

รายงานผลการทดลอง

เครื่องลดสัญญาณภาพซ้อนและเงาโดยการใช้อีควอลไลเซอร์แบบปรับค่าได้

Realization of Video Ghost Cancellation Using Adaptive Equalizer



ได้รับทุนสนับสนุนงานวิจัยจากเงินงบประมาณแผ่นดิน ประจำปีงบประมาณ 2552

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

กิตติกรรมประกาศ

คณะผู้วิจัยขอขอบคุณ รศ.ดร.กนก เจนจิระพงศ์เวช ปรีक्षाของโครงการวิจัย ที่ให้คำแนะนำที่เป็นประโยชน์ งานวิจัยนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดี นอกจากนี้ ขอขอบคุณ Japan International Cooperation Agency (JICA) สำหรับการสนับสนุนเครื่อง TV Test Signal Generator ตลอดจนภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศ คณะวิศวกรรมสารสนเทศ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่สนับสนุนสถานที่และเครื่องมือในการการทำวิจัยในครั้งนี้ รวมถึงสำนักงานคณะกรรมการวิจัยแห่งชาติที่ให้การสนับสนุนงบประมาณ ในการทำวิจัยครั้งนี้ด้วย

ดร.จักรี ทิฆมภักย์วิศิษฐ์ และคณะผู้วิจัย



RCH
TK
4842
.E7
ค234ค

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....116857
วันเดือนปี.....16 ส.ย. 2554

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกา
b.12326914
i.ไปให้.....

ชื่อโครงการวิจัย (ภาษาไทย) เครื่องลดสัญญาณภาพซ้อนและเงาโดยการใช้อีควอลไลเซอร์แบบปรับค่าได้
(ภาษาอังกฤษ) Realization of Video Ghost Cancellation Using Adaptive Equalizer

ได้รับทุนวิจัยจากสำนักงานคณะกรรมการวิจัยแห่งชาติ

ประจำปี 2552 จำนวนเงิน 522,000 บาท

ระยะเวลาทำการวิจัย 1 ปี ตั้งแต่ 1 ตุลาคม 2551 ถึง 30 กันยายน 2552

ผู้ดำเนินงานวิจัย : หัวหน้าโครงการวิจัย : ดร. จักรี ทิพนาศย์วิศิษฏ์

ผู้ทำวิจัยร่วม: น.ส. วันวิสา ชัชวงศ์

สาขาวิชาวิศวกรรมคอมพิวเตอร์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร
ลาดกระบัง โทรศัพท์ 02 7373000 ต่อ 3449

บทคัดย่อ

การวิจัยนี้ได้เสนอการแก้ไขภาพซ้อนและเงาของสัญญาณโทรทัศน์ด้วยวงจรปรับเท่าแบบปรับตัว วงจรที่นำเสนอมีโครงสร้างเป็นวงจรกรองแบบ FIR โดยใช้อัลกอริทึมแบบ LMS (Least Mean Square) ที่มีรูปแบบการทำงานที่ง่าย ไม่ซับซ้อน และใช้งานทั่วไป เนื่องจากอัลกอริทึมแบบ LMS มีความเร็วในการลู่ของค่า MSE (Mean Square Error) ช้า ดังนั้น อัลกอริทึมแบบ PFGLMS (Partially Filtered Gradient LMS) จึงถูกประยุกต์ใช้ เพื่อแก้ปัญหาของ LMS ทั่วไป จากการทดลองพบว่าด้วยโครงสร้างของวงจรปรับเท่าแบบปรับตัวที่นำเสนอสามารถแก้ปัญหาคาการเกิดสัญญาณภาพซ้อนได้ดี โดยวงจรมีการทำงานที่สอดคล้องกับหลักการทางทฤษฎี

Abstract

In this research, a television ghost cancellation using adaptive equalizer is presented. The proposed circuit is based on an FIR filter with an adaptive conventional LMS (Least Mean Square) algorithm. Although the LMS algorithm is simple model and has a low complexity, it has a slow convergence speed. Therefore the PFGLMS (Partially Filtered Gradient LMS) algorithm is proposed to improve the convergence speed. From the experimental results of the television ghost cancellation, it is shown that the proposed adaptive equalizer structure can reduce the television ghost picture and give a good result with a good agreement with the theoretical values.

สารบัญ

กิตติกรรมประกาศ.....	i
บทคัดย่อ.....	ii
บทคัดย่อ	
ภาษาอังกฤษ.....	ii
สารบัญ.....	iii
สารบัญรูปภาพ.....	v
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 แนวคิดและที่มาของปัญหา.....	1
1.2 จุดประสงค์ของงานวิจัย.....	2
1.3 แนวความคิดที่ใช้ในการทำวิจัย.....	2
1.4 ขอบเขตของงานวิจัย.....	2
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ.....	4
2.1 การสแกนภาพ.....	4
2.2 การสร้างภาพของเครื่องรับโทรทัศน์.....	9
2.3 และการหาสูตรสำเร็จของความผิดเพี้ยนของผลต่ออัตราขยายและดีเลย์.....	12
2.4 การเกิดสัญญาณภาพซ้อน.....	16
2.5 การจำลองช่องสัญญาณภาพซ้อน.....	18
2.6 แนวทางการแก้ไขปัญหาการเกิดสัญญาณภาพซ้อน.....	19
2.7 สัญญาณอ้างอิงเพื่อการกำจัดภาพซ้อน.....	20
บทที่ 3 วงจรกรองแบบปรับตัว.....	23
3.1 โครงสร้างของวงจรกรองแบบปรับตัว.....	23
3.2 อัลกอริทึมแบบ LMS.....	27
3.3 อัลกอริทึมแบบ PFGLMS.....	31

สารบัญ (ต่อ)

บทที่ 4 การแก้ไขสัญญาณภาพซ้อนด้วยวงจรปรับเท่าแบบปรับตัว.....	34
4.1 โครงสร้างวงจรปรับเท่าแบบปรับตัว.....	34
4.2 ขั้นตอนการทดลอง.....	35
บทที่ 5 สรุปและวิจารณ์ผลการวิจัย.....	43
บรรณานุกรม.....	46
ภาคผนวก.....	49



บทที่ 1

บทนำ

1.1 แนวคิดและที่มาของปัญหา

ในปัจจุบันโทรทัศน์กลายเป็นสิ่งหนึ่งที่บ้านเรือนต่างๆ ต้องมีติดเอาไว้ประจำบ้าน อาจกล่าวได้ว่าในยุคข้อมูลข่าวสาร โทรทัศน์จัดว่าเป็นปัจจัยสำคัญอย่างหนึ่งก็ว่าได้ อย่างไรก็ตามระบบการแพร่กระจายสัญญาณโทรทัศน์ภาคพื้นดินมักประสบกับปัญหาการแพร่กระจายคลื่นลักษณะหลายวิถี (Multipath propagation) ซึ่งมีสาเหตุมาจาก สัญญาณจากสถานีโทรทัศน์ที่ส่งกระจายออกมารอบทิศทางนี้จะเกิดการสะท้อน และหักเหของคลื่น สัญญาณจากวัตถุขนาดใหญ่ เช่นภูเขา เนินสูง รวมถึงตึกหรืออาคารสูงตามเมืองใหญ่ๆ ในบริเวณพื้นที่ใกล้เคียงกับเครื่องรับสัญญาณโทรทัศน์ ทำให้เครื่องโทรทัศน์รับคลื่นสัญญาณจากหลายวิถี ส่งผลให้คลื่นสัญญาณที่ได้รับเป็นสัญญาณรวมที่มีความผิดเพี้ยน เนื่องจากคลื่นสัญญาณหลายวิถีใช้เวลาในการเดินทางไม่เท่ากัน ทำให้ภาพที่ปรากฏบนจอเครื่องรับโทรทัศน์เกิดเป็นภาพซ้อน (Ghost) หรือเกิดเงา [1, 2] หรือเห็นภาพไม่ชัดเจน โดยปรากฏการณ์เหล่านี้มักเกิดขึ้นในเครื่องรับโทรทัศน์ทั่วๆ ไป นอกจากนี้ปัญหาสัญญาณภาพซ้อนยังสามารถเกิดขึ้นกับระบบกระจายสัญญาณโทรทัศน์ผ่านสายเคเบิล (Cable Television) เช่นกัน โดยมีสาเหตุมาจากการไม่แมตช์กันทางด้านอิมพีแดนซ์ (Impedance Mismatch) ระหว่างเครื่องส่งโทรทัศน์กับสายเคเบิลและเครื่องรับโทรทัศน์กับสายเคเบิล เป็นผลให้เกิดการสะท้อนกำลังงานของคลื่นสัญญาณในสายเคเบิลขึ้น ซึ่งเป็นสาเหตุของการเกิดปัญหาภาพซ้อนและเงาปรากฏบนจอเครื่องรับโทรทัศน์ [3-6] ไปจากปัญหาดังกล่าวจึงได้มีการศึกษาวิจัยอย่างกว้างขวางเพื่อแก้ปัญหาที่เกิดขึ้น [3, 7-21] ซึ่งสามารถพิจารณาลักษณะการวิจัยออกเป็น 3 แนวทางหลักได้แก่ การวิจัยเพื่อแก้ปัญหาในระดับสัญญาณ RF [3, 7] ระดับสัญญาณ IF [7, 16] และ ระดับสัญญาณเบสแบนด์ (Baseband) [7], [3], [17-21] ตามลำดับ

ในการแก้ไขปัญหาระดับสัญญาณเบสแบนด์ ผู้นำเสนอบทความที่ [17-21] ได้เสนอวงจรกรองที่ไม่สามารถปรับตัวได้ (Non-Adaptive Filter) แบบมีค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมที่สุด (Optimum Filter) มาสร้างเป็นวงจรปรับเท่า (Equalizer) เพื่อแก้ไขสัญญาณภาพซ้อน (Ghost Signal) โดยการนำคุณลักษณะของช่องสัญญาณคลื่นหลายวิถี (Channel State Information) หรือช่องสัญญาณภาพซ้อน (Ghost Channel) ในระบบการส่งสัญญาณโทรทัศน์ มาคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมที่สุดของวงจรกรอง วิธีนี้จำเป็นที่จะต้องรู้คุณลักษณะของช่องสัญญาณภาพซ้อน ซึ่งเป็นไปได้ยากในการที่รู้คุณลักษณะของช่องสัญญาณดังกล่าว เนื่องจากมีคุณลักษณะที่แปรเปลี่ยนตามเวลา (Time Vary) ของช่องสัญญาณ นอกจากนี้การคำนวณเพื่อหาสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมที่สุด ยังมีความซับซ้อนมาก [17, 22] และไม่เหมาะที่จะนำมาใช้งานในทางปฏิบัติ

เพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาที่จะต้องรู้คุณลักษณะที่แน่นอนของช่องสัญญาณภาพซ้อน การนำวงจรกรองแบบปรับตัว (Adaptive Filter) จึงถูกนำมาประยุกต์ใช้ในการสร้างวงจรปรับเท่า เนื่องจากไม่จำเป็นที่จะต้องรู้คุณลักษณะที่แน่นอนของช่องสัญญาณภาพซ้อน เพียงแต่อาศัยสัญญาณ GCR (Ghost Cancellation Reference) เป็นสัญญาณอ้างอิงเพื่อใช้ในการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรอง[3],[8], [23-25] อย่างไรก็ตามในบทความ [6], [12], [19], [21], [26] เสนอใช้วงจรกรองแบบปรับตัวที่มีอัลกอริทึมการคำนวณที่ยังมีความซับซ้อนสูง เนื่องจากมีการป้อนกลับ (Feedback) ของสัญญาณ Output มาใช้ในการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรอง จากปัญหาดังที่ได้กล่าวมาข้างต้นจึงเป็นแรงบันดาลใจให้คณะผู้วิจัย ทำการวิจัยเพื่อแก้ปัญหาดังที่กล่าวมาข้างต้น

1.2 จุดประสงค์ของงานวิจัย

งานวิจัยนี้มีความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์เพื่อศึกษาวิจัย และสร้างวงจรปรับเท่าแบบปรับตัว ที่มีโครงสร้างวงจรไม่ซับซ้อน โดยอาศัยอัลกอริทึมการปรับตัวรูปแบบง่ายและมีการใช้งานกัน โดยทั่วไป ขณะเดียวกันวงจรที่นำเสนอ สามารถทำงานได้ดีกับสัญญาณภาพที่มาจากกรณีเท็กซ์แบบกรอบ (Envelop Detection) ซึ่งเป็นการตีเท็กซ์ที่ใช้งานในเครื่องรับโทรทัศน์โดยทั่วไป และวิธีการที่ทำการวิจัยไม่มีความจำเป็นที่จะต้องทำการสร้างหรือดัดแปลงส่วนใดๆของเครื่องรับโทรทัศน์ เพียงแต่อาศัยสัญญาณภาพจากหัว Video Out จากเครื่องรับโทรทัศน์เท่านั้น

1.3 แนวความคิดที่ใช้ในการทำวิจัย

จากความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของงานวิจัย ที่จะศึกษาถึงการสร้างวงจรลดภาพซ้อนและเงา โดยใช้วงจรกรองแบบปรับค่าได้ที่มีความซับซ้อนต่ำ ดังนั้นงานวิจัยนี้จะเน้นการศึกษา วงจรกรองแบบปรับตัว ชนิด F.I.R (Finite Impulse Response Adaptive Filter) [22] โดยจะเน้นที่อัลกอริทึมแบบ LMS (Least Mean Square Algorithm)[27] [28] ซึ่งมีค่าการคำนวณสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองที่มีความซับซ้อนต่ำ เหมาะสำหรับการนำไปใช้งานทางปฏิบัติ อย่างไรก็ตามอัลกอริทึม LMS มีค่าความเร็วลู่เข้า (Convergence Speed) ที่ช้า เป็นผลให้ความสามารถในการ ปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองลดลง จากปัญหาดังที่ได้กล่าวมาข้างต้นจึงเป็นคณะผู้วิจัยจึงได้เสนออัลกอริทึม PFGLMS (Partial Filter Gradient LMS algorithm) [29] ที่สามารถเพิ่มค่าความเร็วลู่เข้า (Convergence Speed) ให้เร็วขึ้น เป็นผลให้ความสามารถในการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองเพื่อขึ้น ทำให้สามารถแก้ปัญหภาพซ้อนและเงาได้

1.4 ขอบเขตของงานวิจัย

งานวิจัยนี้จะทำการวิเคราะห์คุณลักษณะของวงจรที่นำเสนอ พร้อมทั้งนำวงจรดังกล่าวมาทำการทดลองเพื่อแก้ไขปัญหาการเกิดสัญญาณภาพซ้อนในลักษณะไม่กระจายออกอากาศ โดยอาศัยบอร์ด

เอกสารฉบับนี้สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประมวลผลสัญญาณดิจิทัลรุ่น รุ่น TMS320DM642 EMV ของบริษัท Texas Instruments และให้
แสดงผลออกทางหน้าจอเครื่องรับโทรทัศน์ในลักษณะภาพนิ่ง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการ

เนื่องมาจากแนวคิดที่ต้องการแก้ไขปัญหาของสัญญาณโทรทัศน์ที่ได้รับจากสถานีส่งเกิดความผิดเพี้ยนจำเป็นต้องทราบถึงสัญญาณภาพและสัญญาณอื่นๆ ที่ประกอบเข้าด้วยกันเพื่อให้ได้ภาพปรากฏบนหน้าจอโทรทัศน์เช่นเดียวกับภาพของสถานีส่ง โดยจะกล่าวถึงรายละเอียดในส่วนต่างๆ เพื่อแสดงการเกิดภาพและส่วนประกอบของสัญญาณภาพต่างๆ ซึ่งช่วยให้สามารถวิเคราะห์ความผิดเพี้ยนของสัญญาณภาพ

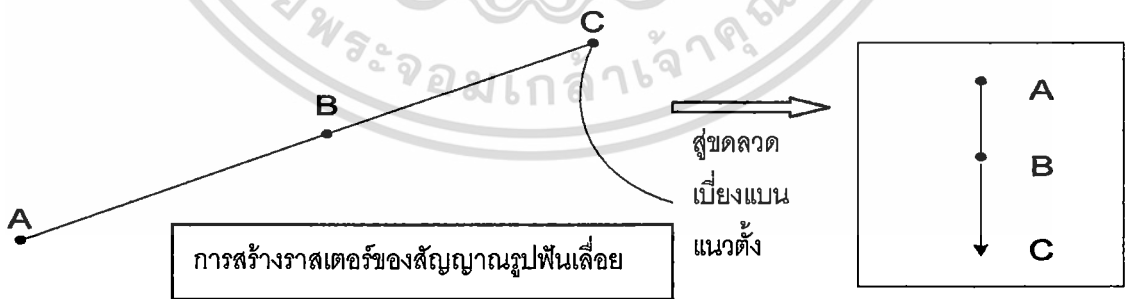
2.1 การสแกนภาพ

การสแกนภาพนั้นเป็นกระบวนการที่เกิดขึ้นภายในหลอดภาพ โดยที่การสแกนนี้จะถูกควบคุมให้มีการเบี่ยงเบน 2 ทิศทางคือ แนวนอนและแนวตั้ง ซึ่งการสแกนนี้จะถูกทำเป็นจังหวะที่ถูกต้อง โดยมีสัญญาณซิงโครไนส์ เป็นตัวคอยควบคุมจังหวะการสแกนทำให้เครื่องรับโทรทัศน์กับเครื่องส่งนั้นมีจังหวะที่ตรงกันทำให้เกิดเป็นภาพปรากฏที่หน้าจอโทรทัศน์

โดยภาพที่เรามองเห็นนั้นจะเป็นการที่ จุดแสงเล็กๆ (Picture element) แต่การที่จะเกิดเป็นจุดแสงนั้นต้องอาศัยการสแกนเพื่อให้เกิดการเบี่ยงเบนของลำแสงอิเล็กตรอน จากด้านซ้ายไปด้านขวา และจากด้านบนลงด้านล่าง ต่อเนื่องกัน

ในกระบวนการนี้หากไม่มีสัญญาณภาพก็จะปรากฏเป็นจุดเล็กๆเต็มหน้าจอโทรทัศน์ ซึ่งเราจะเรียกปรากฏการณ์นี้ว่า ราสเตอร์ (Raster) ซึ่งมีด้วยกัน 4 แบบ คือ

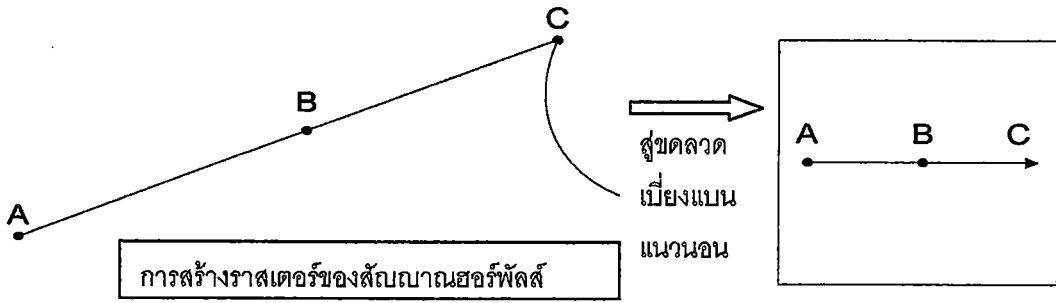
- 1.) สัญญาณพื้นเลื้อยจากภาคความถี่แนวตั้ง เพื่อเบี่ยงเบนลำแสงอิเล็กตรอนแนวตั้ง



รูปที่ 2.1 แสดงสัญญาณพื้นเลื้อยจากความถี่แนวตั้ง

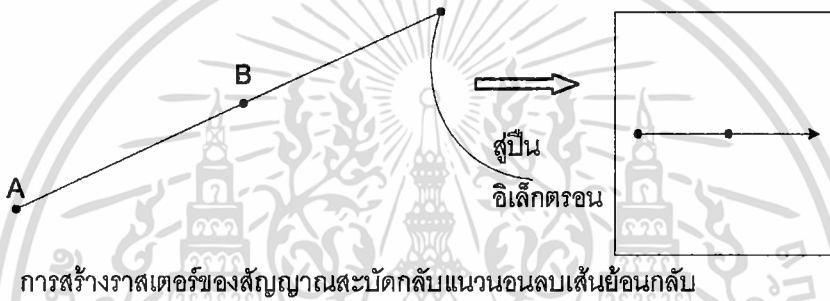
- 2.) สัญญาณเซอร์พัลส์ (horizontal pulse) จากความถี่แนวนอน เพื่อเบี่ยงเบนลำแสงอิเล็กตรอนแนวนอน ได้เส้นกราดหรือเส้นเทรซ (trace)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



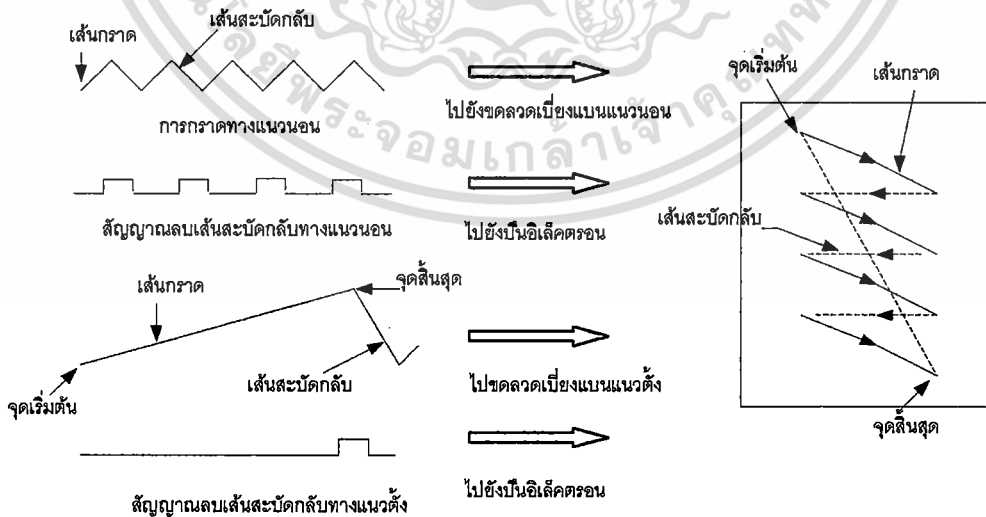
รูปที่ 2.2 แสดงสัญญาณเซอร์พัลส์จากความถี่แนวนอน

3.) สัญญาณลบเส้นสลับกลับแนวตั้งและแนวนอน (Vertical & Horizontal blanking pulse) เพื่อไม่ให้เกิดเส้นย้อนกลับหรือรีเทรซ (Retrace)



รูปที่ 2.3 แสดงสัญญาณสลับกลับแนวนอนลบเส้นย้อนกลับ

4.) พัลส์ซิงโครไนซ์ สำหรับการควบคุมการสร้างความถี่เบี่ยงเบนทางแนวตั้งและแนวนอน ให้การสแกนถูกต้อง



รูปที่ 2.4 แสดงแสดงสัญญาณพัลส์ซิงโครไนซ์

นอกจากนี้การเกิดรบกวนและสัญญาณภาพของเครื่องรับโทรทัศน์ ยังจะต้องอาศัย เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า สัญญาณต่างๆเช่น สัญญาณซิงค์ สัญญาณแบล็กกิ้ง สัญญาณภาพรวม เข้ามาเกี่ยวข้องกับตัว ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.1 การสแกนภาพทางแนวนอน (Horizontal Scanning)

