์เช่นเดียวกัน ด้วยการนำวงจรกรองแบบปรับตัว (adaptive filter) มาสร้างเป็นวงจรปรับเท่า ซึ่งวิธีนี้เหมาะสำหรับการแก้ไขปัญหา เนื่องจากไม่จำเป็นต้องทราบคุณลักษณะที่แน่นอนของช่องสัญญาณภาพซ้อน เพียงแต่อาศัยสัญญาณ GCR (ghost cancellation reference) ที่สถานีส่งได้ส่งแทรกมาในสัญญาณแบบลงถึงทางแนวตั้งของสัญญาณภาพเป็นสัญญาณอ้างอิง โดยนำ GCR จากสถานีส่งมาเปรียบเทียบกับสัญญาณ GCR ที่เก็บอยู่ในหน่วยความจำทางด้านเครื่องรับ (GCR ที่เก็บอยู่ในหน่วยความจำมีคุณลักษณะทางสถิติเหมือนกันกับของเครื่องส่งทุกประการ) เพื่ออาศัยเป็นเกณฑ์ในการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรอง [11-14] [26] แต่สำหรับบทความที่ [12-14] มีอัลกอริทึมการคำนวณซับซ้อนโดยเฉพาะอย่างยิ่งบทความที่ [13,14] ซึ่งอาจจะมีความยุ่งยากต่อการนำมาใช้งานในทางปฏิบัติ จากปัญหาที่ได้กล่าวมาข้างต้นเป็นเรื่องที่น่าสนใจสำหรับหัวข้อวิจัยในวิทยานิพนธ์นี้

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์นี้มีความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์เพื่อศึกษาวิจัยและสร้างวงจรปรับเท่าแบบปรับตัวมีโครงสร้างวงจรไม่ซับซ้อน อาศัยอัลกอริทึมการปรับตัวรูปแบบง่ายและมีการใช้งานกันโดยทั่วไป ขณะเดียวกันวงจรที่นำเสนอสามารถทำงานได้ดีกับสัญญาณภาพที่มาจากกรณีเกิดแบบกรอบ (envelop detection) ซึ่งเครื่องรับโทรทัศน์โดยส่วนใหญ่มีการเกิดลักษณะนี้ เนื่องจากการแก้ไขปัญหาการเกิดสัญญาณภาพซ้อนบางวิธีจำเป็นต้องอาศัยวงจรเกิดสัญญาณภาพแบบซิงโครไนซ์ ดังเช่นบทความที่ [8-11] ซึ่งการสร้างวงจรในทางปฏิบัติมีความซับซ้อน แต่ด้วยวิธีที่นำเสนอไม่มีความจำเป็นต้องทำการสร้างหรือดัดแปลงส่วนใด ๆ ของเครื่องรับโทรทัศน์ เพียงแต่อาศัยสัญญาณภาพจากขั้ว Video out หรือ AV out จากเครื่องรับโทรทัศน์เท่านั้น (เครื่องรับสัญญาณโทรทัศน์รุ่นใหม่ส่วนใหญ่มีขั้วสัญญาณดังกล่าว)

1.3 แนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

จากหลักการที่ว่าด้วยอัตราการปรับตัว (rate of convergence) ของวงจรกรองแบบปรับตัวนั้น นอกจากขึ้นอยู่กับอัลกอริทึมการปรับตัวแล้วยังขึ้นกับการกระจายค่าเฉพาะ (eigenvalue dispersion) ของเมตริกซ์อัตโนมัติสหสัมพันธ์ (autocorrelation matrix) ของสัญญาณอินพุตด้วย [21,22] เนื่องจากความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์นี้ไม่ได้มุ่งเน้นไปที่การวิจัยพัฒนาอัลกอริทึมการปรับตัว แต่ได้มุ่งเน้นวิจัยและพัฒนาโครงสร้างของวงจรปรับเท่าแบบ FIR ทั่วไปให้มีส่วนที่สามารถลดการกระจายค่าเฉพาะของเมตริกซ์อัตโนมัติสหสัมพันธ์สัญญาณอินพุตได้ ดังนั้นวงจรปรับเท่าที่นำเสนอจึงมีโครงสร้างประกอบด้วยวงจรกรองแบบ IIR (infinite impulse response) และ FIR (finite impulse response) ต่อเรียงกัน (cascade) โดยมีวงจรกรองแบบ IIR ทำหน้าที่ลดการกระจายค่าเฉพาะของเมตริกซ์อัตโนมัติสหสัมพันธ์ของสัญญาณอินพุต ขณะที่วงจรทั้งสองสามารถปรับตัวอย่างอิสระแก่กันด้วยอัลกอริทึม LMS (least mean square) ซึ่งเป็นอัลกอริทึมที่ง่ายและใช้งานกันโดยทั่วไป [20-22] การปรับตัวของวงจรปรับเท่าที่นำเสนอได้อาศัยสัญญาณ GCR ตามรูปแบบมาตรฐานของสัญญาณโทรทัศน์ระบบ PAL เป็นสัญญาณอ้างอิง

1.4 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้ได้พัฒนาแนวคิดและขยายความจากบทความที่ [24-26] โดยทำการวิเคราะห์คุณลักษณะของวงจรที่นำเสนอ พร้อมทั้งนำวงจรดังกล่าวมาทำการทดลองเพื่อแก้ไขปัญหาการเกิดสัญญาณภาพซ้อนในลักษณะไม่กระจายออกอากาศ (off-air test) โดยอาศัยบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัลรุ่น TMS320C6211 DSK Starter Kit ของบริษัท Texas instruments และให้แสดงผลออกทางหน้าจอเครื่องรับโทรทัศน์ระบบ PAL ในลักษณะภาพนิ่ง (non real time)

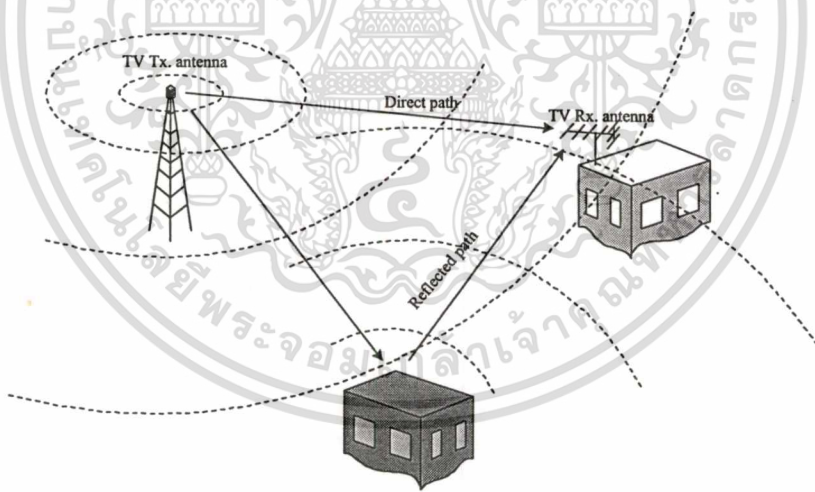
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

การเกิดสัญญาณภาพซ้อนและการแก้ไข้ปัญหา

2.1 การเกิดสัญญาณภาพซ้อน

การแพร่กระจายคลื่นในระบบโทรทัศน์ภาคพื้นดินโดยส่วนใหญ่ใช้งานย่านความถี่ VHF และ UHF ซึ่งมีการเดินทางของคลื่นลักษณะ line-of-sight [1,3] ดังนั้นสายอากาศเครื่องรับโทรทัศน์สามารถรับสัญญาณได้ดีที่สุดในวิถีตรงจากสถานีส่ง แต่เนื่องจากการแพร่กระจายคลื่นสัญญาณโทรทัศน์จากสถานีส่งมีลักษณะรอบตัวเพื่อให้สามารถครอบคลุมพื้นที่บริการ [3] อาจจะมีคลื่นแพร่ไปในวิถีอื่นจากสถานีส่งและเกิดการปะทะกับวัตถุขนาดใหญ่ เช่น ภูเขา เนินสูง ดึกหรืออาคารขนาดใหญ่และเครื่องบิน เป็นต้น [1-3] แล้วเกิดการสะท้อนของคลื่นสัญญาณซึ่งอาจมีทิศทางเข้าสู่สายอากาศเครื่องรับโทรทัศน์ดังกล่าวได้ ด้วยเหตุนี้ที่สายอากาศของเครื่องรับโทรทัศน์จึงมีทั้งคลื่นสัญญาณวิถีตรงและวิถีอื่นที่มาจาก การสะท้อน ซึ่งอาจเรียกช่องสัญญาณลักษณะนี้ว่าช่องสัญญาณหลายวิถี (multipath channel) ก็ได้ดังรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 การเกิดช่องสัญญาณหลายวิถีหรือช่องสัญญาณภาพซ้อน

เนื่องจากเส้นทางวิถีสะท้อนของคลื่นมีระยะทางมากกว่าเส้นทางวิถีตรงจากสถานีส่ง ด้วยเหตุนี้คลื่นวิถีสะท้อนจึงใช้เวลาในการเดินทางนานกว่าและมีความเข้มของคลื่นสัญญาณต่ำกว่าคลื่นวิถีตรง ขณะเดียวกันโดยส่วนใหญ่สัญญาณภาพถูกมอดูเลตแบบ AM จึงส่งผลให้ภาพที่ปรากฏบนหน้าจอเครื่องรับโทรทัศน์เกิดเป็นภาพซ้อนขึ้น [2,3] ดังตัวอย่างในรูปที่ 2.2 ซึ่งอาจเรียกช่องสัญญาณหลายวิถีว่าช่องสัญญาณภาพซ้อนและขอใช้ชื่อดังกล่าวตลอดวิทยานิพนธ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ขออนุญาตจากเจ้าของลิขสิทธิ์

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2 ตัวอย่างการเกิดภาพซ้อนบนจอเครื่องรับโทรทัศน์

นอกจากนี้ปัญหาสัญญาณภาพซ้อนยังสามารถเกิดขึ้นกับระบบกระจายสัญญาณโทรทัศน์ผ่านสายเคเบิล (cable television) ได้ด้วย โดยส่วนใหญ่มีสาเหตุมาจากการไม่แมตช์ทางด้านอิมพีแดนซ์ระหว่างเครื่องส่งโทรทัศน์กับสายเคเบิลและเครื่องรับโทรทัศน์กับสายเคเบิล ซึ่งส่งผลให้เกิดการสะท้อนกำลังงานของคลื่นสัญญาณในสายเคเบิลขึ้น และสัญญาณสะท้อนดังกล่าวทำให้เกิดปัญหาภาพซ้อนปรากฏบนจอเครื่องรับโทรทัศน์ [11,12]

2.2 การจำลองช่องสัญญาณภาพซ้อน

สัญญาณภาพซ้อนสามารถพิจารณาได้ในอีกลักษณะหนึ่ง กล่าวคือสัญญาณภาพซ้อนคือสัญญาณวิถีตรงที่ถูกประวิงเวลา (time delay) พร้อมทั้งถูกลดทอนขนาดลง [2,4] แต่เป็นการยากต่อการคาดเดาถึงจำนวนการเกิดสัญญาณภาพซ้อนตลอดจนขนาดและเวลาประวิงของสัญญาณ เนื่องจากสิ่งเหล่านี้มีความเกี่ยวข้องกับสภาพภูมิประเทศ สภาพภูมิอากาศและสภาวะแวดล้อม ณ สถานที่นั้น ๆ จึงอาจกล่าวได้ว่าช่องสัญญาณภาพซ้อนเป็นช่องสัญญาณแปรตามเวลา แต่โดยปกติทั่วไปการแปรค่าจะเกิดขึ้นอย่างช้า ๆ ยกเว้นกรณีการเกิดช่องสัญญาณภาพซ้อนเนื่องจากวัตถุเคลื่อนที่ดังเช่นเครื่องบิน เป็นต้น [4,11] สัญญาณดังกล่าวสามารถจำลองได้ด้วยสมการทางคณิตศาสตร์ได้ดังสมการที่ (2.1)

$$r(t) = \gamma_0 s_x(t) + \sum_{i=1}^L \gamma_i s_x(t - \tau_i) \quad (2.1)$$

เมื่อ $r(t)$ หมายถึงคลื่นสัญญาณที่สายอากาศของเครื่องรับโทรทัศน์ ประกอบด้วยสัญญาณ $s_x(t)$ ซึ่งเป็นสัญญาณวิถีตรงจากสถานีส่งมีขนาด γ_0 และสัญญาณจากวิถีอื่นมาจากการสะท้อนมีขนาด γ_i ใด ๆ พร้อมทั้งถูกประวิงเวลาด้วย τ_i ใด ๆ เมื่อ i หมายถึงจำนวนการเกิดคลื่นสัญญาณวิถีอื่น หรือ

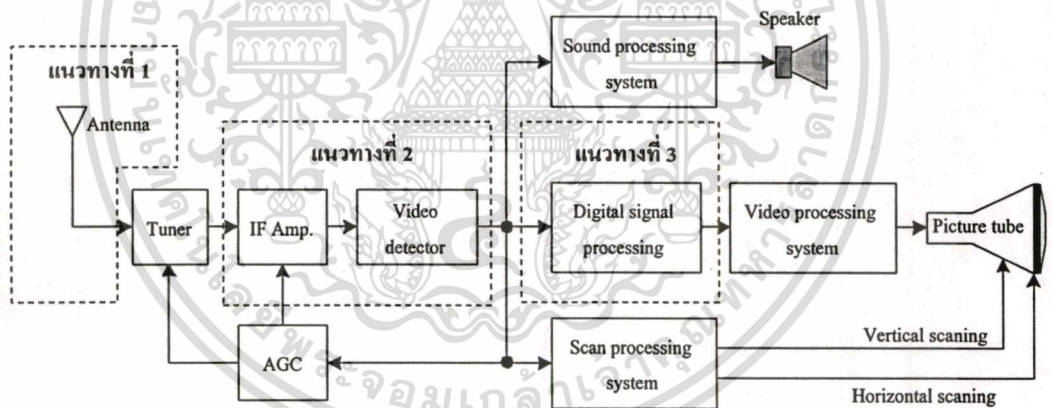
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อาจจะกล่าวได้ว่าเป็นจำนวนการเกิดสัญญาณภาพซ้อนก็ได้ ขณะเดียวกันสามารถแสดงผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณภาพซ้อนได้ ด้วยการแปลงลาปลาซ (laplace transform) สมการที่ (2.1) แล้วจัดรูปให้อยู่ในลักษณะฟังก์ชันถ่ายโอน (transfer function) ของช่องสัญญาณภาพซ้อน จากนั้นเมื่อทำการแปลงลาปลาซผกผัน (inverse laplace) ฟังก์ชันถ่ายโอนดังกล่าวจะทำให้ทราบผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณภาพซ้อนในรูปของฟังก์ชันเดลต้า (delta function) ได้ดังสมการที่ (2.2)

$$g(t) = \gamma_0 \delta(t) + \sum_{i=1}^L \gamma_i \delta(t - \tau_i) \quad (2.2)$$

2.3 แนวทางแก้ไขปัญหาการเกิดสัญญาณภาพซ้อน

การแก้ไขปัญหภาพซ้อนบนจอเครื่องรับโทรทัศน์สามารถพิจารณาได้ 3 แนวทาง ได้แก่ การแก้ไขปัญหที่ระดับสัญญาณ RF ระดับ IF และระดับสัญญาณเบสแบนด์ (สัญญาณที่เอาต์พุตของวงจรเทคต์ภาพ) ของเครื่องรับโทรทัศน์ตามลำดับ [4] ดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 แนวทางแก้ไขปัญหาการเกิดสัญญาณภาพซ้อน

จากรูปที่ 2.3 เป็นแผนภาพการทำงานของเครื่องรับโทรทัศน์พร้อมทั้งแสดงแนวทางการแก้ไขปัญห โดยแนวทางแรกมุ่งเน้นไปที่การปรับปรุงพัฒนาและเลือกใช้สายอากาศรับคลื่นสัญญาณที่มีสภาพเจาะจงทิศทาง (directivity) สูงหรือใช้สายอากาศแบบปรับลำคลื่น (adaptive antenna) [4,11] แนวทางที่สองแก้ไขปัญหด้วยการใช้วงจรกรองแบบ SAW (surface acoustic wave) เพิ่มเดิมเข้าไปในส่วนของวงจรขยาย IF [4] หรืออีกวิธีหนึ่งได้แก่การพัฒนาวงจรเทคต์สัญญาณภาพแบบซิงโครไนซ์ (synchronize detector) ดังเช่นบทความที่ [15] และแนวทางที่สามได้มุ่งเน้นการแก้ไขที่

ระดับเบสแบนด์หรือสัญญาณภาพโดยตรงด้วยอาศัยการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (digital signal processing) หรือ DSP ดังเช่นบทความที่ [4-14] [26,27]

เนื่องจากแนวทางแรกสามารถแก้ไขปัญหาคือได้ระดับหนึ่งเท่านั้น กล่าวคือการเลือกใช้สายอากาศมีสภาพเจาะจงทิศทางสูงเกินไปยังทิศทางของสถานีส่งเพื่อต้องการรับคลื่นสัญญาณเฉพาะวิธีตรงนั้นสามารถแก้ไขปัญหาคือได้คือนอกจากวิธีอื่นมีเวลาประวิงมาก ๆ แต่เมื่อคลื่นดังกล่าวมีเวลาประวิงเพียงเล็กน้อยหรือเกิดสัญญาณภาพซ้อนลักษณะใกล้เคียง (close-in ghost) กับสัญญาณหลัก วิธีนี้ไม่สามารถแก้ไขปัญหาคือได้ [4,11] สำหรับการใช้สายอากาศแบบปรับลำคลื่นไม่เหมาะต่อการใช้งานในทางปฏิบัติ เนื่องจากต้องใช้สายอากาศมากกว่าหนึ่งตัวทำงานร่วมกันลักษณะแถวลำดับ (array antenna) จึงไม่สะดวกต่อผู้ใช้งาน [11]

แนวทางที่สองดังเช่นการใช้วงจรกรองแบบ SAW ไม่สามารถแก้ไขปัญหาคือได้อย่างเด็ดขาด เนื่องจากวงจรกรองแบบ SAW มีผลตอบสนองอิมพัลส์คงที่ ในขณะที่ช่องสัญญาณภาพซ้อนมีผลตอบสนองอิมพัลส์แปรตามเวลา สำหรับการใช้วงจรดีเทกต์แบบซิงโครไนซ์แก้ปัญหานั้นมีความซับซ้อนยุ่งยากอยู่หลายประการเช่น การสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์นั้นต้องมีเฟสของสัญญาณซิงก์กับความถี่คลื่นพาหภาพของสถานีส่ง ขณะเดียวกันจะต้องสร้างวงจรดีเทกต์สัญญาณองค์ประกอบทางด้านอินเฟสและควอเอร์เฟสด้วย [4]

จากปัญหาดังกล่าวงานวิจัยส่วนใหญ่ได้มุ่งเน้นการศึกษาตามแนวทางที่สามด้วยอาศัยตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล ซึ่งอาจจะมีทั้งโครงสร้างเป็นวงจรกรองแบบมีค่าสัมประสิทธิ์เหมาะสมที่สุดและวงจรกรองแบบปรับตัว เพื่อนำมาสร้างเป็นวงจรปรับเท่าที่มีผลตอบสนองอิมพัลส์ตรงข้ามกับช่องสัญญาณภาพซ้อน ผนวกกับปัจจุบันเทคโนโลยีการผลิตชิปไอซีตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลมีความก้าวหน้ามากขึ้น ส่งผลให้ตัวประมวลผลทำงานได้รวดเร็วขึ้นและสามารถประมวลผลที่สัญญาณภาพได้ ขณะเดียวกันการแก้ไขปรับปรุงและพัฒนาส่วนใหญ่จะอยู่ในรูปแบบของซอฟต์แวร์มากกว่าฮาร์ดแวร์ จึงมีความสะดวกง่ายและรวดเร็วในการพัฒนา สำหรับวิทยานิพนธ์นี้อาศัยการแก้ไขปัญหาคือการเกิดสัญญาณภาพซ้อนของสัญญาณโทรทัศน์ตามแนวทางนี้และขอกล่าวรายละเอียดในบทที่ 4

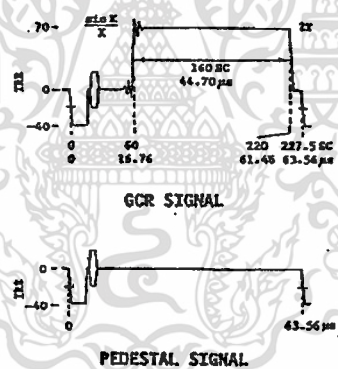
2.4 สัญญาณอ้างอิงเพื่อกำจัดภาพซ้อน

การแก้ไขปัญหาคือที่ระดับสัญญาณเบสแบนด์นั้น ไม่ว่าจะด้วยวิธีอาศัยวงจรกรองแบบมีค่าสัมประสิทธิ์เหมาะสมที่สุดหรือแบบปรับตัวก็ตามมีความจำเป็นต้องอาศัยสัญญาณที่มีคุณลักษณะและรูปแบบแน่นอนเป็นสัญญาณอ้างอิง เพื่ออาศัยสัญญาณนี้เป็นเกณฑ์การคำนวณหาสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมของวงจรกรอง ดังนั้นสถานีส่งจึงได้ทำการส่งสัญญาณทดสอบที่มีรูปแบบแน่นอนมาพร้อมกับสัญญาณภาพด้วย ขณะเดียวกันทางด้านเครื่องรับจะต้องมีสัญญาณทดสอบรูปแบบเหมือนกับสถานีส่งเก็บไว้ในหน่วยความจำด้วยเช่นกันเพื่อใช้เป็นสัญญาณอ้างอิง สำหรับวงจรกรองแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารต้นฉบับที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่สามารถนำออกจำหน่ายหรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปรับตัวได้นำสัญญาณทั้งสองมาเปรียบเทียบแล้วนำผลที่ได้ไปเป็นเกณฑ์ในการคำนวณหาสัมประสิทธิ์ ซึ่งสัญญาณดังกล่าวมีชื่อว่าสัญญาณอ้างอิงเพื่อการกำจัดภาพซ้อน (ghost cancellation reference) หรือ GCR และเพื่อความสะดวกขอใช้ชื่อ GCR ตลอดวิทยานิพนธ์นี้

การวิจัยเพื่อนำเสนอรูปแบบสัญญาณ GCR ที่เหมาะสมนั้นเกิดขึ้นอย่างกว้างขวางโดยอยู่บนพื้นฐานของสัญญาณที่สามารถสร้างได้ง่าย มีผลตอบสนองความถี่ราบเรียบตลอดแบนด์วิดท์ของสัญญาณภาพ (4 MHz สำหรับระบบ NTSC และ 5 MHz สำหรับ PAL) สัญญาณดังกล่าวจะต้องมีพลังงานสูงในช่วงแถบผ่าน (pass band) และพลังงานต่ำมากในช่วงนอกแถบ (out-of band) นอกจากนี้ GCR จะต้องให้ค่า SNR (signal to noise ratio) สูงทางด้านเครื่องรับ [4] [16-19] จนกระทั่ง BTA (Broadcast Technology Association) แห่งประเทศญี่ปุ่นได้เริ่มต้นวิจัยเมื่อประมาณปี ค.ศ. 1980 แล้วนำมาใช้งานเป็นสัญญาณ GCR มาตรฐานสำหรับระบบการแพร่กระจายสัญญาณโทรทัศน์ของญี่ปุ่นเมื่อปี ค.ศ. 1989 ซึ่งรูปแบบ GCR ดังกล่าวมีลักษณะเป็นแถบสัญญาณ $\sin(x)/x$ โดยแทรกมาในเส้นที่ 18 และสัญญาณ pedestal ในเส้นที่ 281 ของสัญญาณเบลงกิ่งทางแนวตั้งจากสถานีส่งด้วยจำนวน 8 เฟรมภาพดังแสดงตามรูปที่ 2.4



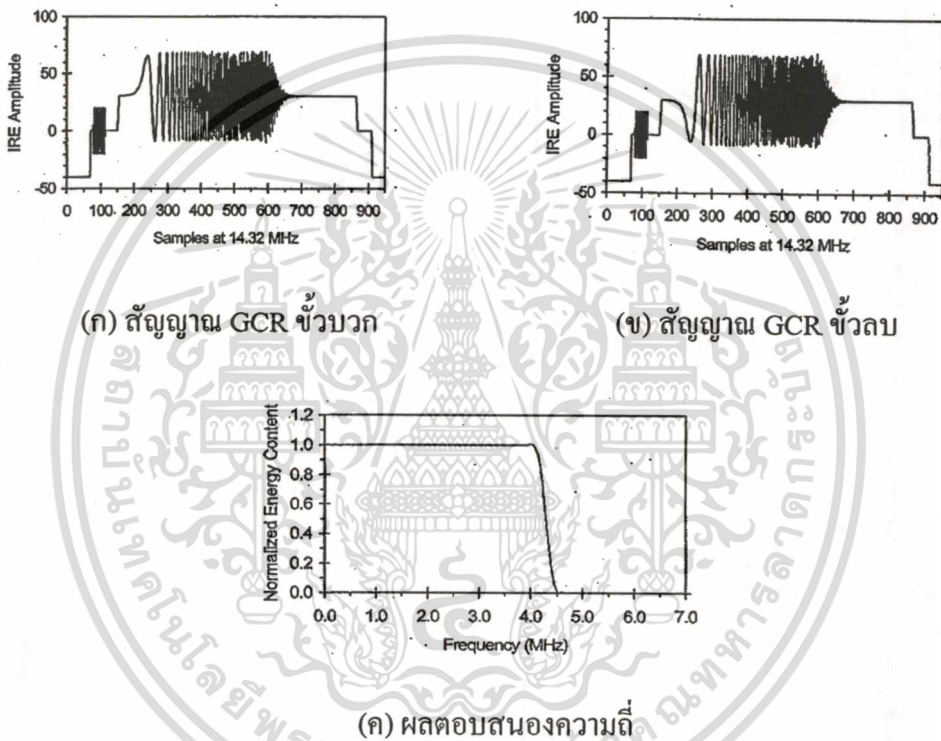
รูปที่ 2.4 สัญญาณ GCR รูปแบบของ BTA

ต่อมาหลังจากปี ค.ศ. 1989 ได้มีการวิจัยเรื่องนี้กันมากขึ้นเช่น บริษัทฟิลิปส์ บริษัทAT&T ร่วมกับ Zenith ศูนย์วิจัย David samoff ร่วมกับบริษัททอมสัน และบริษัทซัมซุงตามลำดับ ได้เริ่มศึกษาวิจัยเพื่อสร้างสัญญาณ GCR ตามรูปแบบของตัวเอง กล่าวคือ GCR ตามรูปแบบของฟิลิปส์มีลักษณะสัญญาณ chirp กวาคความถี่ตั้งแต่ 0 ถึง 4 MHz ส่งแทรกมาในเส้นที่ 19 ของสัญญาณเบลงกิ่งทางแนวตั้ง ด้วยคาบเวลา 35.5 μs จำนวน 4 ถึง 8 เฟรมภาพ และสัญญาณ GCR ของ AT&T ร่วมกับ Zenith มีรูปแบบลักษณะของลำดับสัญญาณ PN (pseudo random noise sequence) จำนวน 4 ถึง 8 เฟรมภาพ และรูปแบบ GCR ของศูนย์วิจัย David samoff ร่วมกับบริษัททอมสันนั้นมีลักษณะของลำดับสัญญาณ PN มีการซ้ำ 3 รูปแบบด้วยจำนวน 4 เฟรมภาพ สำหรับ GCR ของบริษัทซัมซุงมี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

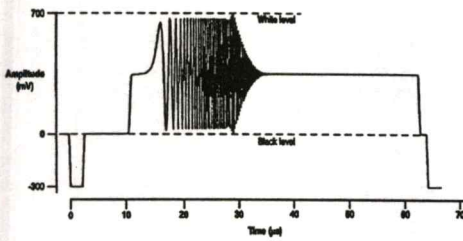
ลักษณะเป็นลำดับสัญญาณ PN เช่นกัน แต่เป็นลักษณะเติมเต็ม (complementary PN sequence) ด้วยจำนวน 8 บิตภาพ [16-18]

ปี ค.ศ. 1992 ได้มีการนำสัญญาณ GCR ทั้ง 5 รูปแบบมาทดสอบทั้งภาคสนาม (field test) [16] และในห้องปฏิบัติการ (laboratory test) [17] ด้วยอาศัยเกณฑ์การประเมินของ CCIR ซึ่งผลจากการทดสอบปรากฏว่า GCR รูปแบบของบริษัทฟิลิปส์ให้สมรรถนะดีกว่าอีก 4 รูปแบบในทุก ๆ ด้านซึ่งต่อมา FCC ได้รับรอง GCR รูปแบบดังกล่าวเป็นมาตรฐานระบบกระจายสัญญาณโทรทัศน์ระบบ NTSC ของอเมริกาเหนือ [18] ดังรูปที่ 2.5

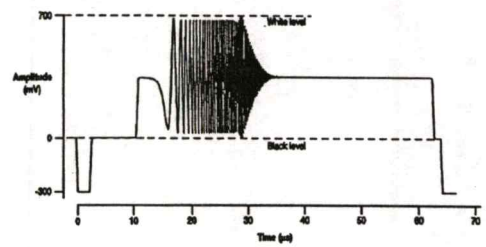


รูปที่ 2.5 สัญญาณ GCR มาตรฐานของระบบ NTSC

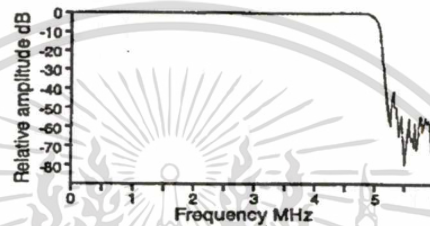
หลังจากปี ค.ศ. 1992 EBU (European Broadcasting Union) ได้นำสัญญาณ GCR ตามรูปแบบของบริษัทฟิลิปส์ซึ่งเป็น GCR สำหรับระบบ NTSC มาวิจัยพัฒนาและปรับปรุงให้เหมาะสมกับสัญญาณโทรทัศน์ระบบ PAL โดย GCR มีผลตอบสนองความถี่ราบเรียบตลอด 5 MHz และ GCR ดังกล่าวแทรกมาในเส้นที่ 318 ของแบลงกิ้งทางแนวตั้งด้วยคาบเวลา $24 \mu\text{s}$ มีขั้วบวกและลบสลับกันของแต่ละเฟรมภาพ [19] ซึ่ง GCR ตามรูปแบบของ EBU ได้รับรองให้เป็นสัญญาณมาตรฐานระบบ PAL จาก ITU-R (CCIR) ในลำดับต่อมา ซึ่ง GCR ดังกล่าวสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.6



(ก) สัญญาณ GCR ขั้วบวก



(ข) สัญญาณ GCR ขั้วลบ



(ค) ผลตอบสนองความถี่

รูปที่ 2.6 สัญญาณ GCR มาตรฐานของระบบ PAL

สำหรับในประเทศไทยมีเพียงสถานีโทรทัศน์สีกองทัพบกช่อง 7 เท่านั้นที่ได้ทำการส่งสัญญาณ GCR มาตรฐานของระบบ PAL สำหรับวิทยานิพนธ์นี้อาศัยสัญญาณ GCR ตามรูปแบบมาตรฐานระบบ PAL ที่ส่งมาจากสถานีโทรทัศน์สีกองทัพบกช่อง 7 เพื่อใช้เป็นสัญญาณอ้างอิงสำหรับปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรปรับเท่าแบบปรับตัวที่นำเสนอ ดังได้กล่าวรายละเอียดไว้ในบทที่ 4 และบทที่ 5

2.5 สรุป

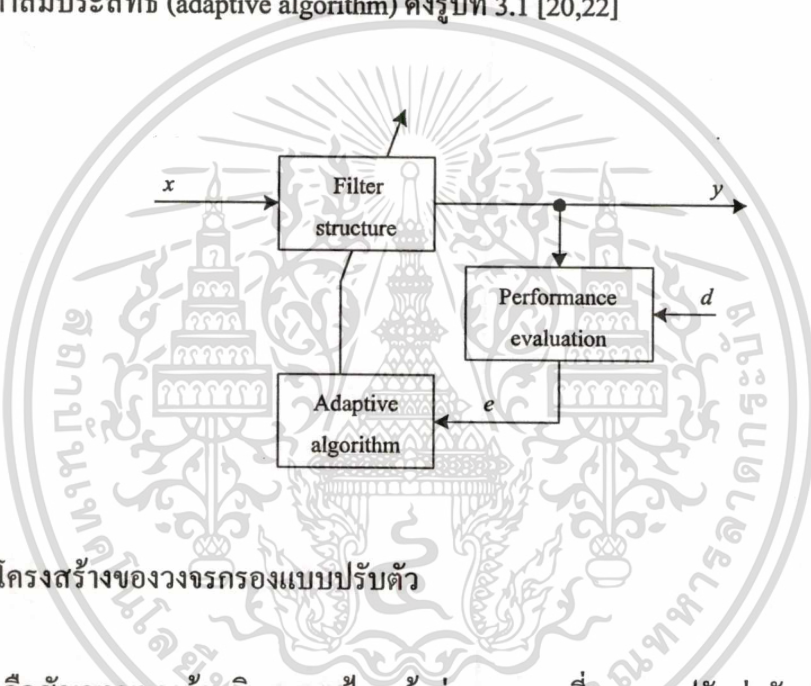
บทนี้กล่าวถึงรายละเอียดเกี่ยวกับสาเหตุการเกิดสัญญาณภาพซ้อนซึ่งส่วนใหญ่เกิดจากการรับคลื่นสัญญาณของสายอากาศเครื่องรับโทรทัศน์มีลักษณะหลายวิธี พร้อมทั้งได้กล่าวถึงแนวทางการวิจัยเพื่อแก้ไขปัญหาซึ่งมีด้วยกัน 3 แนวทาง แต่โดยส่วนใหญ่งานวิจัยได้มุ่งเน้นการวิจัยตามแนวทางที่ 3 คือการแก้ไขปัญหาที่ระดับสัญญาณเบสแบนด์หรือสัญญาณภาพโดยตรง และสุดท้ายได้กล่าวถึงสัญญาณ GCR ที่ใช้เป็นสัญญาณอ้างอิงสำหรับการแก้ไขปัญหา ซึ่งสัญญาณ GCR ตามรูปแบบของบริษัทฟิลิปส์เป็นที่ยอมรับกันโดยทั่วไป

บทที่ 3

วงจรกรองแบบปรับตัว

3.1 โครงสร้างของวงจรกรองแบบปรับตัว

วงจรกรองแบบปรับตัวประกอบด้วย 3 ส่วนหลัก ๆ ได้แก่ ส่วนของวงจรกรองความถี่ดิจิทัล (filter structure) ส่วนประเมินผลการทำงาน (performance evaluation) และอัลกอริทึมการปรับค่าสัมประสิทธิ์ (adaptive algorithm) ดังรูปที่ 3.1 [20,22]

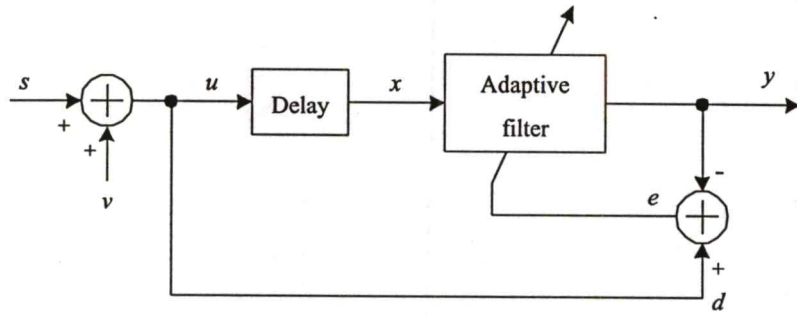


รูปที่ 3.1 โครงสร้างของวงจรกรองแบบปรับตัว

จากรูป x คือสัญญาณทางด้านอินพุตถูกป้อนเข้าสู่วงจรกรองที่สามารถปรับค่าสัมประสิทธิ์ได้ (อาจจะเป็นวงจรกรองแบบ FIR หรือ IIR) โดยมี y เป็นสัญญาณทางด้านเอาต์พุต สัญญาณนี้ส่วนหนึ่งถูกนำมาสู่ส่วนประเมินผลการทำงานด้วยการเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิง d บางครั้งอาจจะเรียกสัญญาณนี้ว่าสัญญาณเทรนนิ่ง (training signal) [22] ผลจากการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณทั้งสองจะให้สัญญาณผิดพลาดออกมา (error signal) หรือสัญญาณ e แล้วถูกนำไปเป็นเกณฑ์การปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรในส่วนอัลกอริทึมการปรับค่าสัมประสิทธิ์ จากนั้นสัมประสิทธิ์ที่คำนวณได้ถูกส่งกลับเข้าสู่วงจรกรอง ซึ่งกระบวนการนี้จะเกิดขึ้นเป็นวงรอบซ้ำ ๆ อย่างต่อเนื่องเมื่อสัญญาณ y มีความเหมือนหรือคล้ายคลึงกับสัญญาณอ้างอิง d มากเท่าใดสัญญาณ e จะมีขนาดเล็กลงมากเท่านั้น นั่นหมายถึงสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองเข้าสู่ค่าเหมาะสมที่สุด (optimum)

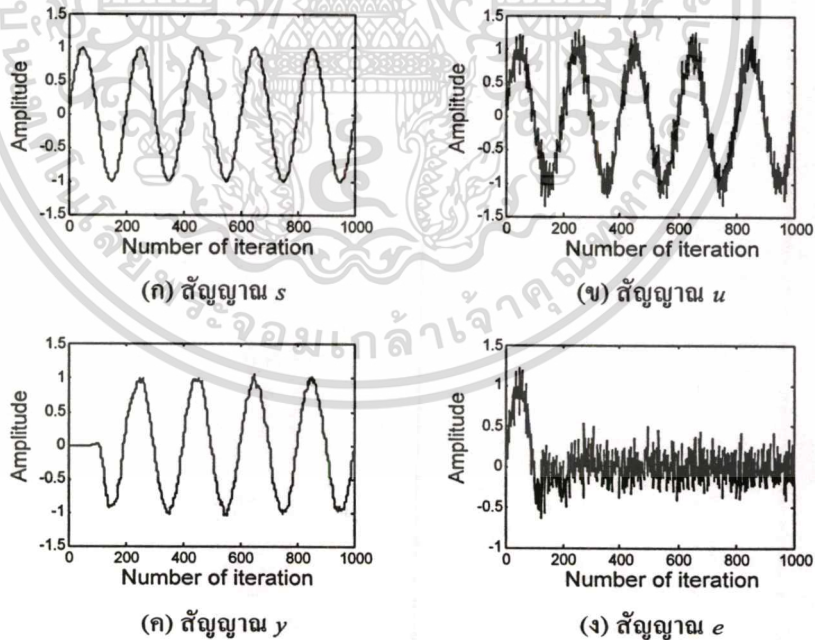
การนำวงจรกรองแบบปรับตัวไปประยุกต์ใช้งานนั้น สามารถพิจารณาได้ 4 รูปแบบได้แก่ การทำนายสัญญาณ (prediction) การหาเอกลักษณ์ของระบบ (system identification) การปรับเท่า (equalization) และการกำจัดสัญญาณรบกวน (noise cancellation) ตามลำดับ [20,22]

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 ระบบการทำนายสัญญาณ

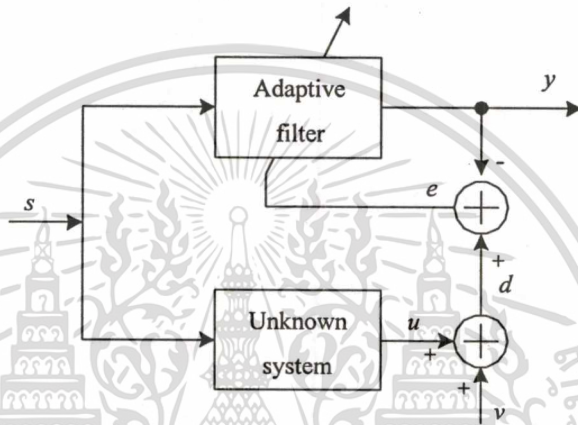
จากรูปที่ 3.2 เป็นแผนภาพการทำงานของระบบทำนายสัญญาณ เมื่อสมมติให้ s เป็นสัญญาณรูปไซน์ (sinusoidal) ซึ่งเป็นสัญญาณแบบกำหนดได้ (deterministic signal) ดังรูปที่ 3.3 ก. ถูกรบกวนด้วยสัญญาณ v ที่เป็นสัญญาณแบบสุ่ม (random signal) และให้เป็นสัญญาณ u ดังรูปที่ 3.3 ข.