การเรียงแบนลำแสงอิเล็กตรอนทางแนวนอนจะต้องอาศัยสนามแม่เหล็กไฟฟ้าซึ่งจะต้องกระทำต่อเนื่อง โดยเคลื่อนที่จากซ้ายไปขวาตามรูปสัญญาณพื้นเลื่อยและรูปสัญญาณพัลส์ไปเรื่อยๆ จนจบจากนั้นก็ทำการสลับกลับ จังหวะที่เกิดการสลับกลับนี้เองที่สัญญาณเบลตงกึ่ง จะทำการลบเส้นสลับกลับไม่ให้ปรากฏบนหน้าจอ ซึ่งการกราดและสลับกลับนี้จะกระทำจากซ้ายไปขวาและ จากบนลงล่างจำนวน 625 เส้น ใน 1 ภาพ ตามมาตรฐาน CCIR และใน 1 วินาที จะมีการกราดทั้งสิ้น 15,625 เส้น ทำให้ได้ 25 ภาพ หรือเรียกว่า 1 frame

2.1.2 การสแกนทางแนวตั้ง (Vertical Scanning)

เนื่องจากการสแกนในแนวนอน จะไม่กราดเป็นเส้นเฉียง เนื่องจากลำแสงอิเล็กตรอนมีการเคลื่อนที่จากบนลงล่างอย่างรวดเร็ว และเป็นระเบียบ ทำให้เมื่อสิ้นสุดการกราด ที่ด้านล่างของจอภาพกระแสรูปพื้นเลื่อยมาถึงจุดสิ้นสุด ทำให้ตกลงอย่างรวดเร็ว แล้วหลังจากนั้นลำแสงอิเล็กตรอนจะกลับขึ้นสู่จุดเริ่มต้นด้านบนใหม่อีกครั้ง ซึ่งจังหวะนี้เองที่ทำให้สัญญาณการสลับกลับแนวตั้งลบเส้นสลับกลับแนวตั้งทำให้ไม่ปรากฏบนจอภาพ การเรียงแบนทางแนวตั้งจะเกิดขึ้น 50 ครั้งใน 1 วินาที เนื่องจากการสแกนมีทั้งเส้นคู่และเส้นคี่ ส่งผลให้การสแกนแนวตั้ง 2 ครั้ง ต่อ 1 ภาพ ใน 1 วินาที จะสร้างความถี่ 50 Hz

การสแกนระหว่างแนวตั้งและแนวนอนจะต้องเป็นไปด้วยความสอดคล้องกัน อีกทั้งต้องอาศัยสัญญาณสัญญาณซิงค์ หรือสัญญาณเบลตงกึ่ง เข้ามาเป็นตัวควบคุมเพื่อให้การสแกนภาพที่หน้าจอเป็นไปอย่างสมบูรณ์ ถูกต้อง

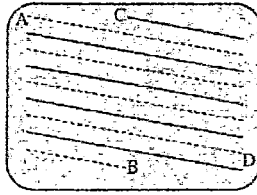
2.1.3 ความถี่และเส้นในการสแกน

เนื่องจากการสแกนแนวนอน 1 เส้นนั้น ลำแสงอิเล็กตรอนจะวิ่งจากซ้ายไปขวา แล้วจะกลับมาทางซ้ายใหม่ ส่งผลให้ความถี่จำนวนเส้นในการสแกนใน 1 วินาทีประกอบไปด้วย

- การเรียงแบนความถี่แนวนอน สร้างความถี่ 15,625 Hz ต่อ 1 วินาที
- การเรียงแบนความถี่แนวตั้ง สร้างความถี่ 50 Hz ต่อ 1 วินาที
- ภาพ 1 ภาพจะมี 625 เส้น
- การสแกนภาพจะแบ่งออกเป็น 2 ฟิลด์
 - การสแกนเส้นคู่ (Odd line) 312.5 เส้น
 - การสแกนเส้นคี่ (Even line) 312.5 เส้น
- ใน 1 วินาที จะมีการสแกน 50 ฟิลด์
- ใน 1 วินาที จะเกิดการสแกน 25 ภาพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

————— พัลด์เส้นคู่
- - - - - พัลด์เส้นคู่
หน้าจอภาพไม่แสดงให้เห็นเส้นสะบัดกลับ



รูปที่ 2.5 การสแกนหน้าจอโทรทัศน์

2.1.4 การสแกนหน้าจอโทรทัศน์

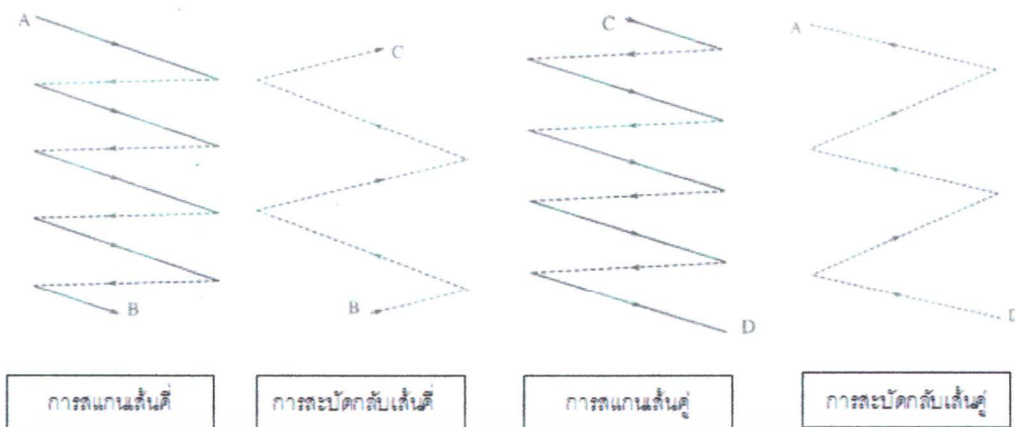
การสแกนของลำแสงอิเล็กทรอนิกส์นั้นจะเริ่มจากด้านบนซ้ายไปเรื่อยๆจนถึงด้านล่างสุดแล้วก็จะกลับไปสแกนที่ด้านบนซ้ายใหม่เป็นแบบนี้ไปเรื่อย แต่เนื่องจากการสแกนแบบเส้นคู่และเส้นคี่มีจุดเริ่มต้นที่ต่างกัน ส่งผลให้การสแกนไม่ซ้อนทับกันแต่จะประสานกันอย่างเป็นระเบียบ โดยจะสแกนเส้นเว้นเส้น ความเร็วในการสแกนคงที่ แต่การเบี่ยงเบนทางแนวตั้งจะช้ากว่าการเบี่ยงเบนทางแนวนอน ส่วนการสะบัดกลับนั้นจะกระทำอย่างรวดเร็วให้ไม่สามารถมองเห็นเส้นสะบัดกลับบนจอโทรทัศน์ได้

2.1.5 การสแกนเส้นคี่ (Odd line)

การสแกนภาพเส้นคี่จะเริ่มต้นที่จุด A โดยจะอยู่ที่ตรงด้านซ้ายสุดของขอบจอด้านบน จะสแกนไปเรื่อยๆจนถึงขอบขวาที่จะทำการสะบัดกลับไปตั้งต้นใหม่อย่างรวดเร็ว โดยการเริ่มต้นสแกนใหม่นี้จะทำการสแกนแบบช่องเว้นช่อง แต่เนื่องจากสัญญาณเบี่ยงเบนรูปพื้นเลี้ยวทางแนวตั้งจะกระทำพร้อมกันการสแกนทางแนวนอน แต่เนื่องจากการสแกนแนวตั้งเกิดช้ามากเมื่อเทียบกับการสแกนแนวนอน จึงส่งผลให้การสแกนของเส้นคู่เริ่มที่จุด C

2.1.6 การสแกนเส้นคู่ (Even line)

การสแกนเส้นคู่จะเริ่มที่จุด C ซึ่งจุดนี้จะอยู่ตรงกึ่งกลางของหน้าจอโทรทัศน์ ด้านบนสุด การสแกนเส้นคู่จะกระทำเช่นเดียวกับเส้นคี่ แต่จะแตกต่างกันตรงที่ลำแสงอิเล็กทรอนิกส์จะเริ่มกราดที่ เส้นที่ 2 ซึ่งเป็นกึ่งกลางของเส้นที่ 1 และ 3 ที่การสแกนแบบเส้นคี่ได้ทำไว้ก่อนหน้าแล้ว โดยจะเริ่มกราดจากซ้ายไปขวา เมื่อไปถึงอีกข้างหนึ่งก็จะสะบัดกลับแล้วเริ่มสแกนเส้นที่ 4 ใหม่แบบนี้ไปจนครบ 312.5 เส้น



รูปที่ 2.6 แสดงการสแกนของเส้นภาพ

2.1.7 รายละเอียดการสแกนภาพ

พิกัดเส้นตีจะมีการสแกน 312.5 เส้น มีรายละเอียดดังนี้	
เส้นที่ 1,2 และครึ่งแรกของเส้นที่ 3	รวม 2.5 เส้น เป็นเวอร์จิงค์
ครึ่งหลังของเส้นที่ 3 และเส้นที่ 4,5	รวม 2.5 เส้น เป็นสัญญาณของรายละเอียดของภาพเป็นเวอร์จิงค์
เส้นที่ 6 ถึง 17 และครึ่งแรกของเส้นที่ 18	รวม 12.5 เส้น เป็นเส้นสะบัดกลับ
ครึ่งหลังของเส้นที่ 18 ถึงเส้นที่ 310	รวม 292.5 เส้น เป็นสัญญาณภาพ
เส้นที่ 311,312 และครึ่งแรกของเส้นที่ 313	2.5 เส้น เป็นสัญญาณของรายละเอียดของภาพเป็นเวอร์จิงค์
	สำหรับพิกัดเส้นคู่
พิกัดเส้นคู่จะมีการสแกน 312.5 เส้น มีรายละเอียดดังนี้	
ครึ่งหลังของเส้นที่ 313 และเส้นที่ 314,315	รวม 2.5 เส้น เป็นเวอร์จิงค์
เส้นที่ 316,317 และครึ่งแรกเส้นที่ 315	รวม 2.5 เส้น เป็นสัญญาณของรายละเอียดของภาพเป็นเวอร์จิงค์
ครึ่งหลังของเส้นที่ 318 ถึงเส้นที่ 330	รวม 12.5 เส้น เป็นเส้นสะบัดกลับ
เส้นที่ 331 ถึงเส้นที่ 623	รวม 292.5 เส้น เป็นสัญญาณภาพ
ครึ่งหลังของเส้นที่ 623 และ	2.5 เส้น เป็นสัญญาณของรายละเอียดของภาพเป็นเวอร์จิงค์
ครึ่งหลังของเส้นที่ 313	สำหรับพิกัดเส้นตี

2.1.8 การสะบัดกลับของเส้นสแกน

ในการสแกนภาพจะมีกระบวนการคือ จะสแกนจากซ้ายไปขวา เมื่อสแกนมาถึงขอบขวาแล้วก็จะทำการสะบัดกลับ ไปสแกนที่ด้านซ้ายไปเรื่อยๆ ซึ่งการสะบัดกลับนี้จะเรียกว่า การรีเทรซ โดยการย้อนกลับจากทางด้านขวามาทางด้านซ้ายนั้นจะเป็นการย้อนกลับในแนวนอน เมื่อสแกนไปจนสุดขอบล่างแล้วก็จะทำการสแกนใหม่ซึ่งครั้งนี้จะสแกนจากด้านบนลงมาสู่ด้านล่าง ซึ่งทั้งการสแกนแนวตั้งและการสแกนแนวนอนนี้ จะมีความสัมพันธ์กัน ซึ่งในการสะบัดกลับแต่ละครั้งจะมีสัญญาณแบสแกจทั้งแนวตั้งและแนวนอน เพื่อไม่ให้มองเห็นเส้นสะบัดกลับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 การสร้างภาพของเครื่องรับโทรทัศน์

ภาพจะปรากฏบนโทรทัศน์ขึ้นได้ก็ต่อเมื่อ สัญญาณเข้าสู่โทรทัศน์แล้วทำให้ปริมาณความเข้มของแสงอิเล็กตรอน ที่ยิงไปกระทบฟอสเฟสที่ฉาบไว้ในหลอดภาพไม่เท่ากัน ตามลักษณะของสัญญาณที่ได้รับจากเครื่องส่ง ก็จะทำให้ปรากฏภาพขึ้นมา สัญญาณโทรทัศน์ที่ถูกส่งออกมาจากเครื่องส่งเป็นสัญญาณภาพรวม (Composite Video Signal) ซึ่งการที่เครื่องรับโทรทัศน์สามารถรับภาพได้ทางสถานีโทรทัศน์จะส่งสัญญาณต่างๆ มีด้วยกัน 5 สัญญาณ คือ

2.2.1 สัญญาณภาพรวม

2.2.2 สัญญาณเสียง

2.2.3 สัญญาณควบคุมตำแหน่งภาพหรือสัญญาณซิงโครไนซ์

2.2.4 สัญญาณลบเส้นสลับหรือสัญญาณแบล็กกิ้ง

2.2.5 สัญญาณรายละเอียดของภาพหรือสัญญาณอิกวอไลซิง

ในส่วนของระบบสัญญาณเสียงเราจะใช้คลื่นพาห้ (Carrier) เฉพาะ เนื่องจากสัญญาณเสียงในระบบโทรทัศน์เป็นระบบ FM ส่วนสัญญาณภาพอื่นๆ ที่เหลือเราจะส่งเป็นสัญญาณภาพรวม (Compose Video Signal) แล้วใช้คลื่นพาห้ภาพส่งออกไป

2.2.1 สัญญาณภาพรวม (Composite Video Signal)

เป็นการเปลี่ยนแปลงภาพในรูปของแสงให้เป็นสัญญาณภาพ เมื่อส่งออกไปจะมีสัญญาณลบเส้นสลับหรือแบล็กกิ้ง สัญญาณควบคุมหรือสัญญาณซิงโครไนซ์ สัญญาณรายละเอียดภาพหรืออิกวอไลซิง ซึ่งการรวมกันก็เพื่อให้เส้นสแกนที่หน้าจอภาพเกิดตรงกับเส้นสแกนที่กล้องรับโทรทัศน์ การเบี่ยงเบนทั้งแนวตั้งและแนวนอนตรงกัน และเพื่อให้การสลับกลับไม่ปรากฏสัญญาณภาพ

2.2.2 สัญญาณลบเส้นสลับ (Blanking Pulse)

เป็นสัญญาณที่ส่งให้กับภาคขยายสัญญาณเป็นตัวสุดท้าย เพื่อหยุดการขยายสัญญาณในขณะที่เส้นสแกนย้อนกลับไปสแกนใหม่อีกครั้ง โดยจะมีด้วยกัน 2 แบบคือ สัญญาณแบล็กกิ้งแนวตั้ง และสัญญาณแบล็กกิ้งแนวนอน ซึ่งทั้ง 2 แบบจะทำหน้าที่ต่างกัน และต่างช่วงเวลาที่แตกต่างกัน คือ

- สัญญาณแบล็กกิ้งแนวนอน ทำการลบเส้นสลับกลับแนวนอน ในช่วงของการสลับกลับของเส้นสแกนจากด้านขวา ทำให้กลับมารวดเริ่มต้นที่ทางซ้ายใหม่ โดยสัญญาณนี้จะมีค่าเท่ากับเส้นสแกนทางแนวนอนคือ 15,625 Hz

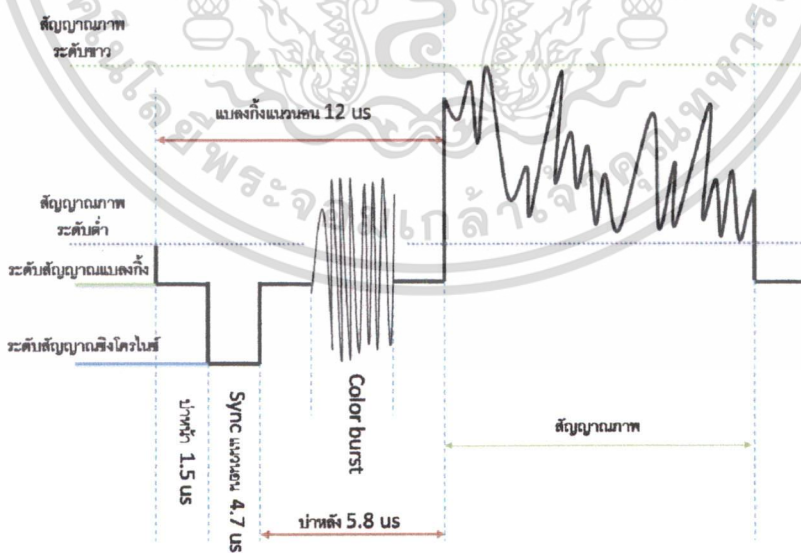
- สัญญาณเบลงกิ้งแนวตั้ง ทำการลบเส้นสับคกกลับแนวตั้ง ในช่วงของการสับคกกลับของเส้นสแกนจากด้านล่าง ทำให้กลับมาราคเริ่มต้นที่ทางด้านบนใหม่ โดยการลบเส้นสแกนนี้จะใช้ความถี่ 50Hz โดยสับคกกลับในขณะที่สิ้นสุด การสแกนเส้นที่ 25 ครั้ง เส้นคู่ 25 ครั้ง

2.2.3 สัญญาณซิงโครไนซ์

สัญญาณซิงโครไนซ์ทำหน้าที่ในการควบคุมการสแกนเครื่องส่งและเครื่องรับให้ทำงานตรงกัน เป็นอีกหนึ่งสัญญาณที่ส่งมาจากเครื่องส่งเพื่อให้เครื่องรับนำไปสร้างสัญญาณเบี่ยงเบนแนวตั้งและแนวนอน สัญญาณซิงโครไนซ์มีด้วยกัน 2 แบบคือ

- สัญญาณซิงโครไนซ์แนวตั้ง หรือ เวิร์ซิงก์ เป็นสัญญาณควบคุมความถี่เบี่ยงเบนแนวตั้ง โดยจะมีอยู่ทั้งในฟิลด์ของเส้นที่และฟิลด์ของเส้นคู่ โดยจะมีการให้จังหวะเป็นสัญญาณซิงก์ 5 ลูกที่อยู่ระหว่างสัญญาณอิกวอไลซิงเพื่อเป็นตัวกำหนดจังหวะ
- สัญญาณซิงโครไนซ์ทางแนวนอน หรือ เฮอร์ซิงก์ เป็นสัญญาณควบคุมความถี่เบี่ยงเบนแนวตั้ง โดยจะอยู่ด้านบนของสัญญาณเบลงกิ้ง ซึ่งสัญญาณซิงก์จะเริ่มจาก 75 เปอร์เซ็นต์ของสัญญาณภาพรวมที่มีความกว้างของสัญญาณเป็น 4.5 μ s

ในทางปฏิบัติจึงให้สัญญาณซิงก์พัลส์มีขนาดความกว้างน้อยกว่าเบลงกิ้งพัลส์ แล้วใช้วิธีส่งแบบผสม กล่าวคือส่งซิงก์พัลส์กับเบลงกิ้งพัลส์ไปด้วยกัน ให้เบลงกิ้งพัลส์เป็นฐานของซิงก์พัลส์ โดยระดับสัญญาณของในส่วนเบลงกิ้งจะไม่อยู่ในระดับของสัญญาณสีดำ แต่จะอยู่ในระดับต่ำกว่า ส่วนของสัญญาณซิงก์ต่ำมากกว่าค่าลงไปอีก



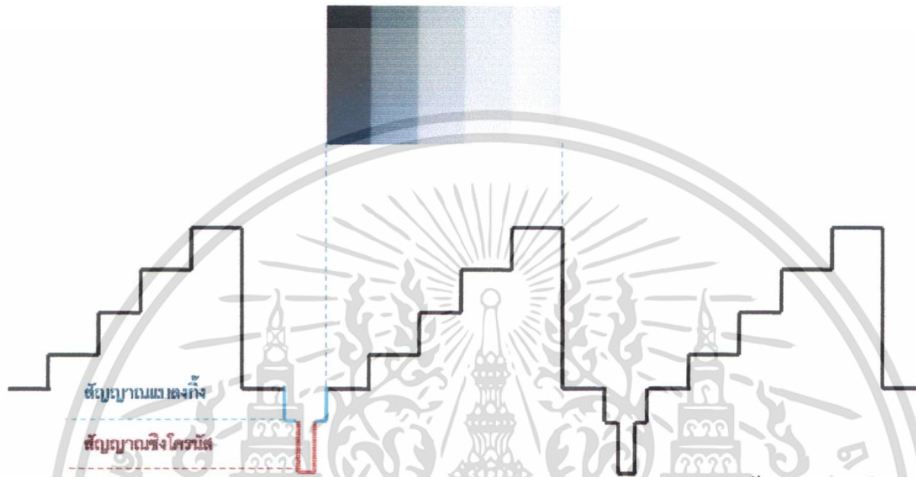
รูปที่ 2.7 แสดงสัญญาณซิงโครไนซ์และสัญญาณเบลงกิ้งใน Gray Scale

สัญญาณเบลงกิ้งแนวนอนเป็นสัญญาณที่ทำให้ลำแสงอิเล็กตรอนไม่ถูกแสดงออกมา

ในช่วงจังหวะสับคกกลับของเส้นภาพ และในส่วนนี้เองจึงเป็นส่วนของการส่งสัญญาณควบคุมเอกสารเป็นเอกสารที่ส่งวันเวสสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานาน เมื่ออนุญาตเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งเป็นสัญญาณแฝงเป็นสัญญาณที่ไม่ต้องการให้มองเห็น โดยเส้นสัญญาณซิงค์แนวนอนนี้ยังนำไปใช้ใส่สัญญาณเสียงด้วย

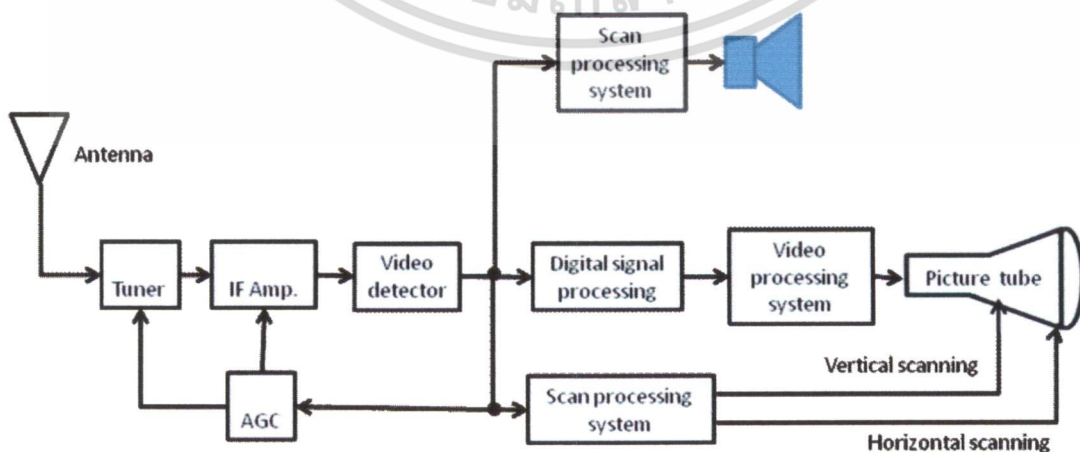
สัญญาณแปลงก็ถูกแบ่งออกเป็น สามส่วนหลักคือ 1. บำหน้า เป็นการควบคุมสัญญาณไว้ก่อนจะมีการสลับกลับ 2. สัญญาณซิงค์ เป็นสัญญาณที่อาจถูกแทนที่ด้วยสัญญาณเสียง 3. บำหลัง เป็นช่วงของสัญญาณที่จะถูกแทนที่ด้วยสัญญาณควบคุมจังหวะของสี คัลเลอร์เบอร์ส ให้เครื่องรับสามารถแสดงภาพสีได้ตรงเช่นเดียวกับเครื่องส่ง



รูปที่ 2.8 ตัวอย่างภาพแสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณซิงค์ แปลงกึ่งและสัญญาณภาพ

2.2.5 สัญญาณอ็ควอไลซิง

เป็นสัญญาณที่ทำหน้าที่ดูแลในการสลับกลับทางแนวตั้งเมื่อการสแกนของเส้นทางแนวนอนสิ้นสุดลง ทั้งในฟิลด์คู่และฟิลด์คู่ จะต้องถูกสัญญาณแปลงกึ่งเบี่ยงเบนให้ไปตั้งต้นใหม่ในการสิ้นสุดการสแกนในฟิลด์แรก หากมีส่วนหนึ่งส่วนใดสแกนไม่ครบก็จะทำให้รายละเอียดขาดหายไป สัญญาณอ็ควอไลซิงจึงมีความสำคัญมากเพื่อป้องกันปัญหาดังกล่าว



รูปที่ 2.9 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับโทรทัศน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 ทฤษฎีและการหาสูตรสำเร็จของความผิดเพี้ยนของผลต่ออัตราขยายและดีเลย์

การหาความผิดเพี้ยนของสัญญาณสี (Chrominance signal) ทั้งอัตราขยาย (gain) ซึ่งใช้สัญลักษณ์ A และไทม์ดีเลย์ (τ) โดยผลจากการคำนวณหาความผิดเพี้ยนทั้ง A และ τ จะสัมพันธ์กับค่ายอดทั้งสองจากฐานของพัลส์ ซึ่งในทางปฏิบัติถ้าทราบค่ายอดจากฐานของพัลส์ก็สามารถที่จะหาความผิดเพี้ยนของพัลส์ว่าในระบบทดสอบ (System Under test) จะมีผลต่อสัญญาณสีทางด้านไหน เช่น ระบบทดสอบอาจมีผลทางด้านความผิดเพี้ยนของอัตราขยาย (Gain distortion) อย่างเดียวหรือความผิดเพี้ยนทางด้านไทม์ ดีเลย์ (Time delay Distortion) เพียงอย่างเดียว หรือมีผลของความผิดเพี้ยนทั้งอัตราขยาย ไทม์ ดีเลย์ ซึ่งในส่วนนี้จะแสดงผลการคำนวณค่าความผิดเพี้ยนทั้งอัตราขยาย และ ไทม์ดีเลย์ โดยละเอียด และการแสดงค่าโดยประมาณด้วยค่าที่กำหนดให้ของค่ายอดทั้งสองที่ฐานของพัลส์และอัตราขยายที่ไม่เท่ากัน (A) และดีเลย์อินคิวอลิตี้ (τ) ที่สัมพันธ์กัน

วิธีการคำนวณของอัตราขยาย และดีเลย์อินคิวอลิตี้กำหนดสัญลักษณ์การคำนวณดังต่อไปนี้

$f(t)$ = เบลโลนฟังก์ชันของโครโซนกำลังสองพัลส์

$u(t)$ = เอนวิโลปด้านบนของโครโซนกำลังสองพัลส์

$l(t)$ = เอนวิโลปด้านล่างของโครโซนกำลังสองพัลส์

Y_1 & Y_2 = ขนาดของ เบลโลนฟังก์ชันด้านล่างของโครโซนกำลังสองพัลส์

A = อัตราขยายของโครโซนกำลังสองพัลส์ที่ได้ถูกรวมกับเบสแบนด์ (base band) ที่สัมพันธ์กัน

τ = ดีเลย์อินคิวอลิตี้ ส่วนที่ถูกรวมเข้าไป หรือนำหน้าสัญญาณที่ไม่มีการ Mod

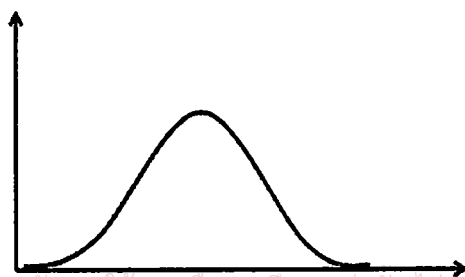
T_0 = ระยะเวลาของขนาดของพัลส์ ในกรณีของ $20T$ pulse คือ $2 \mu s$ และ $12.5T$ pulse คือ $12 \mu s$ ในระบบ NTSC,

$$T = 0.125 \mu s$$

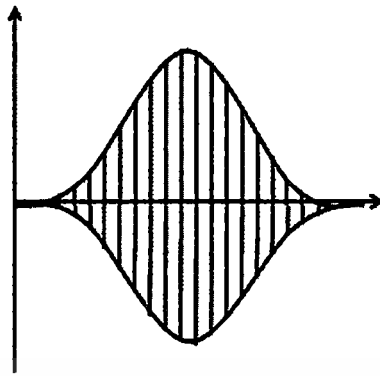
วิธีการคำนวณให้พิจารณาจากรูปที่ 1 จะได้เอนวิโลปด้านบนและด้านล่างดังนี้

$$U(t) = f(t) + Af(t - \tau) \tag{2.1}$$

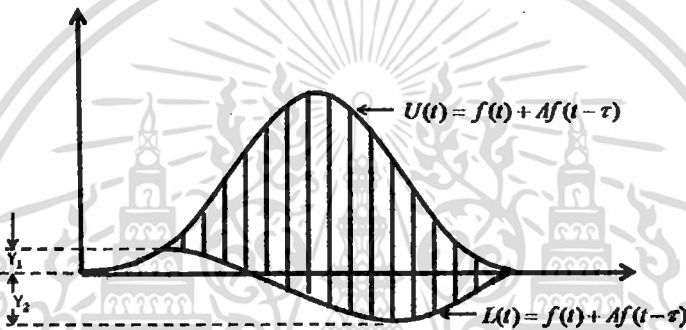
$$l(t) = f(t) - Af(t - \tau) \tag{2.2}$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาร่วมกัน ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 2.10 โครโซนกำลังสองพัลส์ที่ยัง ไม่ถูก Mod
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.11 โคไซน์กำลังสองพัลส์ที่ถูก Mod แล้ว



รูปที่ 2.12 สัญญาณรวม โคไซน์กำลังสองพัลส์

และค่าเบสแบนด์คือ

$$f(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} \cos^2 \frac{\Pi t}{2T_0} & 0 < t < T_0 \\ 0 & t > T_0 \end{cases} \quad 2.3$$

การหาค่าเอ็นวิโลปด้านบนและด้านล่างได้ด้วยการแทนค่าสมการ 2.3 ลงในสมการที่ 2.1 และ 2.2 ตามลำดับจากเอ็นวิโลปด้านล่างจะทำให้เราทราบค่า Y_1 และ Y_2 ส่วนเอ็นวิโลปด้านบนจะทำให้ทราบค่า Y_{\max} แต่จากการวัดค่าที่แน่นอนของค่ายอดจากฐานของพัลส์ Y_1 & Y_2 ควรจะวัดค่าเทียบกับขนาดของพัลส์ที่สูงสุด Y_{\max} จากผลการคำนวณจะทำให้เราสามารถหาสูตรสำเร็จของความผิดเพี้ยนของการขยายที่แน่นอนได้ดังนี้

$$A = \frac{1 - (y_1 + y_2 + y_1 y_2)}{1 + (y_1 + y_2 - y_1 y_2)} \quad 2.4$$

โดยกำหนดให้ $y_1 = \frac{Y_1}{Y_{\max}}, y_2 = \frac{Y_2}{Y_{\max}}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากเอ็นวีโวลต์ด้านล่างที่ฐานของพัลส์เราสามารถหาค่าดีเลย์ อินอิกวอลิตี้ (Delay Inequality) จากค่ายอดทั้งค่าบวกและค่าลบของ y_1 และ Y_2 ตามลำดับ ซึ่งทำให้ได้สูตรสำเร็จในการหาดีเลย์ อินอิกวอลิตี้ดังนี้

$$\tau = \frac{T_0}{\Pi} \cos^{-1} \left[1 + \frac{8y_1y_2}{(1-(y_1+y_2+y_1y_2)) \cdot (1+(y_1+y_2-y_1y_2))} \right] \quad 2.5$$

ค่ายอดทั้งค่าบวกและค่าลบของเอ็นวีโวลต์ด้านล่างจากฐานของพัลส์ y_1 และ y_2 ทำการ normalized ด้วยค่าสูงสุดของเอ็นวีโวลต์ด้านบนนั้นคือ

$$y_1 = \frac{Y_1}{Y_{\max}} \quad \text{และ} \quad y_2 = \frac{Y_2}{Y_{\max}}$$

สมการ (3-4) และสมการ (3-5) เป็นสูตรสำเร็จที่ใช้ในการวัดความผิดเพี้ยนของอัตราการขยายอะตอมอินอิกวอลิตี้ ตามลำดับ

2.3.1 สาเหตุของการผิดเพี้ยนโดยความแตกต่างของอัตราการขยายอย่างเดียว (Distortion Cause by Gain Difference Only)

ในกรณีนี้แสดงว่าค่ายอด y_1 และ y_2 ค่าใดค่าหนึ่งมีค่าเป็น 0 ดังนั้นจะไม่มี ความผิดเพี้ยนทางดีเลย์เกิดขึ้นก็คือ $\tau = 0$ เพราะฉะนั้นความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นจึงมีค่าความผิดเพี้ยนของอัตราการขยายอย่างเดียวซึ่งสามารถแสดงให้เห็นจริงได้ดังนี้

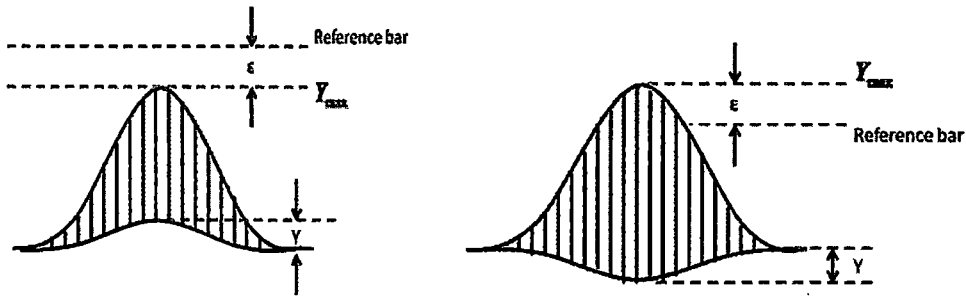
เมื่อ y_1 และ y_2 มีค่าเป็น 0 สมการ (3.5) จะกลายเป็น

$$\tau = \frac{T_0}{\Pi} \cos^{-1}(1) = 0$$

และสมการ (3.4) จะกลายเป็น

$$A = \frac{1-y_{1,2}}{1+y_{1,2}} = \frac{1-\frac{Y}{Y_{\max}}}{1+\frac{Y}{Y_{\max}}} \quad 2.6$$

ซึ่ง (y_1, y_2) หรือ Y อาจมีค่าเป็นบวกหรือลบ เนื่องมาจากขนาดของความผิดเพี้ยนที่สัมพันธ์กันดังรูป (4.2)



ก) อัตราการขยายต่ำ $A = \frac{1-Y}{1+Y}$

ข) อัตราการขยายสูง $A = \frac{1+Y}{1-Y}$

รูปที่ 2.13 แสดงความแตกต่างของความผิดเพี้ยนของอัตราการขยายอย่างเดียวกัน

ความผิดเพี้ยนของอัตราการขยาย (ϵ) พิจารณาได้จากสมการ (3.6) ดังนี้

$$\epsilon = 1 - A = \frac{2Y/Y_{\max}}{1 - Y/Y_{\max}}$$

2.7

ถ้า $1 \gg Y/Y_{\max}$ ดังนั้น $\epsilon = 2Y/Y_{\max}$

ซึ่ง $2Y/Y_{\max}$ จะถูกเรียกเป็น Relative Chrominance Level (RCL) และบางครั้งถูกเรียกว่า

Relative Amplitude of the Color Sub - Carrier

2.3.2 สถานะของการผิดเพี้ยนโดยความแตกต่างของดีเลย์อย่างเดียวกัน

ในกรณีที่ $y_1 = y_2$ ซึ่งฐานของพัลส์มีรูปร่างเป็นคลื่นไซน์ที่มีค่ายอดเท่ากัน แต่อยู่ตรงข้าม แสดงว่าไม่มีความผิดเพี้ยนทางอัตราการขยาย ความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นมีแต่ความผิดเพี้ยน

ทางด้านดีเลย์เพียงอย่างเดียวดังได้แสดงต่อไปนี้

จากสมการ (3.4) แทนค่า $y_1 = -y_2$ จะได้ดังนี้

$$A = \frac{1 + (Y/Y_{\max})^2}{1 + (Y/Y_{\max})^2} = 1 = 0dB$$

จากสมการ (3.5) จะกลายเป็น

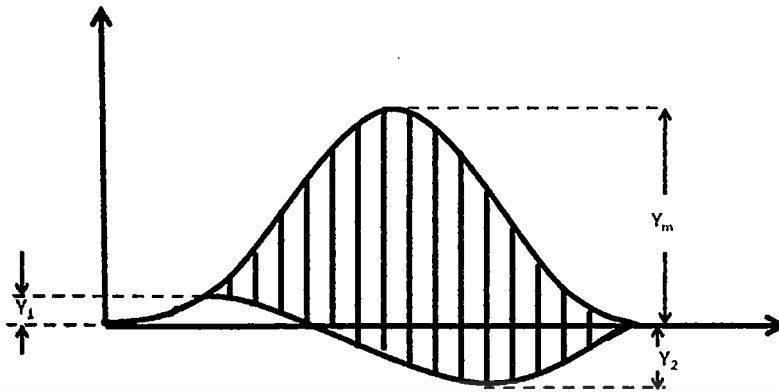
$$\tau = \frac{T_0}{\Pi} \cos^{-1} \left[1 - \frac{8(Y/Y_{\max})^2}{\{1 + (Y/Y_{\max})^2\}^2} \right] \quad 2.8$$

โดยอาศัยสูตรทางตรีโกณมิติ สมการ (3.8) จะกลายเป็น

$$\tau = \frac{2T_0}{\Pi} \tan^{-1} \frac{2Y/Y_{\max}}{\{-(Y/Y_{\max})^2\}} \quad 2.9$$

จะเห็นว่าได้ว่าเมื่อ $y_1 = -y_2$ จะได้ $A = 0 \text{ dB}$ ส่วนการผิดเพี้ยนทางด้านดีเลย์ดังแสดงใน

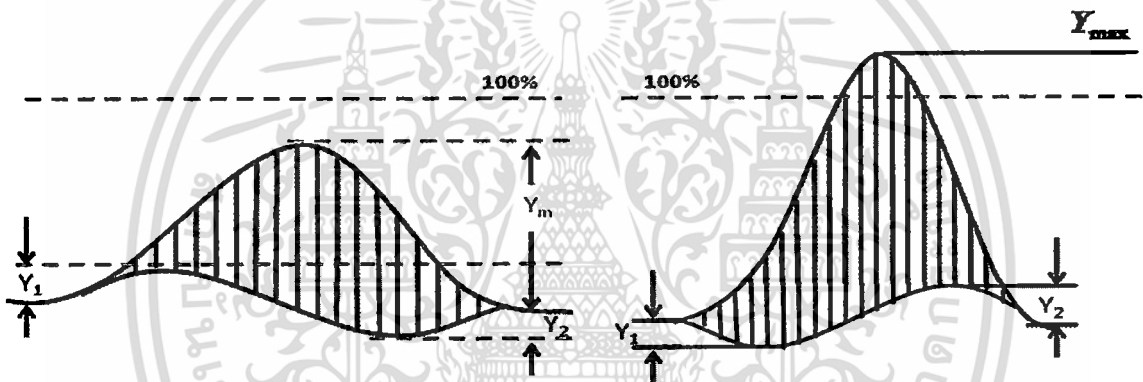
รูป



รูปที่ 2.14 แสดงการบิดเพี้ยนของคิเลียเพียงอย่างเดียว (กรณี $y_1 = -y_2$)

2.3.3 กรณีที่เกิดการบิดเพี้ยนทางอัตราขยายและคิเลีย พร้อมกัน

ในกรณีที่เกิดบิดเพี้ยนทั้งสองแบบ ค่ายอดทั้งบวกและลบ มีค่าแตกต่างกัน ดังแสดงในรูป



รูปที่ 2.15 แสดงความบิดเพี้ยนทางอัตราขยายและคิเลีย พร้อมกัน

เมื่อความบิดเพี้ยนมีค่าน้อย ดังนั้นผลคูณของ y_1 , y_2 สามารถตัดทิ้งได้ สมการ (2.4)

และ (2.5) อาจเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$A = \frac{1 - (y_1 + y_2)}{1 + (y_1 + y_2)} \tag{2.10}$$

$$\tau = \frac{T_0}{\Pi} \cos^{-1} \left[1 + \frac{8y_1 y_2}{1 - (y_1 + y_2)^2} \right]$$

และถ้า $(y_1 + y_2)^2$ ความบิดเพี้ยนทางด้านคิเลียอาจเขียนได้ใหม่ คือ

$$\tau = \frac{4T_0}{\Pi} \sqrt{-y_1 y_2} \tag{2.11}$$

ความบิดเพี้ยนทางอัตราขยายคำนวณด้วยสมการ 2.4 และ 2.10 จะได้ค่าที่ใกล้เคียงกันมากและความบิดเพี้ยนทางด้านคิเลีย เมื่อคำนวณด้วยสมการ 2.5 และ 2.11 ค่าที่ได้แตกต่างกัน

เพียงเล็กน้อยเมื่อผลคูณ y_1 , y_2 มีค่าน้อย

2.4 การเกิดสัญญาณภาพซ้อน

การแพร่ภาพโทรทัศน์ภาคพื้นดินในประเทศไทย ส่วนใหญ่อยู่ในย่านความถี่ VHF และ UHF ซึ่งการส่งผ่านสัญญาณจะมีการเดินทางของคลื่นมีลักษณะเป็น Line-of-sight ดังนั้น สายอากาศจะรับสัญญาณได้ดีที่สุด เมื่อตั้งอยู่ในวิถีตรงกับเสาส่งสัญญาณ แต่เนื่องจากการแพร่กระจายของคลื่นสัญญาณเป็นลักษณะที่กระจายออกรอบๆตัวเพื่อที่จะให้ครอบคลุมพื้นที่ ให้บริการอาจจะทำให้การแพร่ไปในวิถีอื่นจากสถานีส่งและเกิดการปะทะกับวัตถุขนาดใหญ่ เช่น ภูเขา เนินสูง ตึกหรืออาคารขนาดใหญ่ และเครื่องบิน เป็นต้น ทำให้เกิดการสะท้อนของสัญญาณ ซึ่งอาจมีทิศทางเข้าสู่สายอากาศเครื่องรับโทรทัศน์ ด้วยเหตุนี้เองทำให้สายอากาศเครื่องรับโทรทัศน์มีทั้งคลื่นสัญญาณวิถีตรงและคลื่นสัญญาณวิถีอื่นซึ่งมาจากการสะท้อน จึงเรียกช่องสัญญาณแบบนี้ว่า “ช่องสัญญาณหลายวิถี” (Multipath channel) ดังรูปที่ 2.16

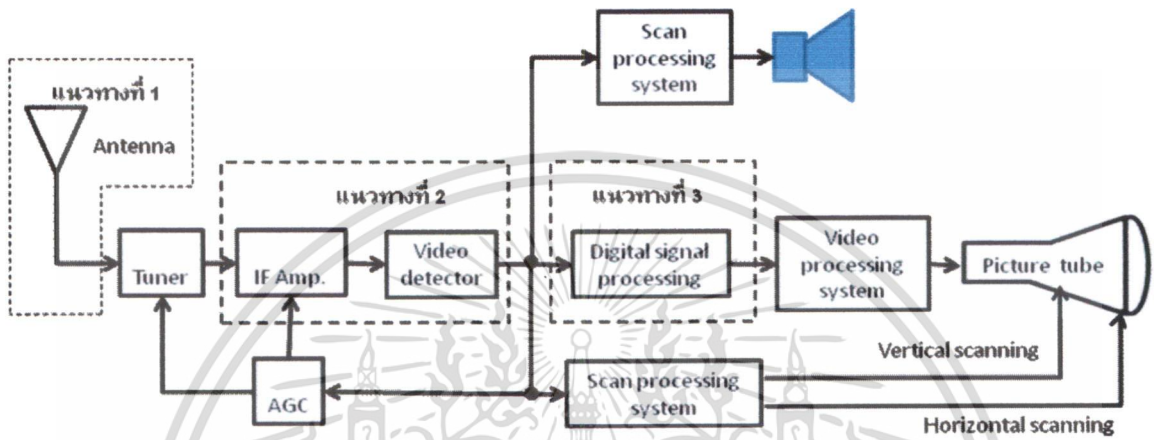


รูปที่ 2.16 แสดงภาพการส่งสัญญาณ

เนื่องจากเส้นทางวิถีสะท้อนของคลื่นมีระยะมากกว่าเส้นทางวิถีตรงที่ส่งจากสถานี ด้วยเหตุนี้คลื่นวิถีสะท้อนจึงใช้เวลาเดินทางมากกว่าและมีความเข้มของสัญญาณต่ำกว่าคลื่นวิถีตรง ขณะเดียวกันสัญญาณส่วนใหญ่จะถูกมอดูเลตแบบ AM จึงส่งผลให้สัญญาณที่ประทุบนหน้าจอโทรทัศน์เกิดเป็นภาพซ้อนขึ้น ดังรูปที่ 2.17 ซึ่งอาจเรียกช่องสัญญาณหลายวิถีว่า ช่องสัญญาณภาพซ้อน และขอใช้ชื่อนี้ตลอดในรายงานฉบับนี้

2.6 แนวทางการแก้ไขปัญหาการเกิดสัญญาณภาพซ้อน

การแก้ไขปัญหาภาพซ้อนบนจอเครื่องรับโทรทัศน์สามารถพิจารณาได้ 3 แนวทาง ได้แก่ การแก้ไขปัญหาที่ระดับสัญญาณ RF ระดับ IF และระดับเบสแบนด์ (สัญญาณเอาต์พุตของวงจรดีเทกซ์ภาพ (Video Detector)) ของเครื่องรับโทรทัศน์ตามลำดับ ดังรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 แนวทางการแก้ไขปัญหาการเกิดสัญญาณภาพซ้อน

จากรูปที่ 2.18 เป็นแผนภาพการทำงานของเครื่องรับโทรทัศน์พร้อมทั้งแสดงแนวทางการแก้ปัญหาโดยแนวทางแรกมุ่งเน้นไปที่การปรับปรุงพัฒนาและเลือกใช้สายอากาศรับคลื่นสัญญาณที่มีสภาพเจาะจงทิศทาง (Directivity) สูงหรือใช้สายอากาศแบบปรับค่าคลื่น (Adaptive antenna) ส่วนแนวทางที่ 2 แก้ไขปัญหาด้วยการใช้วงจรกรองแบบ SAW (Surface acoustic wave) เพิ่มเติมเข้าไปในส่วนของวงจรขยาย IF หรืออีกวิธีหนึ่งคือการพัฒนางจรซิงโครไนซ์ (Synchronize detector) และแนวทางที่ 3 ได้แก่การมุ่งเน้นการแก้ไขที่ระดับเบสแบนด์หรือสัญญาณโดยตรงด้วยการอาศัยการประมวลผลแบบดิจิทัล (Digital signal processing) หรือ DSP

เนื่องจากแนวทางแรกสามารถแก้ปัญหาได้ในระดับหนึ่งเท่านั้น กล่าวคือการใช้สายอากาศที่มีสภาพเจาะจงทิศทางสูงหันไปยังทิศทางของสถานีส่งเพื่อต้องการการรับคลื่นสัญญาณที่มีเฉพาะวิธีตรงนั้น สามารถใช้งานได้ดีเมื่อคลื่นสัญญาณจากวิธีอื่น ๆ มีระยะเวลาในการประวิงมากๆ แต่เมื่อไรก็ตามที่คลื่นดังกล่าวมีระยะเวลาประวิงน้อยๆ หรือเกิดสัญญาณภาพซ้อนระยะประชิด (Close-in ghost) กับสัญญาณหลัก วิธีนี้ก็จะไม่สามารถแก้ไขได้ สำหรับการใส่สายอากาศแบบปรับค่าคลื่นไม่เหมาะสมต่อการใช้งานในทางปฏิบัติ เนื่องจากต้องใช้สายอากาศมากกว่าหนึ่งตัวทำงานร่วมกันลักษณะลำดับแถว (Array antenna)