รูปที่ 3.3 การทำงานของระบบทำนายสัญญาณ

สัญญาณ u นี้ส่วนหนึ่งถูกนำไปเป็นสัญญาณอ้างอิง (สัญญาณ d) ขณะเดียวกันนำไปประมวลผลเพื่อต้องการไม่ให้มีค่าสหสัมพันธ์ (correlation) ทางสถิติกับสัญญาณ d ซึ่งวงจรกรองแบบปรับตัวไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

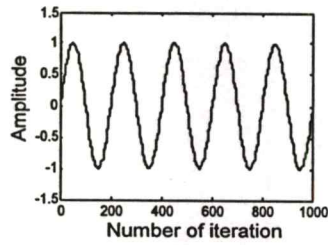
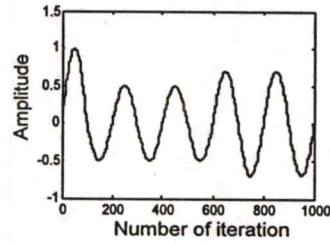
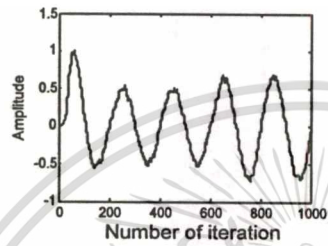
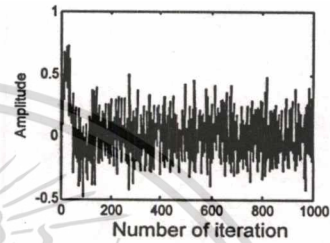
จะทำการทำนายสัญญาณเพื่อให้ได้เอาต์พุต y มีลักษณะคล้ายคลึงหรือเหมือนกับสัญญาณ s ที่ต้องการ ดังรูปที่ 3.3 ก. และรูปที่ 3.3 ง. แสดงสัญญาณผิดพลาด e เกิดจากการเปรียบเทียบระหว่าง y และ d จากรูปพบว่าเมื่อสัญญาณ y มีความคล้ายคลึงหรือเหมือนกับสัญญาณ s มากเท่าใดสัญญาณ e จะมีขนาดเล็กลงและปรากฏเฉพาะสัญญาณรบกวนเท่านั้น นั่นหมายถึงการปรับสัมประสิทธิ์ของวงจรเข้าสู่ค่าที่เหมาะสมแล้ว ระบบทำนายสัญญาณสามารถประยุกต์ใช้งานได้หลายลักษณะได้แก่ การเข้ารหัสและถอดรหัสสัญญาณ การกำจัดสัญญาณรบกวน เป็นต้น [20,22]



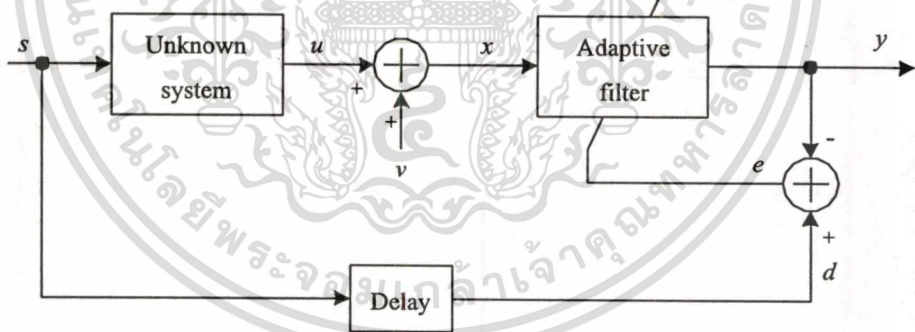
รูปที่ 3.4 การหาเอกลักษณ์ของระบบ

จากรูปที่ 3.4 เป็นแผนภาพการทำงานของระบบหาเอกลักษณ์ระบบ ซึ่งเป็นการนำวงจรกรองแบบปรับตัวมาหาผลตอบสนองอิมพัลส์ (impulse response) ของระบบใด ๆ ที่ไม่ทราบค่า (unknown system) โดยสัญญาณอินพุตของวงจรกรองแบบปรับตัวจะเหมือนกับอินพุตของระบบที่ไม่ทราบค่าคือสัญญาณ s ซึ่งสมมติเป็นสัญญาณรูปไซน์ดังรูปที่ 3.5 ก. และให้ u คือเอาต์พุตของระบบที่ไม่ทราบค่าดังรูปที่ 3.5 ข. และ d คือสัญญาณ u ถูกรบกวนด้วยสัญญาณแบบสุ่ม v ที่เกิดขึ้นในระบบซึ่งถูกใช้เป็นสัญญาณอ้างอิงด้วยการนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณเอาต์พุต y ของวงจรกรองให้สัญญาณผิดพลาด e ออกมา และสัญญาณนี้ถูกนำไปใช้เป็นเกณฑ์การปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรอง เมื่อวงจรปรับตัวจนได้ค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมแล้วสัญญาณ y จะมีคุณลักษณะเหมือนกับสัญญาณเอาต์พุตของระบบที่ไม่ทราบค่าดังรูปที่ 3.5 ก. ซึ่งจะให้สัญญาณ e ปรากฏเฉพาะสัญญาณรบกวนเท่านั้นดังรูปที่ 3.5 ง. นั่นหมายถึงขณะนี้ผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรกรองเหมือนกับระบบที่ไม่ทราบค่าแล้ว บางครั้งอาจจะเรียกหลักการทำงานในรูปแบบนี้ว่าเป็นการจำลองแบบระบบ (system modeling) [22] การทำงานในรูปแบบนี้สามารถประยุกต์ใช้งานได้หลายลักษณะเช่น การกำจัดเสียงก้องในระบบโทรศัพท์ งานควบคุมระบบ เป็นต้น [20,22]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(ก) สัญญาณ s (ข) สัญญาณ u (ค) สัญญาณ y (ง) สัญญาณ e

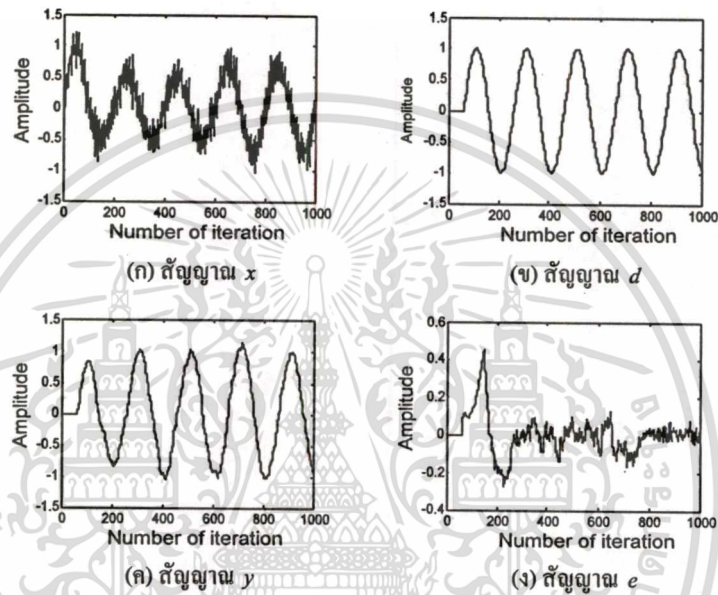
รูปที่ 3.5 การทำงานของการหาเอกลักษณ์ระบบ



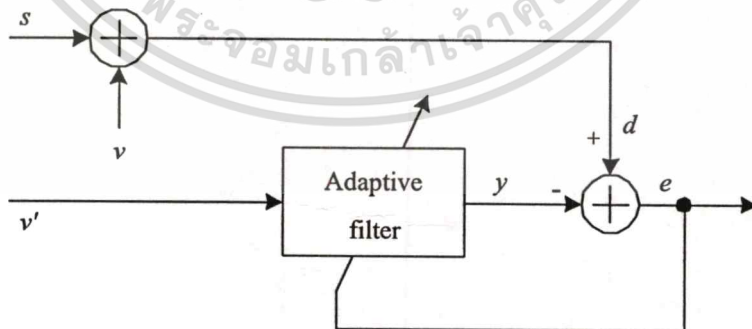
รูปที่ 3.6 ระบบปรับเท่าสัญญาณ

รูปที่ 3.6 เป็นแผนภาพการทำงานของระบบปรับเท่าสัญญาณซึ่งวงจรกรองจะมีผลตอบสนองอิมพัลส์ตรงข้ามกับระบบที่ไม่ทราบค่า โดย x เป็นสัญญาณอินพุตของวงจรกรองแบบปรับตัวซึ่งมีความผิดเพี้ยนเนื่องจากผ่านระบบที่ก่อให้เกิดความผิดเพี้ยนขึ้น โดยปกติเราไม่สามารถทราบคุณลักษณะที่ชัดเจนของระบบนั้นได้ ขณะเดียวกันมีสัญญาณรบกวนแบบสุ่ม v เกิดขึ้นในระบบ ดังรูปที่ 3.7 ก. ดังนั้นวงจรกรองจึงทำการปรับตัวเพื่อให้ได้สัญญาณ y ที่เอาต์พุตออกมามีความคล้ายคลึงหรือเหมือนกับสัญญาณอ้างอิง d ซึ่งเป็นสัญญาณมีคุณลักษณะตามต้องการ (desired response) ดังรูปที่ 3.7 ข. โดยมีคุณลักษณะทางสถิติเหมือนกับสัญญาณ s เมื่อวงจรกรองปรับตัวจนไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระทั่งได้ค่าสัมประสิทธิ์เหมาะสมที่สุดจึงทำให้ได้สัญญาณเอาต์พุตปราศจากความผิดเพี้ยน ดังรูปที่ 3.7 ก. และให้สัญญาณผิดพลาด e ปรากฏเฉพาะสัญญาณรบกวนดังรูปที่ 3.7 ง. เนื่องจากวงจรกรองมีผลตอบสนองอิมพัลส์ตรงข้ามกับระบบที่ไม่ทราบค่าบางครั้งอาจจะเรียกชื่อว่าวงจรให้ค่าส่วนกลับของระบบ (system inversion) หลักการทำงานในรูปแบบนี้สามารถประยุกต์ใช้งานได้หลายลักษณะดังเช่น วงจรปรับเท่า วงจรไบลนด็คีคอนโวลูชัน (blind deconvolution) และงานระบบควบคุม เป็นต้น [20,22] ซึ่งวิทยานิพนธ์นี้อาศัยแผนภาพการทำงานในรูปแบบนี้



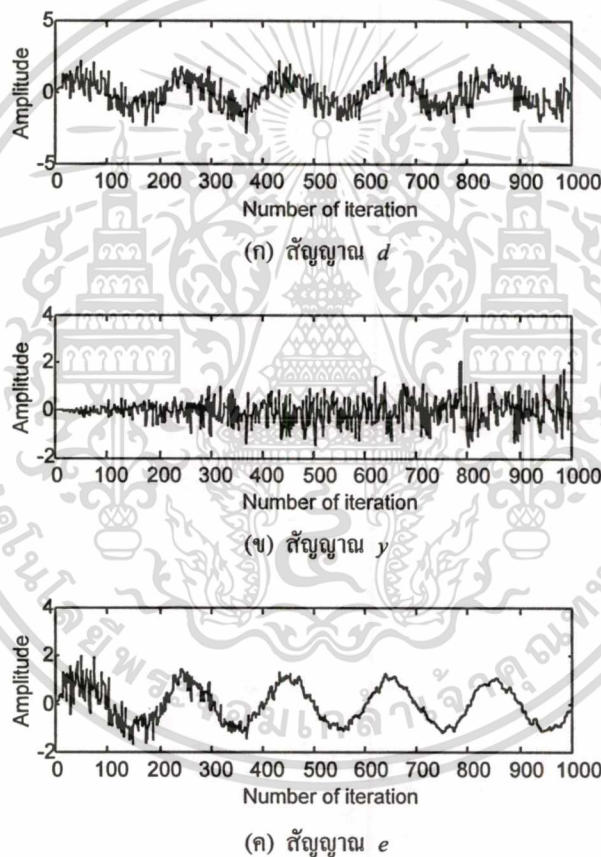
รูปที่ 3.7 การทำงานของระบบปรับเท่าสัญญาณ



รูปที่ 3.8 ระบบกำจัดสัญญาณรบกวน

การกำจัดสัญญาณรบกวนดังรูปที่ 3.8 นั้นสัญญาณอ้างอิง d เป็นสัญญาณที่รับเข้ามาซึ่งประกอบไปด้วยสัญญาณที่เราต้องการและสัญญาณรบกวน $(s + v)$ ดังรูปที่ 3.9 ก. และอินพุตของวงจรกรองแบบปรับตัวเป็นสัญญาณรบกวนเพียงอย่างเดียว (v) โดย v มีค่าสหสัมพันธ์ทางสถิติกับไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

v' ขณะเดียวกันไม่มีค่าสหสัมพันธ์กับ s ผลจากการทำงานของระบบกำจัดสัญญาณรบกวนซึ่งจะพบว่าขณะที่วงจรกรองพยายามปรับตัวจะให้เอาต์พุตออกมาเป็นสัญญาณรบกวนที่ไม่ต้องการดังรูปที่ 3.9 ข. แล้วนำไปหักล้างกับสัญญาณรบกวนซึ่งปะปนเข้ามา กับสัญญาณ s ที่ต้องการนั้น ในช่วงแรกจะให้สัญญาณผิดพลาดออกมามีลักษณะของสัญญาณรูปไซน์ที่มีสัญญาณรบกวน เมื่อวงจรกรองปรับตัวจนได้ค่าสัมประสิทธิ์เหมาะสมที่สุดแล้วจะให้สัญญาณผิดพลาด e มีลักษณะเป็นสัญญาณรูปไซน์ตามต้องการดังรูปที่ 3.9 ค. และหลักการทำงานตามรูปแบบนี้สามารถประยุกต์ใช้งานได้หลายลักษณะดังเช่น การกำจัดสัญญาณรบกวนในห้องบันทึกเสียง ระบบสายอากาศแบบปรับลำคลื่นได้ (adaptive beamforming) เป็นต้น [20,22]



รูปที่ 3.9 การทำงานของระบบกำจัดสัญญาณรบกวน

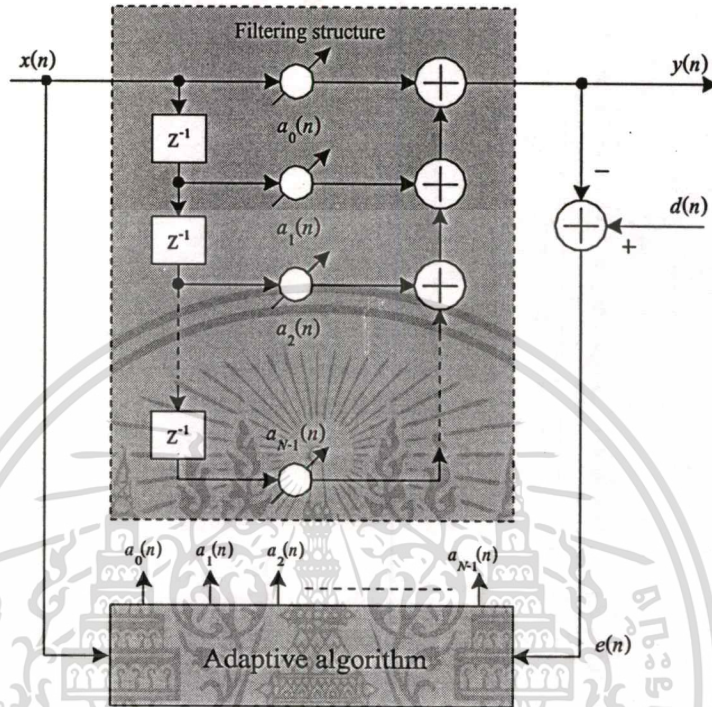
3.2 อัลกอริทึมการปรับตัวแบบ LMS [20]

อัลกอริทึมการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองหรือการปรับตัวของวงจรกรองแบบ LMS นั้นนำเสนอโดย Widrow และ Hoff เมื่อปี ค.ศ. 1960 [22] ซึ่งพัฒนามาจากอัลกอริทึมแบบ

steepest descent โดย LMS ย่อมาจาก least mean square ด้วยเหตุนี้จึงขอกล่าวอัลกอริทึม steepest descent เป็นเบื้องต้น ก่อนกล่าวถึง LMS ในลำดับต่อไป

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากแผนภาพการทำงานของวงจรในรูปที่ 3.1 สามารถแสดงใหม่ด้วยโครงสร้างของ วงจรกรองแบบ FIR ตามขวาง (transversal filter) ซึ่งเป็นโครงสร้างแบบทั่วไปดังรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.10 วงจรกรองแบบปรับตัวด้วยโครงสร้าง FIR ตามขวาง

จากรูปที่ 3.10 $x(n)$ และ $y(n)$ หมายถึงสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรกรองตามลำดับ $d(n)$ เป็นสัญญาณอ้างอิงที่มีคุณลักษณะตามต้องการและ $e(n)$ คือสัญญาณผิดพลาดเนื่องจากการเปรียบเทียบระหว่าง $d(n)$ และ $y(n)$ เมื่อ n หมายถึงครรชนีเวลา (time index) ใด ๆ ในระบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา (discrete time) หรือเวลาในระบบเชิงเลข จากความสัมพันธ์ดังกล่าวสามารถอธิบายที่เอาต์พุตของวงจรด้วยฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์ดังสมการที่ (3.1)

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i(n)x(n-i) \quad (3.1)$$

หรือแสดงอยู่ในรูปเมตริกซ์

$$y(n) = \mathbf{a}^T(n) \mathbf{x}(n) = \mathbf{x}^T(n) \mathbf{a}(n) \quad (3.2)$$

เมื่อ
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\mathbf{a}(n) = [a_0(n) \ a_1(n) \ a_2(n) \ \dots \ a_{N-1}(n)]^T \quad (3.3 \text{ ก.})$$

$$\mathbf{x}(n) = [x(n) \ x(n-1) \ x(n-2) \ \dots \ x(n-N+1)]^T \quad (3.3 \text{ ข.})$$

จากสมการที่ (3.1) แสดงให้เห็นถึงค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองแปรตามเวลา n ใด ๆ เนื่องจากวงจรกรองแบบปรับตัวเป็นระบบแปรตามเวลาจึงเหมาะสมกับการทำงานที่สัญญาณมีค่าทางสถิติไม่นิ่ง (nonstationary statistic) สมการที่ (3.2) $\mathbf{a}(n)$ และ $\mathbf{x}(n)$ หมายถึงเวกเตอร์บรรจุกค่าสัมประสิทธิ์และสัญญาณอินพุตของวงจรกรองตามลำดับ และ $y(n)$ เป็นสเกลาร์สัญญาณเอาต์พุต จากรูปที่ 3.10 สัญญาณผิดพลาดสามารถแสดงดังสมการ

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (3.4)$$

สำหรับขั้นตอนนี้อธิบายให้สเกลาร์สัญญาณ $x(n)$ $y(n)$ $d(n)$ และ $e(n)$ มีลักษณะนิ่งทางสถิติ (เป็นสัญญาณที่มีค่าเฉลี่ยทางสถิติคงที่และค่าสหสัมพันธ์ทางสถิติไม่ขึ้นกับเวลาที่ดำเนินไปแต่จะขึ้นกับผลต่างของเวลาเท่านั้น) โดยมีลักษณะนิ่งในทศนะกว้าง (wide sense stationary) หรือ WSS [21,22] เพื่อพิจารณาค่าสัมประสิทธิ์ค่าเหมาะสมที่สุด (optimum) ของวงจรกรอง ดังนั้นกรณีนี้วงจรกรองจึงไม่มีการปรับค่าสัมประสิทธิ์ ซึ่งสามารถแสดงสมการที่ (3.2) ใหม่เป็น

$$y(n) = \mathbf{a}^T \mathbf{x}(n) = \mathbf{x}^T(n) \mathbf{a} \quad (3.5)$$

นำสมการที่ (3.5) แทนลงในสมการที่ (3.4) แล้วหาค่าเฉลี่ยกำลังสองของสัญญาณผิดพลาด (mean square error) หรือ MSE ด้วยการหาค่าคาดคะเน (expected values) สัญญาณ $e^2(n)$

$$\begin{aligned} MSE = \xi &= E[e^2(n)] = E[(d(n) - \mathbf{a}^T \mathbf{x}(n))^2] \\ &= E[d^2(n)] - 2E[d(n)\mathbf{x}^T(n)]\mathbf{a} + \mathbf{a}^T E[\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n)]\mathbf{a} \end{aligned} \quad (3.6)$$

เพื่อความสะดวกจึงกำหนดให้

$$\mathbf{p} = E[d(n)\mathbf{x}(n)] = E[d(n)x(n) \ d(n)x(n-1) \ d(n)x(n-2) \ \dots \ d(n)x(n-N+1)]^T \quad (3.7 \text{ ก.})$$

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n)]$$

$$= E \begin{bmatrix} x^2(n) & x(n)x(n-1) & x(n)x(n-2) & \cdots & x(n)x(n-N+1) \\ x(n-1)x(n) & x^2(n-1) & x(n-1)x(n-2) & \cdots & x(n-1)x(n-N+1) \\ x(n-2)x(n) & x(n-2)x(n-1) & x^2(n-2) & \cdots & x(n-2)x(n-N+1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ x(n-N+1)x(n) & x(n-N+1)x(n-1) & x(n-N+1)x(n-2) & \cdots & x^2(n-N+1) \end{bmatrix}$$

หรือ

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} r_x(0) & r_x(1) & r_x(2) & \cdots & r_x(N) \\ r_x(1) & r_x(0) & r_x(1) & \cdots & r_x(N-1) \\ r_x(2) & r_x(1) & r_x(0) & \cdots & r_x(N-2) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ r_x(N) & r_x(N-1) & r_x(N-2) & \cdots & r_x(0) \end{bmatrix} \quad (3.7 \text{ ข.})$$

ดังนั้น

$$\xi = E[d^2(n)] - 2\mathbf{p}^T \mathbf{a} + \mathbf{a}^T \mathbf{R} \mathbf{a} \quad (3.8)$$

$\mathbf{p}$ หมายถึงเวกเตอร์บรรจุกค่าสหสัมพันธ์ข้าม (crosscorrelation) ระหว่างสัญญาณอ้างอิง $d(n)$ และสัญญาณอินพุต $x(n)$ และ $\mathbf{R}$ หมายถึงเมตริกซ์บรรจุกค่าสหสัมพันธ์ (autocorrelation) ของสัญญาณอินพุตเป็นเมตริกซ์สมมาตร สมการที่ (3.8) เป็นรูปแบบของสมการกำลังสอง (quadratic form) ซึ่งค่า MSE เป็นฟังก์ชันของสัมประสิทธิ์และให้กราฟรูปพาราโบลาลักษณะหงาย โดยมีค่า MSE ต่ำที่สุด (minimum mean square error) หรือ $MMSE$ อยู่ ณ ตำแหน่งต่ำสุดของกราฟหรือยอดของพาราโบลา (vertex) การหาเกรเดียนต์ค่า MSE ด้วยการทำอนุพันธ์ย่อยสมการที่ (3.8) เทียบกับสัมประสิทธิ์ได้

$$\begin{aligned} \nabla \xi &= \left[\frac{\partial \xi}{\partial a_0} \quad \frac{\partial \xi}{\partial a_1} \quad \frac{\partial \xi}{\partial a_2} \quad \cdots \quad \frac{\partial \xi}{\partial a_{N-1}} \right]^T \\ &= 2\mathbf{R}\mathbf{a} - 2\mathbf{p} \end{aligned} \quad (3.9)$$

เนื่องจากจุดต่ำสุดของกราฟให้ค่า $MMSE$ ซึ่งความชันของกราฟเท่ากับศูนย์หรือค่าเกรเดียนต์เท่ากับศูนย์ ดังนั้นสามารถหาสัมประสิทธิ์ค่าเหมาะสมที่สุดของวงจรกรองได้ดังสมการ

$$\nabla \xi = 2\mathbf{R}\mathbf{a} - 2\mathbf{p} = 0$$

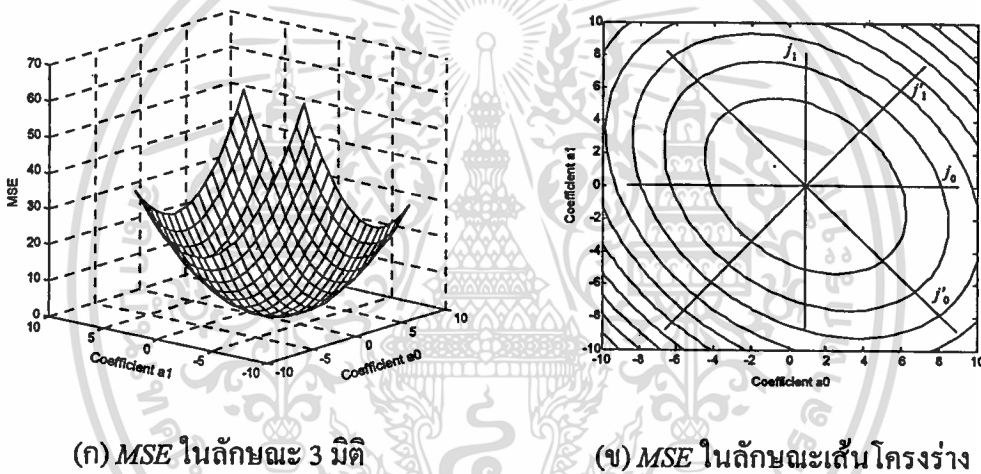
และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้วยการค้า
 $\mathbf{a}_{\text{opt}} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{p} \quad (3.10)$
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการที่ (3.10) ถูกเรียกว่าสมการของวินเนอร์-ฮอฟฟ์ (Wiener-Hopf) [20-22] ดังนั้นค่า $MMSE$ สามารถพิจารณาได้จาก

$$MMSE = \xi_{\min} = E[d^2(n)] - \mathbf{p}^T \mathbf{a}_{\text{opt}} \quad (3.11)$$

จากสมการที่ (3.8) สมมติให้วงจรกรองมีสัมประสิทธิ์ 2 ค่าและทราบค่าทางสถิติของสัญญาณต่าง ๆ เช่น กำลังเฉลี่ยของสัญญาณ $d(n)$ ค่าอัตราสหสัมพันธ์ของสัญญาณ $x(n)$ ค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างสัญญาณ $d(n)$ กับ $x(n)$ ซึ่งสามารถพล็อตกราฟได้ดังรูปที่ 3.11 ก



รูปที่ 3.11 พื้นผิวปฏิบัติการของค่า MSE

รูปที่ 3.11 ก เป็นลักษณะพื้นผิวปฏิบัติการ (performance surface) ของค่า MSE โดยวงจรกรองมีสัมประสิทธิ์ 2 ค่า ซึ่งเป็นกราฟพาราโบลาหงายลักษณะรูปร่างคล้ายชามมีค่า MSE ต่ำสุดอยู่ที่ก้นชามและ ณ จุดนี้ให้ค่าสัมประสิทธิ์เหมาะสมที่สุดของวงจรกรองตามคำตอบของวินเนอร์-ฮอฟฟ์ จากสมการที่ (3.8) สามารถแสดงค่า MSE ได้ในอีกลักษณะหนึ่งได้แก่

$$\xi = \xi_{\min} + \mathbf{j}^T \mathbf{R} \mathbf{j} \quad (3.12 \text{ ก})$$

เมื่อ

$$\mathbf{j} = \mathbf{a} - \mathbf{a}_{\text{opt}} \quad (3.12 \text{ ข})$$

j คือเวกเตอร์บรรจุก่าผลต่างสัมประสิทธิ์ระหว่าง a และ a_{opt} โดยสัมประสิทธิ์ a จะให้ค่า MSE อยู่ ณ ตำแหน่งใด ๆ ของพื้นผิวพาราโบลาและ a_{opt} จะให้ค่า MSE เท่ากับ $MMSE$ ซึ่งอยู่ ณ จุดต่ำสุดของ พาราโบลา จากรูปที่ 3.11 ก ถ้าทำการเขียนกราฟในลักษณะขนานไปกับระนาบแนวนอนจะได้ กราฟลักษณะเส้นโครงร่าง (contour) รูปวงรีหลาย ๆ วงซ้อนเป็นชั้น ๆ ดังรูปที่ 3.11 ข วงรีแต่ละวง หมายถึง MSE ค่าต่าง ๆ มีค่า $MMSE$ อยู่ที่ตำแหน่งศูนย์กลางของวงรี ซึ่งเป็นตำแหน่งที่สัมประสิทธิ์ ของวงจรกรองมีค่าเหมาะสมที่สุด (a_{opt}) ดังนั้นสมการที่ (3.12 ก) เมื่อพิจารณาให้ค่า MSE เป็นค่า คงที่ใด ๆ ทำให้สมการมีรูปแบบเป็นสมการวงรี

$$j^T R j = \text{constant} \quad (3.13)$$

อาศัยหลักการแยกองค์ประกอบค่าเจาะจง (eigenvalues decomposition) ของเมตริกซ์ฮัดสสัมพันธ์ กล่าวคือ R เท่ากับ $Q\Lambda Q^T$ หรือเท่ากับ $Q\Lambda Q^T$ [20-22] ดังนั้น

$$j^T Q \Lambda Q^T j = \text{constant}$$

$$(Q^T j)^T \Lambda (Q^T j) = \text{constant}$$

$$j'^T \Lambda j' = \text{constant}$$

(3.14 ก)

$$\Lambda = \begin{bmatrix} \lambda_0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \lambda_1 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & \lambda_{N-1} \end{bmatrix}$$

(3.14 ข)

Λ หมายถึงเมตริกซ์บรรจุก่าเจาะจงของเมตริกซ์ R ซึ่งเป็นเมตริกซ์ทแยง (diagonal matrix) Q คือ เมตริกซ์บรรจุก่าเวกเตอร์เจาะจง (eigenvector) ของเมตริกซ์ R ซึ่งเป็นเมตริกซ์ที่มีคุณลักษณะเป็น orthonormal โดยให้ค่า Q^{-1} เท่ากับ Q^T และ j' เท่ากับ $Q^T j$ ซึ่งเป็นแกนหลักของวงรี (principal axis) ดังรูปที่ 3.11 ข ดังนั้นจากสมการที่ (3.12) ถึง (3.13) คือการแปลงแกนกราฟจาก 3 มิติเป็น 2 มิติ และสมการที่ (3.14) เป็นการหมุนแกนของกราฟ ตามลำดับ

เมื่อวงจรกรองมีลักษณะปรับตัวได้และปรับค่าสัมประสิทธิ์ด้วยอัลกอริทึม steepest descent มีการปรับค่าอยู่บนพื้นฐานการประมาณค่าเกรเดียนต์ของค่า MSE ซึ่งมีสมการปรับค่า สัมประสิทธิ์ (update equation) ของวงจรกรองดังสมการที่ (3.15)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\mathbf{a}(n+1) = \mathbf{a}(n) + \mu \{-\nabla \xi(n)\} \quad (3.15)$$

เมื่อ $\mathbf{a}(n)$ และ $\mathbf{a}(n+1)$ คือเวกเตอร์บรรจุค่าสัมประสิทธิ์ ณ เวลาปัจจุบันและจะปรับไปในอนาคตตามลำดับ μ คือขั้นการปรับค่า (step size) ซึ่งเป็นตัวกำหนดความเร็วในการปรับค่าและเสถียรภาพของวงจรกรอง [20-22] การปรับเพื่อให้ได้ค่าสัมประสิทธิ์เข้าสู่ค่าเหมาะสมที่สุดนั้นมีลักษณะทิศทาง เกรเดียนต์ลบหรือ $-\nabla \xi(n)$ กล่าวคือการปรับสัมประสิทธิ์ทำให้ค่า MSE เกิดการลู่ไปตามพื้นผิวปฏิบัติการหรือพื้นผิวของขามคังตัวอย่างรูปที่ 3.11 โดยค่าสัมประสิทธิ์เริ่มต้นทำให้ค่า MSE อยู่ ณ บริเวณขอบขาม เมื่อวงจรกรองทำการปรับสัมประสิทธิ์ไปเรื่อย ๆ ส่งผลให้ค่า MSE ค่อย ๆ ลดลง และเมื่อสัมประสิทธิ์ปรับเข้าสู่ค่าเหมาะสมที่สุดแล้วค่า MSE จะอยู่ที่ก้นขาม ซึ่งการหาค่า MSE กรณีนี้พิจารณาได้ดังสมการที่ (3.16)

$$\begin{aligned} \xi(n) &= E[d^2(n)] - 2E[d(n)\mathbf{x}^T(n)]\mathbf{a}(n) + \mathbf{a}^T(n)E[\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n)]\mathbf{a}(n) \\ &= E[d^2(n)] - 2\mathbf{p}^T\mathbf{a}(n) + \mathbf{a}^T(n)\mathbf{R}\mathbf{a}(n) \end{aligned} \quad (3.16)$$

หาอนุพันธ์ย่อยสมการที่ (3.16) เทียบกับสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองจะได้

$$\nabla \xi(n) = 2\mathbf{R}\mathbf{a}(n) - 2\mathbf{p} \quad (3.17)$$

นำสมการที่ (3.17) แทนในสมการที่ (3.15) พร้อมทั้งจัดรูปจะได้สมการปรับค่าสัมประสิทธิ์เป็น

$$\mathbf{a}(n+1) = (\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R})\mathbf{a}(n) + 2\mu\mathbf{p} \quad (3.18)$$