แนวทางที่สองคือการใช้วงจรกรองแบบ SAW ไม่สามารถแก้ไขได้อย่างเด็ดขาด เนื่องจากวงจร SAW มีผลตอบสนองอิมพัลส์คงที่ ในขณะที่ช่องสัญญาณภาพซ้อนมีผลตอบสนองอิมพัลส์แปรตามเวลา สำหรับการใส่วงจรซิงโครไนซ์แก้ปัญหานี้ มีความซับซ้อนยุ่งยากอยู่หลาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในวงวิชาการเท่านั้น ไม่สามารถนำออกจำหน่าย การค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประการเช่น การสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์นั้นต้องมีเฟสของสัญญาณซึ่งก็กับความถี่คลื่นพาหภาพของสถานีส่ง ขณะเดียวกันต้องสร้างวงจรที่เก็ทซ์สัญญาณองค์ประกอบทางด้านอินเฟสและควอเดรเจอร์เฟสด้วย

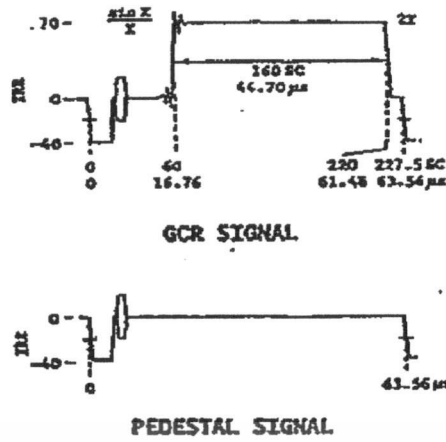
จากปัญหาดังกล่าวงานวิจัยส่วนใหญ่ได้มุ่งเน้นการศึกษาตามแนวทางที่สามด้วยอาศัยตัวประมวลผลจากสัญญาณดิจิทัล ซึ่งอาจจะมีทั้ง โครงสร้างเป็นวงจรความถี่ที่มีค่าสัมประสิทธิ์เหมาะสมที่สุดและวงจรกรองแบบปรับค่าได้ เพื่อนำมาสร้างเป็นวงจรปรับเท่าที่มีผลตอบสนองอิมพัลส์ตรงข้ามกับสัญญาณภาพซ้อน อีกทั้งในปัจจุบันได้มีการผลิตไอซีตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลที่มีความก้าวหน้ามากขึ้น ส่งผลให้ตัวประมวลผลทำงานได้อย่างรวดเร็ว มากยิ่งขึ้นพร้อมกับประมวลผลสัญญาณภาพได้ ขณะเดียวกันการแก้ไขก็จะเป็นไปในรูปแบบของซอฟต์แวร์มากกว่าฮาร์ดแวร์ จึงมีความสะดวกสบายและรวดเร็วในการพัฒนา

2.7 สัญญาณอ้างอิงเพื่อการกำจัดภาพซ้อน

การแก้ปัญหาที่ระดับของสแบนด์นั้น ไม่ว่าจะอาศัยวิธีที่อาศัยวงจรกรองความถี่แบบที่มีค่าสัมประสิทธิ์เหมาะสมที่สุด หรือแบบปรับตัวได้ก็ตาม จำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องอาศัยสัญญาณที่มีคุณสมบัติและรูปแบบที่แน่นอน คงที่เพื่อที่ใช้เป็นสัญญาณอ้างอิง เพื่อที่จะได้อาศัยสัญญาณนี้เป็นเกณฑ์ในการคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมแก่วงจร ซึ่งสถานีส่งได้ทำการส่งสัญญาณที่ทดสอบที่มีรูปแบบแน่นอนมาพร้อมกันกับสัญญาณภาพ ขณะเดียวกันกับที่ทางเครื่องรับสัญญาณโทรทัศน์ จะต้องมียุทธศาสตร์แบบเดียวกันสถานีส่งเก็บไว้ในหน่วยความจำเพื่อใช้เป็นสัญญาณอ้างอิง ซึ่งวงจรกรองความถี่แบบปรับค่าได้ จะนำสัญญาณทั้งสองมาเปรียบเทียบกับแล้วนำผลที่ได้ไปเป็นเกณฑ์ในการคำนวณหาสัมประสิทธิ์ ซึ่งจะเรียกว่า “สัญญาณอ้างอิงเพื่อการกำจัดภาพซ้อน” (Ghost Cancellation Reference) หรือ GCR

GCR เป็นที่นิยมนำมาใช้ในการทดลองและวิจัยต่างๆกว้างขวาง เพราะคุณสมบัติที่ดีไม่ว่าจะเป็น การสร้างสัญญาณที่สามารถใช้งานได้ง่าย ให้ผลตอบสนองต่อความถี่ราบเรียบตลอดแบนด์วิดท์ของสัญญาณ (สำหรับ PAL ให้ความถี่ 5 MHz) และสัญญาณดังกล่าวจะต้องให้พลังงานสูงในช่วงแถบผ่าน (pass band) และพลังงานต่ำในช่วงนอกแถบ (out-of-band) พร้อมกันนี้ GCR ยังให้ค่า SNR (signal to noise ratio) สูงที่ทางด้านรับ

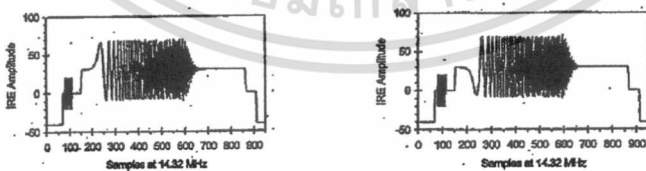
ในปี 1980 BTA (Broadcast Technology Association) ประเทศญี่ปุ่นได้ทำการวิจัย และนำสัญญาณ GCR มาเป็นมาตรฐานในการแพร่ภาพสัญญาณโทรทัศน์ของประเทศญี่ปุ่น ซึ่งสัญญาณ GCR จะมีลักษณะเป็นแถบสัญญาณ $\sin(x)/x$ โดยได้ทำการแทรกมาในเส้นที่ 18 และสัญญาณ pedestal ในเส้นที่ 281 ของสัญญาณเบลตงกิ่งทางแนวตั้งจากสถานีส่งเป็นจำนวน 8 ฟิลต์



รูปที่ 2.19 สัญญาณ GCR รูปแบบของ BTA

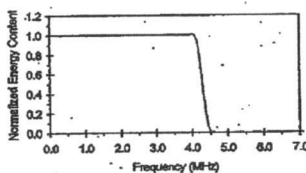
ในปี 1989 บริษัท ฟิลิปส์ และอีกหลายบริษัทได้ทำการศึกษาวิจัยและทำการทดลองเพื่อทำการสร้างสัญญาณ GCR ตามรูปแบบของตนเอง เช่น GCR ของบริษัทฟิลิปส์ จะมีลักษณะเป็นสัญญาณ chirp กวาดความถี่ตั้งแต่ 0-4 MHz ส่งแทรกมาในเส้นที่ 19 ตามด้วยคาบเวลา 35.5 μs จำนวน 4-8 พัลส์ ส่วนของบริษัท AT&T ที่ร่วมกับ Zenith ที่เป็นรูปแบบของลำดับสัญญาณ PN (Pseudo random noise sequence) จำนวน 4-8 พัลส์ และของศูนย์วิจัย David Sarnoff ที่ร่วมกับบริษัททอมสันมีลักษณะเป็นลำดับสัญญาณ PN มีการซ้ำ 3 รูปแบบด้วยจำนวน 4 พัลส์ภาพ ส่วนของบริษัทซัมซุงมีลักษณะเป็นลำดับสัญญาณ PN เช่นกันแต่เป็นลักษณะเติมเต็ม (Complementary PN sequence) 8 พัลส์ภาพ

ในปี ค.ศ. 1992 ได้มีการนำสัญญาณ GCR ทั้ง 5 แบบมาทำการทดสอบที่ภาคสนาม (Field test) และในห้องปฏิบัติการ (Laboratory test) ซึ่งผลปรากฏว่า สัญญาณ GCR ของบริษัทฟิลิปส์ได้ผลดีมีสมรรถนะที่ดีกว่าอีก 4 แบบในทุกๆด้าน หลังจากนั้น FCC ได้ทำการรับรอง GCR รูปแบบดังกล่าวว่าเป็นมาตรฐานของระบบการกระจายสัญญาณโทรทัศน์ระบบ NTSC ของอเมริกาเหนือ



(ก) สัญญาณ GCR ขั้วบวก

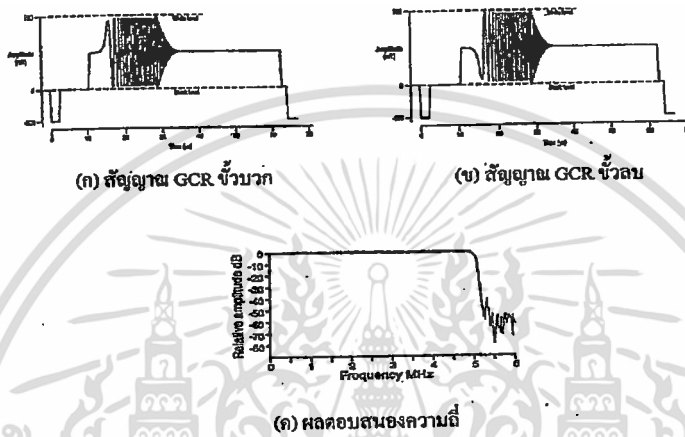
(ข) สัญญาณ GCR ขั้วลบ



(ค) ผลตอบสนองความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับอาร์ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 2.20 สัญญาณ GCR มาตรฐานของระบบ NTSC
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในปี ค.ศ. 1992 EBU(European Broadcasting Union) ได้มีการนำสัญญาณ GCR ตามรูปแบบของบริษัทฟิลิปส์ซึ่งเป็น GCR สำหรับระบบ NTSC มาวิจัยและปรับปรุงให้เหมาะสมกับสัญญาณโทรทัศน์ระบบ PAL โดยที่ GCR ตอบสนองความถี่ราบเรียบตลอด 5MHz และนำมาแทรกในเส้นที่ 318 ของแถบแก๊งแนวตั้งด้วยความถี่คาบเวลา $24\mu\text{s}$ มีหัวบวกและหัวลบสลับกันของแต่ละเฟรมภาพ ซึ่งสัญญาณ GCR ตามรูปแบบของ EBU นี้ได้รับรองให้เป็นสัญญาณมาตรฐานของระบบ PAL จาก ITU-R (CCIR) ซึ่งสามารถแสดงได้ในรูปที่ 2.21



รูปที่ 2.21 สัญญาณ GCR มาตรฐานของระบบ PAL

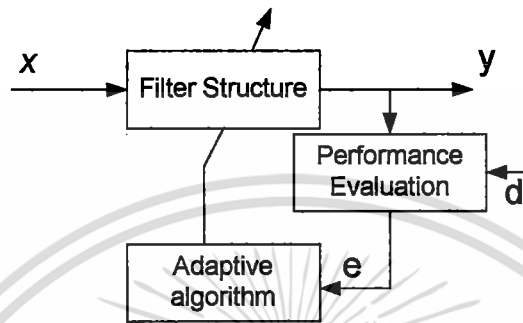
สำหรับประเทศไทยได้มีเพียงแต่สถานีโทรทัศน์สีกองทัพบกช่อง 7 เท่านั้นที่ได้ทำการส่งสัญญาณ GCR ตามแบบมาตรฐานของระบบ PAL ซึ่งตลอดปริญญานิพนธ์นี้จะใช้สัญญาณ GCR ตามรูปแบบมาตรฐานของระบบ PAL ที่ส่งมาจากสถานีโทรทัศน์สีกองทัพบกช่อง 7 เป็นสัญญาณอ้างอิงตลอดการทำวิจัย

บทที่ 3

วงจรรองแบบปรับตัว

3.1 โครงสร้างของวงจรรองแบบปรับตัว

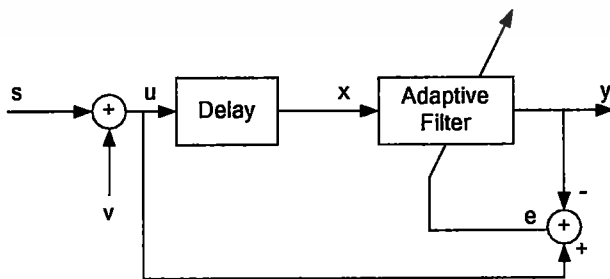
วงจรรองประกอบด้วย 3 ส่วนด้วยกันได้แก่ วงจรรองความถี่ดิจิทัล ส่วนประเมินผลการทดลอง และอัลกอริทึมการปรับค่าสัมประสิทธิ์



รูปที่ 3.1 โครงสร้างของวงจรรองแบบปรับตัว

วงจรรองที่สามารถปรับค่าได้มี 2 แบบด้วยกัน ได้แก่ FIR และ IIR จากรูปด้านบนจะพบว่า มี x เป็นอินพุต และมี y เป็นเอาต์พุตสัญญาณที่ได้จะถูกนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิง d หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า สัญญาณแทนนึ่ง แล้วจะได้ผลการเปรียบเทียบของสัญญาณทั้งสอง จะได้เป็นสัญญาณผิดพลาดออกมา (Error signal) หรือสัญลักษณ์ e แล้วจะนำไปหาค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองของส่วนอัลกอริทึมการปรับค่าสัมประสิทธิ์ แล้วนำสัมประสิทธิ์ที่ได้ไปคำนวณกลับสู่วงจรรองอีกที ซึ่งกระบวนการนี้จะเกิดขึ้นซ้ำอย่างต่อเนื่องเมื่อสัญญาณ y เหมือนหรือคล้ายคลึงกับสัญญาณอ้างอิง d มากเท่าไรก็จะยิ่งทำให้ค่า e มีค่าลดลงซึ่งจะเป็นค่าที่เหมาะสมที่สุด

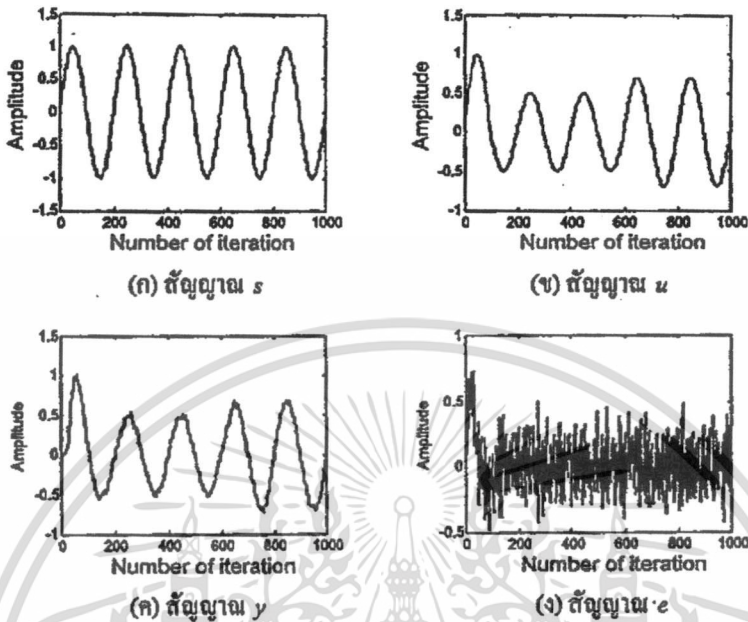
วงจรรองความถี่สามารถประยุกต์การใช้งานได้ 4 รูปแบบได้แก่ การทำนายสัญญาณ (Prediction) การหาเอกลักษณ์ของระบบ (System identification) การปรับเท่า (Equalization) และการกำจัดสัญญาณรบกวน (Noise cancellation)



รูปที่ 3.2 ระบบการทำนายสัญญาณ

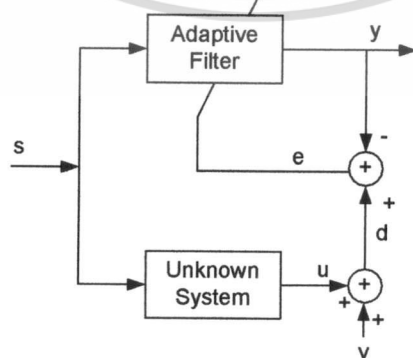
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปภาพการทำงานของระบบทำนายสัญญาณ ให้ s เป็นสัญญาณไซน์ (Sinusoidal) ซึ่งสามารถกำหนดได้ (Deterministic Signal) และถูกรบกวนโดยสัญญาณ v ที่เป็นสัญญาณแบบสุ่ม (random signal) และให้สัญญาณ u ซึ่งจะแสดงได้ดังรูป 3.2



รูปที่ 3.3 การทำงานของระบบทำนายสัญญาณ

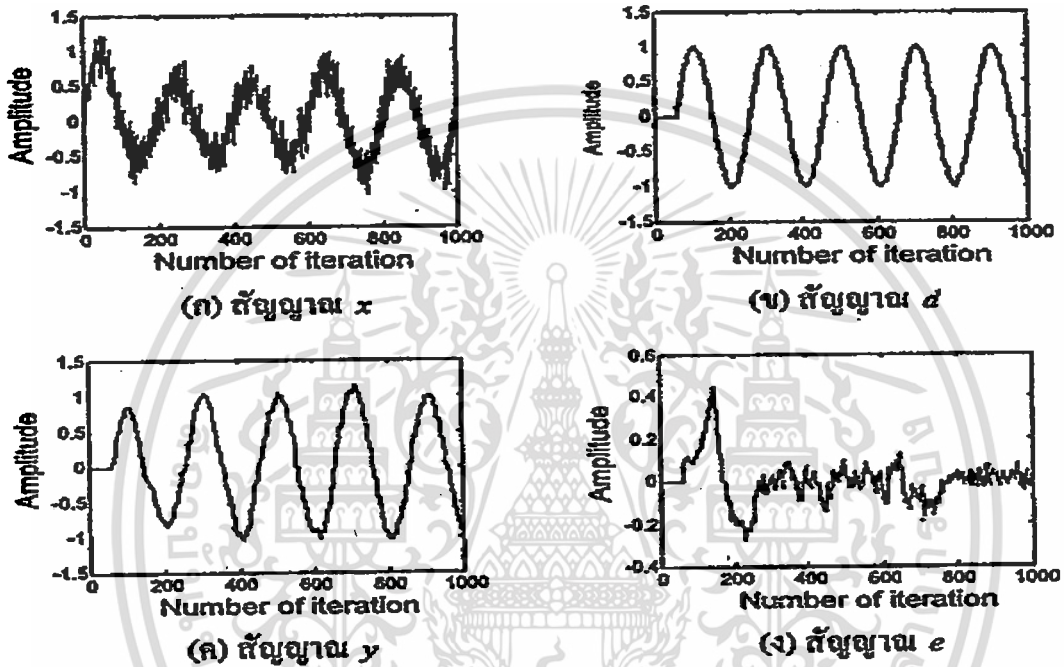
สัญญาณ u ส่วนหนึ่งจะถูกนำไปเป็นสัญญาณอ้างอิง (d) พร้อมกันนั้นนำไปประวิงเวลาเพื่อต้องการไม่ให้ค่าสหสัมพันธ์ (correlation) ทางสถิติกับสัญญาณ d ทำให้สัญญาณ y ที่เป็นเอาต์พุต คล้ายกับสัญญาณ s ที่ต้องการ จากรูปที่ 3.3 จะเห็นได้ว่า e เกิดจากการเปรียบเทียบของสัญญาณ y และ d จะพบว่ามีความคล้ายคลึงกับสัญญาณ s ยิ่งมีความคล้ายกับสัญญาณ s มากเท่าไรก็จะยิ่งทำให้ e มีขนาดเล็กลง นั้นหมายถึงสัมประสิทธิ์ของวงจรจะเข้าสู่ค่าที่เหมาะสมที่สุดจากนั้นก็ทำนายสัญญาณหลายลักษณะเช่นการเข้ารหัสและ ถอดรหัส การกำจัดสัญญาณรบกวน



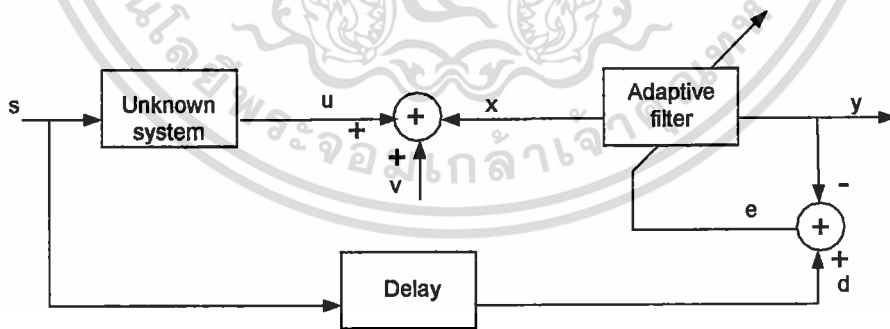
รูปที่ 3.4 การหาเอกลักษณ์ของระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของการทำงานหาเอกลักษณ์ระบบ เป็นการหาผลตอบสนองอิมพัลส์ (impulse response) ของระบบใดๆที่ไม่ทราบค่า ให้ s เป็นสัญญาณอินพุตของระบบที่ไม่ทราบค่า เป็นรูปไซน์ให้ u เป็นสัญญาณเอาต์พุต และ d คือสัญญาณรบกวนโดยสุ่มสัญญาณรบกวนด้วย v จากนั้นนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณ y ที่เป็นสัญญาณอินพุต e เป็นสัญญาณผิดพลาด จะได้ค่าสัมประสิทธิ์ที่เป็นผลตอบสนองของอิมพัลส์ของวงจรกรองที่เหมือนกันระบบที่ไม่ทราบค่า จากการทำงานของรูปที่ 3.4 มีการนำไปประยุกต์ในรูปแบบต่างๆเช่น งานควบคุมระบบ การกำจัดเสียงก้องในระบบโทรศัพท์

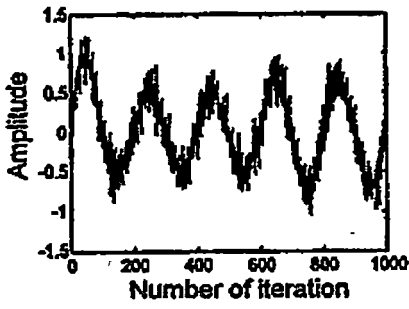


รูปที่ 2.24 การทำงานของการหาเอกลักษณ์ของระบบ

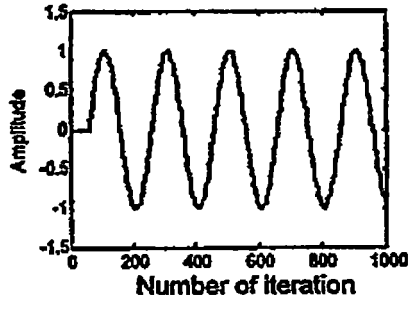


รูปที่ 3.5 ระบบปรับเท่าของสัญญาณ

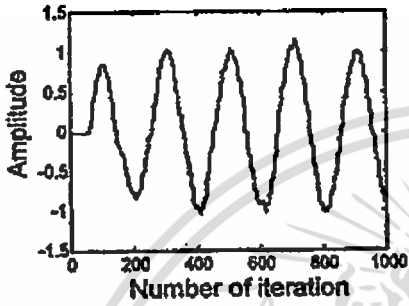
เมื่อมีการเพิ่มการประวิงเวลาเข้าไปในวงจรจะทำให้สัญญาณได้ค่า e ปรากฏเฉพาะในรูปของสัญญาณรบกวน เนื่องจากวงจรกรองมีผลตอบสนองอิมพัลส์ตรงข้ามกันกับระบบที่ไม่ทราบค่าหรือบางที่เรียกว่า วงจรให้ค่าส่วนกลับของระบบ (System Inversion) จากหลักการทำงานของวงจรรูปแบบนี้สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้ เช่น วงจรปรับเท่า วงจรบายส์คิตคอน วัลลูชัน เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า (Blind Deconvolution) และระบบงานควบคุม