เมื่อ $\mathbf{I}$ หมายถึงเมตริกซ์เอกลักษณ์และจากสมการที่ (3.18) พบว่าการคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์ ณ เวลา n ใด ๆ ด้วยอัลกอริทึม steepest descent ได้นั้นจะต้องทราบค่าเมตริกซ์อัตราสหสัมพันธ์ของสัญญาณอินพุตและเวกเตอร์สหสัมพันธ์ข้ามระหว่างสัญญาณอินพุตกับสัญญาณอ้างอิง ซึ่งหมายถึงจะต้องทราบข้อมูลเกี่ยวกับสัญญาณอินพุตและสัญญาณอ้างอิงให้มากพอสมควรจึงสามารถคำนวณหาสัมประสิทธิ์ได้ ดังนั้นอัลกอริทึมนี้จึงไม่เหมาะสมต่อการนำไปใช้งานในทางปฏิบัติ เนื่องจากสัญญาณจริงส่วนใหญ่มีลักษณะไม่นิ่งทางสถิติและเป็นการยากที่จะทราบค่าคุณลักษณะทางสถิติที่แน่นอนได้ [21,22]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับอัลกอริทึม LMS อาจกล่าวได้อีกนัยหนึ่งคือ steepest descent ที่พัฒนาให้สามารถทำงานได้กับสัญญาณไม่นิ่งทางสถิติแต่ขณะเดียวกันยังสามารถทำงานได้ดีกับสัญญาณนิ่งทางสถิติ [22] เนื่องจาก LMS เป็นการประมาณเกรเดียนต์แตกต่างจาก steepest descent ฉะนั้นสมการปรับค่าสัมประสิทธิ์ดังเช่นสมการที่ (3.15) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\mathbf{a}(n+1) = \mathbf{a}(n) + \mu \{-\hat{\mathbf{V}}(n)\} \quad (3.19)$$

การประมาณค่าเกรเดียนต์ของ LMS อยู่ในรูปค่าเฉลี่ยของ $e^2(n)$ ช่วงสั้น ๆ ดังนั้นสามารถแสดงการประมาณค่าเกรเดียนต์ได้เป็น

$$\hat{\mathbf{V}}(n) = \left[\frac{\partial e^2(n)}{\partial a_0(n)} \quad \frac{\partial e^2(n)}{\partial a_1(n)} \quad \frac{\partial e^2(n)}{\partial a_2(n)} \quad \dots \quad \frac{\partial e^2(n)}{\partial a_{N-1}(n)} \right]^T \quad (3.20)$$

ดังนั้น

$$\hat{\mathbf{V}}(n) = -2e(n)\mathbf{x}(n) \quad (3.21)$$

นำสมการที่ (3.21) แทนในสมการที่ (3.19) จะได้อัลกอริทึมการปรับค่าสัมประสิทธิ์แบบ LMS เป็น

$$\mathbf{a}(n+1) = \mathbf{a}(n) + 2\mu e(n)\mathbf{x}(n) \quad (3.22)$$

จากสมการที่ (3.22) พบว่าการคำนวณหาสัมประสิทธิ์ในช่วงเวลาถัดไปหรือในอนาคตนั้นไม่จำเป็นต้องทราบค่าทางสถิติใด ๆ ของสัญญาณอินพุตแต่ขึ้นกับค่าสัมประสิทธิ์ สัญญาณผิดพลาดและสัญญาณอินพุตในปัจจุบันเท่านั้น หรืออาจกล่าวได้ว่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองแปรค่าตามลักษณะของสัญญาณอินพุตที่เข้าสู่วงจร ณ เวลา n ขณะนั้น ดังนั้น LMS จึงเหมาะสำหรับใช้งานในทางปฏิบัติที่มีลักษณะของสัญญาณส่วนใหญ่ไม่นิ่งทางสถิติและยากต่อการทราบค่าที่แน่นอนได้

3.2.1 การหาค่าสัมประสิทธิ์ [20]

เมื่อวงจรกรองปรับตัวด้วยอัลกอริทึม LMS จนได้ค่าสัมประสิทธิ์ค่าเหมาะสมของอัลกอริทึมแล้ว (ไม่ใช่ค่าเหมาะสมที่สุดของวินเนอร์-ฮอฟฟ์) ซึ่งขณะนี้สัมประสิทธิ์ของวงจรกรองค่อนข้างนิ่งจนดูเหมือนว่ามีค่าคงที่ เมื่อทำการหาค่าคาดคะเนสมการที่ (3.21) โดยอยู่บนพื้นฐานของข้อสมมติฐานที่ว่าไม่เกิดค่าความเอนเอียง (umbias) ของสัมประสิทธิ์ที่ปรับได้ ดังนั้น

$$\begin{aligned}
 E[\dot{\mathbf{j}}(n)] &= E[-2e(n)\mathbf{x}(n)] \\
 &= 2\mathbf{R}\mathbf{a} - 2\mathbf{p} = \nabla \xi
 \end{aligned} \tag{3.23}$$

สมการที่ (3.23) ค่าคาดคะเนการประมาณค่าเกรเดียนต์ด้วยอัลกอริทึม LMS ให้คำตอบเหมือนกับสมการที่ (3.9) ซึ่งแสดงให้เห็นถึงลักษณะพื้นผิวปฏิบัติการของ LMS เหมือนกับรูปที่ 3.11 แต่สำหรับสัมประสิทธิ์ค่าเหมาะสมที่อัลกอริทึมปรับได้นั้นไม่ได้อยู่ ณ ตำแหน่งกันขาม แต่อาจจะอยู่ใกล้กับบริเวณกันขาม

เมื่อทำการพิจารณาในลักษณะเดียวกันด้วยการหาค่าคาดคะเนสมการที่ (3.22) ดังแสดงตามสมการที่ (3.24)

$$E[\mathbf{a}(n+1)] = E[\mathbf{a}(n)] + 2\mu E[e(n)\mathbf{x}(n)] \tag{3.24}$$

จากสมการที่ (3.24) สมมติให้เวกเตอร์ของสัมประสิทธิ์และเวกเตอร์ของสัญญาณอินพุตเป็นอิสระทางสถิติ โดยให้สัญญาณอินพุตมีค่านิ่งทางสถิติ

$$\begin{aligned}
 E[\mathbf{a}(n+1)] &= E[\mathbf{a}(n)] + 2\mu E[d(n)\mathbf{x}(n)] - 2\mu E[\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n)]E[\mathbf{a}(n)] \\
 \text{ดังนั้น} \quad &= (\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R})E[\mathbf{a}(n)] + 2\mu\mathbf{p}
 \end{aligned} \tag{3.25}$$

สมมติให้อัลกอริทึมมีการปรับค่าอย่างช้า ๆ จนทำให้สัมประสิทธิ์ของวงจรกรองเข้าสู่ค่าเหมาะสมที่สุด (ค่าตามคำตอบของวินเนอร์-ฮอฟฟ์) และเนื่องจาก $\mathbf{p}$ เท่ากับ $\mathbf{R}\mathbf{a}_{\text{opt}}$ ดังนั้น

$$E[\mathbf{a}(n+1)] = (\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R})E[\mathbf{a}(n)] + 2\mu\mathbf{R}\mathbf{a}_{\text{opt}} \tag{3.26}$$

สมการที่ (3.26) เป็นสมการเชิงเส้นมีค่าความชันเท่ากับ $\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}$ ซึ่งสมการนี้มีการคำนวณหาคำตอบค่อนข้างซับซ้อน เนื่องจาก $\mathbf{R}$ ไม่เป็นเมตริกซ์ทแยง เพราะฉะนั้นจึงทำการเปลี่ยนรูปสมการให้สามารถคำนวณรูปแบบง่ายขึ้น โดยสมมติให้ $\mathbf{j}(n)$ เท่ากับ $\mathbf{a}(n) - \mathbf{a}_{\text{opt}}$

$$E[\mathbf{j}(n+1)] = (\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R})E[\mathbf{j}(n)] \tag{3.27}$$

$j^{(n)}$ เป็นเวกเตอร์บรรจุค่าผลต่างระหว่างสัมประสิทธิ์ที่ปรับได้กับสัมประสิทธิ์ค่าเหมาะสมที่สุดตามคำตอบของวินเนอร์-ฮอฟฟ์ จากสมการที่ (3.27) อาศัยเทคนิคการย้ายแกนหลักระบบบัพทิกซ์ของกราฟ เช่นเดียวกับกรณีสมการที่ (3.13) ถึง (3.14) ด้วยคุณสมบัติ $j^{(n)}$ เท่ากับ $Qj'^{(n)}$ และคุณลักษณะการแยกองค์ประกอบค่าเจาะจงของเมตริกซ์อัตราส่วน R เท่ากับ $Q\Lambda Q^{-1}$ ดังนั้นสมการที่ (3.27) เขียนอยู่ในรูปกระชับขึ้นได้เป็น

$$E[j^{(n+1)}] = (I - 2\mu\Lambda)E[j'^{(n)}] \quad (3.28)$$

หรือ

$$E[j'^{(n)}] = (I - 2\mu\Lambda)^n j'^{(0)} \quad (3.29)$$

Λ หมายถึงเมตริกซ์บรรจุค่าเจาะจงของเมตริกซ์ R ซึ่งมีลักษณะเป็นเมตริกซ์ทแยง (diagonal matrix) จากสมการที่ (3.29) จึงมีลักษณะการคำนวณที่ง่าย และพบว่าอัลกอริทึมเกิดการลู่ของค่าสัมประสิทธิ์และมีเสถียรในการปรับเมื่อ

$$\lim_{n \rightarrow \infty} (I - 2\mu\Lambda)^n = 0 \quad (3.30)$$

หรือ

$$\begin{bmatrix} \lim_{n \rightarrow \infty} (1 - 2\mu\lambda_0)^n & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \lim_{n \rightarrow \infty} (1 - 2\mu\lambda_1)^n & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \lim_{n \rightarrow \infty} (1 - 2\mu\lambda_2)^n & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & \lim_{n \rightarrow \infty} (1 - 2\mu\lambda_{N-1})^n \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

สมการที่ (3.30) และ (3.31) เป็นจริงได้เมื่อ

$$|1 - 2\mu\lambda_{\max}| < 1 \quad (3.32)$$

เพราะฉะนั้นอัลกอริทึมมีการลู่ของค่าสัมประสิทธิ์และมีเสถียรภาพในการปรับอย่างแน่นอนเมื่อกำหนด μ ให้มีค่าตามเงื่อนไขของสมการที่ (3.33)

$$0 < \mu < \frac{1}{\lambda_{\max}} \tag{3.33}$$

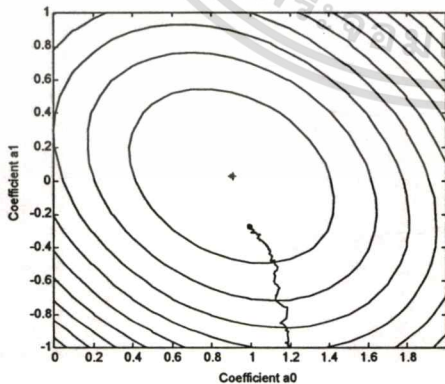
$\lambda_{\max}$ หมายถึงค่าเจาะจงสูงสุดของเมตริกซ์ฮัสต์สสัมพันธ์ของสัญญาณอินพุต เนื่องจากในทางปฏิบัติ ไม่มีความสะดวกในการหา $\lambda_{\max}$ แต่สามารถพิจารณาด้วยค่าผลบวกตามแนวทะแยง (trace) ของเมตริกซ์ **R** ได้ดังอสมการ

$$0 < \mu < \frac{1}{\text{tr}[\mathbf{R}]}\tag{3.34}$$

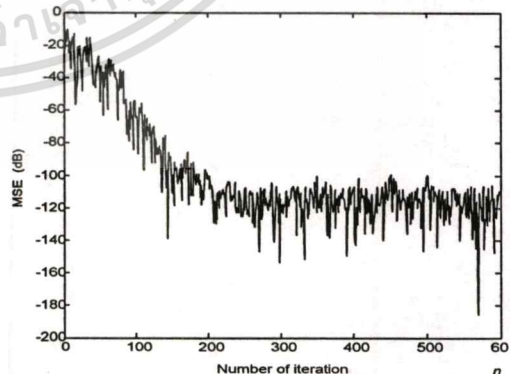
อสมการที่ (3.34) เป็นการยืนยันได้ว่าสัมประสิทธิ์เกิดการลู่และมีเสถียรอย่างแน่นอน เหตุเพราะค่า $\text{tr}[\mathbf{R}]$ มากกว่า $\lambda_{\max}$ เสมอเนื่องจากวงจรกรองแบบปรับตัวมีโครงสร้าง FIR ตามขวางด้วยสัมประสิทธิ์ N ค่าด้วยเหตุนี้อสมการที่ (3.34) สามารถพิจารณาอยู่ในรูปกำลังงานเฉลี่ยสัญญาณอินพุตของวงจรดังอสมการที่ (3.35)

$$0 < \mu < \frac{1}{N P_{in}}\tag{3.35}$$

เมื่อ P_{in} หมายถึงกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณอินพุตของวงจรกรองแบบปรับตัว อสมการที่ (3.35) จึงเป็นรูปแบบง่ายต่อการกำหนดค่า μ สำหรับลักษณะการลู่ค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองมีโครงสร้าง FIR ตามขวาง ที่ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม LMS สามารถแสดงดังตัวอย่างรูปที่ 3.12



(ก) ลักษณะการลู่ค่าสัมประสิทธิ์



(ข) ลักษณะการลู่ค่า MSE

รูปที่ 3.12 ลักษณะการลู่ค่าสัมประสิทธิ์และค่า *MSE* ของวงจรกรองที่ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม LMS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.12 สมมติให้วงจรกรองมีสัมประสิทธิ์ 2 ค่า สัญญาณอินพุตและสัญญาณอ้างอิงมีลักษณะนิ่งทางสถิติและให้ค่า μ เท่ากับ 1 รูปที่ 3.12 ก จะเห็นได้ว่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมของอัลกอริทึมไม่ใช่ค่าเหมาะสมที่สุดตามคำตอบของวินเนอร์-ฮอฟฟ์ เนื่องจากสัมประสิทธิ์ไม่สามารถปรับเข้าสู่ศูนย์กลางของวงรีได้ และรูปที่ 3.12 ข แสดงลักษณะการถ่วงของค่า MSE เทียบกับเวลา n ซึ่งค่า MSE ค่อย ๆ ลดลงเมื่อ n ผ่านไปเรื่อย ๆ จนถึงเวลา n ประมาณ 200 MSE จะมีค่าคงที่ ซึ่งหมายถึงสัมประสิทธิ์ของวงจรเกิดการถ่วงแล้ว กราฟรูปที่ 3.12 ข บางครั้งเรียกว่าเส้นโค้งการเรียนรู้ของอัลกอริทึม (learning curve)

3.2.2 สัญญาณรบกวนในการประมาณค่าเกรเดียนต์ของอัลกอริทึม LMS [20]

การประมาณค่าเกรเดียนต์ด้วยอัลกอริทึม LMS ย่อมมีส่วนเกิดความผิดพลาดขึ้นจากการประมาณและก่อให้เกิดสัญญาณรบกวนขึ้นในกระบวนการปรับค่าสัมประสิทธิ์ ถ้าพิจารณาด้วยการกำหนดให้การประมาณค่าเกรเดียนต์เป็น

$$\hat{\nabla}(n) = \nabla(n) + \mathbf{c}(n) \quad (3.36)$$

$\nabla(n)$ หมายถึงค่าเกรเดียนต์ที่ถูกต้อง (true gradient) และ $\mathbf{c}(n)$ หมายถึงเวกเตอร์สัญญาณรบกวนจากการประมาณค่าเกรเดียนต์ ถ้าสมมติให้กระบวนการปรับสัมประสิทธิ์ของอัลกอริทึมดำเนินไปอย่างช้า ๆ ด้วยการกำหนดให้ μ มีค่าต่ำ ๆ ซึ่งส่งผลให้สัมประสิทธิ์เกิดการถ่วงเข้าสู่ค่าที่เหมาะสมที่สุดหรือ $\mathbf{a}_{opt}$ เท่ากับ $\mathbf{a}_{opt}$ ด้วยเหตุนี้ $\nabla(n)$ มีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้น

$$\hat{\nabla}(n) = \mathbf{c}(n) = -2e(n)\mathbf{x}(n) \quad (3.37)$$

ค่าความแปรปรวนร่วม (covariant) ของเวกเตอร์สัญญาณรบกวนซึ่งเกิดจากการประมาณค่าเกรเดียนต์สามารถพิจารณาได้ดังสมการ

$$\text{cov}[\mathbf{c}(n)] = E[\mathbf{c}(n)\mathbf{c}^T(n)] = 4E[e^2(n)\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n)] \quad (3.38)$$

เมื่อสัมประสิทธิ์ของวงจรเกิดการถ่วงเข้าใกล้ค่าเหมาะสมที่สุดส่งผลให้สัญญาณผิดพลาดและเวกเตอร์สัญญาณอินพุตมีค่าอิสระแก่กันทางสถิติ (มีค่าสหสัมพันธ์เท่ากับศูนย์) ด้วยเหตุนี้จึงสามารถแยกพิจารณาค่าคาดคะเนได้เป็น

$$\text{cov}[\mathbf{c}(n)] = 4E[e^2(n)]E[\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n)] \quad (3.39)$$

สมการที่ (3.39) เมื่อ $\mathbf{a}(n)$ เท่ากับ $\mathbf{a}_{\text{opt}}$ และ $E[e^2(n)]$ เท่ากับ $\xi_{\min}$ ดังนั้นค่าความแปรปรวนร่วมจึงได้

$$\text{cov}[\mathbf{c}(n)] = 4\xi_{\min}\mathbf{R} \quad (3.40)$$

สมการที่ (3.40) อยู่ในรูปเมตริกซ์ $\mathbf{R}$ ซึ่งไม่สะดวกต่อการคำนวณหาค่าจึงอาศัยหลักการเดียวกับสมการที่ (3.26) ถึง (3.29) เพื่อให้สมการแสดงอยู่ในรูปของเมตริกซ์ค่าเจาะจงซึ่งเป็นเมตริกซ์ทแยง ดังนั้นจากสมการที่ (3.40) จึงเป็น

$$\begin{aligned} \text{cov}[\mathbf{c}(n)] &= E[\mathbf{c}(n)\mathbf{c}^T(n)] = 4\xi_{\min}\mathbf{Q}\mathbf{\Lambda}\mathbf{Q}^{-1} \\ &= E[\mathbf{Q}^T\mathbf{c}(n)\mathbf{c}^T(n)\mathbf{Q}] = 4\xi_{\min}\mathbf{\Lambda} \end{aligned} \quad (3.41)$$

เมื่อ $\mathbf{Q}^{-1}$ เท่ากับ $\mathbf{Q}^T$ (เนื่องจากเป็นเมตริกซ์ orthonormal) และอาศัยคุณลักษณะ $\mathbf{c}'(n)$ เท่ากับ $\mathbf{Q}^T\mathbf{c}(n)$ แทนกลับในสมการที่ (3.41) จึงได้

$$\begin{aligned} \text{cov}[\mathbf{c}'(n)] &= E[\mathbf{c}'(n)\mathbf{c}'^T(n)] \\ &= 4\xi_{\min}\mathbf{\Lambda} \end{aligned} \quad (3.42)$$

นำสมการที่ (3.36) พร้อมด้วยค่า $\nabla(n)$ เท่ากับ $2\mathbf{R}\mathbf{a}(n) - 2\mathbf{p}$ แทนในสมการที่ (3.19) พร้อมทั้งจัดรูปสมการใหม่เป็น

$$\begin{aligned} \mathbf{a}(n+1) &= \mathbf{a}(n) - \mu\nabla(n) - \mu\mathbf{c}(n) \\ &= (\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R})\mathbf{a}(n) + 2\mu\mathbf{p} - \mu\mathbf{c}(n) \end{aligned} \quad (3.43)$$

จากสมการที่ (3.43) สามารถแสดงอยู่ในรูปผลต่างของค่าสัมประสิทธิ์ได้ดังสมการ

$$\mathbf{j}(n+1) = (\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R})\mathbf{j}(n) - \mu\mathbf{c}(n) \quad (3.44)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อาศัยหลักการเดียวกับสมการที่ (3.26) ถึง (3.29) เพื่อเปลี่ยนไปอยู่ในรูปเมตริกซ์ทะแยง

$$\mathbf{j}'^{(n+1)} = (\mathbf{I} - 2\mu\Lambda)\mathbf{j}'^{(n)} - \mu\mathbf{c}'^{(n)}$$

หรือ

$$\mathbf{j}'^{(n)} = (\mathbf{I} - 2\mu\Lambda)\mathbf{j}'^{(n-1)} - \mu\mathbf{c}'^{(n-1)} \quad (3.45)$$

ผลคูณของ $\mathbf{j}'^{(n)}\mathbf{j}'^{(n)T}$ สามารถหาได้จาก

$$\begin{aligned} \mathbf{j}'^{(n)}\mathbf{j}'^{(n)T} &= (\mathbf{I} - 2\mu\Lambda)\mathbf{j}'^{(n-1)}\mathbf{j}'^{(n-1)T}(\mathbf{I} - 2\mu\Lambda)^T - \mu(\mathbf{I} - 2\mu\Lambda)\mathbf{j}'^{(n-1)}\mathbf{c}'^{(n-1)T} \\ &\quad - \mu\mathbf{c}'^{(n-1)}\mathbf{j}'^{(n-1)T}(\mathbf{I} - 2\mu\Lambda)^T + \mu^2\mathbf{c}'^{(n-1)}\mathbf{c}'^{(n-1)T} \end{aligned} \quad (3.46)$$

จากสมการที่ (3.46) สมมติให้ค่า $\mathbf{j}'^{(n)}$ และ $\mathbf{c}'^{(n)}$ ไม่มีค่าสหสัมพันธ์กันทางสถิติ ด้วยเหตุนี้ค่าคาดคะเนระหว่างเวกเตอร์ทั้งสองมีค่าเป็นศูนย์ ขณะเดียวกัน $(\mathbf{I} - 2\mu\Lambda)$ ให้ค่าเป็นเมตริกซ์ทะแยง ดังนั้น $(\mathbf{I} - 2\mu\Lambda)^T$ เท่ากับ $(\mathbf{I} - 2\mu\Lambda)$ จึงสามารถหาค่าความแปรปรวนร่วมของสมการที่ (3.46) ได้

$$\begin{aligned} \text{cov}[\mathbf{j}'^{(n)}] &= (\mathbf{I} - 2\mu\Lambda)^2 \text{cov}[\mathbf{j}'^{(n)}] + \mu^2 \text{cov}[\mathbf{c}'^{(n)}] \\ &= \frac{\mu \text{cov}[\mathbf{c}'^{(n)}]}{4(\Lambda - \mu\Lambda^2)} \end{aligned} \quad (3.47)$$

นำสมการที่ (3.42) แทนกลับเข้าไปในสมการที่ (3.47) ดังนั้น

$$\text{cov}[\mathbf{j}'^{(n)}] = \frac{\mu \xi_{\min} \Lambda}{\Lambda - \mu\Lambda^2} \quad (3.48)$$

จากสมการที่ (3.48) โดยปกติค่า $\mu\Lambda$ มีค่าน้อยกว่า 1 ดังนั้น $\mu\Lambda^2$ จึงยิ่งน้อยกว่า 1 มาก ๆ ซึ่งสามารถพิจารณาตัดทิ้งได้และสมการสามารถแสดงในรูปกระชับ

$$\text{cov}[\mathbf{j}'^{(n)}] \approx \mu \xi_{\min} \mathbf{I} \quad (3.49)$$

3.2.3 การปรับผิดของอัลกอริทึม [20]

การปรับผิด (missadjustment) ที่เกิดขึ้นในกระบวนการปรับสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองแบบปรับตัวนั้นเป็นการพิจารณาในลักษณะอัตราส่วนระหว่างค่าเฉลี่ยกำลังสองของสัญญาณผิดพลาดเกินค่าที่เหมาะสม (excess mean square error) หรือ $EMSE$ ต่อค่าเฉลี่ยกำลังสองของสัญญาณผิดพลาดค่าที่สุกหรือ $MMSE$ ซึ่งค่าการปรับผิดนี้เป็นตัววัดความสามารถในการปรับตัว (cost of adaptability) ของวงจรกรองดังกล่าวตามสมการ

$$MISS = \frac{EMSE}{MMSE} \quad (3.50)$$

สมการที่ (3.12) เมื่อพิจารณาในรูปแบบของวงจรมีการปรับตัวซึ่งแสดงให้เห็นว่าเมื่อวงจรกรองปรับตัวประสิทธิผลจนเท่ากับค่าเหมาะสมที่สุด นั้นหมายถึงพจน์ที่สองของสมการมีค่าเท่ากับศูนย์ และ $\xi^{(n)}$ เท่ากับ $\xi_{\min}$ แต่ในทางปฏิบัติค่าสัมประสิทธิ์อาจจะปรับได้ในลักษณะใกล้เคียงค่าเหมาะสมที่สุดเท่านั้น ด้วยเหตุนี้พจน์ที่สองจึงไม่เท่ากับศูนย์และถ้าทำการเขียนในรูปใหม่เป็น

$$\xi^{(n)} - \xi_{\min} = \mathbf{j}^T(n) \mathbf{R} \mathbf{j}(n) \quad (3.51)$$

เมื่อทำการหาค่าคาดคะเนของสมการที่ (3.51) จึงได้ค่าเฉลี่ยกำลังสองของสัญญาณผิดพลาดเกินค่าที่เหมาะสมหรือ $EMSE$

$$EMSE = E[\mathbf{j}^T(n) \mathbf{R} \mathbf{j}(n)] \quad (3.52)$$

หรือ

$$EMSE = E[\mathbf{j}'^T(n) \mathbf{\Lambda} \mathbf{j}'(n)] \quad (3.53)$$

สมมติให้เวกเตอร์ $\mathbf{j}'(n)$ มีขนาด $N \times 1$ (มีสัมประสิทธิ์ N ค่า) และเนื่องจาก $\mathbf{\Lambda}$ เป็นเมตริกซ์ทแยงจึงสามารถแสดงค่า $EMSE$ ในรูปของผลรวมได้เป็น

$$EMSE = \sum_{i=0}^{N-1} \lambda_i E[j_i'^2(n)] \quad (3.54)$$

เนื่องจาก $E[j_i'^2(n)]$ เป็นสมาชิกของค่า $\text{cov}[\mathbf{j}'(n)]$ ดังนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 EMSE &\approx \mu \xi_{\min} \sum_{l=0}^{N-1} \lambda_l \\
 &\approx \mu \xi_{\min} \text{tr}[\mathbf{R}]
 \end{aligned} \tag{3.55}$$

นำสมการที่ (3.55) แทนกลับเข้าไปในสมการที่ (3.50) และแทนค่า $MMSE$ เท่ากับ $\xi_{\min}$ จึงได้ค่าการปรับผิขของอัลกอริทึม LMS ได้เป็น

$$MISS = \mu \text{tr}[\mathbf{R}] \tag{3.56}$$

จากสมการพบว่าค่า $MISS$ จะขึ้นอยู่กับค่าผลรวมตามแนวทะแยงของเมตริกซ์อัตราสหสัมพันธ์ของสัญญาณอินพุตและค่า μ ถ้าสมมติให้ $\text{tr}[\mathbf{R}]$ คงที่ ดังนั้นเมื่อทำการเลือกค่า μ สูง ๆ (แต่ต้องอยู่ในเงื่อนไขของสมการที่ 3.33) ส่งผลให้อัลกอริทึมคำนวณได้รวดเร็ว แต่ขณะเดียวกันส่งผลให้เกิดค่าการปรับผิขสูงขึ้น ในทางกลับกันเมื่อเลือก μ มีค่าต่ำ ๆ อัลกอริทึมมีการคำนวณช้า แต่มีค่าการปรับผิขต่ำ ดังนั้นการเลือกค่า μ ขึ้นอยู่กับความเหมาะสมของลักษณะงาน

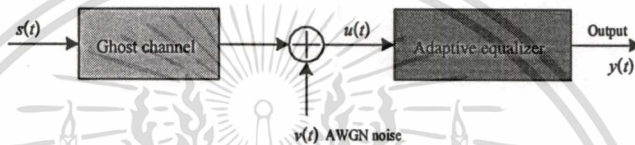
3.3 สรุป

บทนี้กล่าวถึงทฤษฎีและหลักการของวงจรกรองแบบปรับตัว โดยเริ่มต้นได้กล่าวถึงลักษณะโครงสร้างและรูปแบบการใช้งานของวงจรกรองแบบปรับตัวซึ่งมี 4 รูปแบบได้แก่ รูปแบบการทำนายสัญญาณ การหาเอกลักษณ์ของระบบ การปรับเท่าสัญญาณ และการกำจัดสัญญาณรบกวน จากนั้นได้กล่าวถึงอัลกอริทึมการปรับตัวของวงจรกรองซึ่งเป็นแบบ LMS โดยได้กล่าวถึงสมการปรับค่าสัมประสิทธิ์ซึ่ง LMS สามารถใช้งานได้จริงในทางปฏิบัติ เนื่องจากการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ไม่จำเป็นต้องทราบค่าสหสัมพันธ์ของสัญญาณดังเช่น steepest descent และจากนั้นได้กล่าวถึงลักษณะพื้นผิวปฏิบัติการของอัลกอริทึมซึ่งให้ลักษณะเป็นพาราโบลา และได้กล่าวถึงการลู่ของค่าสัมประสิทธิ์ สัญญาณรบกวนจากการประมาณค่าเกรเดียนต์ของอัลกอริทึม ตลอดจนการปรับผิขของอัลกอริทึมตามลำดับ

บทที่ 4

การแก้ไขสัญญาณภาพซ้อนด้วยวงจรปรับเท่าแบบปรับตัว

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการแก้ไขสัญญาณภาพซ้อนที่ระดับสัญญาณเบสแบนด์ของเครื่องรับโทรทัศน์ระบบ PAL เพื่อให้การวิเคราะห์ระบบมีความสะดวกจึงไม่นำสัญญาณที่ระดับ RF และ IF ของเครื่องรับโทรทัศน์มาพิจารณา (จากรูปที่ 2.3) แต่ขอพิจารณาสัญญาณที่ได้จากเอาต์พุตของวงจรดีเทกต์สัญญาณภาพ ซึ่งสัญญาณนี้สามารถจำลองได้ตามรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 การจำลองสัญญาณภาพซ้อน

จากรูปสามารถแสดงสัญญาณภาพซ้อนด้วยสมการคณิตศาสตร์ได้ดังสมการที่ (4.1 ก)

$$u(t) = \alpha_0 s(t) + \sum_{i=1}^L \alpha_i s(t - \tau_i) + v(t) \quad (4.1 \text{ ก})$$

$u(t)$ เป็นสัญญาณภาพมีคุณลักษณะเหมือนกับสัญญาณที่เอาต์พุตวงจรดีเทกต์สัญญาณภาพของเครื่องรับโทรทัศน์ ซึ่งประกอบด้วยสัญญาณภาพ $s(t)$ ที่ไม่ถูกประวิงเวลามีขนาด α_0 (เปรียบเสมือนสัญญาณวิถีตรงจากสถานีส่ง) เป็นสัญญาณหลักที่ต้องการ สัญญาณ $s(t)$ ที่ถูกประวิงเวลาด้วย τ_i มีขนาด α_i ใด ๆ (เปรียบเสมือนสัญญาณวิถีอื่นซึ่งเกิดจากการสะท้อน) เป็นสัญญาณที่ไม่พึงประสงค์เนื่องจากเป็นตัวก่อให้เกิดปัญหาภาพซ้อน และ $v(t)$ คือสัญญาณรบกวนซึ่งเกิดขึ้นในเครื่องรับโทรทัศน์และสมมติให้เป็นชนิด AWGN (additive white gaussian noise) เมื่อทำการแปลงลาปลาซสมการที่ (4.1 ก) พร้อมทั้งจัดสมการที่ได้ให้อยู่ในรูปฟังก์ชันถ่ายโอนของช่องสัญญาณภาพซ้อน จากนั้นทำการแปลงลาปลาซผกผันฟังก์ชันถ่ายโอนดังกล่าวจะทำให้ทราบผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณภาพซ้อนที่อยู่ในรูปของฟังก์ชันเคลต้า ดังสมการที่ (4.1 ข)

$$g(t) = \alpha_0 \delta(t) + \sum_{i=1}^L \alpha_i \delta(t - \tau_i) \quad (4.1 \text{ ข})$$

เนื่องจาก $u(n)$ ซึ่งเป็นสัญญาณอินพุตของวงจรปรับเท่าแบบปรับตัวซึ่งถูกสุ่มด้วยเวลาสุ่ม (sample time) T_s ดังนั้นสมการที่ (4.1 ก) และ (4.1 ข) สามารถแสดงในลักษณะไม่ต่อเนื่องทางเวลาดังสมการ

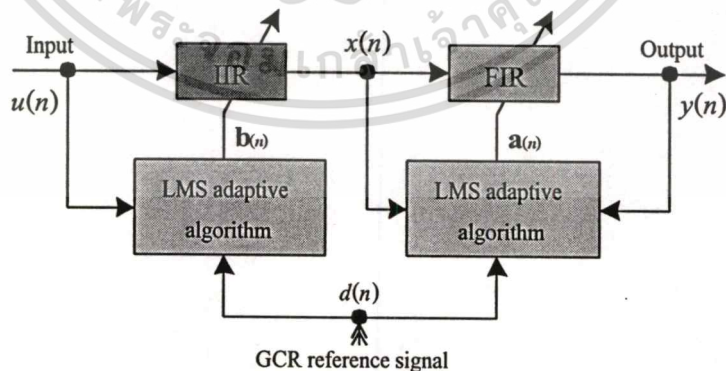
$$u(n) = \alpha_0 s(n) + \sum_{i=1}^L \alpha_i s(n - \ell_i) + v(n) \quad \text{เมื่อ } t = nT_s = n \quad (4.2 \text{ ก})$$

$$g(n) = \alpha_0 \delta(n) + \sum_{i=1}^L \alpha_i \delta(n - \ell_i) \quad \text{และ } \tau_i = \ell_i T_s = \ell_i \quad (4.2 \text{ ข})$$

สัญญาณ $u(n)$ ถูกนำไปประมวลผลในวงจรปรับเท่าแบบปรับตัวที่มีผลตอบสนองอิมพัลส์ตรงข้ามกับช่องสัญญาณภาพซ้อนเพื่อทำการกำจัดสัญญาณภาพซ้อนให้หายไปและเหลือเฉพาะสัญญาณภาพหลักที่ต้องการ

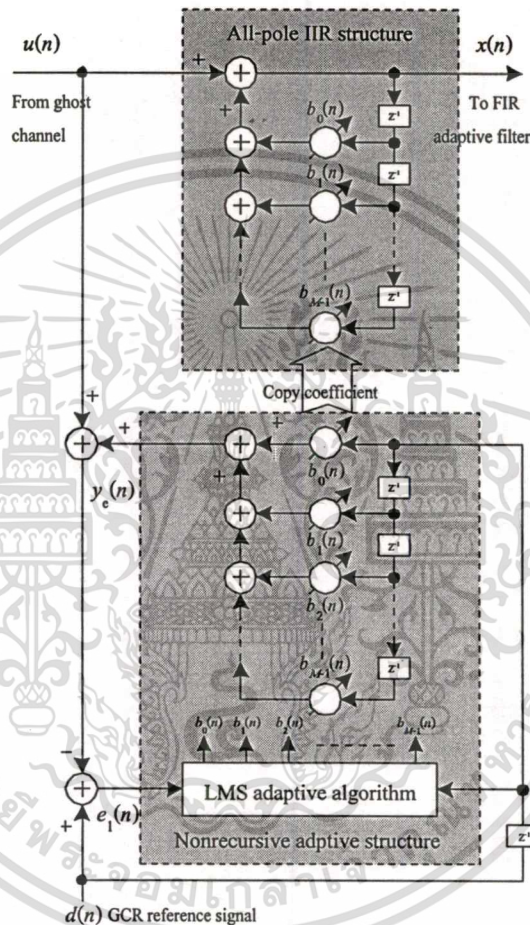
4.1 โครงสร้างวงจรปรับเท่าแบบปรับตัว

วงจรปรับเท่าแบบปรับตัวที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้พัฒนามาจากหลักการในบทความที่ [24-26] มีโครงสร้างดังแสดงตามรูปที่ 4.2 ซึ่งประกอบด้วยวงจรกรองแบบ IIR และ FIR ที่ต่อเรียงกัน โดยส่วนของวงจรกรอง IIR ทำหน้าที่ลดการกระจายค่าเฉพาะของเมตริกซ์อัตราสหสัมพันธ์ของสัญญาณอินพุต เพื่อต้องการให้ส่วนของวงจรกรอง FIR มีการปรับตัวได้ดีขึ้น ขณะที่ทั้งสองปรับตัวได้อย่างเป็นอิสระแก่กันด้วยอัลกอริทึม LMS ดังนั้นจึงสามารถแยกพิจารณาในแต่ละส่วนได้ดังนี้



รูปที่ 4.2 โครงสร้างของวงจรปรับเท่าแบบปรับตัว

วงจรกรอง IIR แบบปรับตัวมีโครงสร้างประกอบด้วยวงจรกรอง IIR แบบ all-pole และ ส่วนปรับค่าสัมประสิทธิ์ลักษณะ nonrecursive (โครงสร้าง FIR ตามขวาง) ดังรูปที่ 4.3 โดยส่วน ปรับค่าสัมประสิทธิ์ทำการสำเนาค่าสัมประสิทธิ์ที่คำนวณได้ให้กับวงจรกรอง IIR แบบ all-pole ทุก ครั้งหลังการปรับค่า ซึ่งเรียกการปรับตัวของวงจรกรอง IIR ในลักษณะนี้ว่าวิธีค่าผิดพลาดสมการ (equation error method) [23]



รูปที่ 4.3 โครงสร้างของวงจรกรอง IIR แบบปรับตัว

จากรูปที่ 4.3 สามารถแสดงสัญญาณ $y_e(n)$ ในรูปของสมการผลต่างได้ดังสมการที่ (4.3)

$$y_e(n) = u(n) + \sum_{i=0}^{M-1} b_i(n)d(n-i-1) \quad (4.3)$$

หรือแสดงในรูปเมตริกซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ $y_e(n) = u(n) + \mathbf{b}^T(n)\mathbf{d}(n-1) = u(n) + \mathbf{d}^T(n-1)\mathbf{b}(n)$ ไปใช้ประโยชน์ด้าน (4.4) ้ว่า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ

$$\mathbf{b}(n) = [b_0(n) \ b_1(n) \ b_2(n) \ \dots \ b_{M-1}(n)]^T \quad (4.5 \text{ ก})$$

$$\mathbf{d}(n-1) = [d(n-1) \ d(n-2) \ d(n-3) \ \dots \ d(n-M)]^T \quad (4.5 \text{ ข})$$

$\mathbf{b}(n)$ และ $\mathbf{d}(n-1)$ เป็นเวกเตอร์บรรจุค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองเวลาปัจจุบันและสัญญาณอ้างอิงในอดีตตามลำดับ $y_e(n)$ คือสเกลาร์ของสัญญาณจากตัวรวมสัญญาณระหว่าง $u(n)$ ซึ่งเป็นสเกลาร์สัญญาณอินพุตของวงจรปรับเท่าแบบปรับตัวกับสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรปรับสัมประสิทธิ์แบบ nonrecursive และ $d(n)$ คือสเกลาร์สัญญาณอ้างอิงค่าปัจจุบันมีผลตอบสนองตามต้องการ ซึ่งสัญญาณนี้ทางหนึ่งถูกนำไปประวิงเวลาหนึ่งหน่วย (T_s) แล้วนำไปเป็นสัญญาณอินพุตของวงจรปรับสัมประสิทธิ์แบบ nonrecursive และอีกทางหนึ่งถูกนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณ $y_e(n)$ ให้สัญญาณผิดพลาด $e_1(n)$ ดังสมการ

$$e_1(n) = d(n) - y_e(n) \quad (4.6)$$

สัญญาณ $e_1(n)$ นี้ถูกนำไปเป็นเกณฑ์การปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองด้วยอัลกอริทึม LMS เนื่องจาก $u(n)$ และ $d(n)$ ไม่เป็นฟังก์ชันกับสัมประสิทธิ์ $b_i(n)$ ดังนั้นสามารถพิจารณาการประมาณค่าเกรเดียนต์ได้จาก [23]

$$\hat{\mathbf{V}}(n) = \frac{\partial e_1^2(n)}{\partial \mathbf{b}(n)} = -2e_1(n)\mathbf{d}(n-1) \quad (4.7 \text{ ก})$$

ดังนั้นสมการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรปรับสัมประสิทธิ์ลักษณะ nonrecursive พิจารณาได้จาก

$$\mathbf{b}(n+1) = \mathbf{b}(n) + 2\mu_1 e_1(n)\mathbf{d}(n-1) \quad (4.7 \text{ ข})$$

สัมประสิทธิ์ของวงจรกรองที่จะปรับไปในอนาคตขึ้นอยู่กับค่าสัมประสิทธิ์และสัญญาณผิดพลาดในปัจจุบันพร้อมด้วยสัญญาณอ้างอิงในอดีต ซึ่งค่าสัมประสิทธิ์ที่คำนวณได้จะถูกส่งค่าไปให้กับวงจรกรอง IIR แบบ all-pole ทุกครั้งของวงรอบการปรับค่า

สำหรับส่วนที่สองต่อเรียงลำดับจากวงจรกรอง IIR คือวงจรกรอง FIR แบบปรับตัวมีโครงสร้างตามขวางดังรูปที่ 4.4 ซึ่งวงจรมีโครงสร้างเหมือนกับรูปที่ 3.10 สมการเอาต์พุตของวงจรสามารถแสดงดังสมการ

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i(n) x(n-i) \tag{4.8}$$

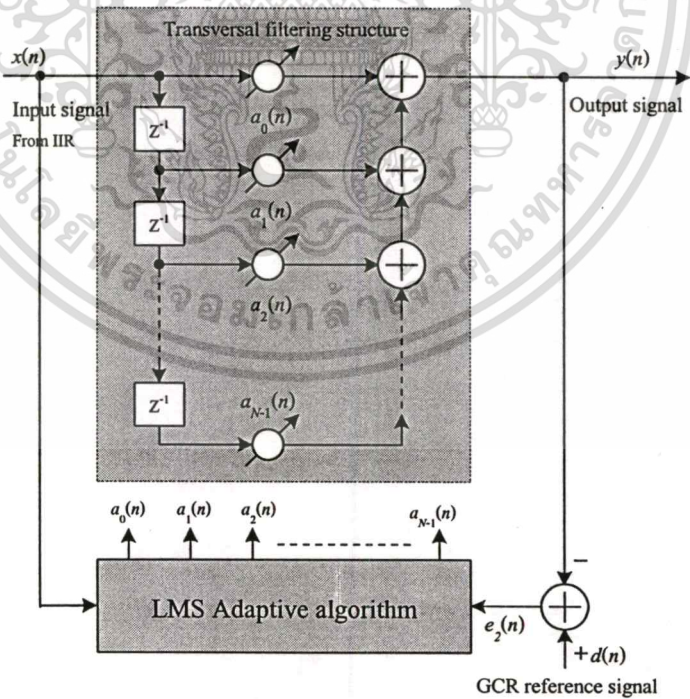
หรือแสดงอยู่ในรูปของเมตริกซ์

$$y(n) = \mathbf{a}^T(n) \mathbf{x}(n) = \mathbf{x}^T(n) \mathbf{a}(n) \tag{4.9}$$

เมื่อ

$$\mathbf{x}(n) = [x(n) \ x(n-1) \ x(n-2) \ \cdots \ x(n-N+1)]^T \tag{4.10 ก}$$

$$\mathbf{a}(n) = [a_0(n) \ a_1(n) \ a_2(n) \ \cdots \ a_{N-1}(n)]^T \tag{4.10 ข}$$



รูปที่ 4.4 โครงสร้างของวงจรกรอง FIR แบบปรับตัว

สมการที่ (4.9) $y(n)$ เป็นสเกลาร์สัญญาณเอาต์พุตของวงจรกรอง FIR แบบปรับตัว ขณะที่ $\mathbf{x}(n)$ และ $\mathbf{a}(n)$ เป็นเวกเตอร์สัญญาณอินพุตและสัมประสิทธิ์ของ FIR ตามลำดับ โดยเวกเตอร์ทั้งสองมีมิติ $N \times 1$ ซึ่งวงจรกรองนี้ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม LMS มีสมการปรับค่าสัมประสิทธิ์ดังสมการที่ (4.11)

$$\mathbf{a}(n+1) = \mathbf{a}(n) + 2\mu_2 e_2(n) \mathbf{x}(n) \quad (4.11)$$

$e_2(n)$ เป็นสเกลาร์สัญญาณผิดพลาดจากการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณ $y(n)$ และ $d(n)$ ซึ่งจากสมการที่ (4.11) นั้นสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองที่จะปรับไปในอนาคตขึ้นอยู่กับค่าสัมประสิทธิ์สัญญาณผิดพลาดและสัญญาณอินพุต (สัญญาณจากเอาต์พุตของวงจรกรอง IIR แบบปรับตัว) ณ เวลาปัจจุบันตามลำดับ

4.2 การลู่ค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรปรับเท่าแบบปรับตัว

วงจรปรับเท่าแบบปรับตัวตามโครงสร้างที่นำเสนอ แต่ละส่วนสามารถปรับตัวได้อย่างอิสระแก่กัน ดังนั้นจึงสามารถพิจารณาลักษณะการลู่ค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรแยกแต่ละส่วนได้ เริ่มต้นด้วยการพิจารณาส่วนของวงจรกรอง IIR แบบปรับตัวและส่วนของวงจรกรอง FIR แบบปรับตัวพิจารณาในลำดับต่อมา

การพิจารณาลักษณะการลู่ค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรอง IIR แบบปรับตัวนั้น เริ่มต้นด้วยการพิจารณาหาค่าคาดคะเนการประมาณค่าเกรเดียนต์ของอัลกอริทึมจากสมการที่ (4.7 ก) ซึ่งการพิจารณาอยู่บนพื้นฐานข้อสมมติฐานเดียวกับกรณีหัวข้อที่ 3.2.1

$$\begin{aligned} E[\dot{\mathbf{v}}(n)] &= -E[2e_1(n)\mathbf{d}(n-1)] \\ &= 2E[\mathbf{d}(n-1)\mathbf{d}^T(n-1)]\mathbf{b} - 2E[(d(n)-u(n))\mathbf{d}(n-1)] \end{aligned} \quad (4.12)$$

สมการที่ (4.12) $d(n)$ และ $u(n)$ เป็นสเกลาร์ของสัญญาณอ้างอิงและสัญญาณอินพุตของวงจรปรับเท่าตามลำดับ $\mathbf{d}(n-1)$ คือเวกเตอร์สัญญาณอ้างอิงในอดีต เพื่อความสะดวกถ้ากำหนดให้ $d(n) - u(n)$ เท่ากับ $k(n)$ ดังนั้น

$$\begin{aligned} E[\dot{\mathbf{v}}(n)] &= 2E[\mathbf{d}(n-1)\mathbf{d}^T(n-1)]\mathbf{b} - 2E[k(n)\mathbf{d}(n-1)] \\ &= 2\mathbf{R}_{d-1}\mathbf{b} - 2\mathbf{p}_{d-1} = \nabla \xi \end{aligned} \quad (4.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$\mathbf{p}_{d-1}$ หมายถึงเวกเตอร์สหสัมพันธ์ข้ามระหว่างสเกลาร์สัญญาณ $k(n)$ ซึ่งเป็นสัญญาณ ณ เวลาปัจจุบัน กับเวกเตอร์ $\mathbf{d}_{(n-1)}$ และ $\mathbf{R}_{d-1}$ คือเมตริกซ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณอ้างอิงในอดีต จากสมการที่ (4.13) พบว่ามีรูปสมการเหมือนกับสมการที่ (3.23) เป็นการยืนยันได้ว่าวงจรกรอง IIR แบบปรับตัว มีพื้นผิวปฏิบัติการเป็นรูปพาราโบลาทรงลักษณะเดียวกับรูปที่ 3.11 มีสัมประสิทธิ์ค่าเหมาะสมที่สุด $\mathbf{b}_{\text{opt}}$ เท่ากับ $\mathbf{R}_{d-1}^{-1}\mathbf{p}_{d-1}$ ซึ่งเป็นคำตอบของวินเนอร์-ฮอฟฟ์ [23]

เมื่อทำการพิจารณาค่าคาดคะเนทางสถิติของสมการที่ (4.7 ข) โดยสมมติให้สัญญาณ $u(n)$ $d(n)$ และ $e_1(n)$ มีลักษณะนิ่งทางสถิติดังนี้

$$\begin{aligned} E[\mathbf{b}_{(n+1)}] &= E[\mathbf{b}_{(n)}] + 2\mu_1 E[e_1(n)\mathbf{d}_{(n-1)}] \\ &= E[\mathbf{b}_{(n)}] + 2\mu_1 E[k(n)\mathbf{d}_{(n-1)}] - 2\mu_1 E[\mathbf{d}_{(n-1)}\mathbf{d}_{(n-1)}^T]\mathbf{b}_{(n)} \end{aligned} \quad (4.14)$$

เนื่องจากเวกเตอร์ $\mathbf{d}_{(n-1)}$ ไม่เป็นฟังก์ชันของค่าสัมประสิทธิ์ $\mathbf{b}_{(n)}$ จึงสามารถพิจารณาให้ทั้งสองเป็นอิสระแก่กันทางสถิติดังนี้สมการที่ (4.14) จึงสามารถแยกพิจารณาค่าคาดคะเนได้เป็น

$$\begin{aligned} E[\mathbf{b}_{(n+1)}] &= E[\mathbf{b}_{(n)}] + 2\mu_1 E[k(n)\mathbf{d}_{(n-1)}] - 2\mu_1 E[\mathbf{d}_{(n-1)}\mathbf{d}_{(n-1)}^T]E[\mathbf{b}_{(n)}] \\ &= (\mathbf{I} - 2\mu_1 \mathbf{R}_{d-1})E[\mathbf{b}_{(n)}] + 2\mu_1 \mathbf{p}_{d-1} \end{aligned} \quad (4.15)$$

สมการที่ (4.15) พบว่ามีรูปเหมือนสมการที่ (3.25) ดังนั้นสามารถอาศัยข้อสมมติฐานเดียวกันได้ ด้วยการสมมติให้อัลกอริทึมมีการปรับตัวอย่างช้า ๆ จนทำให้สัมประสิทธิ์ของวงจรกรองเกิดการลู่เข้าสู่ค่าเหมาะสมที่สุดตามคำตอบของวินเนอร์-ฮอฟฟ์ได้

$$E[\mathbf{b}_{(n+1)}] = (\mathbf{I} - 2\mu_1 \mathbf{R}_{d-1})E[\mathbf{b}_{(n)}] + 2\mu_1 \mathbf{R}_{d-1} \mathbf{b}_{\text{opt}} \quad (4.16)$$

หรือสามารถแสดงอยู่ในรูปผลต่างของสัมประสิทธิ์ เมื่อกำหนดให้ $\mathbf{j}_{(n)}$ เท่ากับ $\mathbf{b}_{(n)} - \mathbf{b}_{\text{opt}}$

$$E[\mathbf{j}_{(n+1)}] = (\mathbf{I} - 2\mu_1 \mathbf{R}_{d-1})E[\mathbf{j}_{(n)}] \quad (4.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการที่ (4.17) สามารถแสดงอยู่ในรูปเมตริกซ์ค่าเจาะจงของสัญญาณอ้างอิงในอดีได้ด้วยอาศัยคุณสมบัติ $j(n)$ เท่ากับ $Q j'(n)$ และ R_{d-1} เท่ากับ $Q \Lambda_{d-1} Q^{-1}$ เมื่อ Q เป็นเมตริกซ์บรรจุเวกเตอร์เจาะจงมีคุณสมบัติเป็น orthonormal

$$E[j'(n+1)] = (I - 2\mu_1 \Lambda_{d-1}) E[j'(n)]$$

หรือ

$$E[j'(n)] = (I - 2\mu_1 \Lambda_{d-1})^n j'(0) \quad (4.18)$$

จากสมการที่ (4.18) อัลกอริทึมเกิดการลู่ของค่าสัมประสิทธิ์และมีเสถียรภาพในการปรับค่าก็ต่อเมื่อ

$$\lim_{n \rightarrow \infty} (I - 2\mu_1 \Lambda_{d-1})^n = 0 \quad (4.19 ก)$$

และสมการที่ (4.19 ก) เป็นจริงได้ก็ต่อเมื่อ

$$|1 - 2\mu_1 \lambda_{\max(d-1)}| < 1 \quad (4.19 ข)$$

ดังนั้นอัลกอริทึมการปรับสัมประสิทธิ์ของวงจรกรอง IIR มีเสถียรภาพอย่างแน่นอน เมื่อกำหนดค่า μ_1 ตามเงื่อนไขดังนี้

$$0 < \mu_1 < \frac{1}{\lambda_{\max(d-1)}} \quad (4.20)$$

จากสมการที่ (4.20) $\lambda_{\max(d-1)}$ หมายถึงค่าเจาะจงสูงสุดของเมตริกซ์อัตราสหสัมพันธ์ของสัญญาณอ้างอิงในอดีต

สำหรับการพิจารณาการลู่ค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรอง FIR แบบปรับตัวที่ต่อเรียงจากวงจรกรอง IIR แบบปรับตัว (ดังรูปที่ 4.4) นั้นมีโครงสร้างเหมือนกับรูปที่ 3.10 เพราะฉะนั้นเพื่อไม่เป็นการกล่าวซ้ำซ้อนจึงสามารถพิจารณาเหมือนกับหัวข้อที่ 3.2.1 ดังนั้นจึงสามารถกล่าวสรุปได้ว่าการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรอง FIR แบบปรับตัวเกิดการลู่ค่าและมีเสถียรภาพในการปรับได้ก็ต่อเมื่อ μ_2 กำหนดค่าตามเงื่อนไข

$$0 < \mu_2 < \frac{1}{\lambda_{r\max}} \quad (4.21)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $\lambda_{\max}$ หมายถึงค่าเจาะจงสูงสุดของเมทริกซ์อัตราสัมพันธ์ของสัญญาณอินพุตของวงจรกรอง FIR แบบปรับตัว (เอาต์พุตของวงจรกรอง IIR แบบปรับตัว) ในปัจจุบัน

4.3 ผลจากการทำงานของวงจรกรอง IIR แบบปรับตัว

จากรูปที่ 4.1 และสมการที่ (4.2 ก) และ (4.2 ข) สามารถพิจารณาอยู่ในรูปการประสานสัญญาณ (convolution) ได้ กล่าวคือสัญญาณ $u(n)$ เกิดจากการประสานสัญญาณระหว่าง $s(n)$ กับ $g(n)$ ดังสมการ [24-26]

$$u(n) = g(n)*s(n)+v(n) \quad (4.22)$$

เครื่องหมาย * คือสัญลักษณ์การประสานสัญญาณ หรือแสดงสมการที่ (4.22) ในรูปเมทริกซ์เป็น

$$\mathbf{u} = \mathbf{G}\mathbf{s} + \mathbf{v} \quad (4.23)$$

เมื่อ

$$\mathbf{u} = [u(0) \ u(1) \ u(2) \ \dots \ u(L-1)]^T \quad (4.24 \text{ ก})$$

$$\mathbf{s} = [s(0) \ s(1) \ s(2) \ \dots \ s(L-1)]^T \quad (4.24 \text{ ข})$$

$$\mathbf{v} = [v(0) \ v(1) \ v(2) \ \dots \ v(L-1)]^T \quad (4.24 \text{ ค})$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g(0) & 0 & 0 & \dots & 0 \\ g(1) & g(0) & 0 & \dots & 0 \\ g(2) & g(1) & g(0) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g(L-1) & g(L-2) & g(L-3) & \dots & g(0) \end{bmatrix} \quad (4.24 \text{ ง})$$

$\mathbf{u}$ $\mathbf{s}$ และ $\mathbf{v}$ เป็นเวกเตอร์บรรจุสัญญาณอินพุตของวงจรกรอง IIR แบบปรับตัว สัญญาณที่สถานีส่ง และสัญญาณรบกวนเกิดขึ้นในระบบตามลำดับ ซึ่งเวกเตอร์ทั้งสามมีมิติ $L \times 1$ และ $\mathbf{G}$ คือเมทริกซ์บรรจุค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณภาพซ้อนมีมิติ $L \times L$

หัวข้อนี้เป็นการพิจารณาคุณลักษณะทางสถิติของสัญญาณที่อินพุตและเอาต์พุตของวงจรกรอง IIR แบบปรับตัวเพื่อดูผลการทำงานของวงจร โดยเริ่มต้นด้วยการพิจารณาค่าทางสถิติของสัญญาณอินพุตของวงจรกรอง IIR ด้วยการหาค่าสหสัมพันธ์ดังสมการที่ (4.25)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_u = E[uu^T] \quad (4.25)$$

เมื่อ R_u หมายถึงเมตริกซ์อัตราสหสัมพันธ์สัญญาณอินพุตของวงจรกรอง IIR ซึ่งเป็นเมตริกซ์จัตุรัสแบบสมมาตร เมื่อนำสมการที่ (4.23) แทนลงในสมการที่ (4.25) จะได้

$$\begin{aligned} R_u &= E[(Gs + v)(Gs + v)^T] \\ &= GE[ss^T]G^T + GE[sv^T] + E[vs^T]G^T + E[vv^T] \end{aligned} \quad (4.26)$$

ถ้าสมมติให้เวกเตอร์ s และ v บรรจุก่าสัญญาณที่นิ่งทางสถิติซึ่ง v เป็นเวกเตอร์บรรจุก่าสัญญาณรบกวน AWGN โดยทั้งสองไม่มีค่าสหสัมพันธ์ทางสถิติระหว่างกัน ดังนั้นพจน์ที่สองและสามของสมการที่ (4.26) จึงเท่ากับศูนย์และสามารถแสดงสมการได้เป็น

$$R_u = GR_s G^T + \sigma_v^2 I \quad (4.27)$$

เมื่อ R_s หมายถึงเมตริกซ์อัตราสหสัมพันธ์ของสัญญาณที่สถานีส่งมีคุณลักษณะทางสถิติของสัญญาณที่ต้องการและเป็นเมตริกซ์จัตุรัสแบบสมมาตร I เป็นเมตริกซ์เอกลักษณ์ σ_v^2 คือค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวน AWGN ซึ่งเมตริกซ์ R_u , R_s และ I มีมิติ $L \times L$

เมื่อพิจารณาค่าสหสัมพันธ์สัญญาณที่เอาต์พุตของวงจรกรอง IIR แบบปรับตัว จากรูปที่ 4.3 สมมติให้วงจรกรองปรับตัวจนได้ค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมแล้ว (เกิดการลู่ค่าแล้ว) ซึ่งสามารถแสดงสมการที่เอาต์พุตได้ดังสมการที่ (4.28 ก) หรือแสดงในรูปผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรได้ดังสมการที่ (4.28 ข)

$$x(n) = u(n) + \sum_{i=0}^{M-1} b_i x(n-i-1) \quad (4.28 \text{ ก})$$

$$x(n) = \sum_{i=0}^{\infty} h(i) u(n-i) \quad (4.28 \text{ ข})$$

สมการที่ (4.28 ข) $h(i)$ หมายถึงผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรกรอง IIR และเมื่อช่วงระยะเวลาเพิ่มขึ้นขนาดของผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรกรองต่ำลงมาก ซึ่งสามารถพิจารณาตัดทิ้งส่วนนี้ได้ ดังนั้นจึงพิจารณาผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรกรอง IIR ด้วยการประมาณค่าในช่วงเวลาจำกัด ดังสมการ [22,24]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$x(n) = \sum_{i=0}^{L-1} h(i)u(n-i) \quad (4.29)$$

จากสมการที่ (4.29) ช่วงความยาวของผลตอบสนองอิมพัลส์ที่ทำการพิจารณาจะต้องมากพอสมควร ขณะเดียวกันสามารถแสดงสมการที่ (4.29) ในรูปเมตริกซ์ได้เป็น

$$\mathbf{x} = \mathbf{H}\mathbf{u} \quad (4.30 \text{ ก})$$

เมื่อ

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h(0) & 0 & 0 & \dots & 0 \\ h(1) & h(0) & 0 & \dots & 0 \\ h(2) & h(1) & h(0) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h(L-1) & h(L-2) & h(L-3) & \dots & h(0) \end{bmatrix} \quad (4.30 \text{ ข})$$

$\mathbf{x}$ และ $\mathbf{u}$ เป็นเวกเตอร์บรรจุสัญญาณเอาต์พุตและอินพุตของวงจรกรอง IIR แบบปรับตัวมีมิติ $L \times 1$ ตามลำดับ ขณะที่ $\mathbf{H}$ เป็นเมตริกซ์บรรจุผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรกรอง IIR แบบปรับตัวมีมิติ $L \times L$ ซึ่งผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรดังกล่าวมีลักษณะตรงข้ามกับช่องสัญญาณภาพซ้อน กล่าวคือ $\mathbf{H}$ เท่ากับ $\mathbf{G}^{-1}$ [24-26] และสามารถหาค่าอัตราสหสัมพันธ์ของสัญญาณที่เอาต์พุตของวงจรกรอง IIR แบบปรับตัวได้ดังสมการ

$$\mathbf{R}_x = E[\mathbf{x}\mathbf{x}^T] \quad (4.31)$$

เมื่อ $\mathbf{R}_x$ เป็นเมตริกซ์จัตุรัสแบบสมมาตร จากนั้นนำสมการที่ (4.23) แทนลงในสมการที่ (4.30 ก) แล้วนำผลที่ได้แทนลงในสมการที่ (4.31) ตามลำดับจึงได้

$$\mathbf{R}_x = E[\mathbf{s}\mathbf{s}^T] + E[\mathbf{s}\mathbf{v}^T]\mathbf{H}^T + \mathbf{H}E[\mathbf{v}\mathbf{s}^T] + \mathbf{H}E[\mathbf{v}\mathbf{v}^T]\mathbf{H}^T$$

ดังนั้น

$$\mathbf{R}_x = \mathbf{R}_s + \sigma_v^2 \mathbf{H}\mathbf{H}^T \quad (4.32)$$

เพื่อง่ายต่อการวิเคราะห์ในลำดับต่อไป สมมติให้เครื่องรับสัญญาณโทรศัพท์มีคุณภาพสูง และให้ค่า SNR (signal to noise ratio) ของสัญญาณที่เอาต์พุตของวงจรดีเทกต์สัญญาณภาพสูงเพียงพอจนสามารถพิจารณาตัดทิ้งพจน์ที่สองของสมการที่ (4.27) และ (4.32) ได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่เฉพาะเจาะจงเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\mathbf{R}_s \approx \mathbf{G}\mathbf{R}_y\mathbf{G}^T \quad (4.33 \text{ ก})$$

$$\mathbf{R}_x \approx \mathbf{R}_s \quad (4.33 \text{ ข})$$

จากสมการที่ (4.33 ก) แสดงถึงค่าเมตริกซ์อัตราส่วนสัมพันธ์ของสัญญาณอินพุตของวงจรกรอง IIR เกิดจากผลคูณของเมตริกซ์อัตราส่วนสัมพันธ์ของสัญญาณที่สถานีส่งซึ่งเป็นสัญญาณมีคุณลักษณะที่ต้องการกับเมตริกซ์ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณภาพซ้อน ดังนั้นลักษณะผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณภาพซ้อนจึงส่งผลกระทบโดยตรงต่อลักษณะการกระจายค่าเจาะจง (eigenvalue dispersion) ของเมตริกซ์อัตราส่วนสัมพันธ์สัญญาณที่อินพุตวงจรกรอง IIR ด้วยการพิจารณาอยู่ในรูปอัตราส่วนของ $\lambda_{\max}/\lambda_{\min}$ [21,22,25] โดย $\lambda_{\max}$ และ $\lambda_{\min}$ หมายถึงค่าเจาะจงสูงสุดและต่ำสุดตามลำดับ เมื่อพิจารณาสมการที่ (4.33 ข) ซึ่งเป็นเมตริกซ์อัตราส่วนสัมพันธ์ของสัญญาณที่เอาต์พุตของวงจรกรอง IIR จะเห็นได้ว่ามีค่าประมาณเท่ากับเมตริกซ์อัตราส่วนสัมพันธ์ของสัญญาณที่สถานีส่ง ดังนั้นจึงสามารถกล่าวได้ว่าค่าเจาะจงของเมตริกซ์อัตราส่วนสัมพันธ์สัญญาณที่เอาต์พุตของวงจรกรอง IIR ประมาณเท่ากับค่าเจาะจงของเมตริกซ์อัตราส่วนสัมพันธ์สัญญาณที่สถานีส่ง กล่าวคือ

$$\lambda_{x_i} \approx \lambda_{s_i} \quad i = 1, 2, 3, \dots, L \quad (4.34)$$

จากสมการที่ (4.33 ก) และ (4.33 ข) สามารถกล่าวได้ว่าการทำงานของวงจรกรอง IIR แบบปรับตัวส่งผลโดยตรงให้การกระจายค่าเจาะจงของเมตริกซ์อัตราส่วนสัมพันธ์สัญญาณที่รับมาจากช่องสัญญาณภาพซ้อนลดลงและทำให้วงจรกรอง FIR แบบปรับตัวที่ต่อเรียงจากวงจรกรอง IIR แบบปรับตัวสามารถปรับตัวได้ดีขึ้น เนื่องจากสัญญาณอ้างอิง $d(n)$ ของวงจรปรับตัวและสัญญาณ $s(n)$ ที่สถานีส่งมีคุณลักษณะทางสถิติที่เหมือนกัน ดังนั้น

$$\mathbf{R}_x \approx \mathbf{R}_s \approx \mathbf{R}_d \quad (4.35 \text{ ก})$$

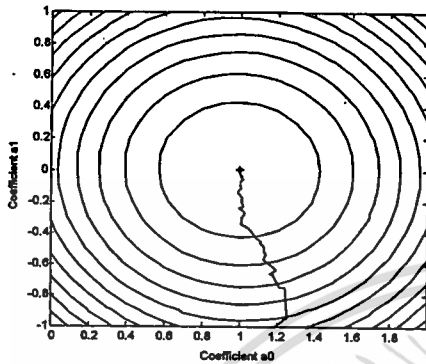
และ

$$\lambda_{x_i} \approx \lambda_{s_i} \approx \lambda_{d_i} \quad (4.35 \text{ ข})$$

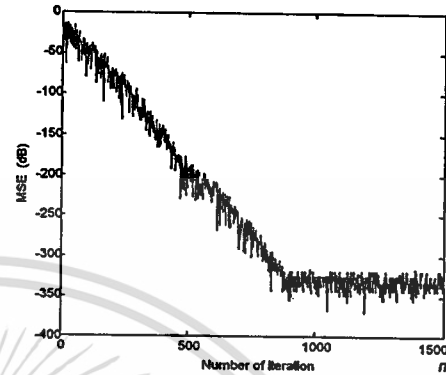
เมื่อ $\mathbf{R}_d$ เป็นเมตริกซ์อัตราส่วนสัมพันธ์ของสัญญาณอ้างอิง และเพื่อยืนยันถึงหลักการดังกล่าวจึงสมมติให้วงจรปรับตัวประกอบด้วยส่วนของวงจรกรอง IIR แบบปรับตัวมีสัมประสิทธิ์เพียงค่าเดียวและส่วนของวงจรกรอง FIR แบบปรับตัวมีสัมประสิทธิ์ 2 ค่า และให้ค่า μ เท่ากับ 1 แล้วนำสัญญาณที่มีคุณลักษณะทางสถิตินี้ไปป้อนเข้าสู่ช่องสัญญาณที่ทำให้เกิดการกระจายของค่าเจาะจงมากขึ้น จากนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำสัญญาณที่ได้นี้เข้าสู่วงจรปรับเท่าแบบปรับตัวเพื่อทำการแก้ไข ซึ่งสามารถแสดงลักษณะการลู่ค่าสัมประสิทธิ์และค่า MSE ของวงจรปรับเท่าในส่วนของวงจรกรอง FIR แบบปรับตัวดังรูปที่ 4.5



(ก) การลู่ค่าสัมประสิทธิ์



(ข) การลู่ค่า MSE

รูปที่ 4.5 ลักษณะการลู่ค่าสัมประสิทธิ์และค่า MSE ของวงจรปรับเท่าในส่วนของวงจรกรอง FIR

จากรูปที่ 4.5 ก พบว่าวงจรกรอง FIR สามารถปรับค่าสัมประสิทธิ์ได้เข้าใกล้ศูนย์กลางของวงรีมากกว่าเมื่อเทียบกับรูปที่ 3.12 ก นั้นหมายถึงสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองเข้าใกล้ค่าเหมาะสมที่สุดตามคำตอบของวินเนอร์-ฮอฟฟ์ ซึ่งสอดคล้องกับรูปที่ 4.5 ข กล่าวคือเมื่อสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองลู่เข้าสู่ค่าเหมาะสมจะให้ค่า MSE ต่ำที่สุดด้วยค่าประมาณ -330 dB ซึ่งมีค่าต่ำมากกว่าเมื่อเทียบกับรูปที่ 3.12 ข ขณะเดียวกันสามารถพิจารณาค่าเจาะจงของเมตริกซ์อัตราสหสัมพันธ์สัญญาณที่อินพุตและเอาต์พุตของส่วนวงจรกรอง IIR และสัญญาณอ้างอิงซึ่งมีคุณลักษณะที่ต้องการเปรียบเทียบกันดัง ตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 ลักษณะการกระจายค่าเจาะจงของเมตริกซ์อัตราสหสัมพันธ์สัญญาณ ณ ตำแหน่งต่าง ๆ

สัญญาณ	ค่าเจาะจงสูงสุด (λ_{max})	ค่าเจาะจงต่ำสุด (λ_{min})	การกระจายค่าเจาะจง ($\lambda_{max}/\lambda_{min}$)
อินพุตของ IIR	219.67362	1.02991	213.2939966
เอาต์พุตของ IIR	176.42168	1.47247	119.8134291
อ้างอิง	175.3265	1.48345	118.1883447

จากตารางที่ 4.1 พบว่าการทำงานของวงจรกรอง IIR แบบปรับตัวทำให้การกระจายค่าเจาะจงของเมตริกซ์อัตราสหสัมพันธ์สัญญาณมีคาลดลงและมีค่าใกล้เคียงกับค่าของสัญญาณอ้างอิงและผลเนื่องไม่ว่าการณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการกระจายค่าจะลดลงนี้ยังส่งผลโดยตรงทำให้การปรับค่าสัมประสิทธิ์ของส่วนวงจรกรอง FIR สามารถปรับได้ดียิ่งขึ้น

4.4 การวิเคราะห์หาจำนวนสัมประสิทธิ์ของวงจรปรับเท่าแบบปรับตัว

เนื่องจากวงจรปรับเท่ามีผลตอบสนองอิมพัลส์ลักษณะตรงข้ามกับช่องสัญญาณภาพซ้อน ซึ่งวงจรปรับเท่าที่มีโครงสร้าง FIR หรือ IIR โดยทั่วไปสามารถให้ผลตอบสนองอิมพัลส์ดังกล่าวได้ [27] จากสมการที่ (4.2 ข) สมมติให้เกิดสัญญาณภาพซ้อนเพียงสัญญาณเดียว (single ghost) หรือมีสัญญาณจากวิธีสะท้อนเพียงวิธีเดียว ดังนั้น

$$g(n) = \delta(n) + \alpha \delta(n - \ell) \quad \text{เมื่อ} \quad \alpha = \frac{\alpha_1}{\alpha_0} \quad (4.36)$$

ℓ หมายถึงตำแหน่ง (จำนวนจุด) ที่เกิดอิมพัลส์ของสัญญาณภาพซ้อน (หรือเวลาประวิง ℓ จุด) ซึ่งลักษณะผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณภาพซ้อนแสดงดังรูปที่ 4.6 ก เมื่อนำวงจรปรับเท่าที่มีโครงสร้าง FIR ตามขวางดังรูปที่ 3.10 มีสัมประสิทธิ์ N ค่า ซึ่งกรณีนี้สมมติให้วงจรกรองปรับตัวจนได้ค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมแล้วและมีสมการเอาต์พุตของวงจรดังสมการที่ (4.37 ก) ให้ผลตอบสนองอิมพัลส์ดังสมการที่ (4.37 ข)

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i u(n-i) \quad (4.37 \text{ ก})$$

$$h(n) = \delta(n) + \sum_{k=1}^{M-1} \beta_k \delta(n - k\ell) \quad (4.37 \text{ ข})$$

a_i คือสัมประสิทธิ์ของวงจรปรับเท่าให้ผลตอบสนองอิมพัลส์ด้วยขนาด β_k ออกมาที่อันดับ k ใด ๆ กล่าวคือวงจรให้ผลตอบสนองอิมพัลส์ออกมาที่ตำแหน่ง $\ell, 2\ell, \dots, (M-1)\ell$ เท่านั้น ที่ตำแหน่งอื่น ๆ ผลตอบสนองอิมพัลส์เท่ากับศูนย์ ($\beta_k = 0$) เมื่อทำการแปลง z (z - transform) สมการที่ (4.36) และ (4.37 ข) ตามลำดับจะได้

$$G(z) = 1 + \alpha z^{-\ell} \quad (4.38 \text{ ก})$$

$$H(z) = 1 + \sum_{k=1}^{M-1} \beta_k z^{-k\ell} \quad (4.38 \text{ ข})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$G(z)$ และ $H(z)$ คือฟังก์ชันถ่ายโอนของช่องสัญญาณภาพซ้อนและวงจรปรับเท่าตามลำดับ เมื่อนำสมการ (4.38 ก) และ (4.38 ข) มาคูณกันแล้วแปลง z ผกผันซึ่งให้คำตอบเท่ากับการประสานผลตอบสนองอิมพัลส์ของทั้งสอง

$$H_{out}(z) = G(z)H(z) \quad (4.39 \text{ ก})$$

หรือ

$$h_{out}(n) = g(n) * h(n) \quad (4.39 \text{ ข})$$

นำสมการที่ (4.38 ก) และ (4.38 ข) แทนลงในสมการที่ (4.39 ก) จะได้

$$H_{out}(z) = 1 + \alpha z^{-\ell} + \sum_{k=1}^{M-1} \beta_k z^{-k\ell} + \alpha \sum_{k=1}^{M-1} \beta_k z^{-(k+1)\ell} \quad (4.40)$$

กระจายแต่ละพจน์ของสมการที่ (4.40) ออกมา

$$H_{out}(z) = 1 + \alpha z^{-\ell} + \beta_1 z^{-\ell} + \beta_2 z^{-2\ell} + \dots + \beta_{M-1} z^{-(M-1)\ell} \\ + \alpha \beta_1 z^{-2\ell} + \alpha \beta_2 z^{-3\ell} + \dots + \alpha \beta_{M-1} z^{-M\ell}$$

$$H_{out}(z) = 1 + (\alpha + \beta_1)z^{-\ell} + (\alpha \beta_1 + \beta_2)z^{-2\ell} + (\alpha \beta_2 + \beta_3)z^{-3\ell} + \dots + \alpha \beta_{M-1} z^{-M\ell} \quad (4.41 \text{ ก})$$

หรือ

$$h_{out}(n) = \delta(n) + (\alpha + \beta_1)\delta(n-\ell) + (\alpha \beta_1 + \beta_2)\delta(n-2\ell) + \dots + \alpha \beta_{M-1}\delta(n-M\ell) \quad (4.41 \text{ ข})$$

สามารถแสดงลักษณะการเกิดผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรกรอง FIR ตามขวางได้ดังรูปที่ 4.6 ข และจากสมการที่ (4.41 ข) สามารถกำจัดอิมพัลส์ตั้งแต่พจน์ที่ 2 ถึงพจน์ที่ $M-1$ ได้เมื่อกำหนดให้มีเงื่อนไขเป็น

$$\alpha + \beta_1 = 0$$

$$\alpha \beta_1 + \beta_2 = 0$$

$$\alpha \beta_2 + \beta_3 = 0$$

$$(4.42)$$

$$\vdots \quad \vdots$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ $\alpha \beta_{M-2} + \beta_{M-1} = 0$ นั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นั่นคือ

$$\beta_1 = -\alpha$$

$$\beta_2 = \alpha^2$$

$$\beta_3 = -\alpha^3$$

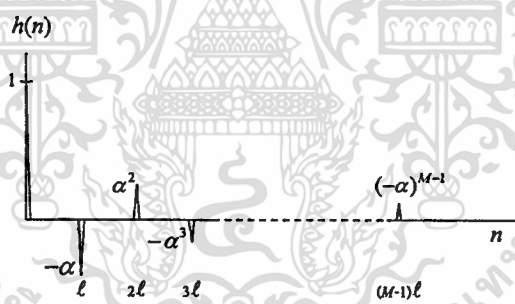
$$\vdots \quad \vdots$$

$$\beta_{M-1} = (-\alpha)^{M-1}$$

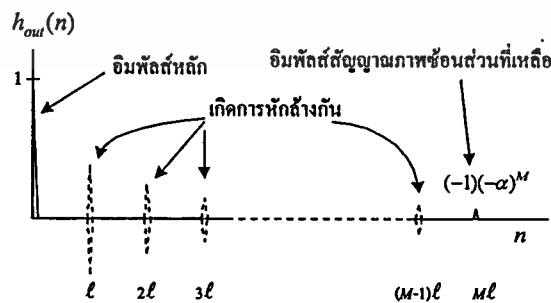
(4.43)



(ก) ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณภาพซ้อน



(ข) ผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรปรับเท่าโครงสร้าง FIR



(ค) ผลการประสานผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรปรับเท่าโครงสร้าง FIR

รูปที่ 4.6 ลักษณะการเกิดผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรปรับเท่าโครงสร้าง FIR ตามขวาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นผลการประสานผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรปรับเท่าโครงสร้าง FIR ตามขวางสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (4.44) และลักษณะการเกิดผลตอบสนองอิมพัลส์ดังกล่าวแสดงดังรูปที่ 4.6 ค

$$h_{out}(n) = \delta(n) + (-1)(-\alpha)^M \delta(n - M\ell) \quad (4.44)$$

จากสมการที่ (4.44) และรูปที่ 4.6 ค อิมพัลส์ปรากฏที่เอาต์พุตของวงจรปรับเท่าประกอบด้วยอิมพัลส์ของสัญญาณหลัก (original signal) ซึ่งเป็นสัญญาณที่ต้องการและอิมพัลส์ของสัญญาณภาพซ้อนที่ถูกประวิงห่างออกไปด้วย $M\ell$ ตำแหน่งและมีขนาดลดลงด้วยกำลัง M

เพื่อความสะดวกโดยทั่วไปส่วนใหญ่มีการพิจารณาอยู่ในรูปอัตราส่วนระหว่างกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณหลักที่ปราศจากภาพซ้อนซึ่งเป็นสัญญาณที่ต้องการต่อสัญญาณที่ถูกประวิงเวลาและเป็นสาเหตุทำให้เกิดภาพซ้อนที่เครื่องรับซึ่งเป็นสัญญาณที่ไม่ต้องการ (desired to undesired ratio) หรือค่า D/U สำหรับค่านี้จะไม่มีการนำสัญญาณรบกวน AWGN ที่เกิดขึ้นในระบบมาพิจารณา [27]



(ก) พิจารณาที่อินพุตของวงจรปรับเท่า



(ข) พิจารณาที่เอาต์พุตของวงจรปรับเท่า

รูปที่ 4.7 การพิจารณาผลตอบสนองอิมพัลส์ในลักษณะของค่า D/U

จากรูปที่ 4.7 ก เป็นการพิจารณาผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณภาพซ้อนซึ่งเป็นอินพุตของวงจรปรับเท่าในรูปของค่า $\sqrt{(D/U)}_{in}$ และรูปที่ 4.7 ข อิมพัลส์ปรากฏที่เอาต์พุตของวงจรปรับเท่าในรูปของค่า $\sqrt{(D/U)}_{out}$ ดังนั้น

$$g(n) = \delta(n) + \frac{1}{(\sqrt{D/U})_{in}} \delta(n-\ell) \quad (4.45 \text{ ก})$$

และ

$$h_{out}(n) = \delta(n) + \frac{(-1)}{(-\sqrt{D/U})_{in}^M} \delta(n-M\ell) \quad (4.45 \text{ ข})$$

ที่เวลา n เท่ากับ $M\ell$ อิมพัลส์ปรากฏที่เอาต์พุตของวงจรปรับเท่าเป็น

$$h_{out}(M\ell) = \frac{1}{(\sqrt{D/U})_{out}} = \frac{(-1)}{(-\sqrt{D/U})_{in}^M} \quad (4.46)$$

ดังนั้น

$$\begin{aligned} |(D/U)_{out} &= |(D/U)_{in}^M \\ M &= \frac{\log|(D/U)_{out}}{\log|(D/U)_{in}} \end{aligned} \quad (4.47)$$

หรือ

$$M = \frac{(D/U)_{out}}{(D/U)_{in}} \quad (4.48)$$

สมการที่ (4.48) M หมายถึงจำนวนสัมประสิทธิ์ของวงจรปรับเท่าที่ทำงาน กล่าวคือ

$$\begin{aligned} a_i &= \frac{1}{(-\sqrt{D/U})_{in}^k} & i &= k\ell \\ & & k &= 1, 2, 3, \dots, M-1 \end{aligned} \quad (4.49 \text{ ก})$$

$$a_i = 0 \quad i \neq k\ell \quad (4.49 \text{ ข})$$

$(D/U)_{in}$ และ $(D/U)_{out}$ ในสมการที่ (4.48) มีหน่วย dB ขณะเดียวกันจากสมการที่ (4.37 ก) จะต้องสร้างวงจรปรับเท่าโครงสร้าง FIR ตามขวางด้วยจำนวนสัมประสิทธิ์ N ค่าตามความสัมพันธ์ดังสมการ

$$N \geq \ell(M-1)+1 \quad (4.50)$$

สำหรับการสร้างวงจรปรับเท่าด้วยโครงสร้างวงจรกรอง IIR แบบ all-pole มีคุณลักษณะดังสมการที่ (4.51)

$$y(n) = u(n) + \sum_{i=0}^{N-1} b_i y(n-i-1) \quad (4.51)$$

และให้ฟังก์ชันถ่ายโอนเป็น

$$H(z) = \frac{1}{1 - \sum_{i=0}^{N-1} b_i z^{-(i+1)}} \quad (4.52)$$

นำสมการที่ (4.38 ก) แทนค่า α ด้วย $\frac{1}{\sqrt{(D/U)_{in}}}$ แล้วคูณกับสมการที่ (4.52) จะได้

$$H_{out}(z) = \frac{1 + \left(\frac{1}{\sqrt{(D/U)_{in}}}\right) z^{-\ell}}{1 - \sum_{i=0}^{N-1} b_i z^{-(i+1)}} \quad (4.53)$$

สมการที่ (4.53) อิมพัลส์ของสัญญาณที่ก่อให้เกิดภาพซ้อนนั้นสามารถกำจัดออกไปได้เมื่อสัมประสิทธิ์ของวงจรปรับเท่าโครงสร้าง IIR มีค่าตามเงื่อนไข

$$b_i = \frac{-1}{\left(\sqrt{D/U}\right)_{in}} \quad \text{เมื่อ } i = \ell-1 \quad (4.54 \text{ ก})$$

$$b_i = 0 \quad \text{เมื่อ } i \neq \ell-1 \quad (4.54 \text{ ข})$$

ดังนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H_{out}(z) = \frac{1 + \frac{1}{(\sqrt{D/U})_{in}} z^{-\ell}}{1 + \frac{1}{(\sqrt{D/U})_{in}} z^{-\ell}} = 1 \quad (4.55)$$

และ

$$h_{out}(n) = \delta(n) \quad (4.56)$$

ด้วยเหตุนี้จากสมการที่ (4.54) และ (4.55) จำนวนสัมประสิทธิ์ของวงจรปรับเท่าโครงสร้าง IIR จึงมากกว่าหรือเท่ากับตำแหน่ง (หรือจำนวนจุด) ที่เกิดอิมพัลส์ของสัญญาณภาพซ้อนกล่าวคือ

$$N \geq \ell \quad (4.57)$$

สำหรับวงจรปรับเท่าที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้มีโครงสร้างลักษณะการต่อเรียงกันของวงจรกรอง IIR และ FIR ดังรูปที่ 4.2 จึงยังส่งผลดีทำให้การกำจัดสัญญาณภาพซ้อนมีประสิทธิภาพมากขึ้นขณะเดียวกันสำหรับในส่วนของวงจรกรอง FIR ที่ต่อเรียงกับวงจรกรอง IIR นั้นยังต้องการจำนวนสัมประสิทธิ์น้อยกว่าเมื่อเทียบกับในกรณีวงจรปรับเท่าโครงสร้าง FIR เพียงอย่างเดียว กล่าวคือ

$$N < \ell(M-1)+1 \quad (4.58)$$

4.5 สรุป

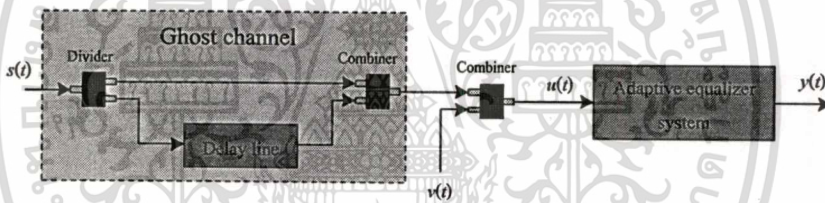
บทนี้ได้กล่าวถึงทฤษฎีและหลักการของวงจรปรับเท่าแบบปรับตัวที่นำเสนอ โดยเริ่มต้นด้วยการกล่าวถึงแบบจำลองของระบบที่ใช้สำหรับวิเคราะห์ จากนั้นได้กล่าวถึงลักษณะโครงสร้างของวงจรที่นำเสนอ หลักการทำงานของอัลกอริทึมการปรับตัวของวงจรแต่ละส่วนและลักษณะการรู้และเสถียรภาพของการปรับตัว ซึ่งวงจรที่นำเสนออาศัยอัลกอริทึมการปรับตัวแบบ LMS จากนั้นกล่าวถึงผลการทำงานของวงจรกรอง IIR แบบปรับตัว ผลจากการวิเคราะห์พบว่าวงจรกรอง IIR สามารถลดการกระจายค่าเจาะจงของเมตริกซ์อัตสหสัมพันธ์สัญญาณอินพุตของวงจรปรับเท่าซึ่งเป็นสัญญาณที่รับมาจากช่องสัญญาณภาพซ้อน อันดับสุดท้ายได้กล่าวถึงการวิเคราะห์เพื่อหาจำนวนสัมประสิทธิ์ของวงจรปรับเท่าแบบปรับตัวที่เหมาะสมต่อการแก้ไขปัญหาสัญญาณภาพซ้อน

บทที่ 5

ผลการวิจัย

5.1 แผนภาพการทดสอบระบบ

เพื่อเป็นการยืนยันถึงทฤษฎีและหลักการแก้ไขปัญหาสัญญาณภาพซ้อนที่กล่าวมาแล้วในบทที่ 4 ในบทนี้จึงได้ทำการทดลองจริงเพื่อยืนยันผลอีกครั้ง ดังนั้นจากรูปที่ 4.1 สามารถนำมาสร้างจริงได้ดังรูปที่ 5.1 ซึ่งช่องสัญญาณภาพซ้อนสร้างได้ด้วยอาศัยตัวเส้นประวิง (delay line) ตัวรวมกำลังสัญญาณ (power combiner) และตัวแบ่งกำลังสัญญาณ (power divider) ทำงานร่วมกันและอาศัยบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัลทำงานเป็นวงจรปรับเท่าแบบปรับตัว

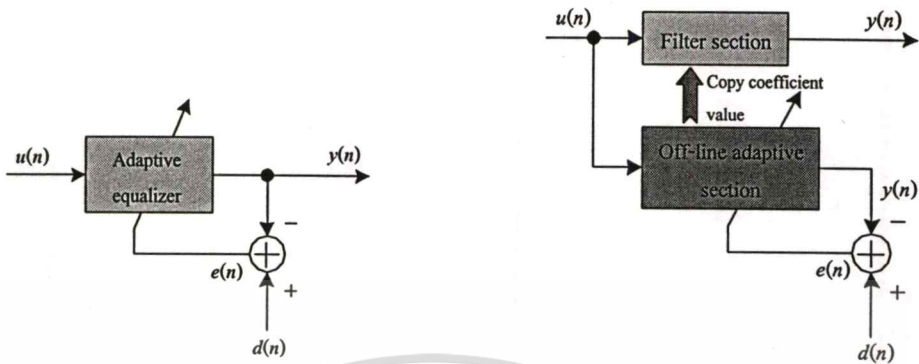


รูปที่ 5.1 แผนภาพการทดสอบของระบบ

จากรูป $s(t)$ คือสัญญาณเบสแบนด์ภาพเปรียบเสมือนสัญญาณที่สถานีส่ง $u(t)$ คือสัญญาณที่อินพุตของวงจรปรับเท่าแบบปรับตัว ซึ่งเปรียบเสมือนเป็นสัญญาณที่เอาต์พุตวงจรดีเทกต์ภาพของเครื่องรับโทรทัศน์และเป็นสัญญาณที่เกิดสัญญาณภาพซ้อนขึ้นเนื่องจากช่องสัญญาณภาพซ้อน $v(t)$ คือสัญญาณรบกวนที่เครื่องรับโทรทัศน์ซึ่งสมมติให้เป็นแบบ AWGN และ $y(t)$ คือสัญญาณเอาต์พุตของวงจรปรับเท่าแบบปรับตัวที่ได้รับการกำจัดสัญญาณภาพซ้อนแล้ว

วงจรปรับเท่าแบบปรับตัวสามารถสร้างได้ 2 ลักษณะได้แก่ วงจรปรับเท่าแบบปรับตัวตลอดเวลา (on-line adaptive equalizer) และวงจรปรับเท่าแบบปรับตัวเป็นช่วงจังหวะ (off-line adaptive equalizer) [20] ดังรูปที่ 5.2 ซึ่งวงจรปรับเท่าตามรูปที่ 5.2 ก มีการปรับตัวทุกครั้งเมื่อมีสัญญาณเข้ามาที่อินพุต ณ เวลา n ใด ๆ ขณะที่วงจรตามรูป 5.2 ข ปรับตัวตามจังหวะการเข้ามาของสัญญาณอ้างอิงเท่านั้น ดังนั้นด้วยโครงสร้างลักษณะนี้จึงเหมาะสมในการนำมาสร้างวงจรปรับเท่าแบบปรับตัวเพื่อแก้ไขสัญญาณภาพซ้อนของสัญญาณโทรทัศน์ระบบ PAL ด้วยโครงสร้างของวงจร

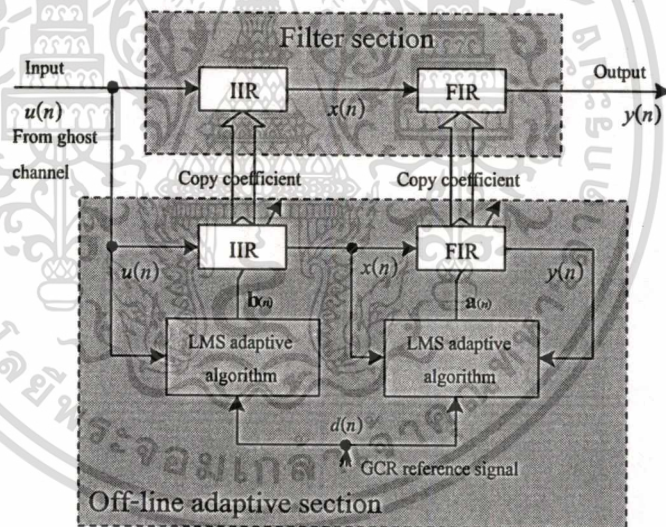
ที่นำเสนอจากรูปที่ 5.3



(ก) วงจรปรับเท่าแบบปรับตัวตลอดเวลา

(ข) วงจรปรับเท่าแบบปรับตัวเป็นจังหวะ

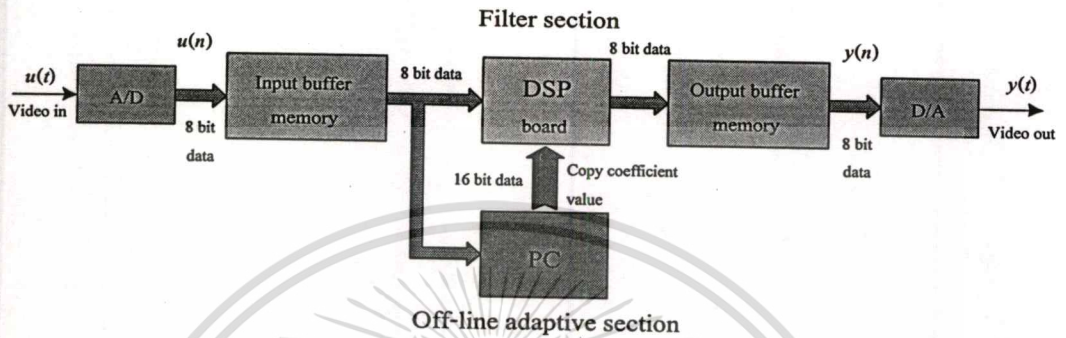
รูปที่ 5.2 ลักษณะการสร้างวงจรปรับเท่าแบบปรับตัว



รูปที่ 5.3 โครงสร้างวงจรปรับเท่าที่นำเสนอตามลักษณะรูปที่ 5.2 ข

จากรูปที่ 5.3 ประกอบด้วยสองส่วนได้แก่ ส่วนของวงจรกรองแบบไม่ปรับตัว (filter section) และวงจรกรองแบบปรับตัวตามจังหวะ (off-line adaptive section) โดยปกติสัญญาณภาพรวม (composite video) ถูกป้อนผ่านเข้าไปในชุดวงจรกรองแบบไม่ปรับตัวเพื่อแก้ไขสัญญาณภาพซ้อน โดยวงจรชุดนี้จะต้องมีผลตอบสนองอิมพัลส์ตรงข้ามกับช่องสัญญาณภาพซ้อน ดังนั้นสัญญาณที่ได้จากเอาต์พุตของวงจรชุดนี้จึงเป็นสัญญาณที่ถูกกำจัดสัญญาณภาพซ้อนออกไปแล้ว ขณะที่ชุดวงจรกรองแบบปรับตัวตามจังหวะจะรับเฉพาะสัญญาณ GCR เข้ามาที่อินพุตของวงจรเท่านั้น ซึ่งวงจรเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชุดนี้ถูกใช้สำหรับคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ให้กับวงจรกรองแบบไม่ปรับตัว เมื่อคำนวณค่าสัมประสิทธิ์จนได้ค่าที่เหมาะสมแล้วจึงสำเนาสัมประสิทธิ์ให้กับวงจรกรองแบบไม่ปรับตัว โดยการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ได้อาศัยสัญญาณ GCR ที่ส่งมาในเส้น 318 ของสัญญาณภาพจากสถานีส่งและสัญญาณ GCR ที่เก็บไว้แล้วในหน่วยความจำของทางด้านรับซึ่งเป็นสัญญาณอ้างอิง



รูปที่ 5.4 แผนภาพการสร้างวงจรปรับเท่าแบบปรับตัวในทางปฏิบัติ

รูปที่ 5.4 แสดงแผนภาพการทำงานของวงจรปรับเท่าแบบปรับตัวที่สร้างจริงตามรูปแบบของรูปที่ 5.3 โดยอาศัยบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล รุ่น TMS320C6211 DSK starter kit ของบริษัท Texas instruments ทำหน้าที่เป็นชุดวงจรกรองแบบไม่ปรับตัว และไมโครคอมพิวเตอร์ (PC) ทำหน้าที่เป็นวงจรกรองแบบปรับตัวตามจังหวะ

สัญญาณภาพแอนะล็อกจากเอาต์พุตของช่องสัญญาณภาพซ้อนถูกสุ่มและแปลงเป็นสัญญาณดิจิทัลขนาด 8 บิต มีอัตราสุ่ม 12 Msps (mega sample per second) ด้วยตัว A/D (analog to digital converter) เนื่องจากบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัลรุ่นดังกล่าวไม่สามารถทำงานที่เวลาจริงได้ จึงให้บอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัลทำงานและแสดงผลในลักษณะภาพนิ่งบนหน้าจอเครื่องรับโทรทัศน์ ด้วยเหตุนี้สัญญาณข้อมูลภาพจาก A/D จึงถูกนำมาเก็บในหน่วยความจำสำรองชนิด RAM ทางอินพุต (input buffer memory) ขนาด 512 kbyte ซึ่งสามารถเก็บข้อมูลภาพได้ 1 เฟรมภาพ เมื่อเก็บข้อมูลภาพในหน่วยความจำสำรองทางอินพุตจนครบ 1 เฟรมแล้วจึงถ่ายข้อมูลภาพเข้าสู่บอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัลเพื่อทำการประมวลผลสัญญาณตามหลักการและโครงสร้างของวงจรที่นำเสนอ ผลลัพธ์ที่ได้ถูกนำไปเก็บไว้ในหน่วยความจำสำรองทางเอาต์พุต (output buffer memory) จนครบ 1 เฟรมภาพ จากนั้นข้อมูลภาพจึงถูกถ่ายไปยังตัวแปลงข้อมูลภาพดิจิทัลเป็นสัญญาณภาพแอนะล็อกด้วยตัว D/A (digital to analog converter) ขนาด 8 บิต มีอัตราสุ่ม 12 Msps สัญญาณภาพจากเอาต์พุตของ D/A สามารถนำไปป้อนเข้าหัว video in หรือ AV in ของเครื่องรับโทรทัศน์เพื่อให้สามารถแสดงภาพนิ่งปรากฏบนหน้าจอได้ สำหรับชุดไมโครคอมพิวเตอร์ทำหน้าที่เป็นวงจรกรองแบบปรับตัวตามจังหวะซึ่งจะนำเฉพาะข้อมูลสัญญาณ GCR ออกมาจากหน่วยความจำสำรองทางอินพุตเท่านั้นเพื่อนำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณ GCR ที่เก็บไว้แล้วในไมโครคอมพิวเตอร์อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หน่วยความจำของไมโครคอมพิวเตอร์ แล้วนำผลที่ได้จากการเปรียบเทียบนี้ไปเป็นเกณฑ์ในการคำนวณหาสัมประสิทธิ์ให้แก่วงจรกรองแบบไม่ปรับตัว (บอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล) ด้วยอัลกอริทึมการคำนวณแบบ LMS

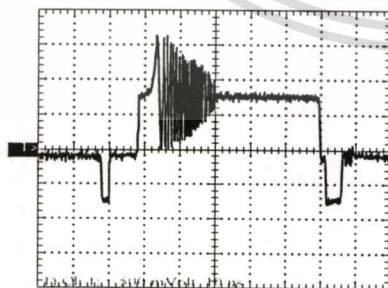
เนื่องจากสัญญาณ GCR ที่ส่งมาจากเครื่องส่งมีข้อสัญญาณบวกและลบสลับกันในแต่ละเฟรม ดังนั้นจึงต้องนำสัญญาณ GCR ที่รับได้มาหาค่าเฉลี่ยด้วยจำนวน 4 เฟรม ดังสมการ [19]

$$GCR_{av} = \frac{GCR_1 - GCR_2 + GCR_3 - GCR_4}{4} \quad (5.1)$$

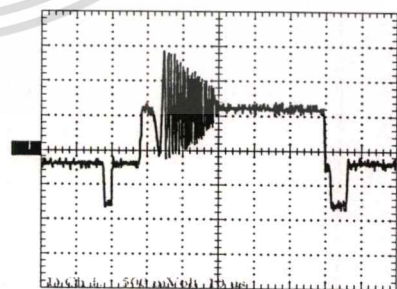
เมื่อ GCR_1 และ GCR_3 มีข้อสัญญาณบวก GCR_2 และ GCR_4 มีข้อสัญญาณลบ การหาค่าเฉลี่ยสัญญาณตามสมการที่ (5.1) ทำให้สามารถกำจัดสัญญาณเชิงกึ่งทางแนวนอนและสัญญาณเบรสต์สีออกไปได้ ขณะเดียวกันสามารถลดสัญญาณรบกวน AWGN ลงได้ด้วยซึ่งส่งผลให้ค่า SNR ของสัญญาณสูงขึ้น [19]

5.2 การแก้ไขสัญญาณภาพซ้อนที่เวลาประวิง 680 นาโนวินาที

เนื่องจากสถานีโทรทัศน์สีกองทัพบกช่อง 7 ได้ส่งสัญญาณ GCR ตามมาตรฐานระบบ PAL มาในเส้นที่ 318 ของสัญญาณภาพ ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงอาศัยสัญญาณภาพและ GCR จากช่อง 7 สีเพื่อใช้ในการทดลองเป็นหลัก สำหรับสัญญาณ GCR ที่เก็บไว้ในหน่วยความจำของไมโครคอมพิวเตอร์แล้วนั้นจะต้องมีคุณลักษณะเหมือนกับสัญญาณ GCR ที่สถานีส่งก่อนที่จะทำการออกอากาศ แต่เนื่องจากไม่สามารถหาสัญญาณ GCR ดังกล่าวมาทำการเก็บไว้ในหน่วยความจำได้ จึงแก้ไขปัญหาดังกล่าวด้วยการใช้สัญญาณ GCR ที่รับได้จากเครื่องรับแทน ด้วยการนำสายอากาศที่มีสภาพเจาะจงทิศทางสูงมารับสัญญาณจากสถานีโทรทัศน์สีกองทัพบกช่อง 7 เพื่อให้ได้ภาพมีความชัดเจนที่สุดและปราศจากภาพซ้อน ซึ่งให้ลักษณะสัญญาณดังรูปที่ 5.5



(ก) สัญญาณ GCR ขั้วบวก

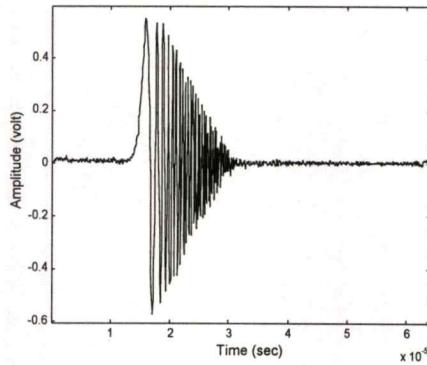


(ข) สัญญาณ GCR ขั้วลบ

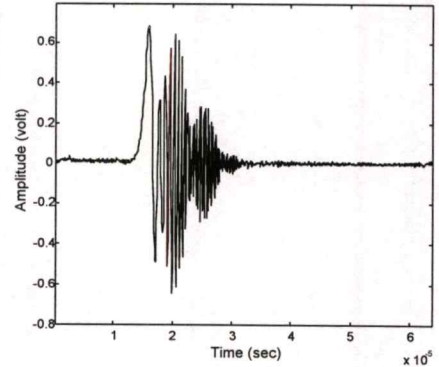
รูปที่ 5.5 สัญญาณ GCR ที่รับได้จากสถานีส่ง

จากนั้นนำสัญญาณ GCR ที่รับได้มาหาค่าเฉลี่ย ดังแสดงในรูปที่ 5.6 ก แล้วเก็บลงในหน่วยความจำของไมโครคอมพิวเตอร์เพื่อใช้เป็นสัญญาณอ้างอิง

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) สัญญาณ GCR เฉลี่ยที่เก็บในหน่วย
ความจำของไมโครคอมพิวเตอร์



(ข) สัญญาณ GCR เฉลี่ยเมื่อเกิดสัญญาณภาพซ้อน
ที่เวลาประวิง 680 นาโนวินาที

รูปที่ 5.6 สัญญาณ GCR เฉลี่ยที่ใช้ในการทดลอง

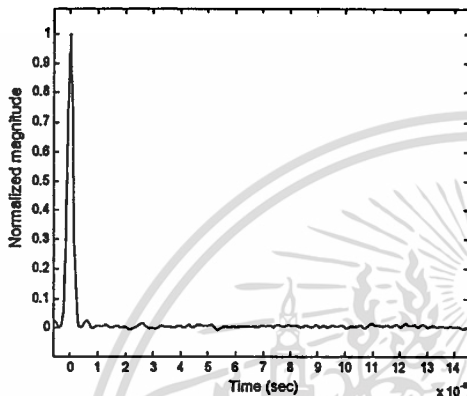
อาศัยแผนภาพตามรูปที่ 5.1 ทำการทดลอง โดยเลือกตัวเส้นประวิงที่มีเวลาประวิง 680 นาโนวินาที และสัญญาณ $s(t)$ ซึ่งเสมือนเป็นสัญญาณที่สถานีส่งนั้นอาศัยสัญญาณจากขั้ว video out ของเครื่องรับโทรทัศน์ที่เป็นสัญญาณปราศจากสัญญาณภาพซ้อน แต่เนื่องจากสัญญาณที่ได้นี้มีสัญญาณรบกวนเกิดขึ้นอยู่แล้วคือสัญญาณ $v(t)$ ตามแผนภาพรูปที่ 5.1 จึงไม่ต้องทำการสร้างสัญญาณ $v(t)$ ขึ้นมาและจากการวัดสัญญาณที่ได้ให้ค่า SNR ประมาณ 40 dB จากนั้นนำสัญญาณดังกล่าวป้อนเข้าสู่ช่องสัญญาณภาพซ้อนที่สร้างขึ้นและทำให้เกิดภาพซ้อนขึ้นดังรูปที่ 5.7 ซึ่งจากรูปจะสังเกตเห็นภาพซ้อนทางด้านขวาของรูป และค่าเฉลี่ยสัญญาณ GCR ที่เกิดสัญญาณภาพซ้อนแสดงดังรูปที่ 5.6 ข ซึ่งจากรูปพบว่าสัญญาณมีความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณเนื่องจากช่องสัญญาณภาพซ้อน



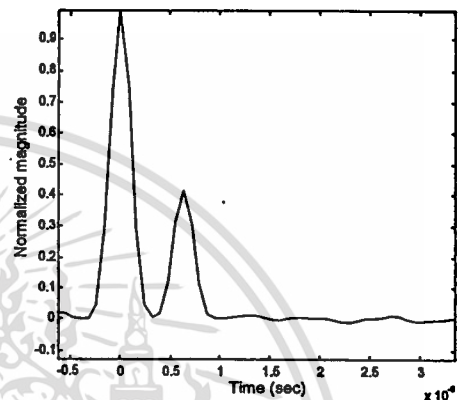
รูปที่ 5.7 การเกิดภาพซ้อนเนื่องจากช่องสัญญาณภาพซ้อนทำให้เกิดภาพซ้อนที่เวลาประวิง
680 นาโนวินาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทำการหาค่าสหสัมพันธ์ของสัญญาณ GCR จะทำให้ทราบผลตอบแทนของอิมพัลส์ของสัญญาณ [9,19] ดังนั้นค่าสหสัมพันธ์ของสัญญาณในรูปที่ 5.6 ก สามารถหาได้และแสดงดังรูปที่ 5.8 ก ค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างสัญญาณรูปที่ 5.6 ก กับ 5.6 ข แสดงดังรูปที่ 5.8 ข



(ก) ค่าสหสัมพันธ์ของรูปที่ 5.6 ก



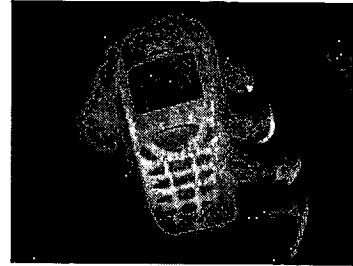
(ข) ค่าสหสัมพันธ์ของรูปที่ 5.6 ข

รูปที่ 5.8 ค่าสหสัมพันธ์ของสัญญาณ GCR เฉลี่ย

จากรูปที่ 5.8 ข พบว่าอิมพัลส์ของสัญญาณภาพซ้อนปรากฏที่ 680 นาโนวินาที ($\ell \approx 8$ จุด) ซึ่งให้ค่า D/U ประมาณ 8 dB ถ้าต้องการแก้ไขสัญญาณภาพซ้อนเพื่อให้ได้ค่า D/U ที่เอาต์พุตของวงจรปรับเท่ามีค่าประมาณ 30 dB อาศัยความสัมพันธ์ในหัวข้อที่ 4.4 จึงสามารถกำหนดให้จำนวนสัมประสิทธิ์ของวงจรกรอง IIR เท่ากับ 10 ค่า FIR เท่ากับ 20 ค่า (วงจรปรับเท่าโครงสร้าง FIR ทั่วไปต้องการสัมประสิทธิ์มากกว่า 25 ค่า) ให้ μ_1 และ μ_2 มีค่าเท่ากันโดยให้เท่ากับ 0.01 จากนั้นนำสัญญาณในรูปที่ 5.6 ก และ 5.6 ข มาใช้คำนวณหาสัมประสิทธิ์ด้วยอัลกอริทึม LMS ในชุดไมโครคอมพิวเตอร์ ซึ่งลักษณะการหาค่าสัมประสิทธิ์สามารถพิจารณาเปรียบเทียบได้กับลักษณะการหาค่า MSE (mean square error) ดังแสดงในรูปที่ 5.9 ก ผลตอบแทนอิมพัลส์โดยรวมของวงจรปรับเท่าหลังจากสัมประสิทธิ์รู้แล้วแสดงดังรูปที่ 5.9 ข และสัมประสิทธิ์ของวงจรแสดงดังรูปที่ 5.9 ค และ 5.9 ง ตามลำดับ



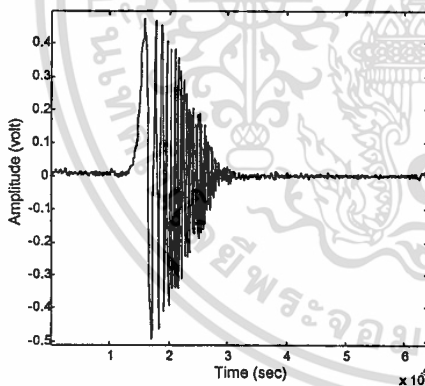
(ก) ภาพก่อนการแก้ไขภาพซ้อน



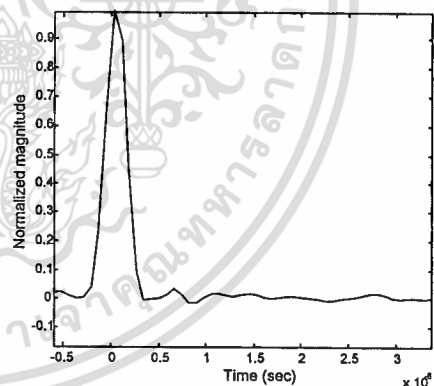
(ข) ภาพหลังการแก้ไขภาพซ้อน

รูปที่ 5.10 ผลเปรียบเทียบระหว่างภาพก่อนและหลังแก้ไขภาพซ้อนเมื่อช่องสัญญาณภาพซ้อนทำให้เกิดภาพซ้อนที่เวลาประวิง 680 นาโนวินาที

สัญญาณ GCR เฉลี่ยหลังจากแก้ไขสัญญาณภาพซ้อนแล้วแสดงดังรูปที่ 5.11 ก และค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างสัญญาณ GCR เฉลี่ยรูปที่ 5.6 ก และ 5.11 ก แสดงดังรูปที่ 5.11 ข ซึ่งพบว่าอิมพัลส์ของสัญญาณภาพซ้อนมีขนาดลดลงและให้ค่า D/U ประมาณ 30 dB



(ก) สัญญาณ GCR เฉลี่ยหลังการแก้ไขสัญญาณภาพซ้อนแล้ว

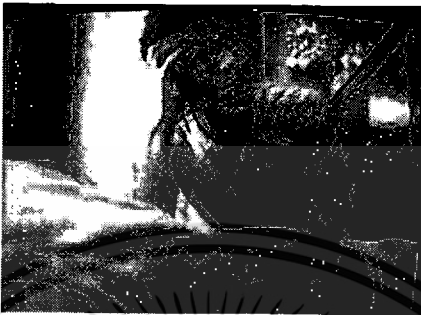


(ข) ค่าสหสัมพันธ์ของรูปที่ 5.11 ก

รูปที่ 5.11 สัญญาณ GCR เฉลี่ยและค่าสหสัมพันธ์ข้ามของสัญญาณหลังการแก้ไขสัญญาณภาพซ้อนเมื่อช่องสัญญาณภาพซ้อนทำให้เกิดภาพซ้อนที่เวลาประวิง 680 นาโนวินาที

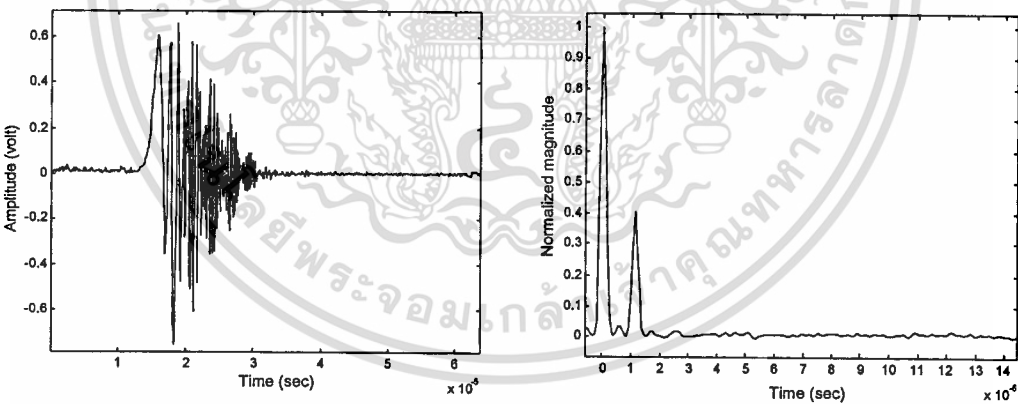
5.3 การแก้ไขสัญญาณภาพซ้อนที่เวลาประวิง 1.2 ไมโครวินาที

การทดลองหัวข้อนี้ปฏิบัติลักษณะเดียวกันกับหัวข้อที่ 5.2 แต่มีความแตกต่างที่ตัวเส้นประวิงโดยเปลี่ยนจากตัวเส้นประวิงที่มีค่าเวลาประวิง 680 นาโนวินาที เป็น 1.2 ไมโครวินาที ซึ่งทำให้เกิดภาพซ้อนสามารถสังเกตได้ชัดเจนมากขึ้นดังรูปที่ 5.12



รูปที่ 5.12 การเกิดภาพซ้อนเนื่องจากช่องสัญญาณภาพซ้อนทำให้เกิดภาพซ้อนที่เวลาประวิง 1.2 ไมโครวินาที

สัญญาณ GCR เล็กๆ ที่เกิดสัญญาณภาพซ้อนแสดงดังรูปที่ 5.13 ก ค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรูปที่ 5.6 ก และ 5.13 ก แสดงดังรูปที่ 5.13 ข



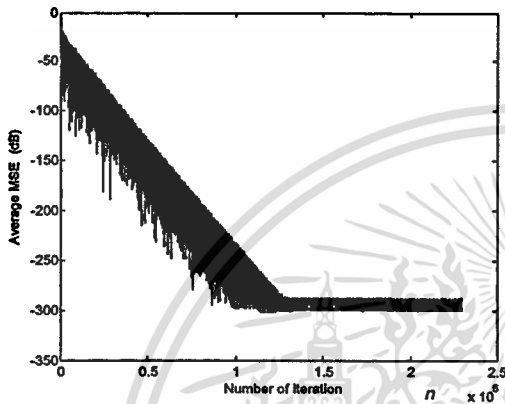
(ก) สัญญาณ GCR เล็กๆ เมื่อเกิดสัญญาณภาพซ้อนที่เวลาประวิง 1.2 ไมโครวินาที

(ข) ค่าสหสัมพันธ์ของรูปที่ 5.13 ก

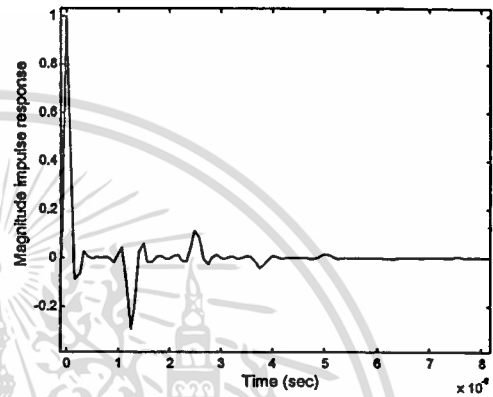
รูปที่ 5.13 สัญญาณ GCR เล็กๆ และค่าสหสัมพันธ์ข้ามของสัญญาณภาพซ้อนเมื่อช่องสัญญาณภาพซ้อนทำให้เกิดภาพซ้อนที่เวลาประวิง 1.2 ไมโครวินาที

จากรูปที่ 5.13 ข พบว่าอิมพัลส์ของสัญญาณภาพซ้อนปรากฏที่ 1.2 ไมโครวินาที ($\ell \approx 15$ จุด) ให้ค่า D/U ประมาณ 8 dB ถ้าต้องการแก้ไขสัญญาณภาพซ้อนเพื่อให้มีค่า D/U ที่เอาต์พุตของวงจรปรับเท่าเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

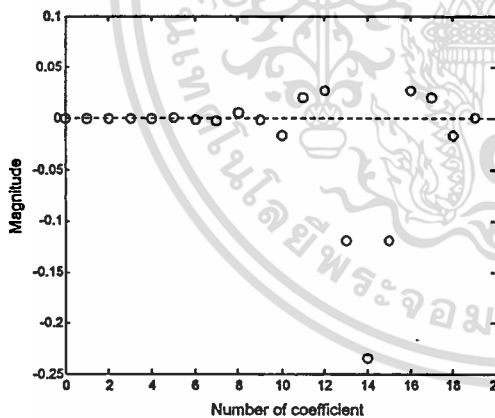
มีค่าประมาณ 30 dB และอาศัยหลักการในหัวข้อที่ 4.4 จึงสามารถกำหนดสัมประสิทธิ์ของ วงจรกรอง IIR และ FIR ได้เท่ากับ 20 และ 40 ตามลำดับ (วงจรปรับเท่าโครงสร้าง FIR ทั่วไป ต้องการสัมประสิทธิ์มากกว่า 46 ค่า) ให้ μ_1 และ μ_2 เท่ากับ 0.01 นำสัญญาณจาก รูปที่ 5.6 ก และ รูป ที่ 5.13 ก มาคำนวณหาสัมประสิทธิ์ด้วยไมโครคอมพิวเตอร์ ซึ่งลักษณะการลู่ของค่า MSE ผล คอบสนองอิมพัลส์และสัมประสิทธิ์ของวงจรปรับเท่าแสดงดังรูปที่ 5.14



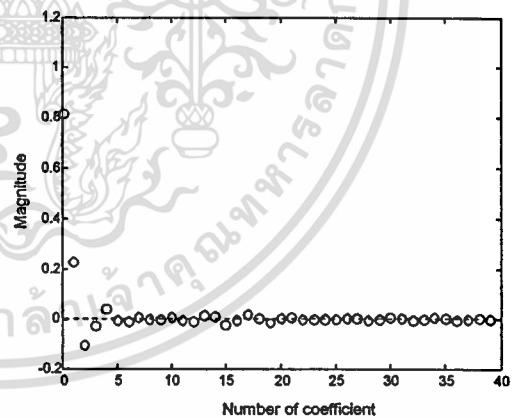
(ก) ลักษณะการลู่ค่า MSE



(ข) ผลคอบสนองอิมพัลส์ของวงจรปรับเท่า



(ค) สัมประสิทธิ์ของวงจรกรอง IIR



(ง) สัมประสิทธิ์ของวงจรกรอง FIR

รูปที่ 5.14 การลู่ค่า MSE ผลคอบสนองอิมพัลส์และสัมประสิทธิ์ของวงจรปรับเท่าเมื่อช่องสัญญาณ ภาพซ้อนทำให้เกิดภาพซ้อนที่เวลาประวิง 1.2 ไมโครวินาที

จากรูปที่ 5.14 ก พบว่าค่า MSE เกิดการลู่ค่าที่ n ประมาณ 130,000 จุดมีค่า MSE ต่ำสุดที่ประมาณ -300 dB เมื่อค่า MSE เกิดการลู่แล้วจะให้สัมประสิทธิ์ของวงจรกรองเป็นค่าเหมาะสม ซึ่งลักษณะ ของค่าสัมประสิทธิ์ที่ปรับได้แสดงดังรูปที่ 5.14 ค และ 5.14 ง ตามลำดับ ซึ่งจากรูปที่ 5.14 ข พบว่า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรปรับแก้มีลักษณะตรงข้ามกับช่องสัญญาณภาพซ้อนรูปที่ 5.13 ข หลังจากสำเนาสัมประสิทธิ์จากไมโครคอมพิวเตอร์สู่บอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัลและประมวลผลข้อมูลสัญญาณภาพตามรูปแบบและโครงสร้างของวงจรดังนั้นจึงให้ภาพที่ถูกกำจัดภาพซ้อนออกไปแล้วดังแสดงในรูปที่ 5.15 ข



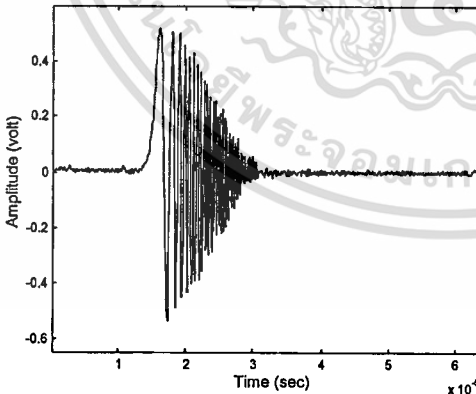
(ก) ภาพก่อนการแก้ไขภาพซ้อน



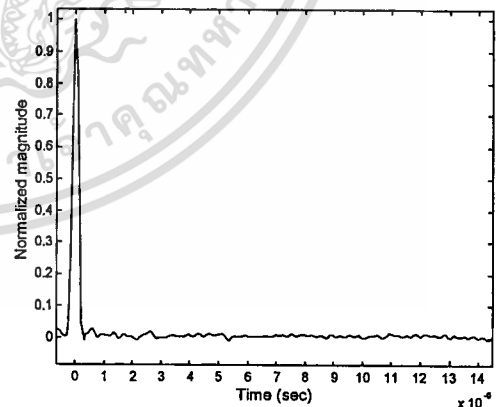
(ข) ภาพหลังการแก้ไขภาพซ้อน

รูปที่ 5.15 ผลเปรียบเทียบระหว่างภาพก่อนและหลังการแก้ไขภาพซ้อนเมื่อช่องสัญญาณภาพซ้อนทำให้เกิดภาพซ้อนที่เวลาประวิง 1.2 ไมโครวินาที

สัญญาณ GCR เหลือหลังจากแก้ไขสัญญาณภาพซ้อนแล้วแสดงดังรูปที่ 5.16 ก และค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างสัญญาณ GCR เหลือรูปที่ 5.6 ก และ 5.13 ก แสดงดังรูปที่ 5.16 ข และพบว่าอิมพัลส์ของสัญญาณภาพซ้อนมีขนาดลดลงและให้ค่า D/U มากกว่า 30 dB



(ก) สัญญาณ GCR เหลือหลังจากแก้ไขสัญญาณภาพซ้อนแล้ว



(ข) ค่าสหสัมพันธ์ของรูปที่ 5.15 ก

รูปที่ 5.16 สัญญาณ GCR เหลือและค่าสหสัมพันธ์ข้ามของสัญญาณหลังการแก้ไขสัญญาณภาพซ้อนเมื่อช่องสัญญาณภาพซ้อนทำให้เกิดภาพซ้อนที่เวลาประวิง 1.2 ไมโครวินาที

5.4 สรุป

บทนี้กล่าวถึงการนำวงจรปรับเท่าแบบปรับตัวตามโครงสร้างที่นำเสนอมาทำการทดลองกับสัญญาณภาพโทรทัศน์จริง การทดลองได้อาศัยสัญญาณภาพและ GCR ที่ออกอากาศจริงจากสถานีโทรทัศน์สีกองทัพบกช่อง 7 โดยเนื้อหาเริ่มต้นได้กล่าวถึงแผนภาพที่ใช้ในการทดสอบ แผนภาพการสร้างวงจรปรับเท่าแบบปรับตัวจริงในทางปฏิบัติ จากนั้นได้กล่าวถึงการทดลองซึ่งได้ทำการทดลองกรณีเกิดสัญญาณภาพซ้อนที่เวลาประวิง 680 นาโนวินาที และ 1.2 ไมโครวินาทีตามลำดับ ผลที่ได้จากการทดลองพบว่าวงจรปรับเท่าโครงสร้างที่นำเสนอสามารถแก้ไขสัญญาณภาพซ้อนได้ดีและวงจรมีการทำงานสอดคล้องกับหลักการที่ได้กล่าวมาแล้ว



บทที่ 6

สรุปและวิจารณ์ผลการวิจัย

6.1 บทสรุป

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ศึกษาวิจัยและสร้างวงจรปรับเท่าแบบปรับตัวเพื่อแก้ไขการเกิดภาพซ้อนของสัญญาณโทรทัศน์ระบบ PAL โดยมีจุดมุ่งหมายเพื่อแก้ไขปัญหาที่ระดับสัญญาณเบสแบนด์ภาพ วงจรที่ทำการศึกษาวิจัยและสร้างนั้นจะต้องสามารถทำงานได้ดีกับสัญญาณภาพที่มาจากขั้ว video out ของเครื่องรับโทรทัศน์ระบบ PAL ที่มีอยู่ทั่วไป ซึ่งวงจรดังกล่าวจะต้องมีโครงสร้างไม่ซับซ้อนและอาศัยอัลกอริทึมการปรับตัวรูปแบบง่ายและมีใช้งานกันทั่วไป

ดังนั้นจึงเกิดแนวคิดในการวิจัยโดยมุ่งเน้นที่การวิจัยและพัฒนาโครงสร้างของวงจรปรับเท่ามากกว่าการพัฒนาอัลกอริทึม ซึ่งวงจรที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์มีลักษณะโครงสร้างประกอบด้วยวงจรกรอง IIR และ FIR ที่ต่อเรียงกันซึ่งส่วนของวงจรกรอง IIR ทำหน้าที่ลดการกระจายค่าเจาะจงของเมตริกซ์อัตราสัมพันธ์ของสัญญาณอินพุต โดยทั้งสองสามารถปรับตัวได้อย่างอิสระแก่กันด้วยอัลกอริทึม LMS ซึ่งเป็นอัลกอริทึมรูปแบบง่ายและมีการใช้งานกันทั่วไป

จากจุดมุ่งหมายและแนวคิดการทำวิจัยข้างต้นนำมาสู่การกำหนดกรอบและขอบเขตการศึกษาวิจัย ซึ่งวิทยานิพนธ์นี้ได้นำวงจรปรับเท่าแบบปรับตัวตามโครงสร้างที่นำเสนอมาสร้างจริงบนบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัลรุ่น TMS320C6211 DSK starter kit เพื่อแก้ไขสัญญาณภาพซ้อนของสัญญาณโทรทัศน์ด้วยการทดลองลักษณะไม่กระจายสัญญาณออกอากาศ พร้อมทั้งให้สามารถแสดงผลจากการแก้ไขสัญญาณภาพซ้อนแล้วออกทางจอภาพเครื่องรับโทรทัศน์ในลักษณะภาพนิ่ง

ปัญหาการเกิดภาพซ้อนปรากฏบนจอเครื่องรับโทรทัศน์เกิดจากการรับคลื่นสัญญาณจากสถานีส่งของสายอากาศเครื่องรับโทรทัศน์เกิดขึ้นลักษณะหลายวิธี ซึ่งคลื่นจากวิธีอื่นมีสาเหตุส่วนใหญ่เกิดจากการสะท้อนของคลื่นสัญญาณจากวัตถุขนาดใหญ่เช่น ภูเขา เนินสูง อาคารขนาดใหญ่ และเครื่องบิน เป็นต้น ช่องสัญญาณลักษณะนี้จึงเรียกว่าช่องสัญญาณภาพซ้อนซึ่งก่อให้เกิดสัญญาณภาพซ้อนที่เครื่องรับ

การศึกษาวิจัยเพื่อแก้ไขปัญหาดังกล่าวเกิดขึ้นอย่างกว้างขวาง ซึ่งสามารถสรุปประเด็นการวิจัยออกได้ 3 แนวทางได้แก่ การแก้ไขปัญหาที่ระดับสัญญาณ RF สัญญาณความถี่ IF และที่ระดับสัญญาณเบสแบนด์ภาพตามลำดับ แต่งานวิจัยส่วนใหญ่มุ่งเน้นแก้ไขปัญหาที่ระดับสัญญาณเบสแบนด์เป็นหลัก ด้วยการสร้างวงจรปรับเท่าที่มีผลตอบสนองอิมพัลส์ตรงข้ามกับช่องสัญญาณภาพซ้อน ซึ่งวงจรดังกล่าวสามารถสร้างได้ 2 รูปแบบได้แก่ วงจรปรับเท่าแบบค่าสัมประสิทธิ์

เหมาะสมที่สุด (optimum equalizer) ซึ่งไม่สามารถปรับตัว ที่มีโครงสร้างวงจรแบบ FIR หรือ IIR และวงจรปรับเท่าแบบปรับตัว (adaptive equalizer) ซึ่งอาจจะมีโครงสร้างแบบ FIR หรือ IIR บทความวิจัยที่นำเสนอมาแล้วมีทั้งข้อดีและข้อด้อยแตกต่างกันไป บางบทความสามารถแก้ไข ปัญหาได้แต่มีอัลกอริทึมการคำนวณที่ซับซ้อนเกินไป บางบทความมีโครงสร้างของวงจรที่ซับซ้อน และบางบทความมีโครงสร้างวงจรและอัลกอริทึมการคำนวณไม่ซับซ้อน แต่สามารถแก้ไข ปัญหาได้ระดับหนึ่งเท่านั้น

เนื่องจากการแก้ไขปัญหาก็เกิดภาพซ้อนให้มีประสิทธิภาพสูงสุดได้นั้น ทางสถานีส่ง จะต้องทำการส่งสัญญาณ GCR มาพร้อมกับสัญญาณภาพด้วยการแทรกมาในสัญญาณแบลงกิ้งทาง แนวตั้ง โดยทางด้านเครื่องรับจะนำสัญญาณ GCR ที่รับได้มาทำการเปรียบเทียบกับสัญญาณ GCR อ้างอิงที่เก็บไว้ในหน่วยความจำทางด้านเครื่องรับ แล้วนำค่าที่ได้ไปคำนวณหาสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมของวงจรปรับเท่าต่อไป ด้วยเหตุนี้จึงได้มีการศึกษาวิจัยเพื่อสร้างสัญญาณ GCR ที่เหมาะสมเพื่อกำหนดเป็นสัญญาณ GCR มาตรฐานกันอย่างกว้างขวาง และสัญญาณ GCR ตามรูปแบบของบริษัทฟิลิปส์ได้รับการยอมรับกันโดยทั่วไป โดย FCC ได้รับรองให้ GCR ดังกล่าวเป็น สัญญาณมาตรฐานระบบ NTSC ของอเมริกาเหนือ และ CCIR ได้รับรองให้เป็นสัญญาณมาตรฐาน ของระบบ PAL ตามลำดับ

จากผลการวิเคราะห์การทำงานของวงจรปรับเท่าแบบปรับตัวตามลักษณะโครงสร้างที่นำเสนอ นั้น พบว่าวงจรทั้งสอง (IIR และ FIR) มีลักษณะพื้นผิวปฏิบัติการเป็นพาราโบลาแบบ หาย และผลสืบเนื่องจากการทำงานของวงจร IIR แบบปรับตัวทำให้การกระจายค่าเจาะจง ของเมตริกซ์อัตราสัมพันธ์สัญญาณอินพุตของวงจรปรับเท่าที่มีความผิดเพี้ยนเนื่องมาจากช่อง สัญญาณภาพซ้อนนั้นมีค่าลดลง ขณะเดียวกันยังส่งผลโดยตรงให้การปรับตัวของวงจร FIR ทำงานได้ดีขึ้น นอกจากนั้นยังพบว่าในส่วนของวงจร FIR ที่ต่อเนื่องกับส่วนของวงจร IIR ยังต้องการจำนวนสัมประสิทธิ์น้อยกว่าเมื่อเทียบกับวงจรปรับเท่าที่มีโครงสร้างแบบวงจร FIR รูปแบบทั่วไป

เพื่อยืนยันถึงทฤษฎีและหลักการที่นำเสนอจึงได้นำวงจรปรับเท่าแบบปรับตัวมาแก้ไข สัญญาณภาพซ้อน โดยทำการสร้างช่องสัญญาณภาพซ้อนด้วยอาศัยตัวเส้นประวิงที่มีค่าเวลาประวิง 680 นาโนวินาที และ 1.2 ไมโครวินาที มาประวิงเวลาเพื่อให้เกิดสัญญาณภาพซ้อน โดยอาศัย สัญญาณจากขั้ว video out ของเครื่องรับโทรทัศน์เป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณ ซึ่งสัญญาณนี้จะต้องมี ความชัดเจนของภาพมากที่สุดและปราศจากสัญญาณภาพซ้อนเพื่อต้องการให้มีคุณลักษณะทาง สถิติเหมือนกับสัญญาณของสถานีส่งมากที่สุด พร้อมทั้งอาศัยบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัลทำ หน้าที่เป็นวงจรปรับเท่า จากนั้นนำสัญญาณที่ได้รับการแก้ไขสัญญาณภาพซ้อนแล้วป้อนเข้าสู่ขั้ว video in ของเครื่องรับโทรทัศน์เพื่อแสดงภาพออกสู่หน้าจอภาพของเครื่องรับโทรทัศน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.2 วิจัยผลการวิจัย

จากการทดลองพบว่าวงจรปรับเท่าแบบปรับตัวตามโครงสร้างที่นำเสนอสามารถแก้ไข ปัญหาการเกิดภาพซ้อนได้ดี และมีลักษณะการทำงานที่สอดคล้องกับหลักการและข้อสมมติฐาน ทางทฤษฎีทั้งในกรณีที่ช่องสัญญาณภาพซ้อนทำให้เกิดภาพซ้อนที่เวลาประวิง 680 นาโนวินาที และ 1.2 ไมโครวินาที ตามลำดับ แต่เนื่องจากวงจรปรับเท่าที่นำเสนออาศัยอัลกอริทึมการปรับตัว แบบ LMS จึงให้ลักษณะการลู่ค่า MSE ค่อนข้างช้าซึ่งจุดนี้ถือเป็นข้อด้อยของอัลกอริทึม LMS และ อาจจะประสบกับปัญหาได้เมื่อนำไปทดสอบหรือใช้งานในกรณีเหตุการณ์จริง แต่ด้วยลักษณะโครงสร้างที่นำเสนอหลังจากการลู่ค่าแล้วจะให้ค่า MSE ต่ำมากซึ่งแสดงว่าวงจรตามโครงสร้างดังกล่าว สามารถปรับค่าสัมประสิทธิ์ได้ดี และจุดนี้ถือเป็นข้อดีของวงจร

6.3 ข้อเสนอแนะ

เนื่องจากวิทยานิพนธ์นี้อาจจะถือได้ว่าเป็นจุดเริ่มต้นของการศึกษาวิจัยในสาขานี้ของ ผู้วิจัยเองซึ่งบางประเด็นบางตอนอาจจะขาดตกบกพร่องไปบ้าง แต่อย่างไรก็ตามงานวิจัยชิ้นนี้เป็น ข้อมูลเบื้องต้นสำหรับการศึกษาวิจัยและพัฒนาต่อไปในอนาคต ซึ่งมีหลายประเด็นด้วยกันได้แก่ การพัฒนางจรปรับเท่าเพื่อให้สามารถทำงานที่เวลาจริงได้ (real time) การพัฒนาอัลกอริทึมการ ปรับตัวของวงจรให้ทำงานได้เร็วขึ้น และการทดสอบการทำงานของวงจรในกรณีเหตุการณ์จริง เป็นต้น

เอกสารอ้างอิง

- [1] Vaughan T., McClure H. "Reflection and Ghosts in a Multitower Environment." IEEE Trans. on Broadcasting, vol. 35, no. 1, Mar. 1989. pp. 8-22.
- [2] Lourens J. G., Dewaal W. R. M. "On the TV Ghost Image Model." IEEE Trans. on Broadcasting, vol. 40, no. 3, Sep. 1994. pp. 125-131.
- [3] Gulati R. R. **Modern Television Practice.** : Wiley eastern limited. 1991.
- [4] Ciciora W., Sgrignoli G. and Thomas W. "A tutorial on Ghost Cancelling in Television Systems." IEEE Trans. on Consumer Elec., vol. CE-25, Feb. 1979. pp. 9-44.
- [5] Chao T. H. "Multi-Path Equalization for NTSC Video by using Digital IIR Filter." IEEE Trans. on Consumer Elec., vol. 34, no. 1, Feb. 1988. pp. 268-278.
- [6] Harasty D. J., Oppenheim A. V. "Television Signal Deghosting by Noncausal Recursive Filtering." 1998 International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, Apr. 1988. pp. 1778-1781.
- [7] Wang T. J. "Frequency Division Algorithm for Multi-Path Ghost Cancellation." IEEE Trans. on Consumer Elec., vol. 42, no. 4, Nov. 1996. pp. 930-938.
- [8] Sherratt R. S., Pardoe B. H. "A new Method for Multipath Channel Characterisation for Terrestrial Transmitted Video." IEE 6 th Int. Conf. on Radio Receivers and Associated Systems, Sep. 1995. pp. 22-25.
- [9] Sherratt R. S. "Identification and Minimization of IIR Tap Coefficients for the Cancellation of Complex Multipath in Terrestrial Television." IEEE Trans. on Circuits and Systems for Video Technology, vol. 6, no. 6, Dec. 1996. pp. 703-706.
- [10] Thedick H. "Adaptive Multipath Equalization for TV Broadcasting." IEEE Trans. on Consumer Elec., May 1977. pp. 175-181.
- [11] Pazarci M. "An Adaptive Ghost Processor for Broadcast Television." IEEE Trans. on Consumer Elec., vol. 35, no. 3, Aug. 1989. pp. 184-194.
- [12] D'Alto V., Cremonesi A., Casnati A., Dassi L. and Poz D. S. "Video Deghosting using Adaptive Echo-detecting IIR Filters." IEEE Trans. on Consumer Elec., vol. 39, no.4, Nov. 1993. pp. 754-764.

- [13] Yong A., Markhauser C. P. "LMS Iterative Algorithms Applied to the Computation of TV Ghost Canceller Parameters." IEEE Trans. on Consumer Elec., vol. 40, no. 3, Aug. 1994. pp. 662-670.
- [14] Markhauser C. P., Yong A. "Multighost Cancellation Technique for HDTV Systems using a Derivation of the OLS Learning Algorithm." IEEE Trans. On Consumer Elec., vol. 41, no. 3, Aug. 1995. pp. 476-483.
- [15] Sherratt R. S., Pardoe B. H. "A new detector for ghosted VIF signals." IEE International Broadcasting Convention Conference, Sep. 1995. pp. 53-56.
- [16] Tawil V., Claudy L. D. "Performance of Television Ghost Canceling Systems under Field Test Conditions." IEEE Trans. on Consumer Elec., vol. 38, no. 3, Aug. 1992. pp. 18-25.
- [17] Caron B. "Video Ghost Cancelling Evaluation by Computer Simulation and Laboratory Testing." IEEE Trans. on Consumer Elec., vol. 38, no. 3, Aug. 1992. pp. 26-33.
- [18] Mathiopoulos P. T., Sablatash M. "Design and Selection of a Ghost Cancelling Reference Signal for Television Systems in North America." IEEE CCECE/CCGEI'93, 1993. pp. 660-663.
- [19] Gardiner P. N. "Ghost Cancellation for 625-line Systems." IEE International Broadcasting Convention Conference, Sep. 1994. pp. 673-678.
- [20] Widrow B., Stearns S. D. **Adaptive Signal Processing**. New Jersey: Prentice-Hall, Inc. 1985.
- [21] Hayes M. H. **Statistical Digital Signal Processing and Modeling**. : Jhon Willey and Sons, Inc. 1996.
- [22] Manolakis D. G., Ingle V. K. and Kogon S. M. **Statistical and Adaptive Signal Processing**. : McGraw-Hill companies. 2000.
- [23] Shynk J. J. "Adaptive IIR Filtering." IEEE ASSP Magazine, Apr. 1989. pp. 4-21.
- [24] Itou K., Simamura T., Yashima H. and Suzuki J. "IIR Adaptive Equalizer using Channel Estimator." IEEE ICCS/ISITA'92, 1992. pp. 755-759.
- [25] วุฒิพร เลิศวาสนา, กนก เจริญพงศ์เวชและราชู พันธุ์ฉลาด. "วงจรปรับเท่าแบบปรับตัว ได้ด้วยการใช้วงจรกรองความถี่ดิจิทัล IIR และ FIR." NCSEC 2001, 7-9 Nov. 2001. pp. 185-191.

- [26] วุฒิพร เลิศวาสนา, กนก เจนจิระพงศ์เวช และราชู พันธุ์ฉลาด. “การแก้ไขภาพซ้อนของสัญญาณโทรทัศน์ด้วยวงจรปรับเท่าแบบปรับตัวได้.” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 24, 22-23 พฤศจิกายน 2544. หน้า 699-704.
- [27] Winters J. H., Ayanoglu E., Bar-David I., Gitlin R. D. and Chih-Lin I. “Ghost Cancellation of Analog TV Signals with Applications to IDTV, EDTV and HDTV.” IEEE Trans. on Circuits and Systems for Video Technology, vol. 1, no. 1, Mar. 1991. pp. 136-146.
- [28] พรชัย ภาวรงค์ศักดิ์. การประมวลผลสัญญาณดิจิทัลเบื้องต้น. กรุงเทพมหานคร : มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร. 2542.
- [29] Texas Instruments. **TMS320C6000 Peripherals**. Texas: Tarrant Dallas Printing, Inc. 2000.
- [30] Texas Instruments. “TMS320C6211, TMS320C6211B Fixed-point Digital Signal Processors.” [CD-ROM]. Texas: Texas Instruments Inc. 2001.
- [31] Texas Instruments. “TMS320C6000 Code Composer Studio Tutorial.” [CD-ROM]. Texas: Texas Instruments Inc. 2000.

ภาคผนวก ก

การประมวลผลในระบบเลขจำนวนเต็ม

ก.1 ระบบเลขจำนวนเต็ม [28]

บอร์คประมวลผลสัญญาณดิจิทัลที่ใช้ในการทดลองนี้เป็นรุ่นที่มีระบบการคำนวณแบบเลขจำนวนเต็ม (fix point) ค่าต่าง ๆ ที่อยู่ในรูปเลขทศนิยมจะต้องทำการแปลงให้อยู่ในรูปเลขจำนวนเต็มเสียก่อนจึงสามารถคำนวณได้ผลลัพธ์ที่ถูกต้อง วิทยานิพนธ์นี้อาศัยบอร์คประมวลผลสัญญาณดิจิทัลทำหน้าที่วงจรกรองแบบไม่ปรับตัว เนื่องจากสัญญาณอินพุตของวงจรกรองรับมาจากตัว A/D ซึ่งเป็นสัญญาณที่อยู่ในรูปของเลขจำนวนเต็มอยู่แล้ว ดังนั้นจึงทำการแปลงเฉพาะค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรที่คำนวณได้ให้อยู่ในรูปเลขจำนวนเต็มเท่านั้น สำหรับคอมพิวเตอร์ตระกูล C6000 ซึ่งใช้งานกับบอร์คประมวลผลสัญญาณดิจิทัลรุ่นนี้มีการระบุขนาดและชนิดของตัวแปรที่ใช้เก็บข้อมูลดังรายละเอียดตามตารางที่ ก.1

ตารางที่ ก.1 ชนิดและขนาดของตัวแปร [31]

ชนิดตัวแปร	ขนาด	รหัสข้อมูล	ช่วงข้อมูล	
			ต่ำสุด	สูงสุด
char, signed char	8 บิต	ASCII	-128	127
unsigned char	8 บิต	ASCII	0	255
short	16 บิต	2's complement	-32768	32767
unsigned short	16 บิต	Binary	0	65535
int, signed int	32 บิต	2's complement	-2147483648	2147483647
unsigned int	32 บิต	Binary	0	4294967295
long, signed long	40 บิต	2's complement	-549755813888	549755813887
unsigned long	40 บิต	Binary	0	1099511627775
enum	32 บิต	2's complement	-2147483648	2147483647
float	32 บิต	IEEE 32 บิต	1175494e-38	3.40282346e+38
double	64 บิต	IEEE 64 บิต	2.22507385e-308	1.79769313e+308
long double	64 บิต	IEEE 64 บิต	2.22507385e-308	1.79769313e+308
pointers	32 บิต	Binary	0	0xFFFFFFFF

การแทนค่าใด ๆ ที่อยู่ในรูปทศนิยมด้วยระบบเลขจำนวนเต็มนั้นทำได้ด้วยการสมมติตำแหน่งจุดทศนิยมขึ้นมา ณ ตำแหน่งบิตใด ๆ ดังสมการ

$$\overbrace{X \ X \ X \ \dots \ X \ X}^N \cdot \overbrace{X \ X \ \dots \ X \ X}^M$$

$$2^{N-1} 2^{N-2} 2^{N-3} \dots 2^1 \ 2^0 \cdot 2^{-1} 2^{-2} \dots 2^{-M+2} 2^{-M+1} 2^{-M}$$
(ก.1)

X หมายถึงตำแหน่งของบิต N หมายถึงจำนวนบิตแทนตัวเลขหน้าจุดทศนิยมและ M หมายถึงจำนวนบิตแทนตัวเลขหลังจุดทศนิยม การแปลงค่าเลขทศนิยมเป็นเลขจำนวนเต็มบวก (ไม่มีเครื่องหมาย) หาได้จากความสัมพันธ์ตามสมการที่ (ก.2)

ดังนั้น

$$2^{N-1} + \dots + 2^1 + 2^0 + 2^{-1} + 2^{-2} + \dots + 2^{-M} = a$$

$$2^{N+M-1} + \dots + 2^{M+1} + 2^M + 2^{M-1} + 2^{M-2} + \dots + 2^0 = a 2^M$$
(ก.2)

เมื่อ a หมายถึงค่าตัวเลขใด ๆ ซึ่งอยู่ในรูปทศนิยมที่ต้องการแปลง ดังเช่นต้องการแปลงค่า 0.640625 (a เท่ากับ 0.640625) ให้อยู่ในรูปเลขจำนวนเต็มด้วย N เท่ากับ 2 และ M เท่ากับ 6 (ระบบ 8 บิต) สามารถแทนได้ด้วย 41 ในเลขฐานสิบ 0x29 ในเลขฐานสิบหกหรือ 00101001 ในเลขฐานสอง บางกรณีไม่สามารถแปลงตัวเลขให้เป็นจำนวนเต็มได้ลงตัวพอดีจึงต้องทำการปัดเศษ (rounding) เมื่อทำการแปลงแล้วส่วนที่เป็นทศนิยมน้อยกว่า 0.5 ให้ตัดทิ้งและมากกว่าหรือเท่ากับ 0.5 ให้ปัดขึ้นเป็น 1 ดังเช่นสมมติให้ค่า a เท่ากับ 0.66 ทำการแปลงค่าตามสมการที่ (ก.2) (สมมติให้ N เท่ากับ 0 และ M เท่ากับ 8) แล้วได้ค่า 168.96 ให้ปัดเศษเป็น 169 เป็นต้น ซึ่งกระบวนการปัดเศษนี้เทียบได้กับกระบวนการควอนไทซ์ (quantization) ในตัว A/D การปัดเศษนี้ก่อให้เกิดค่าความคลาดเคลื่อนและขึ้นอยู่กับจำนวนบิตที่ใช้แทนค่าที่ต้องการแปลง จำนวนบิตที่ใช้แทนสูงค่าความคลาดเคลื่อนจะลดลง ขณะเดียวกันการเลือกตำแหน่งจุดทศนิยมที่เหมาะสม (จำนวน M) สามารถลดค่าความคลาดเคลื่อนได้ ซึ่งการเลือกตำแหน่งจุดทศนิยมนั้นขึ้นอยู่กับช่วงของค่า a ค่าสุดและสูงสุด

บางกรณีค่า a ที่ต้องการแปลงอาจมีทั้งค่าบวกและลบ เช่นค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรอง ซึ่งสามารถแทนด้วยระบบเลขจำนวนเต็มแบบมีเครื่องหมาย โดยพิจารณาจากบิตที่มีนัยสำคัญสูงสุด (most significant bit) หรือ MSB ซึ่งมีน้ำหนัก $-(2^{N-1})$ เมื่อบิตนี้เป็น 1 หมายถึงค่าลบเป็น 0 หมายถึงค่าบวก สำหรับบิตที่เหลือมีน้ำหนักเหมือนกับกรณีระบบเลขจำนวนเต็มแบบไม่มีเครื่องหมายและสามารถหาความสัมพันธ์การแปลงค่าได้ดังสมการที่ (ก.3)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในหน่วยงานที่ออกศึกษาเท่านั้น ไม่ควรนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 $-(2^{N-1}) + \dots + 2^1 + 2^0 + 2^{-1} + 2^{-2} + \dots + 2^{-M} = a$
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$-(2^{N+M-1}) + \dots + 2^{M+1} + 2^M + 2^{M-1} + 2^{M-2} + \dots + 2^0 = a2^M \quad (\text{ก.3})$$

จากสมการที่ (ก.3) สมมติให้ a เท่ากับ -0.595 กำหนดให้ N เท่ากับ 2 และ M เท่ากับ 6 สามารถแปลงค่าได้เท่ากับ -38 ในเลขฐานสิบ 0xDA ในเลขฐานสิบหกและ 11011010 ในเลขฐานสอง ซึ่งสามารถสรุปในรายละเอียดดังตารางที่ ก.2

ตารางที่ ก.2 ตัวอย่างการแปลงค่าเลขทศนิยมเป็นเลขจำนวนเต็มด้วย N เท่ากับ 2 และ M เท่ากับ 6

เลขฐานสอง	เลขฐานสิบหก	ระบบเลขไม่มีเครื่องหมาย		ระบบเลขมีเครื่องหมาย	
		เลขฐานสิบ	ค่าที่ต้องการแทน (a)	เลขฐานสิบ	ค่าที่ต้องการแทน (a)
10000000	0x80	128	2	-128	-2
100000001	0x81	129	2.015625	-127	-1.984375
100000010	0x82	130	2.03125	-126	-1.96875
↓	↓	↓	↓	↓	↓
11111111	0xFF	255	3.984375	-1	-0.015625
00000000	0x00	0	0	0	0
00000001	0x01	1	0.015625	1	0.015625
00000010	0x02	2	0.03125	2	0.03125
↓	↓	↓	↓	↓	↓
01111110	0x7E	126	1.96875	126	1.96875
01111111	0x7F	127	1.984375	127	1.984375

จากตัวอย่างข้างต้นสามารถสรุปช่วงของค่าเลขทศนิยมที่ต้องการแทนด้วยระบบเลขจำนวนเต็มแบบไม่มีเครื่องหมายและมีเครื่องหมายดังสมการที่ (ก.4) และ (ก.5) ตามลำดับ

$$0 \leq a < 2^N \quad (\text{ก.4})$$

$$-2^{N-1} \leq a \leq 2^{N-1} - 2^{-M} \quad (\text{ก.5})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก.2 การบวกและลบในระบบเลขจำนวนเต็ม [28]

การบวกและลบในระบบเลขจำนวนเต็มสามารถกระทำได้เช่นเดียวกับการบวกและลบเลขในลักษณะปกติทั่วไป ดังเช่นการบวกระหว่างสองจำนวนในระบบ 8 บิตแบบมีเครื่องหมาย (2's complement) ดังตัวอย่าง

เลขฐานสอง		เลขฐานสิบ		
00010100	→	20		ตัวตั้ง
00110010	+	50	+	ตัวบวก
01000110	→	70		ผลลัพธ์

หรือ

เลขฐานสอง		เลขฐานสิบ		
01100100	→	100		ตัวตั้ง
00110010	+	50	+	ตัวบวก
10010110	→	-106		ผลลัพธ์

กรณีนี้คำตอบที่ได้ผิดซึ่งคำตอบที่ถูกต้องควรเท่ากับ 150 เนื่องจากช่วงของข้อมูลขนาด 8 บิตแบบมีเครื่องหมายอยู่ในช่วง -128 ถึง 127 เท่านั้น แต่คำตอบที่ได้เกินช่วงที่กำหนดซึ่งถือเป็นการเกิดโอเวอร์โฟลจากการคำนวณ

สำหรับกรณีการลบสามารถทำได้ด้วยการบวกในลักษณะปกติ เนื่องจากข้อมูลถูกเก็บอยู่ในรูปแบบ 2's complement ดังตัวอย่าง

เลขฐานสอง		เลขฐานสิบ		
00000011	→	3		ตัวตั้ง
11111011	+	-5	+	ตัวบวก
11111110	→	-2		ผลลัพธ์

หรือ

เลขฐานสอง		เลขฐานสิบ		
10011100	→	-100		ตัวตั้ง
11001110	+	-50	+	ตัวบวก
ตัดทิ้ง	→	01101010	→	106
				ผลลัพธ์

กรณีนี้ผลลัพธ์ที่ได้ไม่ถูกต้องหรือเกิดโอเวอร์โฟลจากการคำนวณ เนื่องจากผลลัพธ์เกินช่วงของข้อมูล 8 บิตแบบมีเครื่องหมาย ข้อสังเกตการเกิดโอเวอร์จากการบวกและลบนั้นให้พิจารณาจากบิต MSB ถ้าสองจำนวนมีค่าบวกมาทำการบวกกันแล้วบิต MSB เป็น 1 หรือสองจำนวนมีค่าลบแล้วมาทำการลบกันแล้วบิต MSB เป็น 0 แสดงว่าเกิดโอเวอร์โฟลขึ้น

ก.3 การคูณในระบบเลขจำนวนเต็ม [28]

การคูณในตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลส่วนใหญ่เกิดขึ้นระหว่างข้อมูลสัญญาณขาเข้ากับสัมประสิทธิ์ของวงจรกรอง เนื่องจากสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองที่คำนวณได้ส่วนใหญ่อยู่ในรูปทศนิยมจึงต้องทำการแปลงค่าให้อยู่ในรูปเลขจำนวนเต็มตามหลักการดังกล่าว จึงสามารถนำมาคูณกับข้อมูลสัญญาณขาเข้าซึ่งรับมาจาก A/D (มีรูปแบบเป็นเลขจำนวนเต็มอยู่แล้ว) ได้อย่างถูกต้อง ดังตัวอย่างเช่น สมมติให้ข้อมูลสัญญาณขาเข้าขนาด 5 บิต นำมาคูณกับสัมประสิทธิ์ที่แปลงอยู่ในรูปเลขจำนวนเต็ม โดยกำหนดให้ N เท่ากับ 0 และ M เท่ากับ 5



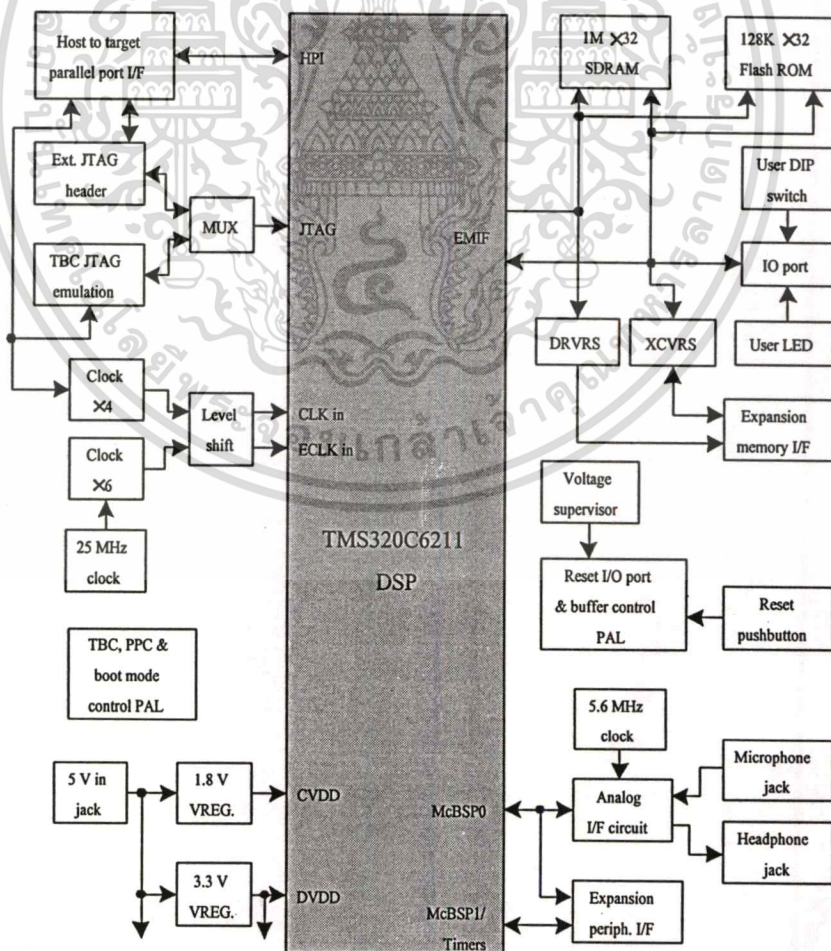
หลังจากการคูณแล้วผลลัพธ์ที่ได้ออกมาเป็นขนาด 10 บิต ซึ่งเกินช่วงที่กำหนดและถือว่าเกิดโอเวอร์โฟลจากการคูณ ดังนั้นจึงต้องทำการตัดเศษ (truncate) บิตหลังจุดทศนิยมทิ้ง โดยการเลื่อนบิตไปทางขวา 5 บิต จึงจะได้คำตอบที่ถูกต้อง ด้วยเหตุนี้หลังจากการคูณจะต้องทำการตัดเศษทิ้งทุกครั้งด้วยการเลื่อนบิตไปทางขวามีสองจำนวน M บิต

ภาคผนวก ข

บอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล

ข.1 คุณสมบัติทางด้านฮาร์ดแวร์ [29,30]

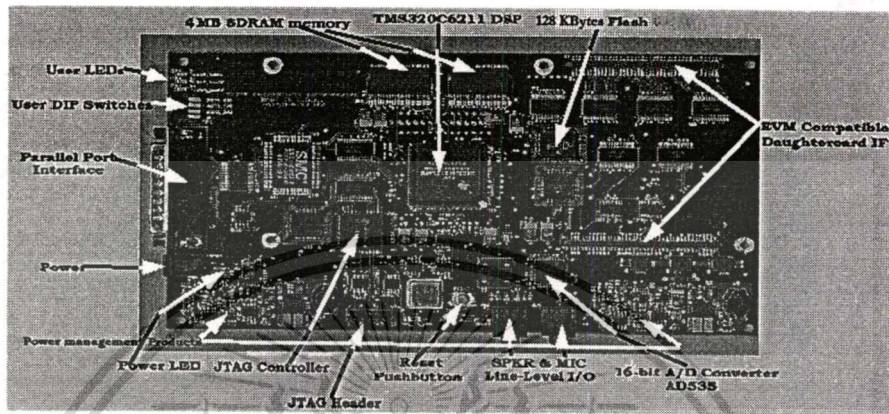
บอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัลรุ่น TMS320C6211 DSK starter kit เป็นผลิตภัณฑ์ของ บริษัท Texas instruments ภายในบอร์ดประกอบด้วยส่วนสำคัญต่าง ๆ ได้แก่ ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลขนาด 32 บิต รุ่น TMS320C6211 หน่วยความจำชนิด SDRAM ขนาด 4 Mbyte 32 บิต หน่วยความจำชนิด Flash ROM ขนาด 128 Kbyte 8 บิต ตัวแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัลและดิจิทัลเป็นแอนะล็อก (data converter) ขนาด 16 บิต รุ่น TLC320AD535 ซึ่งมีความถี่สุ่ม (sample frequency) สูงสุด 11.025 ksps พอร์ต parallel port I/F สำหรับเชื่อมต่อกับไมโครคอมพิวเตอร์ และพอร์ต DB-peripheral & memory I/F สำหรับเชื่อมต่อกับอุปกรณ์ภายนอกอื่น ๆ เพิ่มเติมเช่น หน่วยความจำหรืออุปกรณ์อินพุตเอาต์พุตเป็นต้น สำหรับวิทยานิพนธ์นี้อาศัยตัว A/D



เอกสารรูปที่ ข.1 แผนภาพของบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัลรุ่น TMS320C6211 DSK starter kit

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

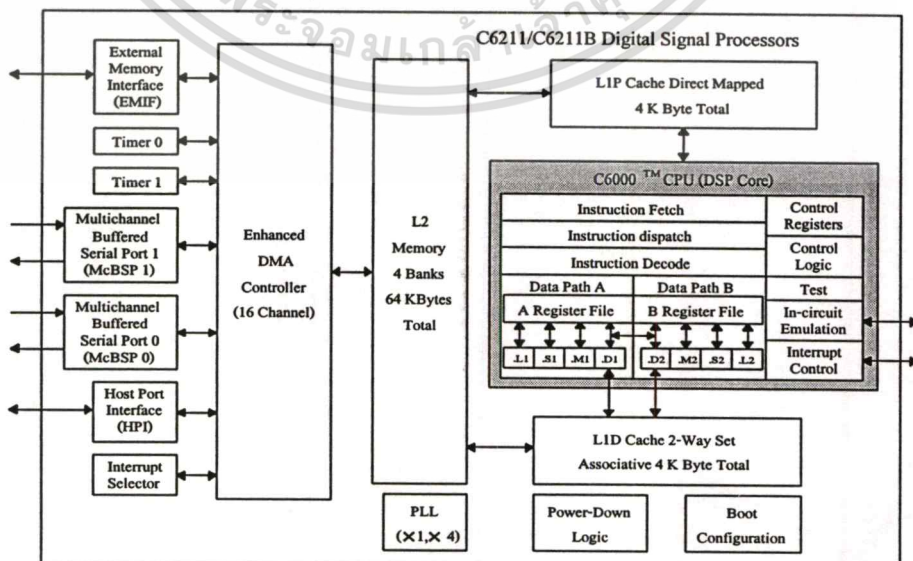
และ D/A จากภายนอกเชื่อมต่อและถ่ายโอนข้อมูลผ่านพอร์ตนี้ เนื่องจากตัว A/D และ D/A ของบอร์ดมีความถี่ต่ำ แผนภาพการทำงานและลักษณะรูปร่างของบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัลแสดงตามรูปที่ ข.1 และ ข.2 ตามลำดับ



รูปที่ ข.2 บอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัลรุ่น TMS320C6211 DSK starter kit

ข.1.1 ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล

TMS320C6211 เป็นตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลในตระกูล TMS320C6000 มีระบบการคำนวณแบบเลขจำนวนเต็มมีอยู่ด้วยกัน 2 รุ่นได้แก่ TMS320C6211-150 และ TMS320C6211-167 สำหรับบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัลที่ใช้งานในวิทยานิพนธ์นี้อาศัยตัวประมวลผลรุ่น TMS320C6211-150 ซึ่งทำงานภายใต้สัญญาณนาฬิกา 150 MHz สามารถประมวลคำสั่งได้สูงสุดถึง 1200 MIPS (million instruction per second) มีลักษณะโครงสร้างดังรูปที่ ข.3



รูปที่ ข.3 แผนภาพลักษณะโครงสร้างของตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลรุ่น TMS320C6211

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่สามารถนำเอกสารนี้ไปเผยแพร่หรือใช้เพื่อวัตถุประสงค์อื่นได้โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสาร
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภายในตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลประกอบด้วยส่วนสำคัญหลัก 3 ส่วนได้แก่ หน่วยประมวลผลกลางหรือซีพียู (central processing unit) หน่วยความจำและหน่วยเชื่อมต่อกับอุปกรณ์ภายนอก

ซีพียูประกอบด้วย 3 ส่วนได้แก่ ส่วนจัดการเกี่ยวกับโปรแกรม ส่วนจัดการเกี่ยวกับข้อมูลและส่วนจัดการเกี่ยวกับสัญญาณควบคุมต่าง ๆ ซึ่งส่วนจัดการโปรแกรมทำหน้าที่ 3 ประการด้วยกันได้แก่ รับโปรแกรม (program fetch unit) จากหน่วยความจำ L1P แจกจ่ายคำสั่ง (instruction dispatch unit) ไปยังหน่วย functional unit และถอดรหัสคำสั่ง (instruction decode unit) เป็นต้น

ส่วนจัดการเกี่ยวกับข้อมูลทำหน้าที่รับส่งข้อมูลกับหน่วยความจำ L1D ถูกแบ่งออกเป็น 2 ส่วน ได้แก่ data path A และ data path B โดยแต่ละส่วนประกอบด้วยรีจิสเตอร์ไฟล์ (register file) และหน่วย functional unit ด้านละ 4 ชุด ได้แก่ .L .S .M และ .D ซึ่งหน่วย .L และ .S ทำหน้าที่เป็น ALU (arithmetic and logic units) หน่วย .M ทำหน้าที่การคูณและหน่วย .D ทำหน้าที่ให้กำเนิดตำแหน่งหน่วยความจำและสามารถทำหน้าที่ในการบวกและลบทางคณิตศาสตร์ได้

ส่วนจัดการเกี่ยวกับสัญญาณควบคุมประกอบด้วยการจัดการเกี่ยวกับอินเทอร์รัพต์ สัญญาณควบคุมภายในตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลและสัญญาณควบคุมออกสู่ภายนอกเช่น CE (chip enable) AWE (asynchronous write enable) และ ARE (asynchronous read enable) เป็นต้น

หน่วยความจำภายในตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลมีขนาด 72 kbyte แบ่งออกเป็น 2 ระดับได้แก่ ระดับที่ 1 และระดับที่ 2 โดยหน่วยความจำระดับที่ 1 ทำหน้าที่ติดต่อกับตัวซีพียูโดยตรง แบ่งออกเป็น 2 ส่วนได้แก่ L1P มีขนาด 4 kbyte ถูกใช้สำหรับพักโปรแกรมชั่วคราวและ L1D มีขนาด 4 kbyte ถูกใช้สำหรับพักข้อมูลชั่วคราว หน่วยความจำระดับที่ 2 หรือ L2 มีขนาด 64 kbyte ถูกใช้สำหรับเก็บทั้งโปรแกรมและข้อมูลชั่วคราว

หน่วยเชื่อมต่อกับอุปกรณ์ภายนอกประกอบด้วยส่วนต่าง ๆ ได้แก่ EMIF (external memory interface) McBSP (multichannel buffered serial port) และ HPI (host port interface) เป็นต้น

EMIF เป็นส่วนเชื่อมต่อกับอุปกรณ์ภายนอกเช่น หน่วยความจำและอุปกรณ์อินพุต เอาต์พุต โดยมีการรับส่งข้อมูลแบบขนานขนาด 32 บิต (ED0 ถึง ED31) มีตำแหน่งหน่วยความจำ 20 ขา (EA2 ถึง EA21)

McBSP ติดต่อกับอุปกรณ์ภายนอกลักษณะอนุกรม กล่าวคือทำการรับและส่งข้อมูลแบบอนุกรมด้วยรูปแบบการมัลติเพล็กซ์ตามมาตรฐาน E1 และ T1 ซึ่ง 0McBSP มีด้วยกัน 2 ชุดได้แก่ McBSP0 และ McBSP1

HPI เป็นส่วนเชื่อมต่อกับไมโครคอมพิวเตอร์เพื่อให้ผู้เขียนโปรแกรมสามารถถ่ายโอนโปรแกรมและข้อมูลจากผู้เขียนโปรแกรมสร้างขึ้นระหว่างไมโครคอมพิวเตอร์กับบอร์ดหรือตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล ขณะเดียวกันผู้เขียนโปรแกรมสามารถตรวจสอบสถานะการทำงาน

ต่าง ๆ ของบอร์ดหรือตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลได้ โดยแสดงผลการตรวจสอบบนหน้าจอของเครื่องไมโครคอมพิวเตอร์

ข.1.2 พังตำแหน่งหน่วยความจำ

เนื่องจากบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัลมีขนาดข้อมูล 32 บิต จึงสามารถอ้างตำแหน่งข้อมูลได้ 4 Gbyte (0x00000000 ถึง 0xFFFFFFFF) ดังรายละเอียดในตารางที่ ข.1

ตารางที่ ข.1 พังตำแหน่งหน่วยความจำของบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัลรุ่น TMS320C6211

รายละเอียด	ขนาด (ไบต์)	ตำแหน่ง (เลขฐานสิบหก)
Internal RAM (L2)	64 k	00000000 – 0000FFFF
Reserved	24 M	00010000 – 017FFFFF
EMIF Registers	256 k	01800000 – 0183FFFF
L2 Registers	256 k	01840000 – 0187FFFF
HPI Registers	256 k	01880000 – 018BFFFF
McBSP 0 Registers	256 k	018C0000 – 018FFFFF
McBSP 1 Registers	256 k	01900000 – 0193FFFF
Timer 0 Registers	256 k	01940000 – 0197FFFF
Timer 1 Registers	256 k	01980000 – 019BFFFF
Interrupt selector registers	256 k	019C0000 – 019FFFFF
EDMA RAM and EDMA Registers	256 k	01A00000 – 01A3FFFF
Reserved	6 M	01A40000 – 01FFFFFF
QDMA Registers	52	02000000 – 02000033
Reserved	736 M	02000034 – 2FFFFFFF
McBSP 0/1 Data	256 M	30000000 – 3FFFFFFF
Reserved	1 G	40000000 – 7FFFFFFF
EMIF CE0	256 M	80000000 – 8FFFFFFF
EMIF CE1	256 M	90000000 – 9FFFFFFF
EMIF CE2	256 M	A0000000 – AFFFFFFF
EMIF CE3	256 M	B0000000 – BFFFFFFF
Reserved	1 G	C0000000 – FFFFFFFF

จากตารางสามารถแบ่งตำแหน่งหน่วยความจำออกเป็น 3 กลุ่มได้แก่ กลุ่มตำแหน่งหน่วยความจำภายในตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล กลุ่มตำแหน่งสำหรับรีจิสเตอร์ต่าง ๆ และกลุ่มตำแหน่งสำหรับการต่อพ่วงกับอุปกรณ์ภายนอกตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล

ตำแหน่งหน่วยความจำภายในตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลเริ่มต้นจาก 0x00000000 ถึง 0x0000FFFF ขนาด 64 kbyte ซึ่งเป็นหน่วยความจำระดับ L2 โดยหน่วยความจำระดับ L1 ผู้ใช้งานไม่สามารถเข้าถึงข้อมูลภายในได้

สำหรับตำแหน่งที่ใช้อ้างอิงเพื่อเชื่อมต่อกับอุปกรณ์ภายนอกผ่านทาง EMIF มีตำแหน่งเริ่มต้นจาก 0x80000000 ถึง 0xBFFFFFFF ถูกแบ่งออกเป็น 4 ช่วง โดยตำแหน่ง EMIF CE0 ถูกสงวนไว้เป็นตำแหน่งของหน่วยความจำหลักสำหรับเก็บโปรแกรมและข้อมูลของระบบ ตลอดจนโปรแกรมและข้อมูลของผู้ใช้งาน ซึ่งบอร์ดที่ใช้งานนี้ใช้หน่วยความจำชนิด SDRAM ขนาด 4 Mbyte EMIF CE1 ถูกสงวนไว้สำหรับเก็บข้อมูลและโปรแกรมที่สำคัญของระบบ โดยเก็บข้อมูลและโปรแกรกลงในหน่วยความจำชนิด Flash ROM ขนาด 128 kbyte 8 บิต สำหรับ EMIF CE2 และ EMIF CE3 เป็นตำแหน่งที่อนุญาตให้ผู้ใช้งานสามารถเชื่อมต่อกับอุปกรณ์ต่อพ่วงภายนอกได้เช่น หน่วยความจำและอุปกรณ์อินพุตเอาต์พุตได้โดยผ่านทางจ็อบคอนเน็คเตอร์ J1 และ J3 (ตำแหน่งขาให้ดูรายละเอียดในภาคผนวก ค)

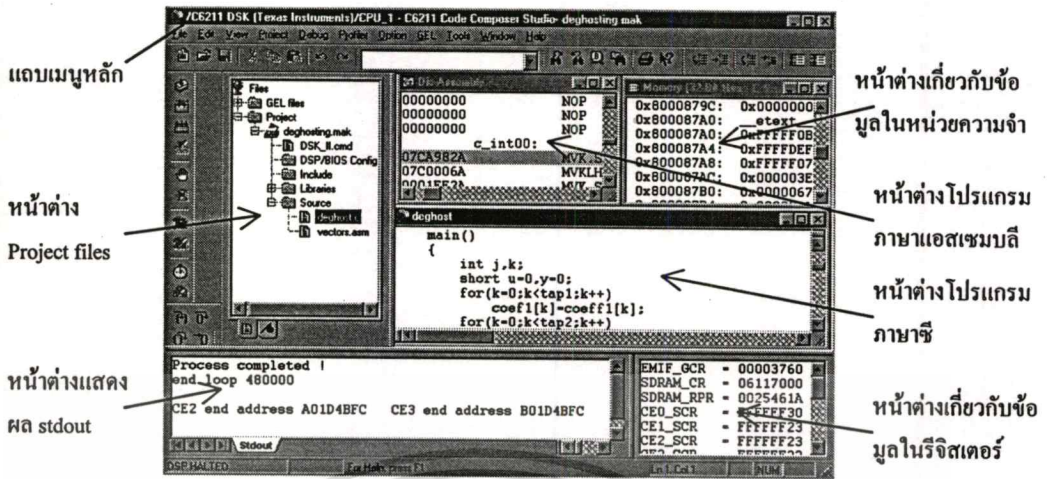
ข.2 คุณสมบัติทางด้านซอฟต์แวร์ [31]

ซอฟต์แวร์ที่ใช้งานกับบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัลตระกูล C6000 คือ code composer studio ซึ่งเป็นโปรแกรมสามารถทำงานภายใต้ระบบปฏิบัติการดอส (DOS) และระบบปฏิบัติการวินโดวส์ได้ ซึ่งผู้ใช้งานจะต้องทำการติดตั้งโปรแกรมนี้ลงบนเครื่องไมโครคอมพิวเตอร์ที่เชื่อมต่ออยู่กับบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล โปรแกรม code composer studio นี้ประกอบด้วย 3 ส่วนหลัก ๆ ได้แก่ ส่วน code generation tools ส่วน code composer studio integrated development environment (IDE) และส่วนวิเคราะห์การทำงานของโปรแกรม ซึ่งลักษณะรูปแบบการแสดงของ code composer studio แสดงดังรูปที่ ข.4

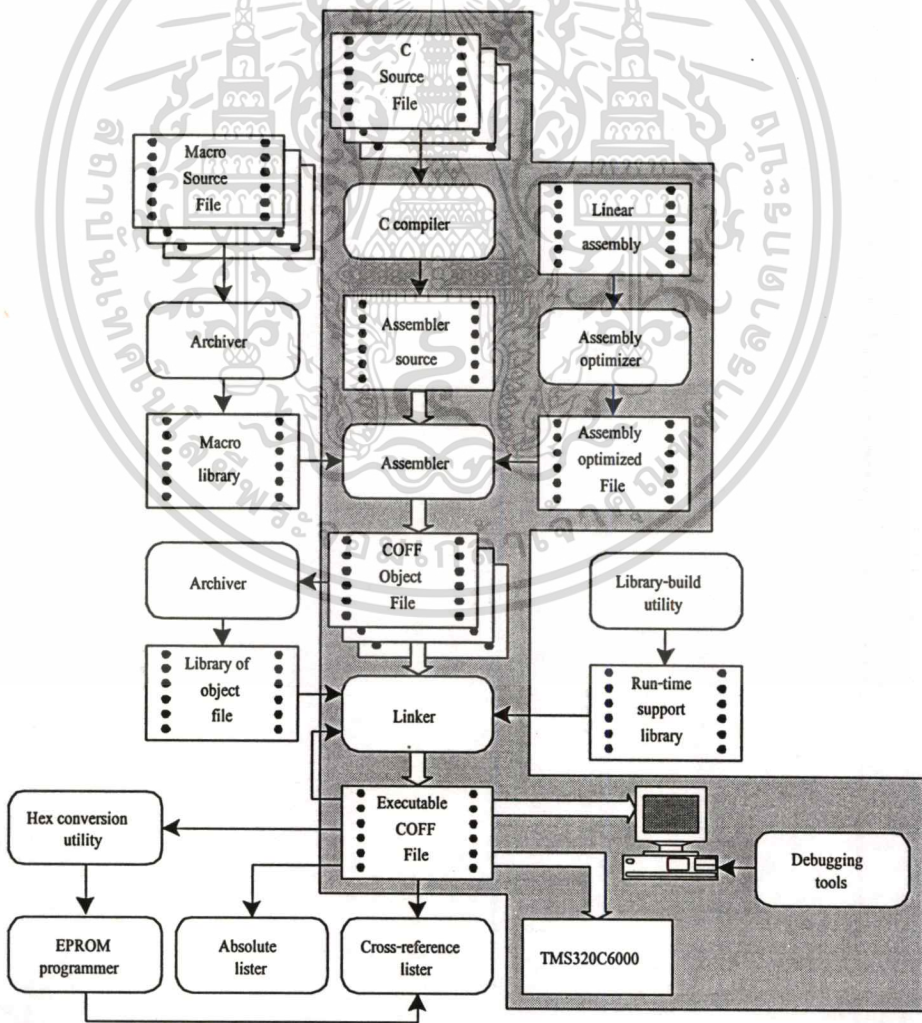
code generation tools ประกอบด้วยคอมไพเลอร์ภาษาซี (C compiler) แอสเซมเบลอร์ (assembler) และลิงก์เกอร์ (linker) ผู้เขียนโปรแกรมสามารถพัฒนาโปรแกรมขึ้นมาด้วยตัวเองให้อยู่ในรูปโปรแกรม execute เพื่อถ่ายโปรแกรมดังกล่าวเข้าสู่บอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัลได้ โดยผู้พัฒนาโปรแกรมเขียนโปรแกรม source file ขึ้นมาด้วยภาษาซี ตัวคอมไพเลอร์ภาษาซีจะทำการแปลให้เป็นภาษาแอสเซมบลี จากนั้นตัวแอสเซมเบลอร์จะทำการแปลให้เป็นภาษาเครื่องในรูปไฟล์ object และตัวลิงก์เกอร์จะทำการนำไฟล์ที่แปลได้ไปเชื่อมกับ library มาตรฐานและ library ที่ผู้เขียนโปรแกรมสร้างขึ้นแล้วสร้างไฟล์โปรแกรม execute ขึ้น ดังรายละเอียดขั้นตอนตามรูปที่ ข.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ข.4 ลักษณะการแสดงผลของโปรแกรม code composer studio



รูปที่ ข.5 ขั้นตอนการพัฒนาโปรแกรม

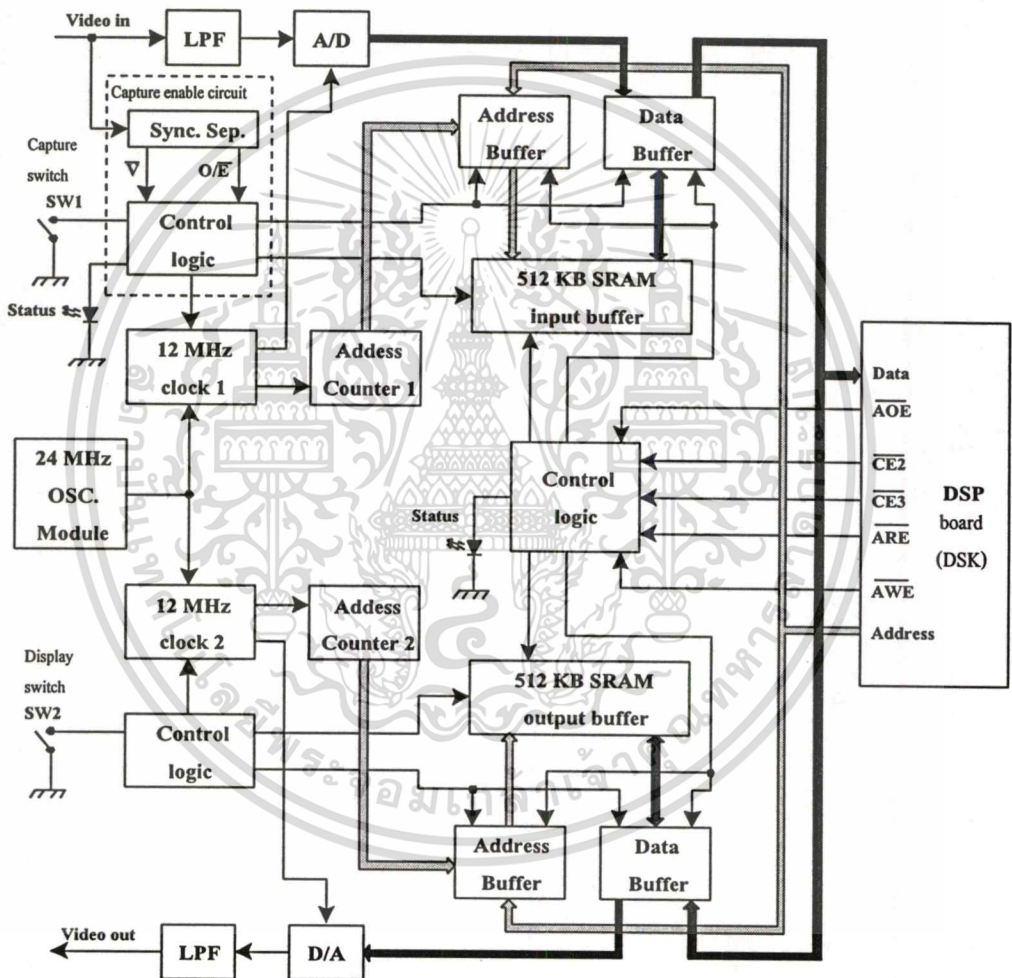
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผู้เขียนโปรแกรมสามารถพัฒนาโปรแกรมขึ้นมาในรูปของภาษาแอสเซมบลี (linear assembly) ได้ ซึ่งตัว assembly optimizer จะทำการปรับโปรแกรมให้อยู่ในรูปแบบเหมาะสมที่สุด ก่อนจะทำการแปลเป็นภาษาเครื่องแล้วทำการเชื่อมกับ library และสร้างเป็นไฟล์โปรแกรม execute ส่วน IDE ทำหน้าที่ 3 ประการได้แก่ ให้ผู้ใช้งานสามารถแก้ไขโปรแกรม (edit) สร้างโปรแกรม (build) และตรวจสอบการทำงาน (debug) ของโปรแกรม

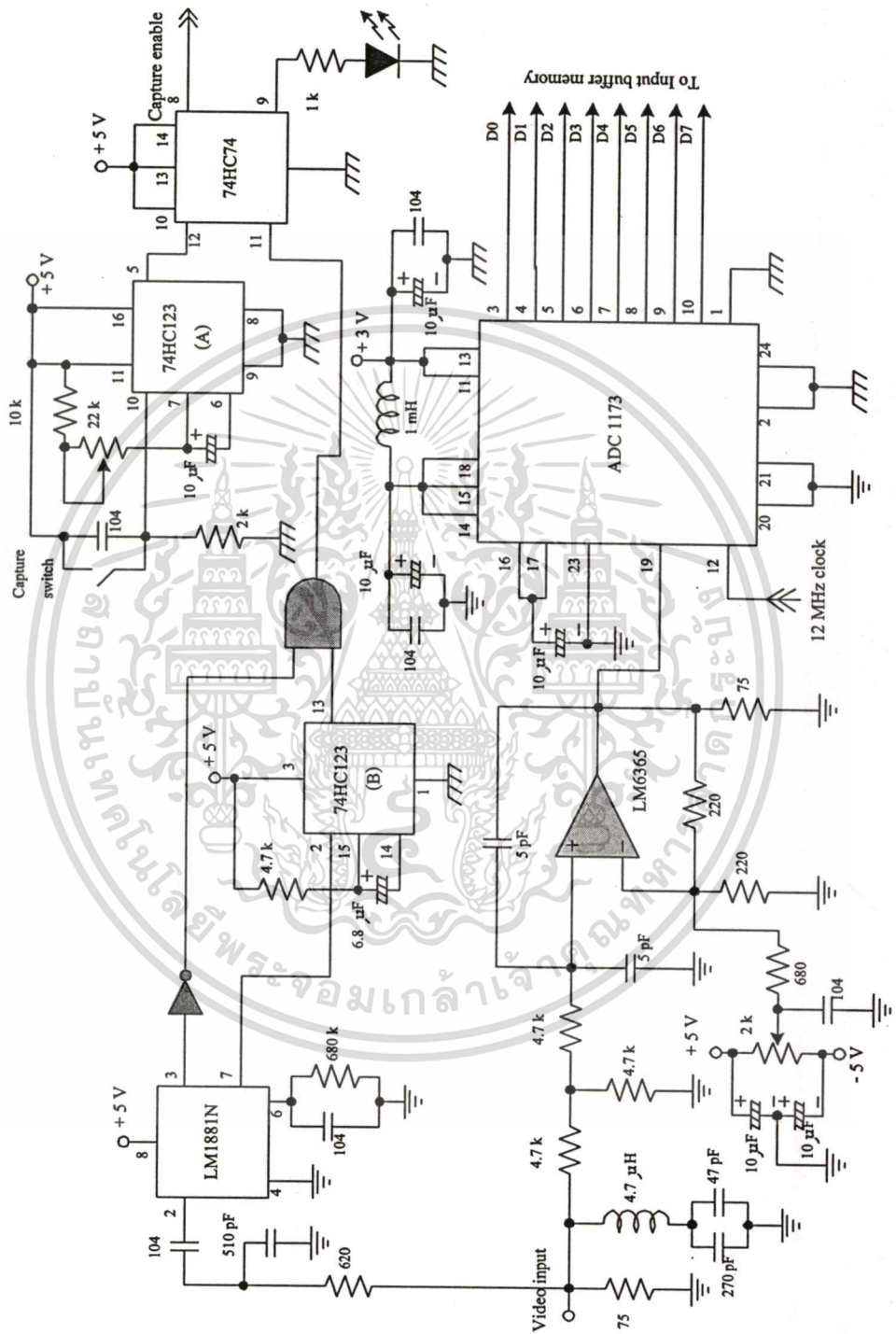
ผู้เขียนโปรแกรมสามารถสร้างโปรแกรม execute ได้ด้วยการนำไฟล์ส่วนต่าง ๆ มาผนวกกันไว้ในไฟล์โปรเจกต์ (project file) โดยการใช้คำสั่ง Addfile ในเมนูหลักชื่อ Project ซึ่งประกอบด้วย ไฟล์ source มีนามสกุล .c และ .asm ไฟล์ libraries มีนามสกุล .lib และไฟล์ linker command มีนามสกุล .cmd ตามลำดับดังตัวอย่างรูปที่ ข.4 จากนั้นทำการสร้างโปรแกรมไฟล์ execute ที่มีนามสกุล .out ด้วยการใช้คำสั่ง Rebuild All ที่อยู่ในเมนูหลัก Project ซึ่ง code composer studio จะทำการแปลไฟล์ source ที่ผู้พัฒนาโปรแกรมเขียนขึ้นพร้อมทั้งทำการเชื่อมกับ libraries แล้วสร้างเป็นโปรแกรม execute นามสกุล .out ขึ้นมาผู้เขียนโปรแกรมสามารถถ่ายโปรแกรมที่ได้นี้เข้าสู่บอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัลให้ทำงานตามต้องการด้วยคำสั่ง Load Program ซึ่งอยู่ในเมนูหลักชื่อ File

ภาคผนวก ค

แผนภาพการทำงานและรายละเอียดของวงจรที่ใช้ในการทดลอง

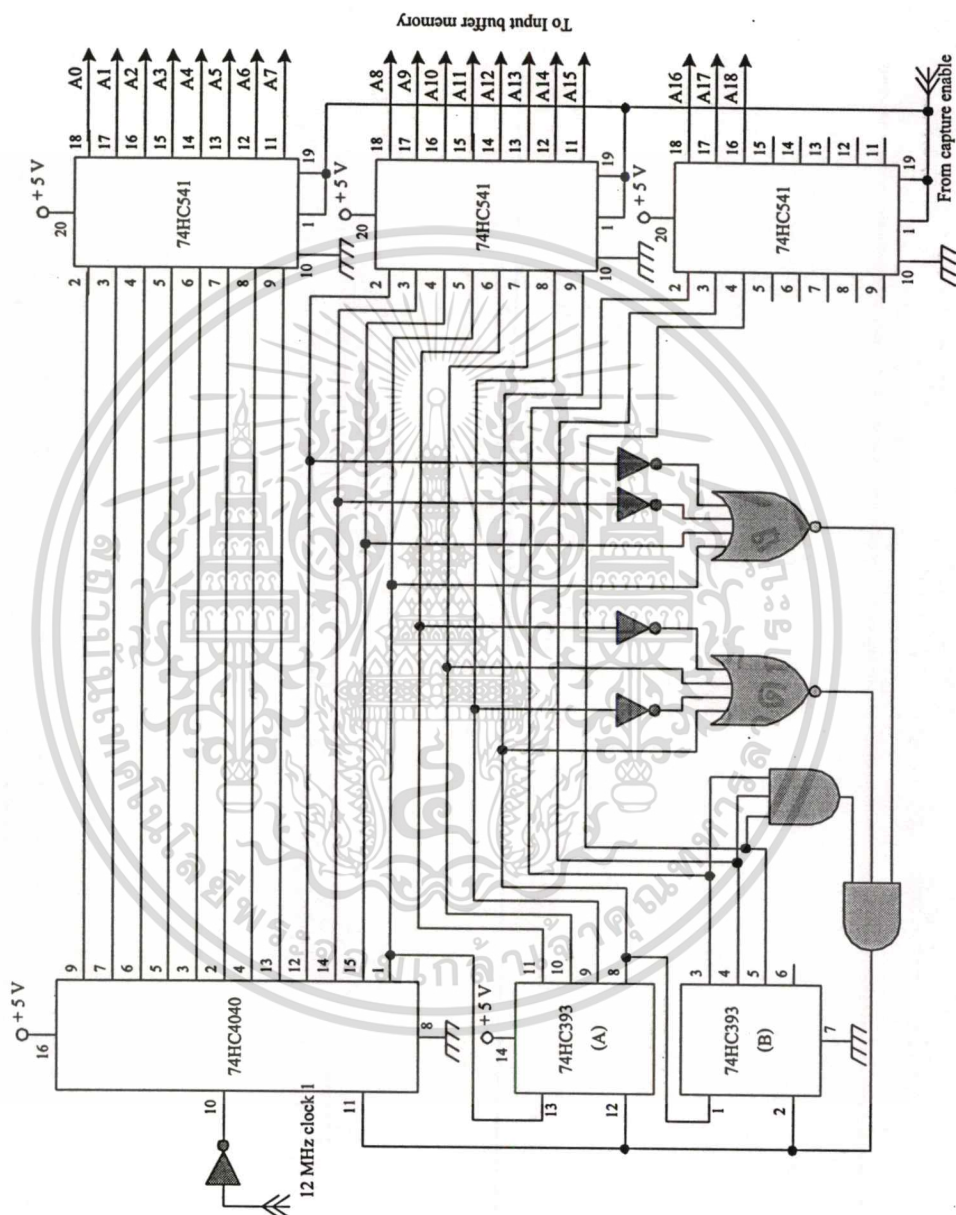


รูปที่ ค.1 แผนภาพการทำงานของระบบที่ใช้ในการทดลอง

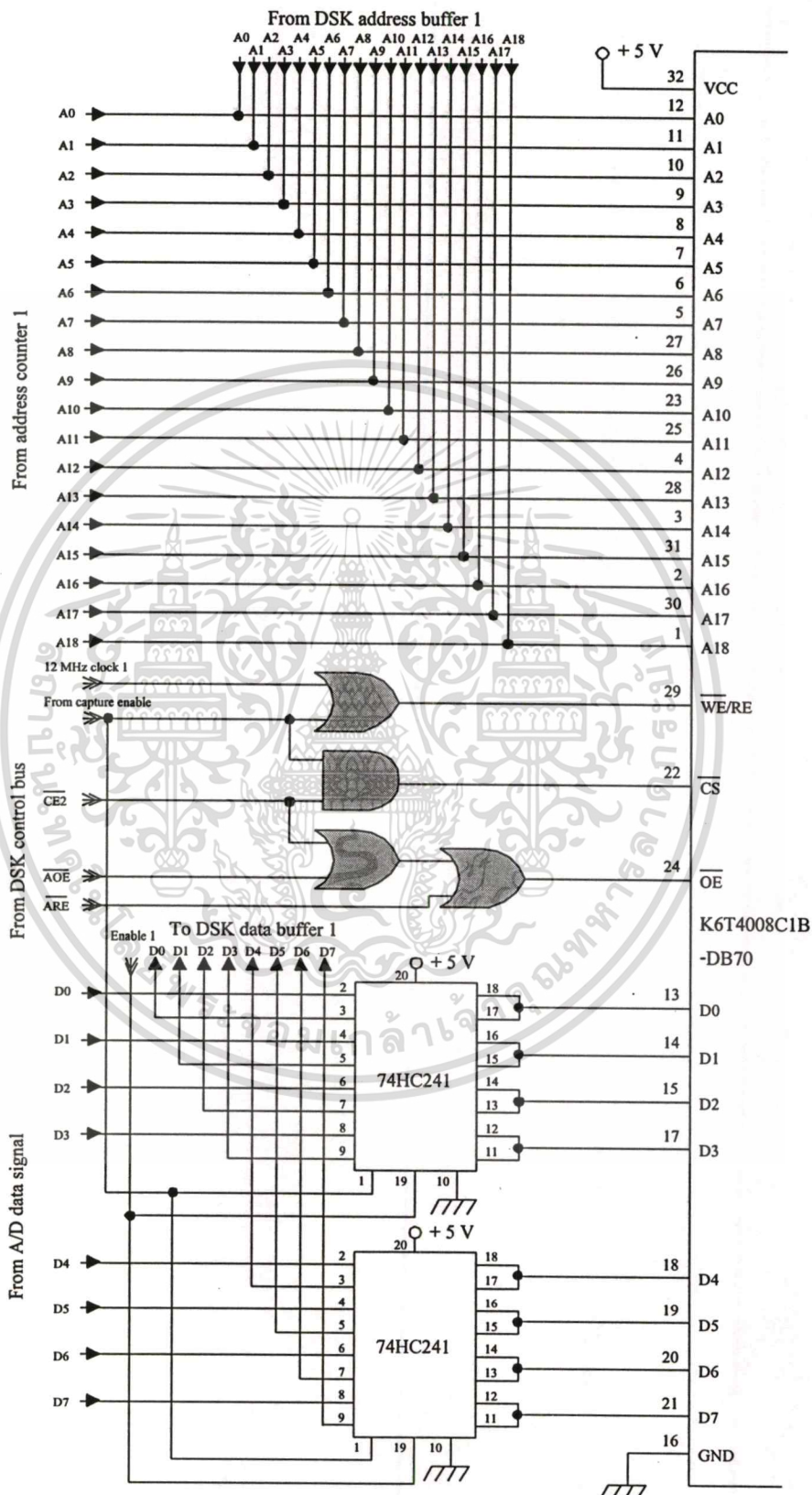


รูปที่ ค.2 วงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล (A/D) และวงจรผลิตสัญญาณ capture enable

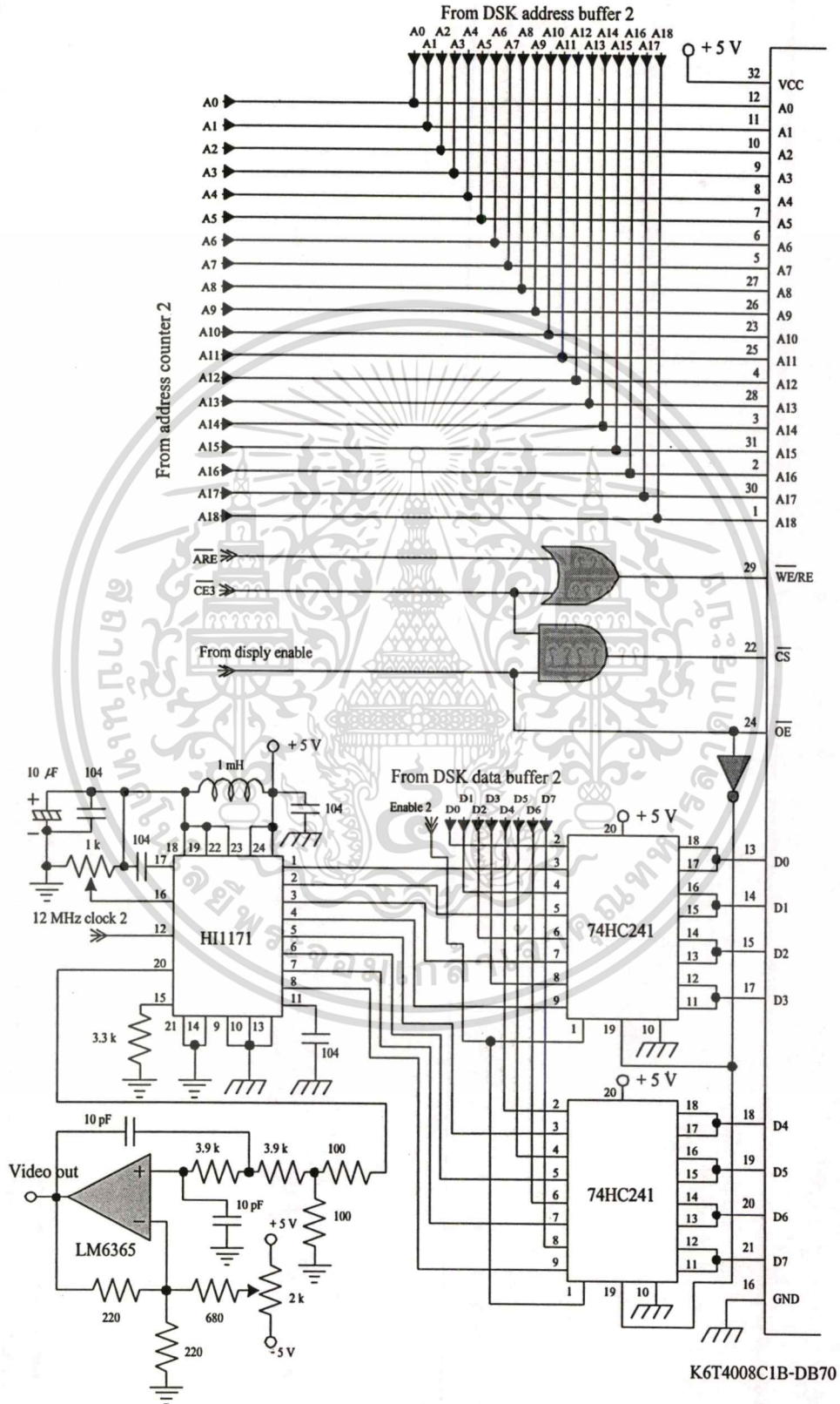
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



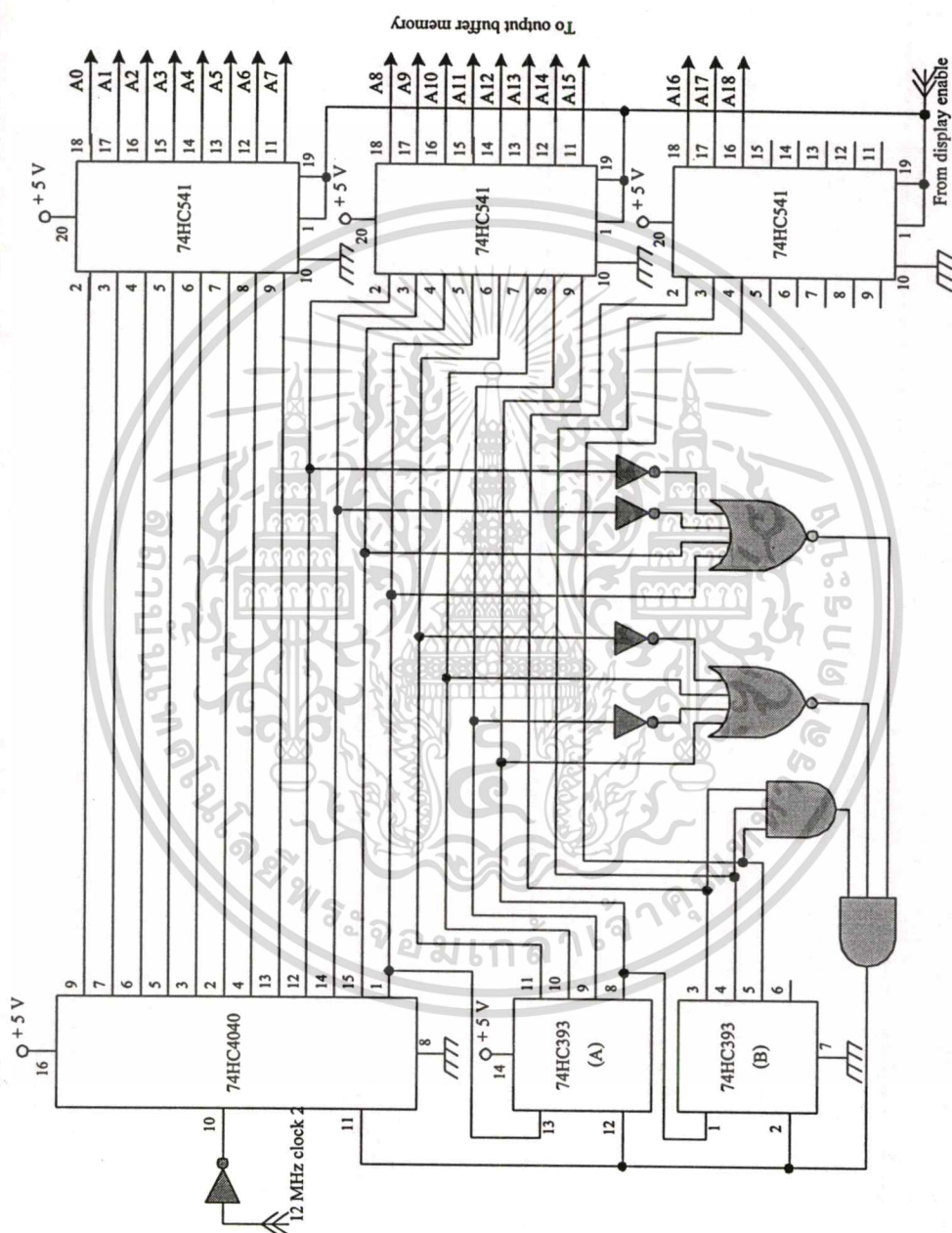
รูปที่ ค.3 วงจร Address counter 1



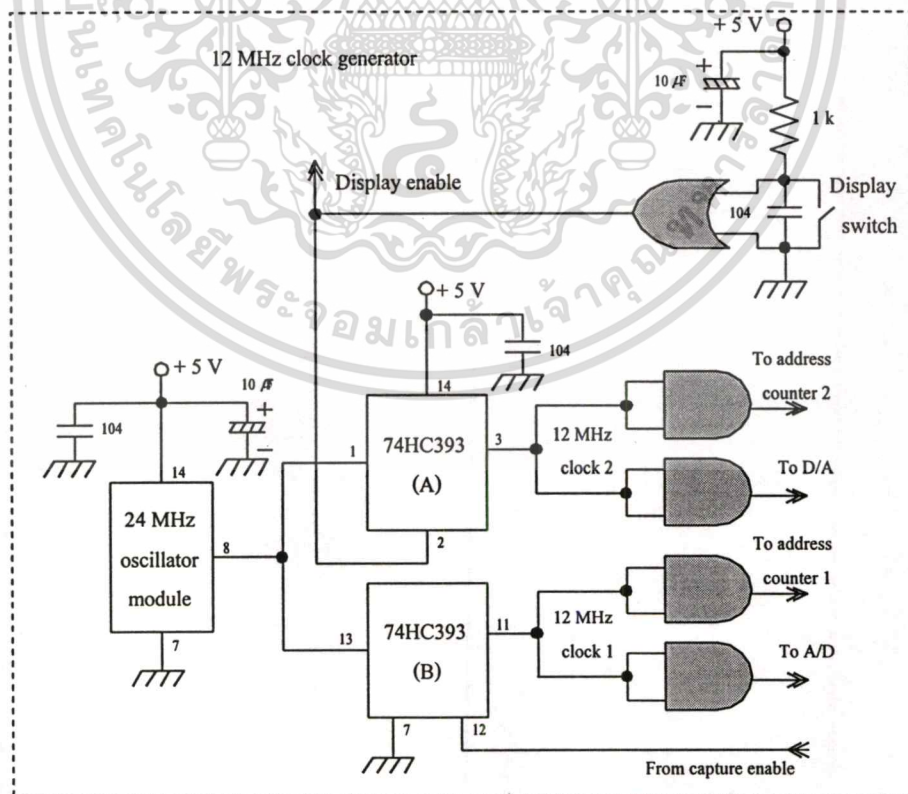
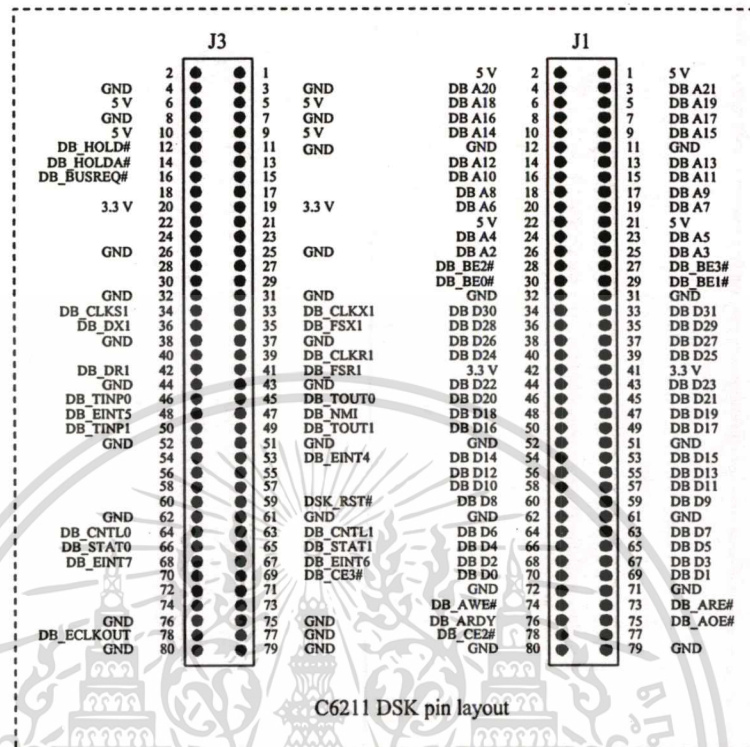
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับอาจารย์เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ ค.4 วงจร Input buffer memory
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารรูปที่ ค.5 วงจร Output buffer memory และวงจรแปลงดิจิทัลเป็นแอนะล็อก (D/A) ระเบียบข้อด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



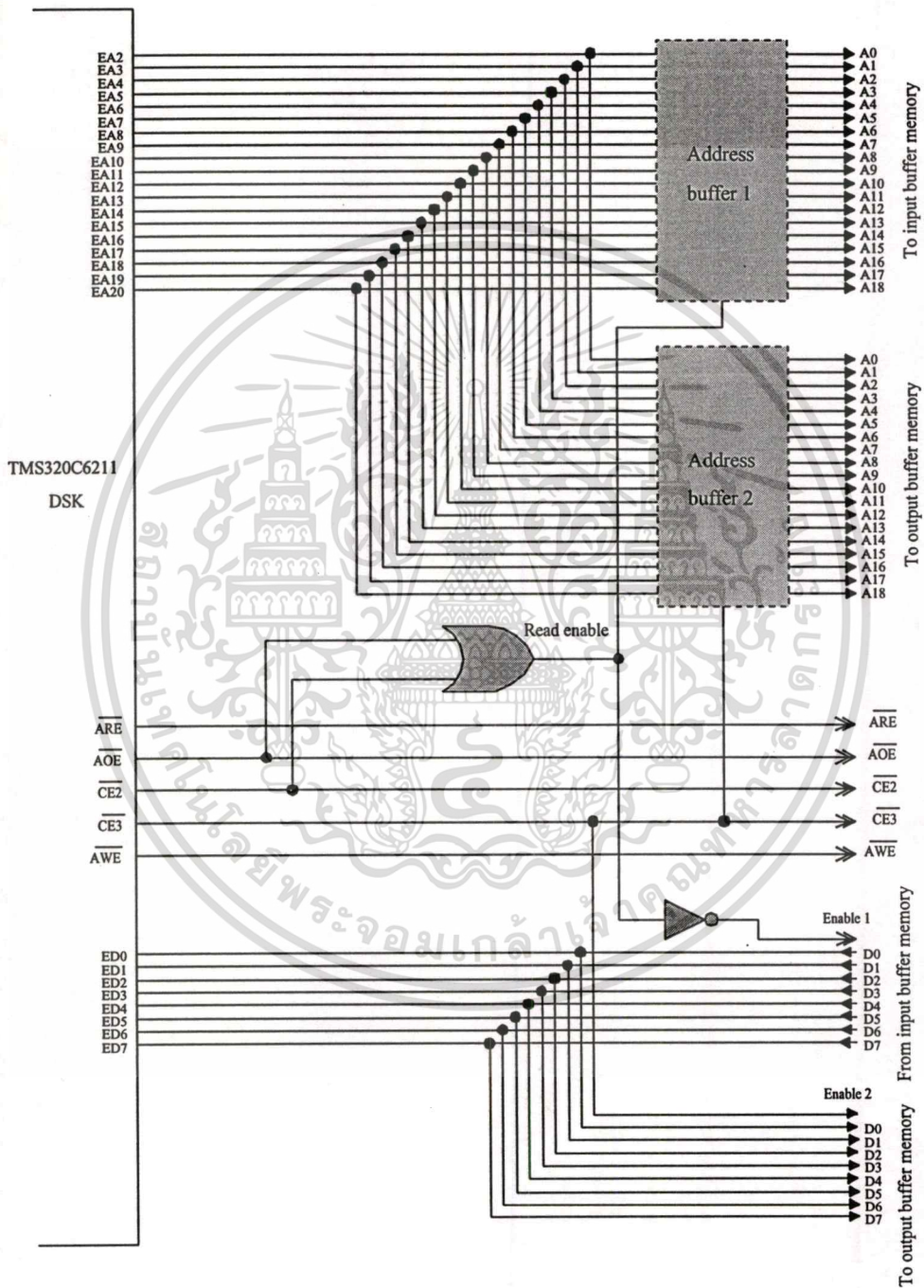
รูปที่ ค.6 วงจร Address counter 2



รูปที่ ค.7 วงจรผลิตความถี่และตำแหน่งขา connector ของบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ห้ามเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

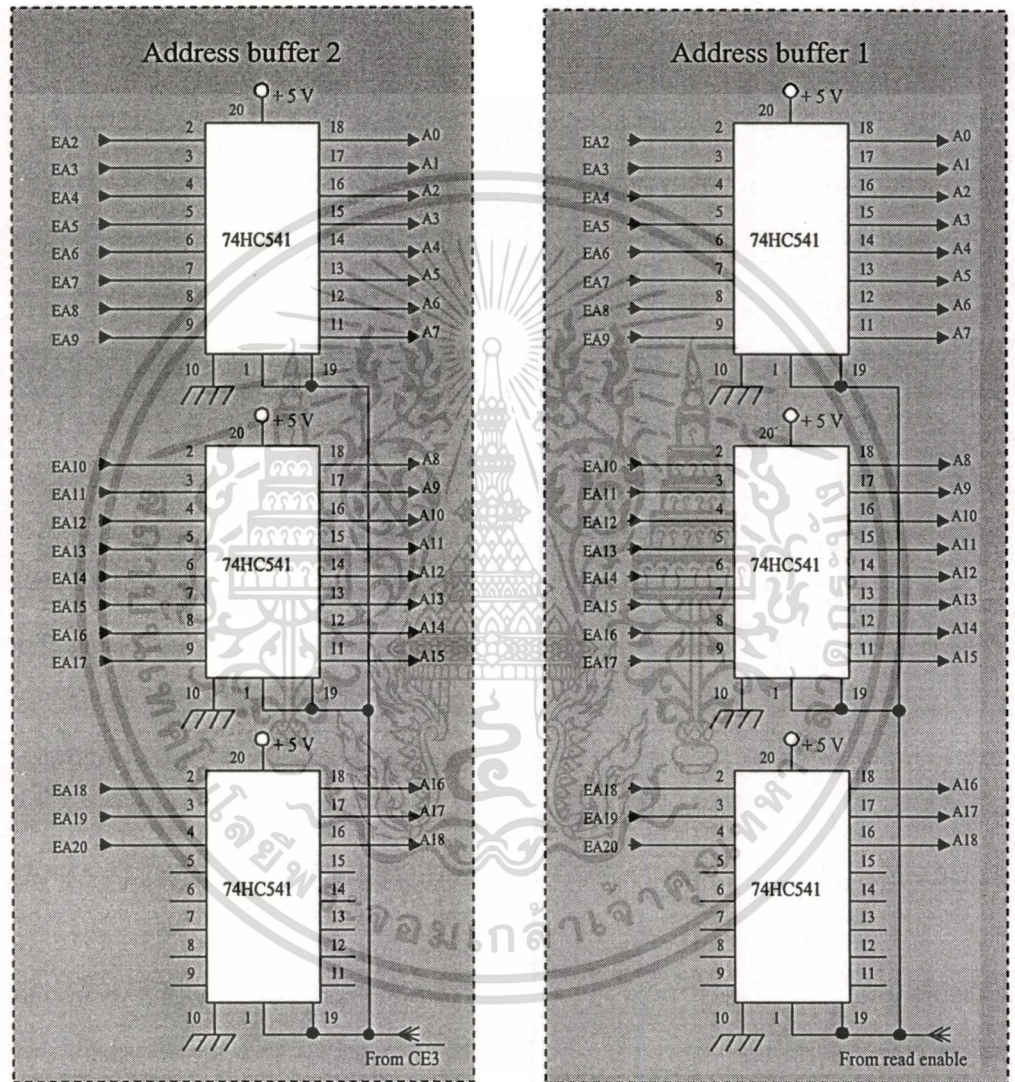
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ค.8 วงจรอินเทอร์เฟซบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Address buffer 1



รูปที่ ค.9 วงจร Address buffer 1 และ Address buffer 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ง

โปรแกรมที่ใช้ในการทดลอง

ง.1 โปรแกรมคำนวณหาสัมประสิทธิ์

```
%*****
%***** Adaptive filter for coefficient calculation *****
%*****

close all;clear all;

load gcrref.dat;load gcrch.dat; % load GCR reference file and GCR ghost file
d=gcrref.'; % reference signal
u=gcrch.'; % input signal
n=0:1:length(d)-1;NN=10;
M=10;N=20;mu=0.01; %iir tap length,fir tap length and step size
a0=zeros(1,N);b0=zeros(1,M); %Adaptative initialization
for p=0:NN-1
    [y,e2,a,b]=myadap(u,d,mu,M,N,a0,b0); % Adaptive function
    err(1,p*length(e2)+1:(p+1)*length(e2))=e2;
    a0=a(length(a),:);b0=b(length(b),:);
end

weight1=b(length(b),:);
weight2=a(length(a),:);
w1=round(weight1.*(2^15)); % Rounding
w2=round(weight2.*(2^15));
save 'coeff1.dat' w1 -ascii;
save 'coeff2.dat' w2 -ascii;
```

```

function[y,e2,a,b]=myadap(u,d,mu,M,N,a0,b0) % Adaptive function
%*****
% u      : input signal
% y      : output signal
% ye     : adaptive output signal
% d      : reference signal
% e1,e2  : error signal
% a,b    : coefficient
% M,N    : number of coefficient
% mu     : step size
a=a0;b=b0;
dold=zeros(1,M);xin=zeros(1,N);xold=zeros(1,M);
for i=1:length(d)
    %***** IIR adaptive section
    ye(i)=u(i)+b(i,:)*dold.';
    e1(i)=d(i)-ye(i);
    b(i+1,:)=b(i,:)+mu*e1(i)*dold;
    dold(1,2:M)=dold(1,1:M-1);
    dold(1)=d(i);
    xin(1)=u(i)+b(i+1,:)*xold.';
    xold(1,2:M)=xold(1,1:M-1);
    xold(1)=xin(1);
    %***** FIR adaptive section
    y(i)=a(i,:)*xin.';
    e2(i)=d(i)-y(i);
    a(i+1,:)=a(i,:)+mu*e2(i)*xin;
    xin(1,2:N)=xin(1,1:N-1);
end

```

ง.2 โปรแกรมที่ใช้งานกับบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล

```

/*****
/***** Filter sections for degghost equalizer *****/
*****/

#include<stdio.h>

#define tap1    10          /* Coefficient number */
#define tap2    20

short filter(short u);      /* Filter function */
void readport(int m);       /* Read function */
void writeport(int n);      /* Write function */

const int coeff1[tap1],coeff2[tap2];
int *b,*c,p_in,p_out,xold[tap2];
short coef1[tap1],coef2[tap2];

main()
{
    int j,k;
    short u,y;

    for(k=0;k<tap1;k++)
        coef1[k]=coeff1[k];
    for(k=0;k<tap2;k++)
    {
        coef2[k]=coeff2[k];
        xold[k]=0;
    }

    for(j=0;j<480000;j++)

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

{
    readport(j);
    u=(short)p_in;
    y=filter(u);
    p_out=(int)y;
    writeport(j);
}

printf("Process completed !\n end loop %d\n", j);
printf("CE2 end address %X\tCE3 end address %X\n",b,c);
}

short filter(short u)
{
    int i,ACC=0;
    short out;

    for(i=1;i<=tap1;i++)
        ACC+=coef1[i-1]*xold[i];
    xold[0]=u+(ACC>>15);
    ACC=0;
    for(i=0,i<tap2,i++)
        ACC+=coef2[i]*xold[i];
    out=ACC>>15;
    for(i=(tap2-1);i>0;i--)
        xold[i]=xold[i-1];
    return(out);
}

```

```

void readport(int m)
{
    int *ce2_addr=(int*)0xA0000000;    /* Initial address */
    ce2_addr=ce2_addr+m;                /* Increment address */
    p_in=*ce2_addr;                     /* Read data */
    b=ce2_addr;

    return
}

```

```

void writeport(int n)
{
    int *ce3_addr=(int*)0xB0000000;    /* Initial address */
    ce3_addr=ce3_addr+n;                /* Increment address */
    *ce3_addr=p_out;                    /* Write data */
    c=ce3_addr;

    return;
}

```

ภาคผนวก จ

งานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

1. ประวิทย์ ชุมชู, ราชู พันธุ์ฉลาด, อรรถพล ชัมสกุล และ วุฒิพร เลิศวาสนา. “อะแดปทีฟ IIR แบบคัสคาดีเฟลเตอร์สำหรับการตรวจจับสัญญาณไซน์ที่เวลาจริงโดยใช้ TMS320C50.” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 21, 12-13 พฤศจิกายน 2541. หน้า 229-432.
2. วุฒิพร เลิศวาสนา, กนก เจนจิระพงศ์เวช, ราชู พันธุ์ฉลาด และ ประวิทย์ ชุมชู. “การออกแบบ วงจรแอดทีฟแบบคัสคาดีเฟลเตอร์จากวงจร URC.” วิศวกรรมลาดกระบัง, ปีที่ 16, ฉบับที่ 1, มีนาคม 2542. หน้า 43-48.
3. วุฒิพร เลิศวาสนา, อนุรี หล่อสวัสดิศิริ, ราชู พันธุ์ฉลาด และ กนก เจนจิระพงศ์เวช. “วงจรกรอง ความถี่หลายรูปแบบโดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ถูกควบคุมด้วยนกระแส.” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 23, 23-24 พฤศจิกายน 2543. หน้า 633-636.
4. วุฒิพร เลิศวาสนา, กนก เจนจิระพงศ์เวช และ ราชู พันธุ์ฉลาด. “วงจรปรับเท่าแบบปรับตัวได้ ด้วยการใช่วงจรกรองความถี่คัตออฟ IIR และ FIR.” NCSEC 2001, 7-9 November 2001. pp. 185-191.
5. วุฒิพร เลิศวาสนา, กนก เจนจิระพงศ์เวช และ ราชู พันธุ์ฉลาด. “การแก้ไขภาพซ้อนของ สัญญาณโทรทัศน์ด้วยวงจรปรับเท่าแบบปรับตัวได้.” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 24, 22-23 พฤศจิกายน 2544. หน้า 699-704.
6. Punchalard R., Leotwassana W. “The Fast Convergence Speed Lowest Complexity Memoryless Nonlinear Gradient Algorithm for a Second-Order Adaptive IIR Notch Filter.” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 24, 22-23 พฤศจิกายน 2544. หน้า 1123-1126.

ประวัติผู้เขียน

นายวุฒิพร เลิศวาสนา เกิดเมื่อวันที่ 29 สิงหาคม พ.ศ. 2509 ที่จังหวัดนครศรีธรรมราช
สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี หลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาเทคโนโลยี
โทรคมนาคม ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า
เจ้าคุณทหารลาดกระบัง เมื่อปี พ.ศ. 2536 ปัจจุบันทำงานในตำแหน่งอาจารย์ประจำภาควิชา
วิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร