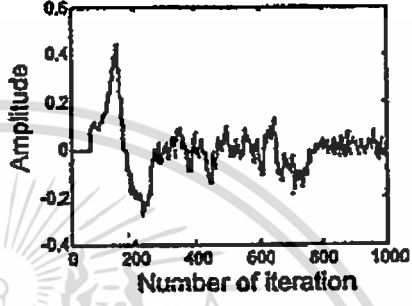
(ก) สัญญาณ x



(ข) สัญญาณ d



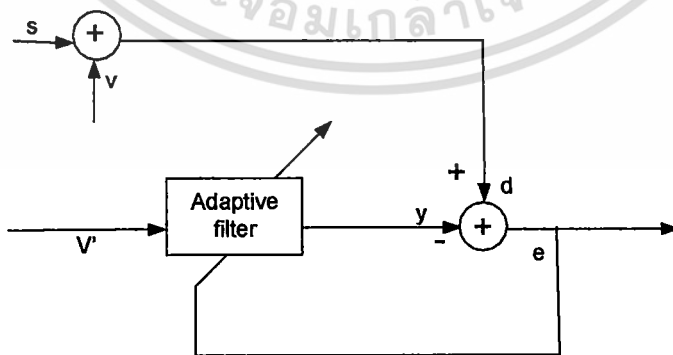
(ค) สัญญาณ y



(ง) สัญญาณ e

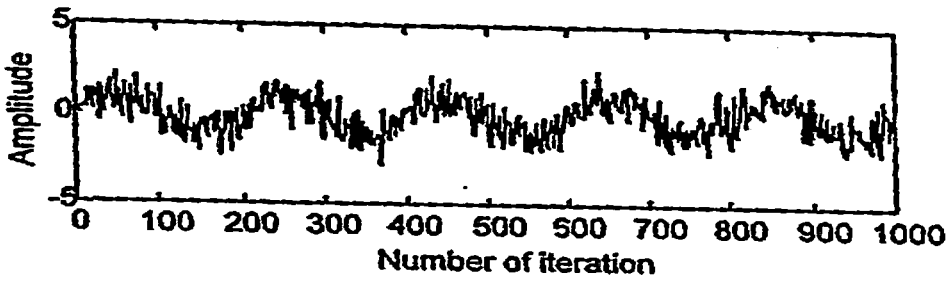
รูปที่ 3.6 การทำงานของระบบปรับเท่าสัญญาณ

จากรูปที่ 3.7 จะพบว่าขณะที่วงจรรองพยายามปรับตัวเพื่อที่จะให้เอาต์พุตออกมาเป็นสัญญาณรบกวนที่ไม่ต้องการ จากนั้นจะนำไปหักล้างกับสัญญาณรบกวนที่ปะปนมากับสัญญาณ s ในช่วงแรกนั้นจะทำให้ช่วงแรกจะให้สัญญาณที่ออกมาอยู่ในรูปของสัญญาณไซน์ที่มีการรบกวน แต่เมื่อเวลาผ่านไประยะหนึ่งแล้ววงจรรองจะทำการปรับตัวให้ได้ค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสม แล้วจะให้สัญญาณผิดพลาด e ที่เป็นสัญญาณไซน์ที่ต้องการ จากหลักการนี้สามารถนำไปประยุกต์เป็น การกำจัดสัญญาณรบกวนในห้องบันทึกเสียง เป็นต้น

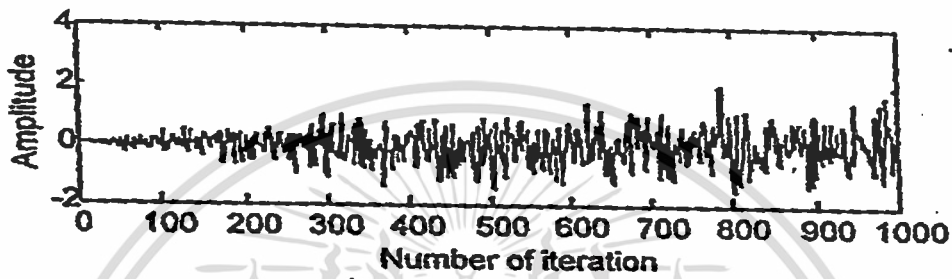


รูปที่ 3.7 ระบบกำจัดสัญญาณรบกวน

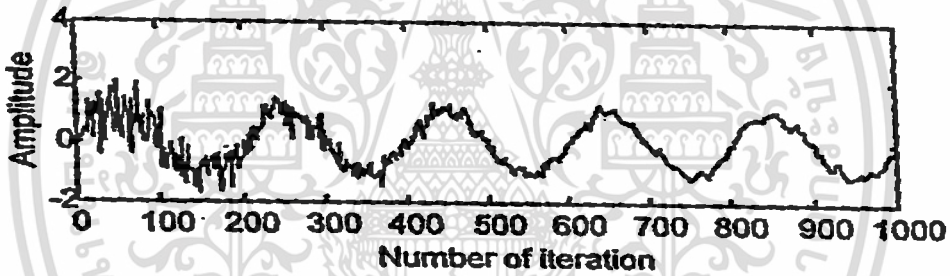
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) สัญญาณ d



(ข) สัญญาณ y



(ค) สัญญาณ e

รูปที่ 3.8 การทำงานของระบบกำจัดสัญญาณรบกวน

3.2 อัลกอริทึมแบบ LMS

เป็นการพัฒนาจากอัลกอริทึมแบบ Steepest Descent โดย LMS ย่อมาจาก least mean square ซึ่งนำเสนอโดย Widrow และ Hoff [22] เมื่อปี ค.ศ. 1960 สำหรับอัลกอริทึม LMS อาจจะถูกกล่าวได้ว่าเป็น Steepest Descent ที่ได้รับการพัฒนาให้สามารถทำงานได้กับสัญญาณที่ไม่เป็นทางสถิติแต่ขณะเดียวกันยังสามารถทำงานได้ดีกับสัญญาณที่เป็นทางสถิติ เนื่องจาก LMS เป็นการประมาณเกรเดียนต์แตกต่างจาก Steepest Descent เพราะฉะนั้นสามารถเขียนสมการปรับค่าสัมประสิทธิ์ได้ดังนี้

$$w(n+1) = w(n) + \mu \left\{ -\hat{\nabla}_{(n)} \right\} \quad 3.1$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การประมาณค่าเกรเดียนต์ของ LMS อยู่ไหนรูปของเฉลี่ยของ $e^2(n)$ จะทำให้สามารถแสดงค่าเกรเดียนต์ได้ดังนี้

$$\hat{\nabla}(n) = \frac{\partial e^2}{\partial w_0(n)} \frac{\partial e^2}{\partial w_1(n)} \frac{\partial e^2}{\partial w_2(n)} \cdots \frac{\partial e^2(n)}{\partial w_{n+1}(n)} \quad 3.2$$

ดังนั้น $\hat{\nabla} = -2e(n)x(n)$ 3.3

แทนค่าสมการที่ 3.3 แทนใน 3.1 จะได้อัลกอริทึมการปรับค่าสัมประสิทธิ์แบบ LMS เป็น

$$w(n+1) = w(n) + 2\mu e(n)x(n) \quad 3.4$$

จากสมการ 3.4 จะพบว่า การหาค่าสัมประสิทธิ์ในช่วงเวลาถัดไปหรือในอนาคตนั้น ไม่จำเป็นที่จะต้องทราบค่าทางสถิติใดๆ ของสัญญาณอินพุตแต่ขึ้นกับค่าสัมประสิทธิ์ สัญญาณอินพุตในปัจจุบันเท่านั้น ซึ่งอาจจะกล่าวได้ว่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองแปรตามสัญญาณอินพุตที่เข้าสู่วงจร ที่เวลา n ทำให้ LMS เหมาะสำหรับการใช้งานในส่วนของ การปฏิบัติที่มีลักษณะของสัญญาณที่ไม่นิ่งเป็นส่วนใหญ่

3.2.1 การหาค่าสัมประสิทธิ์

เมื่อวงจรกรองแบบปรับตัวด้วยอัลกอริทึม LMS จนได้ค่าที่มีเหมาะสมแล้วจากสมการที่ 3.3 จะอยู่บนพื้นฐานของที่สมมุติว่าไม่เกิดค่าความโน้มเอียงของสัมประสิทธิ์ที่ปรับได้ ดังนี้

$$\begin{aligned} E[\hat{\nabla}(n)] &= E[-2e(n)x(n)] \\ &= 2Rw - 2P = \nabla \xi \end{aligned} \quad 3.5$$

จะทำให้สามารถคาดคะเนสมการที่ 3.4 ได้ดังนี้

$$E[w(n+1)] = E[w(n)] + 2\mu E[e(n)x(n)] \quad 3.6$$

เมื่ออยู่ในรูปของเวกเตอร์จะได้

$$\begin{aligned} E[w(n+1)] &= E[w(n)] + 2\mu E[x(n)x^T(n)]E[w(n)] \\ &= (I - 2\mu R)E[w(n)] + 2\mu P \end{aligned} \quad 3.7$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่เผยแพร่เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมมุติให้อัลกอริทึมมีการปรับตัวอย่างช้าๆ จนทำให้สัมประสิทธิ์ของวงจรถลับเข้าสู่ค่าที่เหมาะสมที่สุด

$$E[w(n+1)] = (I - 2\mu R)E[w(n)] + 2\mu R w_{opt} \tag{3.8}$$

จากสมการเชิงเส้นที่มีค่าความชันเท่ากัน $I - 2\mu R$ ซึ่ง R ไม่เป็นเมตริกซ์ทแยง ทำให้สมการเปลี่ยนไป สมมุติให้ $j(n)$ เท่ากับ $w(n) - w_{opt}$

$$E[j(n+1)] = (I - 2\mu R)E[j(n)] \tag{3.9}$$

เมื่อ $j(n)$ เป็นเวกเตอร์ที่เป็นค่าแตกต่างระหว่างสัมประสิทธิ์ที่ปรับได้กับค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมที่สุด การแยกองค์ประกอบค่าเจาะจงของเมตริกซ์อัตราสมการสัมพันธ์ R เท่ากับ $Q \Lambda Q^{-1}$ สามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$E[j(n+1)] = (I - 2\mu \Lambda)E[j'(n)] \tag{3.10}$$

หรือ $E[j(n)] = (I - 2\mu \Lambda)^n j'(0)$ 3.11

Λ คือเมตริกซ์ที่บรรจุก่าเจาะจงของเมตริกซ์ R ซึ่งมีลักษณะเป็นเมตริกซ์ทแยง จากสมการที่ 3.11 จะทำให้คำนวณง่ายและพบว่า และพบว่าอัลกอริทึมเกิดการลู่ออกของค่าสัมประสิทธิ์และมีเสถียรในการปรับเมื่อ

$\lim_{n \rightarrow \infty} (I - 2\mu \Lambda)^n = 0$					3.12
$\lim_{n \rightarrow \infty} (1 - 2\mu \lambda_0)^n$	0	0	...		0
0	$\lim_{n \rightarrow \infty} (1 - 2\mu \lambda_0)^n$	0	...		0
0	0	$\lim_{n \rightarrow \infty} (1 - 2\mu \lambda_0)^n$...		0
⋮	0	0	...	$\lim_{n \rightarrow \infty} (1 - 2\mu \lambda_0)^n$	0

3.12

สมการจะเป็นจริงเมื่อ

$$|1 - 2\mu \lambda_{max}| < 1 \tag{3.13}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{เมื่อ } 0 < \mu < \frac{1}{\lambda_{\max}}$$

3.14

λ_{\max} คือ ค่าเจาะจงสูงสุดของเมตริกซ์อัตราส่วนของสัมประสิทธิ์ของสัญญาณอินพุต สามารถพิจารณาด้วยค่าผลบวกตามแนวทแยงของเมตริกซ์ R

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

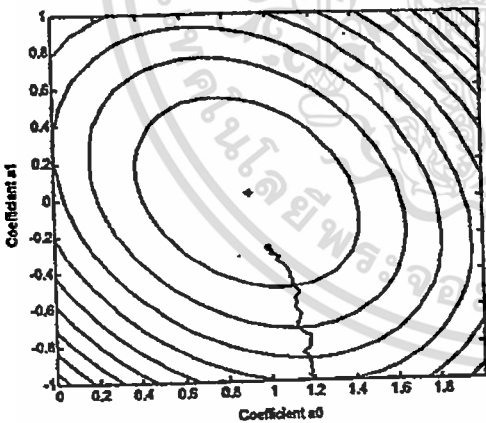
3.15

เนื่องจาก $\text{tr}[R]$ มากกว่า λ_{\max} เพราะว่าเป็นวงจรรองแบบปรับตัวมีโครงสร้าง FIR ตามขวางด้วยสัมประสิทธิ์ N ค่า ด้วยสมการที่ 3.15 เมื่ออยู่ในรูปของกำลังเฉลี่ยสัญญาณอินพุตจะอยู่ในสมการดังนี้

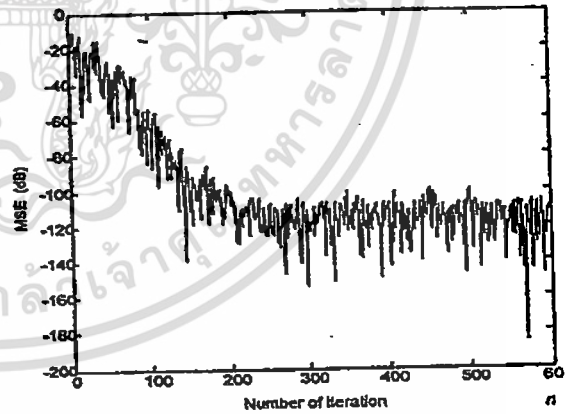
$$0 < \mu < \frac{1}{NP_m}$$

3.16

เมื่อ p_m คือกำลังเฉลี่ยของสัญญาณอินพุตของวงจรรองความถี่แบบปรับตัวทำให้ง่ายต่อการกำหนดค่า μ



(ก) ลักษณะการลู่ค่าสัมประสิทธิ์



(ข) ลักษณะการลู่ค่า MSE

รูปที่ 3.9 ลักษณะการลู่ค่าสัมประสิทธิ์และค่า MSE ของวงจรรองที่ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม LMS

จากรูปวงจรรองมีสัมประสิทธิ์ 2 ค่าสัญญาณอินพุตและสัญญาณอ้างอิงมีลักษณะหนึ่งทางสถิติและให้ค่า μ เท่ากับ 1 จากรูปที่ 3.9ก สัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมนั้นไม่ใช่ค่าที่เหมาะสมที่สุดตามคำตอบของวินเนอร์และฮอฟ เนื่องจากสัมประสิทธิ์ไม่ลู่เข้าสู่กลางวงรี จากรูปที่ 3.9ข จะพบว่าการลู่ของค่า MSE เมื่อทำการเปรียบเทียบกับเวลาแล้วจะค่อยๆ ลดลงเรื่อยๆ เป็นเส้นโค้ง

บางครั้งเรียกเส้นโค้งนี้ว่า เส้นโค้งการเรียนรู้ของอัลกอริทึม และเมื่อทำการเลือกค่า μ สูงๆ จะส่งผลให้อัลกอริทึมคำนวณได้อย่างรวดเร็ว แต่ขณะเดียวกันก็จะส่งผลให้ค่าการปรับพิดมีค่าสูงไปด้วย ในทางกลับกัน เมื่อเลือก μ ต่ำๆ จะทำให้อัลกอริทึมคำนวณช้าลง แต่มีค่าการปรับพิดมีค่าต่ำ ดังนั้นการเลือกค่า μ จึงขึ้นอยู่กับความเหมาะสมของงานแต่ละประเภท ควรเลือกให้ตรงและเหมาะสมเพื่อให้ได้ประสิทธิภาพมากที่สุด

3.3 อัลกอริทึมแบบ PFGLMS

ถึงแม้ว่าอัลกอริทึม LMS จะสร้างง่ายและมีความซับซ้อนต่ำ แต่ความเร็วในการลู่เข้า (Convergence Speed) ในการคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองมีความเร็วช้า เพื่อเป็นการแก้ปัญหาดังกล่าวคณะผู้วิจัยจึงเสนออัลกอริทึมที่เรียกว่า Partially Filtered Gradient LMS (PFGLMS) [29] ซึ่งมีความเร็วในการลู่เข้าที่เร็วกว่าการใช้อัลกอริทึม LMS โดยมีความซับซ้อนเพิ่มขึ้นเพียงเล็กน้อย

เพื่อให้การประมาณค่าผิดพลาดต่ำสุดให้มีความถูกต้องมากขึ้น การคำนวณค่าความผิดพลาดสามารถใช้วิธีการในการคำนวณดังสมการ [29]

$$\zeta(n) = \frac{1}{2} \sum_{l=0}^n \lambda^{n-l} e^2(l) \quad (3.38)$$

เมื่อ λ คือค่า forgetting factor มีค่าอยู่ระหว่าง $(0 \leq \lambda < 1)$. การประมาณค่า MSE ของสมการ (3.38) ขมารถแสดงได้ตามสมการ (3.39)

$$\zeta(n) = \lambda \zeta(n-1) + \frac{1}{2} e^2(n) \quad (3.39)$$

ดังนั้นการประมาณค่าเกรเดียนต์, $\mathbf{g}(n)$, สามารถแสดงดังสมการ [29]

$$\mathbf{g}(n) = -\nabla \zeta(n) = \lambda \mathbf{g}(n-1) + \frac{1}{2} \mathbf{r}(n) e(n) \quad (3.40)$$

เพื่อให้การประมาณค่า MSE มีประสิทธิภาพมากขึ้นสมการ (3.39) สามารถเขียนใหม่ได้เป็นสมการที่ (3.41)

$$\zeta(n) = \frac{1}{2} \left(e^2(n) + \sum_{l=0}^n \lambda^{n-l} e_l^2 \right) = \frac{1}{2} e^2(n) + \hat{\zeta}(n) \quad (3.41)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ
$$\hat{\zeta}(n) = \frac{\left(\sum_{l=0}^n \lambda^{n-l} \gamma \zeta_l^2 \right)}{2} \quad (3.42)$$

และ γ คือ scaling factor มีค่าอยู่ระหว่าง $(0 \leq \gamma < 1)$

ดังนั้นค่าการประมาณค่าเกรเดียนต์, $g(n)$, สามารถแสดงดังสมการ

$$g(n) = -\nabla \zeta(n) = r(n)e(n) + \hat{g}(n) \quad (3.43)$$

เมื่อ
$$\hat{g}(n) = \lambda \hat{g}(n-1) + \gamma r(n)e(n) \quad (3.44)$$

ดังนั้นการคำนวณค่าของสัมประสิทธิ์ของวงจรรอง $w(n)$ จะมีค่าดังสมการที่ (3.45)

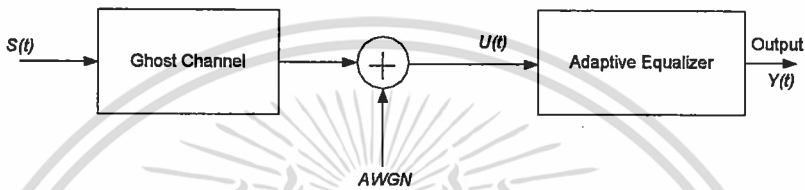
$$w(n+1) = w(n) + \mu_f g(n) \quad (3.45)$$



บทที่ 4

การแก้ไขสัญญาณภาพซ้อนด้วยวงจรปรับเท่าแบบปรับตัว

ในการทำวิจัยนี้นำเสนอการแก้สัญญาณภาพซ้อนและเงา ที่ระดับสัญญาณเบสแบนด์ของเครื่องรับโทรทัศน์ เพื่อให้การวิเคราะห์ระบบมีความสะดวก จึงไม่นำสัญญาณที่ระดับ RF และ IF ของเครื่องรับโทรทัศน์มาพิจารณา และจะพิจารณาสัญญาณที่ได้จากเอาต์พุตของวงจรดีเท็กต์สัญญาณภาพ ซึ่งสามารถจำลองได้ตามรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 แบบจำลองสัญญาณภาพซ้อนและเงา

จากรูปสามารถแสดงสัญญาณภาพซ้อนด้วยสมการคณิตศาสตร์ได้ดังสมการที่ (4.1)

$$r(t) = a_o s(t) + \sum_{i=1}^L a_i s(t - \tau_i) + d(t) \quad (4.1)$$

เมื่อ $r(t)$ เป็นสัญญาณที่เอาต์พุตของวงจรดีเท็กต์สัญญาณของเครื่องรับโทรทัศน์ ประกอบด้วยสัญญาณภาพ $s(t)$ ที่ไม่มีการหน่วงเวลา มีขนาด a_o (เปรียบเสมือนสัญญาณวิถีตรงจากสถานีส่ง) เป็นสัญญาณหลักที่ต้องการ $s(t)$ ถูกหน่วงเวลาด้วย τ_i และมีขนาด a_i ใดๆ (เปรียบเสมือนสัญญาณวิถีอื่นๆ ซึ่งเกิดจากการสะท้อน) เป็นสัญญาณที่ไม่พึงประสงค์ เพราะเป็นสัญญาณที่ทำให้เกิดปัญหาภาพซ้อนและเงา $d(t)$ เป็นสัญญาณรบกวนซึ่งเกิดขึ้นในเครื่องรับโทรทัศน์ สมมติให้เป็นชนิด AWGN

เนื่องจาก $r(t)$ เป็นสัญญาณอินพุตของวงจรปรับเท่าแบบปรับตัว ซึ่งถูกสุ่มด้วยด้วยเวลาสุ่ม (Sample Time) T_s ดังนั้นเราสามารถเขียนสมการ (4.1) ได้ใหม่ดังสมการ (4.2)

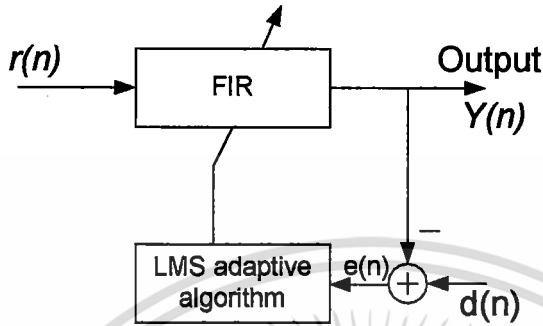
$$r(n) = a_o s(n) + \sum_{i=1}^L a_i s(n - l_i) + d(n) \quad (4.2)$$

เมื่อ $t = nT_s = n$

สัญญาณ $u(n)$ ถูกนำไปประมวลผลในวงจรปรับเท่าเพื่อทำการกำจัดสัญญาณภาพซ้อนและเงาให้เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า หายไปและเหลือเฉพาะสัญญาณภาพหลักที่ต้องการ ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

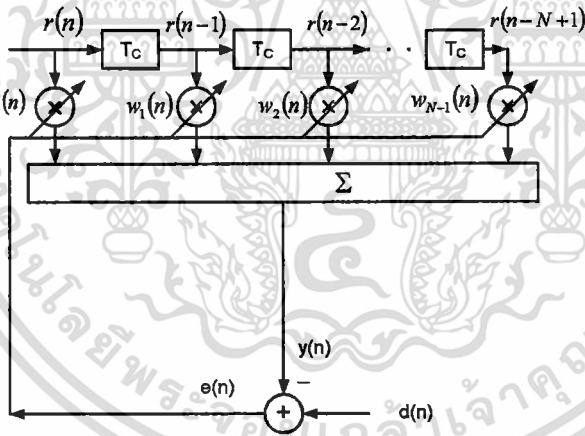
4.1 โครงสร้างวงจรปรับเท่าแบบปรับตัว

วงจรปรับเท่าแบบปรับตัวที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ พัฒนามาจากหลักการในบทความที่ [28] [30] และประยุกต์ใช้หลักการจาก [27, 31] ซึ่งมีโครงสร้างดังแสดงตามรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 โครงสร้างของวงจรปรับเท่าแบบปรับตัว

วงจรกรอง FIR แบบปรับตัวมีรายละเอียดโครงสร้างของวงจรดังรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 โครงสร้างของวงจรกรองปรับเท่าแบบปรับตัว

สมการเอาท์พุทของวงจรสามารถแสดงได้ดังสมการ

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} w(n) \cdot r(n-i) \quad (4.2)$$

หรือแสดงอยู่ในรูปของเมตริกซ์ดังนี้

$$y(n) = \mathbf{w}^T(n) \cdot \mathbf{r}(n) \quad (4.3)$$

เมื่อ $\mathbf{r}(n) = [r(n) \ r(n-1) \ r(n-2) \ \dots \ r(n-N+1)]^T$ (4.4)

เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินทางปัญญาหรือสิทธิบัตรของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\mathbf{w}(n) = [w(n) \ w(n-1) \ w(n-2) \ \dots \ w(n-N+1)]^T \quad (4.5)$$

สมการที่ (4.2) $y(n)$ เป็นสเกลลาร์สัญญาณเอาต์พุตของวงจร FIR แบบปรับตัว ขณะที่ $\mathbf{r}(n)$ และ $\mathbf{w}(n)$ เป็น เวกเตอร์สัญญาณอินพุต และสัมประสิทธิ์ของ FIR ตามลำดับ โดยเวกเตอร์ทั้งสองมีขนาดของมิติเป็น $N \times 1$ วงจรกรองแบบปรับตัวได้ที่น่าเสนอนี้จะทำการปรับตัวโดยการคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรด้วยอัลกอริทึม LMS สมการการปรับตัวเพื่อหาค่าของสัมประสิทธิ์ของวงจรแสดงดังสมการที่ (4.6) [32]

$$\mathbf{w}_{lms}(n+1) = \mathbf{w}_{lms}(n) + 2 \cdot \mu_{lms} \cdot e(n) \cdot \mathbf{r}(n) \quad (4.6)$$

เมื่อ $e(n)$ เป็นสเกลลาร์สัญญาณผิดพลาดจากการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณ $y(n)$ และ $d(n)$ จากสมการที่ (4.6) สัมประสิทธิ์ของวงจรกรองที่ปรับไปในอนาคตจะขึ้นอยู่กับค่าสัมประสิทธิ์ ($\mathbf{w}(n)$) ค่าความผิดพลาด ($e(n)$) และสัญญาณอินพุตของวงจร ($\mathbf{r}(n)$) ณ เวลาปัจจุบันตามลำดับ

ถึงแม้ว่าอัลกอริทึมจะมีโครงสร้างที่ง่ายต่อการสร้างและมีความซับซ้อนต่ำ แต่ความเร็วในการลู่เข้า (Convergence Speed) ของการคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองมีความช้าเพื่อเป็นการแก้ปัญหาดังกล่าวคณะผู้วิจัยจึงได้ประยุกต์ใช้อัลกอริทึมที่เรียกว่า Partially Filtered Gradient LMS (PFGLMS) [29] ซึ่งมีความเร็วในการลู่เข้าที่เร็วกว่าการใช้อัลกอริทึม LMS โดยมีความซับซ้อนเพิ่มขึ้นเพียงเล็กน้อย ดังที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 2

สมการการปรับตัวเพื่อหาค่าของสัมประสิทธิ์ของวงจรเมื่อประยุกต์ใช้อัลกอริทึมแสดงดังสมการที่ (4.7)

$$\mathbf{w}_{pfglms}(n+1) = \mathbf{w}_{pfglms}(n) + \mu_{pfglms} \mathbf{g}(n) \quad (4.7)$$

โดยที่ μ_p เป็นขั้นการปรับค่า (step size) ของอัลกอริทึม

และ

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{g}(n) &= e(n)\mathbf{r}(n) + \hat{\mathbf{g}}(n) \\ \hat{\mathbf{g}}(n) &= \lambda_f \hat{\mathbf{g}}(n-1) + \gamma_f e(n)\mathbf{r}(n) \end{aligned} \right\} \quad (4.8)$$

เมื่อ (λ_f) และ (γ_f) เป็น forgetting factor และ ค่า scaling factor ตามลำดับ โดยกำหนดให้ $\hat{\mathbf{g}}(0) = 0$.

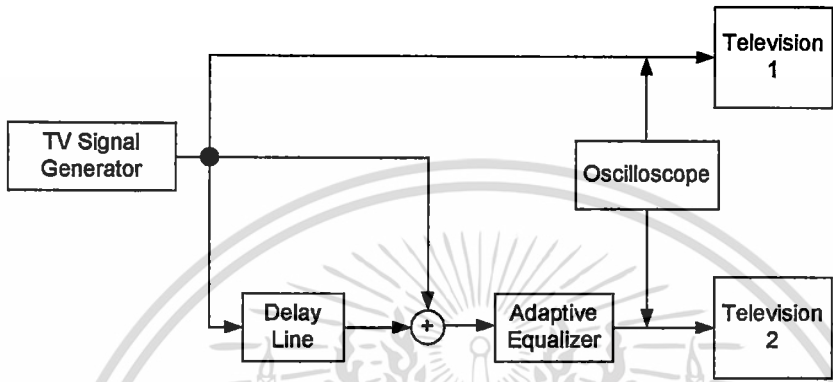
4.2 ขั้นตอนทดลอง

เพื่อเป็นการยืนยันถึงทฤษฎีและหลักการในการลดภาพซ้อนและเงา ตามที่ได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อที่แล้ว ในหัวข้อนี้จึงได้ทำการทดลองเพื่อยืนยันผลอีกครั้ง โดยจะเริ่มต้นจากการออกแบบวงจรปรับเท่าแบบปรับตัว โดยอาศัยหลักการคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรโดยใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ในการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

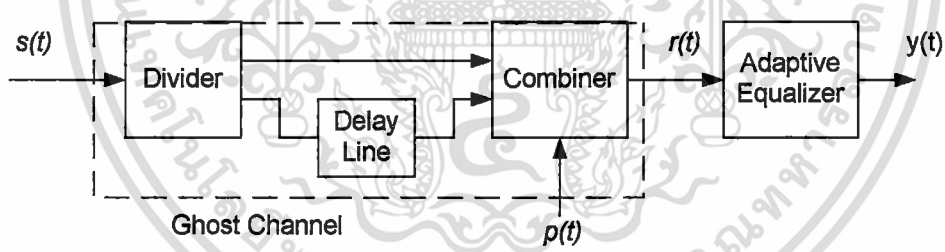
อัลกอริทึมแบบ PFGLMS ซึ่งมีความเร็วในการลู่เข้าที่เร็วกว่าอัลกอริทึม LMS แบบพื้นฐาน ซึ่งเป็นวงจรหลักของวงจรการลดสัญญาณภาพซ้อนและเงา เมื่อออกแบบเสร็จเรียบร้อยแล้ว จะนำมาทำการทดลองสองการทดลองเพิ่มทดสอบประสิทธิภาพของวงจรที่ได้ออกแบบ

การทดลองแรกคือ การทดสอบกับสัญญาณทดสอบจากเครื่องกำเนิดสัญญาณ โทรทัศน์ (TV Generator) โดยการจำลองสัญญาณภาพซ้อนและเงาจากสัญญาณทดสอบดังแสดงในรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 แผนภาพการทดลองระบบ

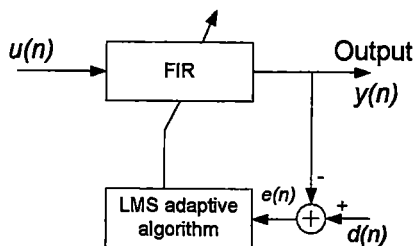
ซึ่งสามารถสร้างวงจรจริงส่วนการจำลองสัญญาณภาพซ้อนและเงาและวงจรปรับเท่าแบบปรับตัวได้ดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.5 แผนภาพการจำลองสัญญาณภาพซ้อนและเงา

จากรูป $s(t)$ คือสัญญาณเบสแบนด์ภาพเปรียบเสมือนสัญญาณที่สถานีส่ง ซึ่งสร้างจากเครื่องกำเนิดสัญญาณโทรทัศน์ $r(t)$ คือสัญญาณที่อินพุตของวงจรปรับเท่าแบบปรับตัว ซึ่งเปรียบเสมือนเป็นสัญญาณที่เอาท์พุตของวงจรที่เก็ทซ์ภาพของเครื่องรับโทรทัศน์และเป็นสัญญาณที่เกิดสัญญาณภาพซ้อนและเงา ซึ่งเป็นผลมาจากช่องสัญญาณภาพซ้อนและเงา $p(t)$ คือสัญญาณรบกวนที่เครื่องรับโทรทัศน์ซึ่งสมมติให้เป็นแบบ AWGN และ $y(t)$ เป็นสัญญาณเอาท์พุตของวงจรปรับเท่าแบบปรับตัวที่ได้รับการกำจัดสัญญาณภาพซ้อนและเงาแล้ว

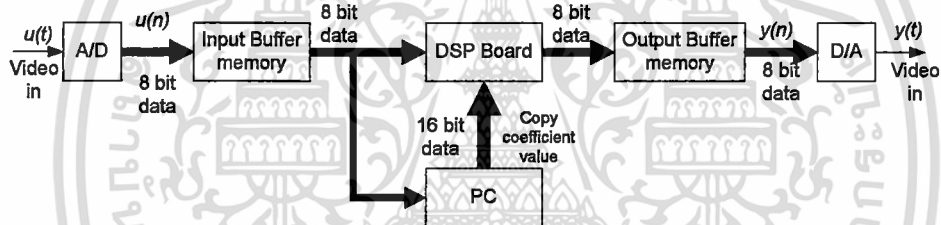
วงจรปรับเท่าแบบปรับตัวสามารถสร้างได้ ดังแสดงในรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 โครงสร้างวงจรปรับเท่าแบบปรับตัว

จากรูปที่ 4.6 วงจรปรับเท่าแบบปรับตัวได้จะปรับตัวทุกครั้งเมื่อมีสัญญาณที่อินพุต ณ เวลา n ใดๆ ดังนั้นด้วยโครงสร้างลักษณะนี้จึงเหมาะสมในการนำมาสร้างวงจรปรับเท่าแบบปรับตัวเพื่อแก้ไขสัญญาณภาพซ้อนและเงาตามรูป การทดลองที่ 4.4

รูปที่ 4.7 แสดงแผนภาพการทำงานของวงจรปรับเท่าแบบปรับตัวที่สร้างจริงตามรูปแบบของรูปที่ 4.6 โดยอาศัยบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล รุ่น TMS320DM642 ของบริษัท Texas Instruments ทำหน้าที่เป็นชุดวงจรรองรับไม่ปรับตัว และไมโครคอมพิวเตอร์ (PC) ทำหน้าที่เป็นวงจรรองรับปรับตัวตามจังหวะ



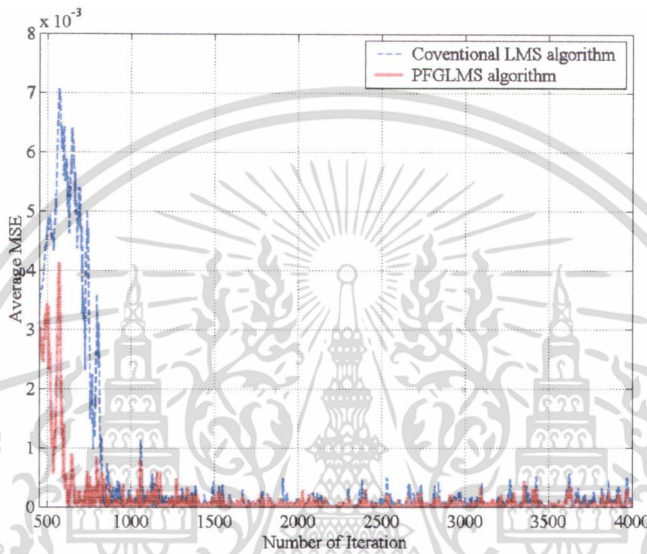
รูปที่ 4.7 แผนภาพการสร้างวงจรปรับเท่าแบบปรับตัวในทางปฏิบัติ

สัญญาณแอนะลอกจากเอาต์พุตของช่องสัญญาณภาพซ้อนถูกรวม และแปลงเป็นสัญญาณดิจิทัลขนาด 8 บิต มีอัตราสุ่ม 12 Msps (Mega Samples per Second) ด้วย A/D (Analog to Digital Converter) สัญญาณจาก A/D ถูกนำมาเก็บในหน่วยความจำอินพุต (Input Buffer Memory) แล้วจึงส่งข้อมูลเข้าสู่บอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัลเพื่อทำการประมวลผลสัญญาณตามหลักการ และโครงสร้างของวงจรที่นำเสนอ ผลลัพธ์ที่ได้จะถูกส่งต่อไปยัง หน่วยความจำเอาต์พุต (Output Buffer Memory) ส่งผ่านไปยังตัวแปลงสัญญาณแอนะลอกด้วยตัว D/A (Digital to Analog Converter) ขนาด 8 บิต มีอัตราสุ่ม 12 Msps สัญญาณจากขั้ว Output ของ D/A สามารถนำไปเข้าขั้ว Video in หรือ AV in ของเครื่องรับโทรทัศน์ เพื่อให้สามารถแสดงภาพได้

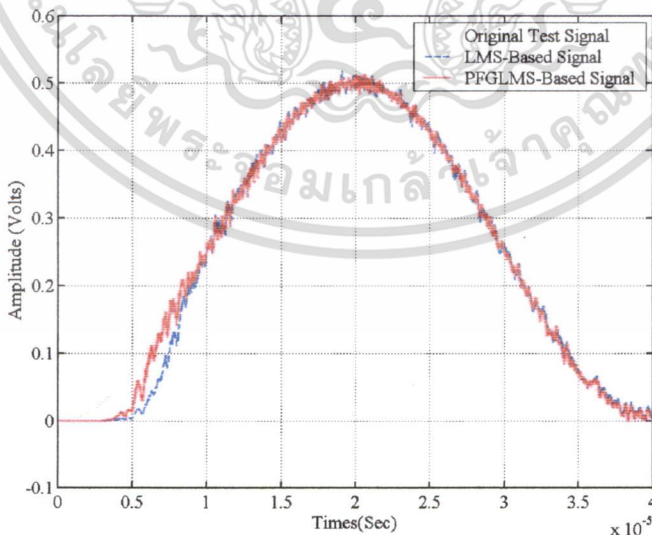
อาศัยแผนภาพตามรูปที่ 4.4 ทำการทดลอง เลือกค่าตัวเส้นประวิง (Delay Line) ที่มีเวลาประวิง 1.0 μ Sec เราเลือกสัญญาณจาก TV Signal Generator หลายๆ รูปแบบ มาทำให้เกิดการหน่วงสัญญาณ ด้วยตัวเส้นประวิง และนำไปรวมกับสัญญาณที่ไม่ถูกหน่วงเวลา เพื่อสร้างสัญญาณภาพซ้อนและเงา จากนั้นนำสัญญาณภาพซ้อนและเงาไปป้อนให้กับวงจรปรับเท่าแบบปรับตัว โดยใช้เพื่อทำการลดสัญญาณภาพซ้อนและเงา ดังในรูปที่ 4.6 จะทำการปรับตัวโดยการ

เอกรังการไม่ว่าการณ์ใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรมัลติโพล LMS และ PFGLMS ตามลำดับ โดยอาศัยความสัมพันธ์ในหัวข้อ 4.1 จำนวนของสัมประสิทธิ์ของวงจรรอง FIR จะมีจำนวน 20 ตัว กำหนดให้ค่า $\mu_{lms} = \mu_{pfglms}$ โดยมีค่าเท่ากับ 0.001 และ (λ_p) มีค่าเท่ากับ 0.5 และ (η) มีค่าเท่ากับ 0.1 ตามลำดับ จากนั้นก็เริ่มต้นในการคำนวณหาสัมประสิทธิ์ด้วยอัลกอริทึม LMS และ PFGLMS โดยการใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ เพื่อเป็นการทดสอบระบบที่ได้ออกแบบ จะเห็นว่าลักษณะการลู่ค่าสัมประสิทธิ์สามารถพิจารณาเปรียบเทียบลักษณะการลู่ของค่า MSE (mean square error) ดังแสดงในรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 ลักษณะการลู่เข้าของ MSE

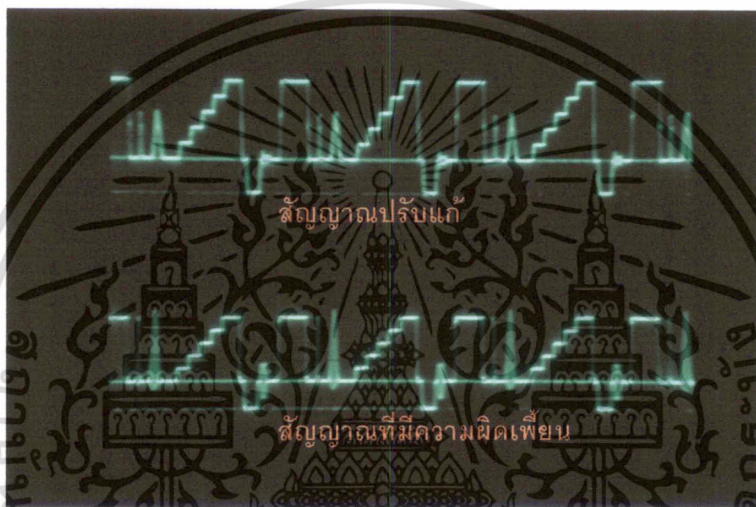


รูปที่ 4.9 สัญญาณทดสอบที่ได้จากอัลกอริทึม LMS และ PFGLMS

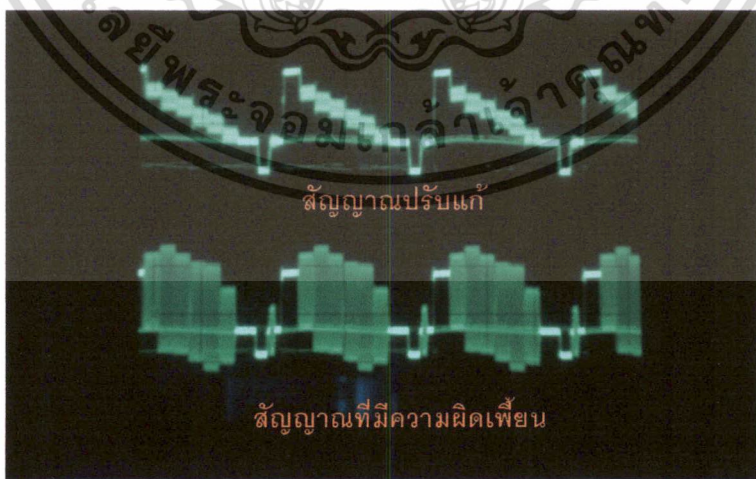
ผลการคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์ของอัลกอริทึมของไมโครคอมพิวเตอร์ดังรูป 4.8 จะพบว่าการลู่เข้าของอัลกอริทึมแบบ PFGLMS มีความเร็วกว่าความเร็วในการลู่เข้าของอัลกอริทึมแบบ LMS ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และค่าผิดพลาดเฉลี่ยซึ่งก็คือพื้นที่ใต้กราฟของ PFGLMS น้อยกว่า พื้นที่ใต้กราฟของ LMS ดังนั้น ในการลดสัญญาณภาพซ้อนและเงา โดยใช้อัลกอริทึมแบบ PFGLMS จะให้ผลที่ดีกว่าการใช้ อัลกอริทึมแบบ LMS

จากนั้นก็เริ่มต้นในการคำนวณหาสัมประสิทธิ์ด้วยอัลกอริทึม PFGLMS อัลกอริทึมเดียว ด้วยชุดไมโครคอมพิวเตอร์ พร้อมทั้งประมวลผลข้อมูลสัญญาณภาพ ตามรูปที่ 4.7 เนื่องจากให้ ประสิทธิภาพในการลดสัญญาณภาพซ้อนและเงาที่ดีกว่า อัลกอริทึมแบบ LMS ซึ่งผลการทดลอง โดยพิจารณาจาก Oscilloscope จะเห็นได้ว่าวงจรที่เราได้ออกแบบ สามารถการลดสัญญาณภาพ ซ้อนและเงาที่เกิดขึ้น จากการใช้ตัวเส้นประวิงเวลาสร้างช่องสัญญาณภาพซ้อนและเงาขึ้น



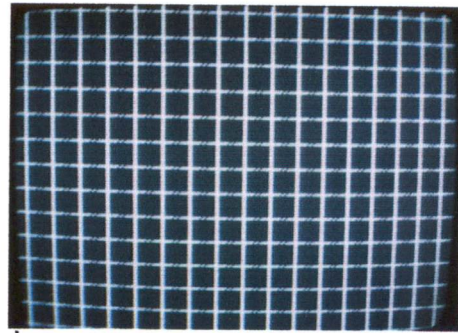
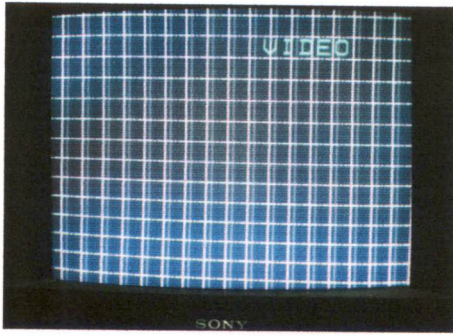
(ก) รูปความผิดเพี้ยนและการแก้ไขของสัญญาณ Sine Square Pulse



(ข) ความผิดเพี้ยน และการแก้ไขของสัญญาณ Color Bar
รูปที่ 4.10 ความผิดเพี้ยน และการแก้ไขของสัญญาณของ

TV Signal Generator จาก Oscilloscope

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) ภาพซ็อนและเงาของสัญญาณภาพขาวดำ (ข) ภาพที่ลดภาพซ็อนและเงาของสัญญาณภาพขาวดำ



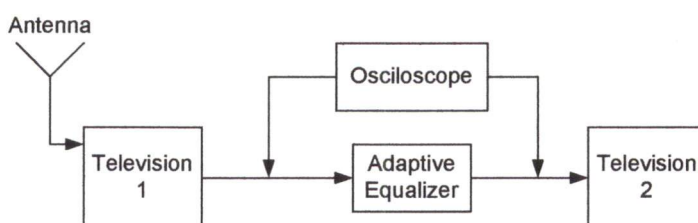
(ค) ภาพซ็อนและเงาของสัญญาณภาพ สี และ ภาพที่ลดภาพซ็อนและเงาของสัญญาณภาพสี แล้ว

รูปที่ 4.11 ความผิดเพี้ยน และการแก้ไขของสัญญาณของ

TV Signal Generator จากเครื่องรับโทรทัศน์

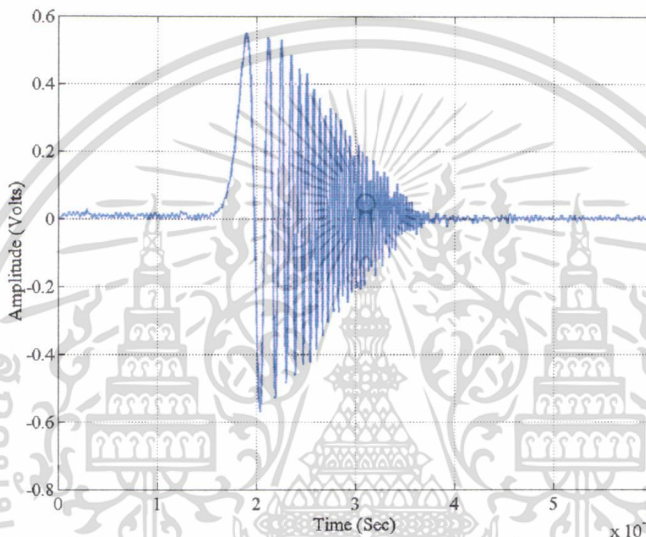
จากการทดลองระบบ โดยใช้สัญญาณภาพ โทรทัศน์จากเครื่องกำเนิดสัญญาณ โทรทัศน์ พบว่าวงจรที่ได้ออกแบบสามารถที่จะลดสัญญาณภาพซ็อนและเงา อันเนื่องมาจากช่องสัญญาณ ภาพซ็อน ดังแสดงในรูปที่ 4.10 และ 4.11

จากผลที่ได้ เราจึงนำวงจรที่ได้ออกแบบ ไปประยุกต์ใช้กับสัญญาณภาพซ็อนและเงาที่ เกิดขึ้นจริง ดังแสดงในรูปที่ 4.12



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 4.12 แผนภาพการทดลองระบบจากสัญญาณที่รับจริง
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากวงจรปรับเท่าแบบปรับตัวได้ต้องใช้สัญญาณอ้างอิง แบบเนื่องจากช่องสัญญาณภาพซ้อน เนื่องจากสถานีโทรทัศน์กองทัพบกช่อง 7 ได้ส่งสัญญาณ CGR มาตรฐานตามระบบ PAL มาในเส้นที่ 318 ของสัญญาณภาพ ดังนั้นงานวิจัยนี้อาศัยสัญญาณ CGR จากช่อง 7 นี้เพื่อใช้ในการทดลองเป็นหลัก โดยนำสัญญาณ CGR ที่ได้รับจากเครื่องรับ ดังแสดงในรูปที่ 4.13 ด้วยสายอากาศที่มีสภาพเจาะจงทิศทางสูงมารับสัญญาณจากสถานีส่งสัญญาณโทรทัศน์ แล้วนำไปเก็บไว้ในหน่วยความจำของไมโครคอมพิวเตอร์ เพื่อใช้เป็นสัญญาณอ้างอิงต่อไป

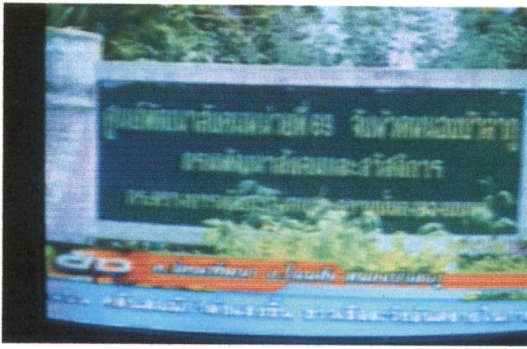


รูปที่ 4.13 สัญญาณ GCR ที่เก็บในหน่วยความจำของไมโครคอมพิวเตอร์

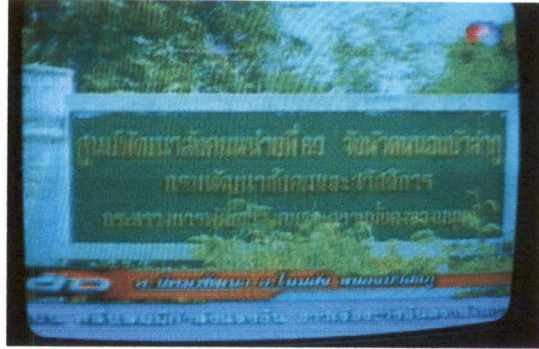
อาศัยแผนภาพตามรูปที่ 4.12 ทำการทดลอง โดยสัญญาณ Output ของโทรทัศน์เครื่องที่ 1 จะเป็นสัญญาณโทรทัศน์ที่ได้รับจากสายอากาศรับสัญญาณจากสถานีส่งสัญญาณ และเป็นสัญญาณภาพซ้อนและเงาที่เกิดขึ้นตามธรรมชาติ และนำสัญญาณดังกล่าวป้อนให้กับเครื่องปรับเท่าแบบปรับตัวได้ เพื่อทำการลดสัญญาณภาพซ้อนและเงา และนำผลที่ได้จากปรับสัญญาณภาพซ้อนและเงามาแสดงที่เครื่องรับสัญญาณโทรทัศน์เครื่องที่ 2 เพื่อเป็นการเปรียบเทียบต่อไป

สำหรับวงจรปรับเท่าที่ได้ออกแบบใช้ประมวลผลสัญญาณดิจิทัล ตามรูปที่ 4.7 ในการสร้างวงจรกรองแบบ FIR และใช้อัลกอริทึม PFGLMS สำหรับการคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองแบบปรับค่าได้ โดยนำค่า GCR ตามรูปที่ 4.13 เป็นสัญญาณอ้างอิง จากนั้นนำค่าสัมประสิทธิ์ที่คำนวณได้มาประมวลผลข้อมูลสัญญาณภาพ ตามรูปแบบและโครงสร้างของวงจรปรับเท่า ซึ่งผลของการประมวลผลภาพสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.14

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) ภาพก่อนแก้ไขภาพซ้อน



(ข) ภาพหลังแก้ไขภาพซ้อน

รูปที่ 4.14 ผลเปรียบเทียบระหว่างภาพก่อนและหลังแก้ไขภาพซ้อน

จากการทดลองพบว่า วงจรปรับแก้แบบปรับตัวที่นำเสนอมาทำการทดลองกับสัญญาณภาพโทรทัศน์จริง โดยอาศัยสัญญาณภาพและสัญญาณ CGR ที่ออกอากาศจริงจากสถานีโทรทัศน์สีช่อง 7 ผลที่ได้พบว่าวงจรปรับแก้ที่ได้มีโครงสร้างตามที่ได้เสนอมารถลดสัญญาณภาพซ้อนได้ในระดับหนึ่ง เนื่องจากระบบที่ได้ทำการทดลองเป็นระบบที่เก็บสัญญาณภาพในหน่วยความจำของไมโครคอมพิวเตอร์ และทำการลดสัญญาณภาพซ้อนที่ละเฟรม ดังนั้นความเร็วในการประมวลผลจึงมีผลต่อคุณภาพของสัญญาณภาพที่ได้จากการลดสัญญาณภาพ สัญญาณภาพที่ถูกส่งมาจะมีจำนวนคลื่นของสัญญาณหลายวิถี รวมถึงสัญญาณรบกวนจากหลายแหล่งจ่าย ซึ่งจะต้องทำการปรับปรุงพัฒนาให้สามารถลดสัญญาณภาพซ้อนให้ได้เต็มประสิทธิภาพ เพื่อให้คุณภาพของสัญญาณภาพที่ได้รับดีขึ้น

บทที่ 5

สรุปและวิจารณ์ผลการวิจัย

5.1 บทสรุป

งานวิจัยนี้ ได้ศึกษาวิจัยและออกแบบวงจรปรับเท่าแบบปรับตัวได้เพื่อแก้ไขการเกิดภาพซ้อนของสัญญาณภาพโทรทัศน์ระบบ PAL ซึ่งมีการใช้ในประเทศไทย โดยมีจุดมุ่งหมายเพื่อแก้ไขปัญหาที่ระดับสัญญาณเบสแบนด์ วงจรที่ได้ศึกษาวิจัยและออกแบบสร้างสามารถทำงานได้ดีกับสัญญาณภาพที่มาจากหัว Video Out ของเครื่องรับโทรทัศน์ระบบ PAL ที่ใช้กันอยู่ทั่วไป ซึ่งวงจรดังกล่าวมีโครงสร้างไม่ซับซ้อน และอาศัยอัลกอริทึมการปรับตัวรูปแบบที่ง่ายและมีใช้งานทั่วไป

ดังนั้นแนวคิดในการวิจัยจึงมุ่งเน้นในการวิจัย และประยุกต์อัลกอริทึมของการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรปรับเท่า เพื่อนำมาประยุกต์ใช้เป็นวงจรลดสัญญาณภาพซ้อนและเงาอันเนื่องมาจาก การรับสัญญาณหลายวิถีที่ภาครับสัญญาณภาพโทรทัศน์ อัลกอริทึมซึ่งที่นำเสนอคืออัลกอริทึม PFGLMS ซึ่งมีความเร็วในการลู่เข้าของค่า MSE (mean square error) ที่เร็วกว่าค่าความเร็วในการลู่เข้าของอัลกอริทึม LMS และค่าความผิดพลาดเฉลี่ยของอัลกอริทึม PFGLMS น้อย กว่าค่าความผิดพลาดเฉลี่ยของอัลกอริทึม LMS

จากจุดมุ่งหมายและแนวคิดในการทำวิจัยข้างต้นนำมาสู่ขอบเขตการศึกษาและทำวิจัย โดยนำวงจรปรับเท่าแบบปรับตัวตาม โครงสร้างที่นำเสนอมาสร้างจริงบนบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัลรุ่น TMS320DM642 ของบริษัท Texas Instruments เพื่อแก้ไขสัญญาณภาพซ้อนของสัญญาณโทรทัศน์ พร้อมทั้งให้สามารถแสดงผลจากการแก้ไขสัญญาณภาพซ้อนแล้วออกทางจอภาพเครื่องรับโทรทัศน์ในลักษณะภาพนิ่ง

ปัญหาการเกิดภาพซ้อนที่ปรากฏบนเครื่องรับโทรทัศน์ เกิดจากการรับคลื่นสัญญาณจากสถานีส่งของสายอากาศเครื่องรับโทรทัศน์เกิดขึ้นลักษณะหลายวิถี ซึ่งคลื่นจากวิถีอื่นๆ มีสาเหตุส่วนใหญ่เกิดจากการสะท้อนของคลื่นสัญญาณจากวัตถุขนาดใหญ่ เช่นภูเขา เนินสูง อาคารขนาดใหญ่ และเครื่องบิน เป็นต้น ช่องสัญญาณลักษณะนี้จึงถูกเรียกว่าช่องสัญญาณภาพซ้อนและเงา ซึ่งก่อให้เกิดสัญญาณภาพซ้อนที่เครื่องรับ

การศึกษาเพื่อแก้ปัญหาดังกล่าวเกิดขึ้นอย่างกว้างขวาง ซึ่งสามารถสรุปประเด็นการวิจัยได้ 3 แนวทางคือ การแก้ไขสัญญาณที่ระดับสัญญาณ RF สัญญาณความถี่ IF และที่ระดับสัญญาณเบสแบนด์ภาพตามลำดับ แต่งานวิจัยส่วนใหญ่มุ่งเน้นแก้ไขปัญหาที่ระดับสัญญาณเบสแบนด์เป็นหลัก ด้วยการสร้างวงจรปรับเท่าที่มีผลตอบสนองอิมพัลส์ตรงข้ามกับสัญญาณภาพซ้อน ซึ่งวงจรเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรรเชิงงานเพื่อกรรศึกษาเท่านั้น เมื่อนูญเตเห็นาเป็เซบระเเยชนดานการค้ำไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังกล่าวสามารถสร้างได้ 2 รูปแบบ ได้แก่ วงจรปรับเท่าแบบค่าสัมประสิทธิ์เหมาะสมที่สุด (optimum equalizer) ซึ่งไม่สามารถปรับตัวได้ ที่มีโครงสร้างวงจรกรองแบบ FIR และวงจรปรับเท่าแบบปรับตัว (adaptive equalizer) ที่มีโครงสร้างแบบวงจรกรองแบบ FIR ซึ่งมีโครงสร้างของวงจรที่ไม่ซับซ้อน แต่สามารถแก้ไขปัญหาได้ระดับหนึ่งเท่านั้น

การแก้ไขปัญหาการเกิดภาพซ้อนให้มีประสิทธิภาพสูงสุดได้นั้น ทางสถานีส่งจะต้องส่งสัญญาณ GCR มาพร้อมกับสัญญาณภาพ ด้วยการแทรกมาในสัญญาณแบลงกิ้งทางแนวตั้ง โดยทางด้านเครื่องรับจะนำสัญญาณ GCR ที่ได้รับมาทำการเปรียบเทียบกับสัญญาณ GCR อ้างอิงที่เก็บไว้ในหน่วยความจำทางด้านเครื่องรับ แล้วนำค่าที่ได้ไปคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมของวงจรปรับเท่าต่อไป

จากผลการวิเคราะห์การทำงานของวงจรปรับเท่าแบบปรับตัวตามโครงสร้างที่นำเสนอ พบว่า วงจรปรับเท่าแบบปรับตัวที่ใช้โครงสร้างของวงจรกรองแบบ FIR และใช้อัลกอริทึม LMS สามารถคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์ได้ดี แต่ยังมีค่าผิดพลาดอยู่ เนื่องจากค่าความผิดพลาดเฉลี่ยยังมีค่าสูง โดยพิจารณาจากการลู่เข้าของการคำนวณ MSE (mean square error) ที่มีความเร็วในการลู่เข้าช้า ดังนั้นจึงเสนออัลกอริทึมแบบ PFGLMS ที่มีความเร็วในการลู่เข้าที่เร็วกว่าแบบ LMS ดังนั้นค่าความผิดพลาดเฉลี่ยจะมีค่าน้อยลง การคำนวณค่าของสัมประสิทธิ์จะมีความถูกต้องมากขึ้น

เพื่อยืนยันถึงทฤษฎีและหลักการที่นำเสนอ จึงได้นำวงจรปรับเท่าแบบปรับตัวมาแก้ไขสัญญาณภาพซ้อน โดยทำการสร้างช่องสัญญาณภาพซ้อนด้วยอาศัยตัวคูณประวิงเวลา มาใช้ในการประวิงเวลาเพื่อให้เกิดสัญญาณภาพซ้อน โดยเริ่มต้นจากการสร้างสัญญาณภาพซ้อนของสัญญาณทดสอบของเครื่องกำเนิดสัญญาณทดสอบ และนำสัญญาณภาพซ้อนที่ได้ไปทำการลดสัญญาณภาพซ้อนด้วยเครื่องปรับเท่าแบบปรับตัว โดยใช้บอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัลทำหน้าที่เป็นวงจรปรับเท่า นอกจากนั้นได้ทำการทดลอง โดยใช้สัญญาณภาพซ้อนของสัญญาณภาพโทรทัศน์ที่รับได้ ซึ่งสัญญาณดังกล่าวจะถูกนำออกมาจากขั้ว Video out ของเครื่องรับโทรทัศน์ และถูกนำไปลดสัญญาณภาพซ้อนที่เกิดขึ้น โดยใช้บอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัลทำหน้าที่เป็นวงจรปรับเท่า และนำสัญญาณที่ได้รับการแก้ไขแล้วป้อนเข้าสู่ Video in ของเครื่องรับโทรทัศน์เพื่อแสดงภาพออกสู่หน้าจอภาพของเครื่องรับโทรทัศน์

5.2 วิเคราะห์ผลการวิจัย

จากการทดลองพบว่า วงจรปรับเท่าแบบปรับตัวตามโครงสร้างที่นำเสนอ สามารถแก้ไขปัญหาการเกิดภาพซ้อนได้ดี และมีลักษณะการทำงานที่สอดคล้องกับหลักการ และข้อสมมติฐานทางทฤษฎีที่ในกรณีของสัญญาณจากเครื่องกำเนิดสัญญาณ และสัญญาณภาพโทรทัศน์ที่ได้จากเครื่องรับสัญญาณโทรทัศน์ และเนื่องจากวงจรปรับเท่าที่อาศัยอัลกอริทึมแบบ LMS ให้ลักษณะการลู่เข้าของ MSE ค่อนข้างช้าซึ่งเป็นข้อด้อยของอัลกอริทึม LMS ดังนั้น จึงได้เสนอวงจรปรับเท่าที่เร็วกว่าและถูกต้องยิ่งขึ้น อีกทั้งยังมีเหตุผลแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เท่าที่อาศัยอัลกอริทึมแบบ PFGLMS ที่ให้ลักษณะการลู่ค่าของ MSE เร็วกว่าแบบ LMS และให้ค่าเฉลี่ยความผิดพลาด (MSE) ต่ำกว่าแบบ LMS ซึ่งแสดงว่าวงจรตามโครงสร้างที่เสนอสามารถปรับค่าสัมประสิทธิ์ได้ดี และยังมีความซับซ้อนของวงจรถ้า ซึ่งเป็นข้อดีของวงจร

ถึงแม้ว่างานวิจัยนี้ได้เสนอเครื่องลดสัญญาณภาพซ้อนและเงา ที่มีความซับซ้อนต่ำ และสามารถลดสัญญาณภาพซ้อนได้ อย่างไรก็ตามงานวิจัยในเรื่องนี้ยังมีหลายประเด็นที่ควรพิจารณาในการพัฒนาต่อไป เช่น การพัฒนาอัลกอริทึมการปรับตัวของวงจรถ้าให้ทำงานได้เร็วขึ้น เพื่อให้กระบวนการลดภาพซ้อนสามารถทำงานได้ที่เวลาจริง (Real time) ได้อย่างสมบูรณ์แบบขึ้นเนื่องจากความเร็วของการประมวลผล จะมีผลต่อคุณภาพของสัญญาณภาพในระบบเวลาจริง นอกจากนี้ระบบที่นำเสนอสามารถลดสัญญาณภาพซ้อน โดยที่ไม่ต้องดัดแปลงโครงสร้างของเครื่องรับสัญญาณโทรทัศน์ จึงง่ายต่อการใช้งาน นอกจากนี้การลดขนาดอุปกรณ์และวงจรต่างๆ ก็โดยใช้ FPGA เป็นอีกหัวข้อหนึ่งที่ควรพิจารณา เนื่องจากถ้าสามารถประกอบวงจรลดสัญญาณภาพซ้อนเข้าเป็นส่วนหนึ่งของเครื่องรับสัญญาณโทรทัศน์ จะทำให้การประยุกต์ใช้งานมีความคล่องตัวมากขึ้น



บรรณานุกรม

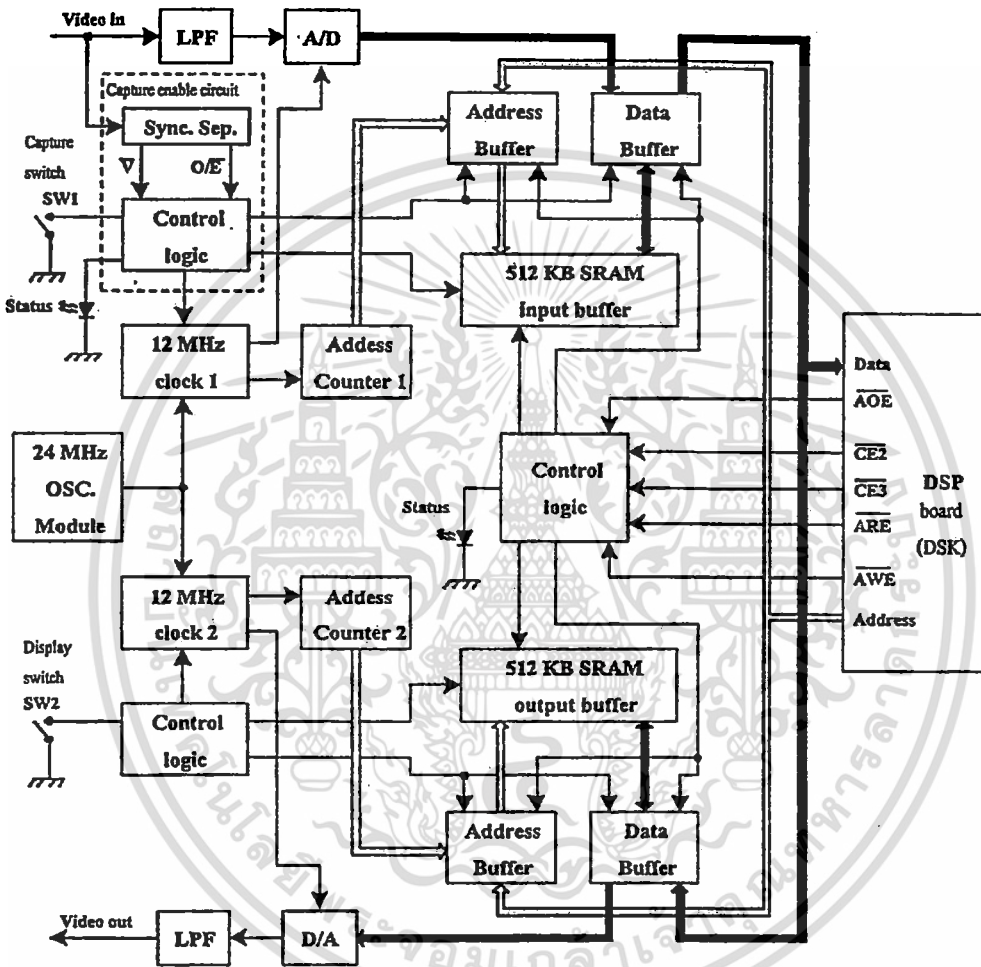
- [1] J. G. Lourens and W. R. M. de Waal, "On the TV ghost image model," *Broadcasting, IEEE Transactions on*, vol. 40, pp. 125-131, 1994.
- [2] T. Vaughan and H. McClure, "Reflection and ghosts in a multitower environment," *Broadcasting, IEEE Transactions on*, vol. 35, pp. 8-22, 1989.
- [3] M. Pazarci, "An adaptive ghost processor for broadcast television," *Consumer Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 35, pp. 184-194, 1989.
- [4] V. D'Alto, A. Cremonesi, A. Casnati, L. Dassie, and S. Dal Poz, "Video Deghosting Using Adaptive Echo-detecting I.I.R. Filters," presented at Consumer Electronics, 1993. Digest of Technical Papers. ICCE., IEEE 1993 International Conference on, 1993.
- [5] S. Prentiss, *HDTV : high-definition television*, 2nd ed. Blue Ridge Summit, PA: TAB Books, 1994.
- [6] C. Pantisios Markhauser and A. Yong, "Multighost cancellation technique for HDTV systems, using a derivation of the OLS learning algorithm," *Consumer Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 41, pp. 476-483, 1995.
- [7] W. Ciciora, G. Sgrignoli, and W. Thomas, "A Tutorial on Ghost Cancelling in Television Systems," *Consumer Electronics, IEEE Transactions on*, vol. CE-25, pp. 9-44, 1979.
- [8] H. Thedick, "Adaptive Multipath Equalization for T.V. Broadcasting," *Consumer Electronics, IEEE Transactions on*, vol. CE-23, pp. 175-181, 1977.
- [9] H. Wei-Cheng and L. Ching-Shyang, "A Novel TV Ghost Cancellation System," presented at Consumer Electronics, 1993. Digest of Technical Papers. ICCE., IEEE 1993 International Conference on, 1993.
- [10] E. Abreu, S. K. Mitra, and R. Marchesani, "A new method of television signal deghosting," presented at Image Processing, 1994. Proceedings. ICIP-94., IEEE International Conference, 1994.
- [11] B. Caron, "Video ghost cancelling: Evaluation by computer simulation and laboratory testing," *Consumer Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 38, pp. XXVI-XXXIII, 1992.

- [12] V. D'Alto, A. Cremonesi, A. Casnati, L. Dassi, and S. Dal Poz, "Video deghosting using adaptive echo-detecting IIR filters," *Consumer Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 39, pp. 754-764, 1993.
- [13] P. N. Gardiner, D. M. Brockhurst, and J. S. Curtis, "Ghost cancellation for 625-line systems," presented at Broadcasting Convention, 1994. IBC 1994., International, 1994.
- [14] K. B. Kim, J. Oh, M. H. Lee, H. Hwang, and D. I. Song, "A New Ghost Cancellation System," presented at Consumer Electronics, 1994. Digest of Technical Papers., IEEE 1994 International Conference on, 1994.
- [15] S. McNay, "GHOST CANCELLATION IMPLEMENTATION IN TELEVISION AND VCR," presented at Consumer Electronics, 1995., Proceedings of International Conference on, 1995.
- [16] R. S. Sherratt and B. H. Pardoe, "A new detector for ghosted VIF signals," presented at Broadcasting Convention, 1995. IBC 95., International, 1995.
- [17] T. H. S. Chao, "Multi-path equalization for NTSC video by using digital IIR filter," *Consumer Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 34, pp. 268-278, 1988.
- [18] D. J. Harasty and A. V. Oppenheim, "Television signal deghosting by noncausal recursive filtering," presented at Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1988. ICASSP-88., 1988 International Conference on, 1988.
- [19] T. J. Wang, "Frequency division algorithm for multi-path ghost cancellation," *Consumer Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 42, pp. 930-938, 1996.
- [20] R. S. Sherratt and B. H. Pardoe, "A new method for multipath channel characterisation for terrestrial transmitted video," presented at Radio Receivers and Associated Systems, 1995., Sixth International Conference on, 1995.
- [21] R. S. Sherratt, "Identification and minimization of IIR tap coefficients for the cancellation of complex multipath in terrestrial television," *Circuits and Systems for Video Technology, IEEE Transactions on*, vol. 6, pp. 703-706, 1996.
- [22] B. Widrow and S. D. Stearns, *Adaptive signal processing*. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, 1985.
- [23] R. S. Giansiracusa, "Adaptive filtering for television ghost cancellation," 1978, pp. 84 leaves.

- [24] P. T. Mathiopoulos and M. Sablatash, "Design and selection of a ghost cancelling reference signal for television systems in North America," presented at Electrical and Computer Engineering, 1993. Canadian Conference on, 1993.
- [25] S. Pao, K. Kei-Yong, and A. N. Willson, Jr., "A programmable FIR filter for TV ghost cancellation," presented at Circuits and Systems, 1996., IEEE 39th Midwest symposium on, 1996.
- [26] J. W. Tian, "FREQUENCY DIVISION ALGORITHM FOR MULTI-PATH GHOST CANCELLATION," presented at Consumer Electronics, 1996. Digest of Technical Papers, International Conference on, 1996.
- [27] S. S. Haykin and B. Widrow, *Least-mean-square adaptive filters*. Hoboken, N.J.: Wiley-Interscience, 2003.
- [28] A. Yong and C. P. Markhauser, "LMS iterative algorithms applied to the computation of TV ghost canceller parameters," *Consumer Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 40, pp. 662-670, 1994.
- [29] J. S. Lim, "Fast adaptive filtering algorithm based on exponentially weighted least-square errors," *Electronics Letters*, vol. 35, no. 22, pp. 1913-1915, 1999.
- [30] AngleoYong and C. P. Markhauser, "LMS Iterative Algorithms Applied to the Computation of TV Ghost Canceller Parameters," presented at Consumer Electronics, 1994. Digest of Technical Papers., IEEE 1994 International Conference on, 1994.
- [31] B. Widrow and S. S. Haykin, *Least-mean-square adaptive filters*. Hoboken, N.J.: Wiley-Interscience, 2003.
- [32] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 4th. ed: Prentice Hall, Inc, 1996.

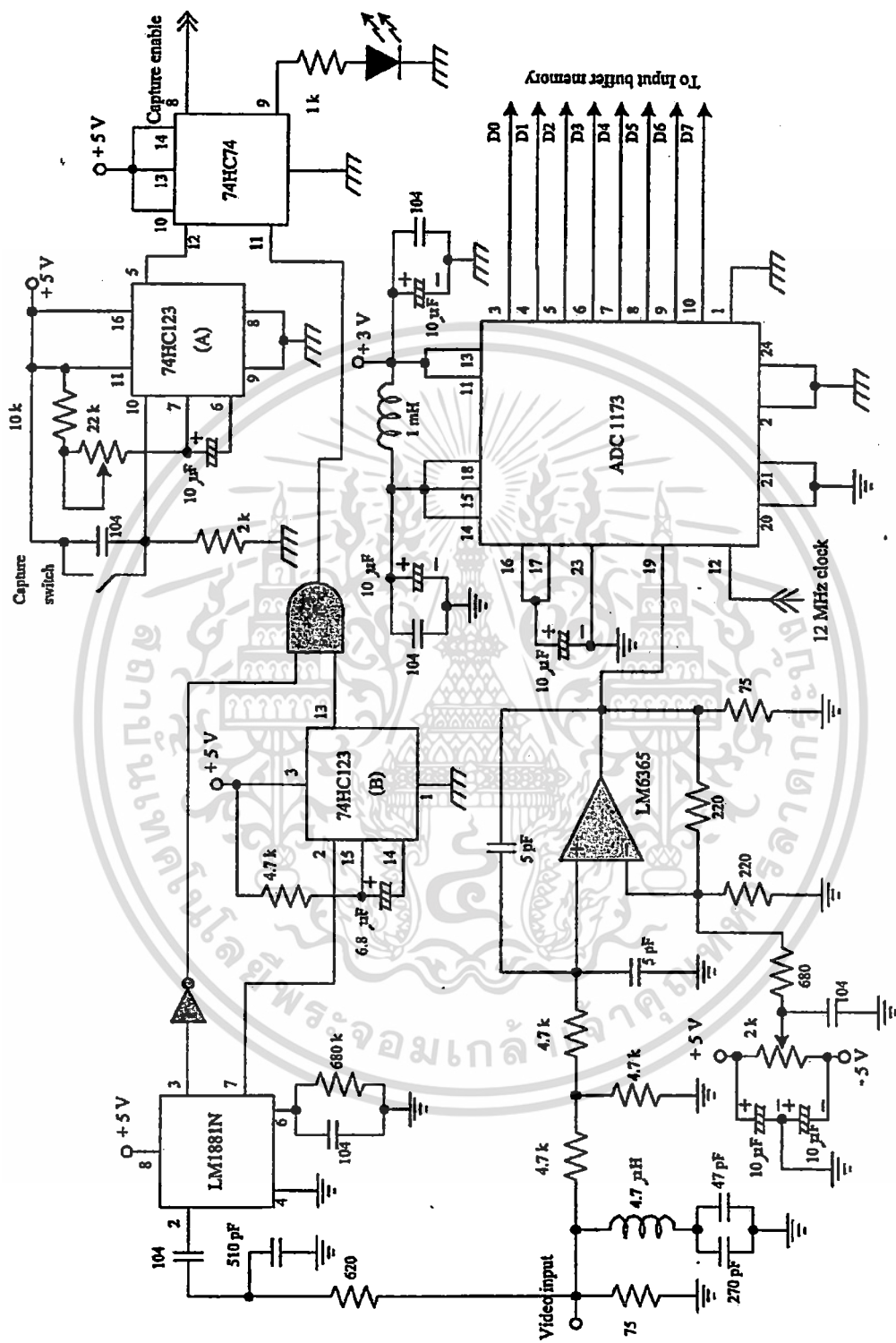
ภาคผนวก ก

แผนภาพการทำงานและรายละเอียดของวงจรที่ใช้ในการทดลอง



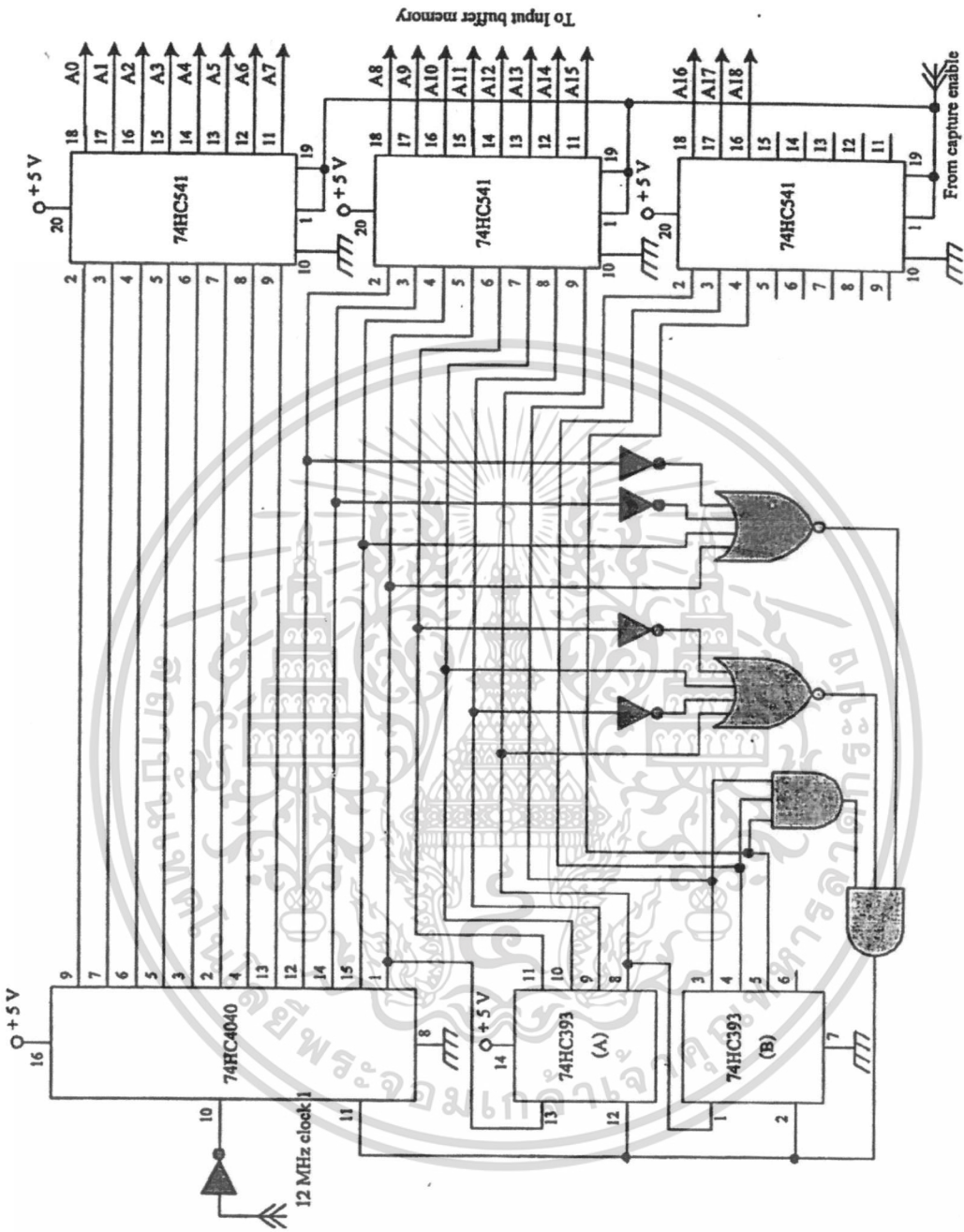
รูปที่ ก.1 แผนภาพการทำงานของระบบที่ใช้ในการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



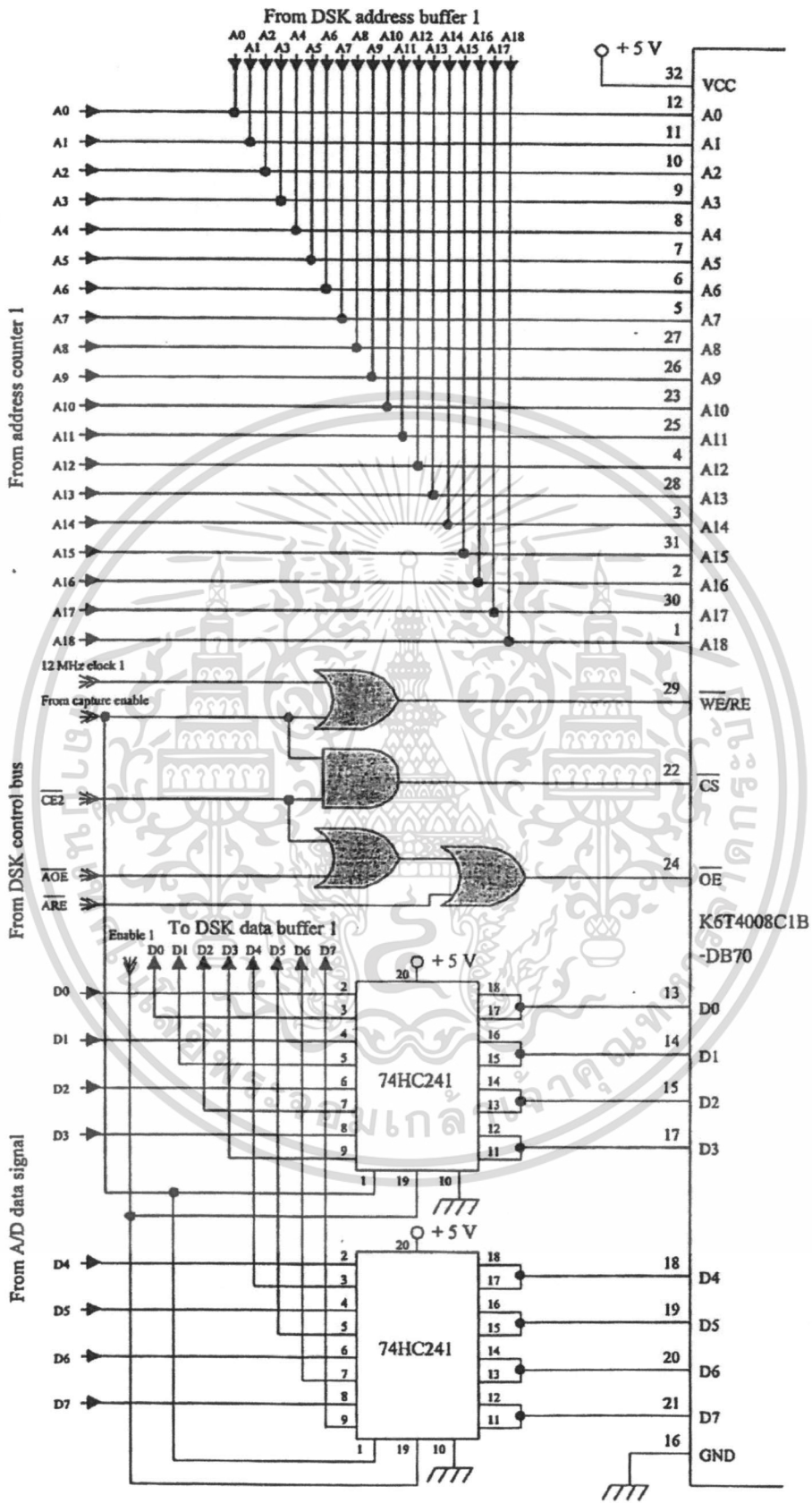
รูปที่ ก.2 วงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล (A/D) และวงจรผลิตสัญญาณ Capture enable

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



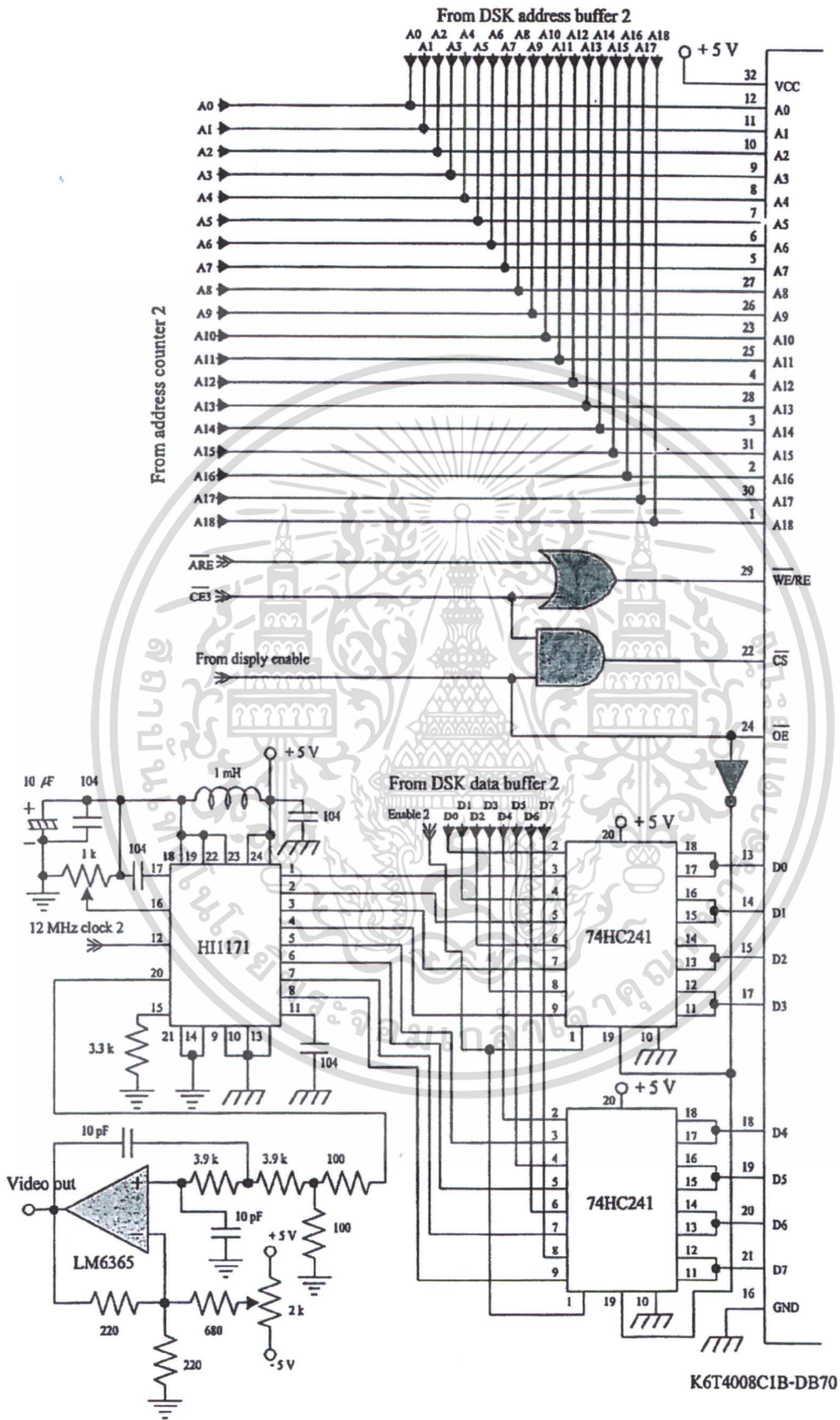
รูปที่ ก.3 Address Counter 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

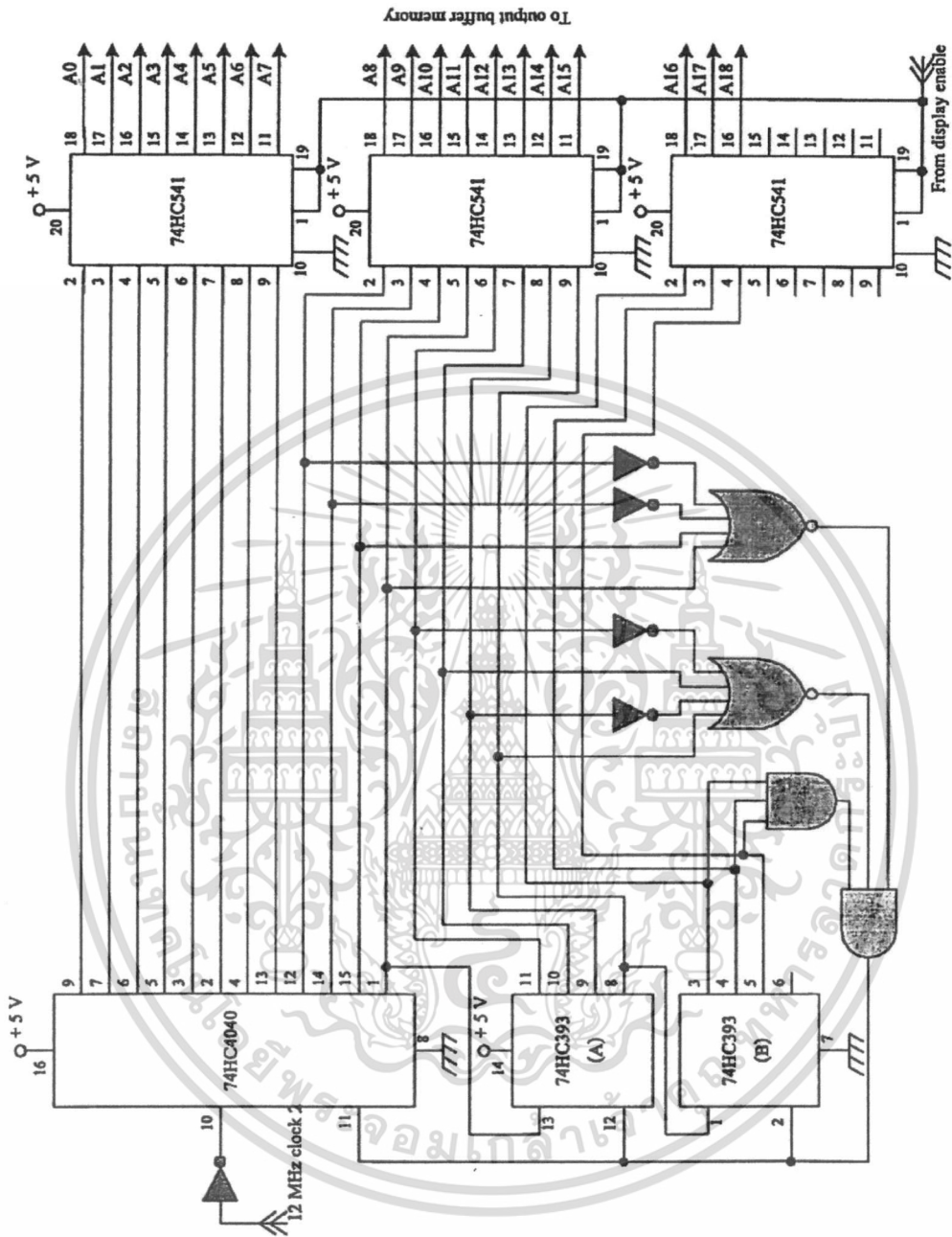


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ ๓.4 วงจร Input Buffer Memory อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

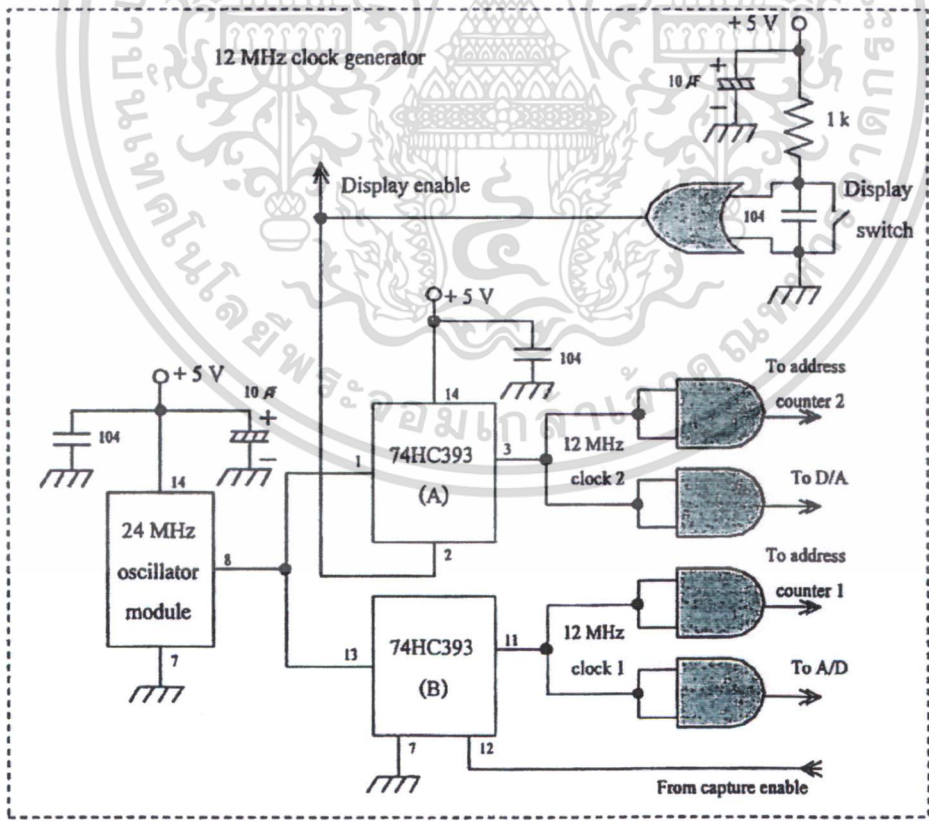
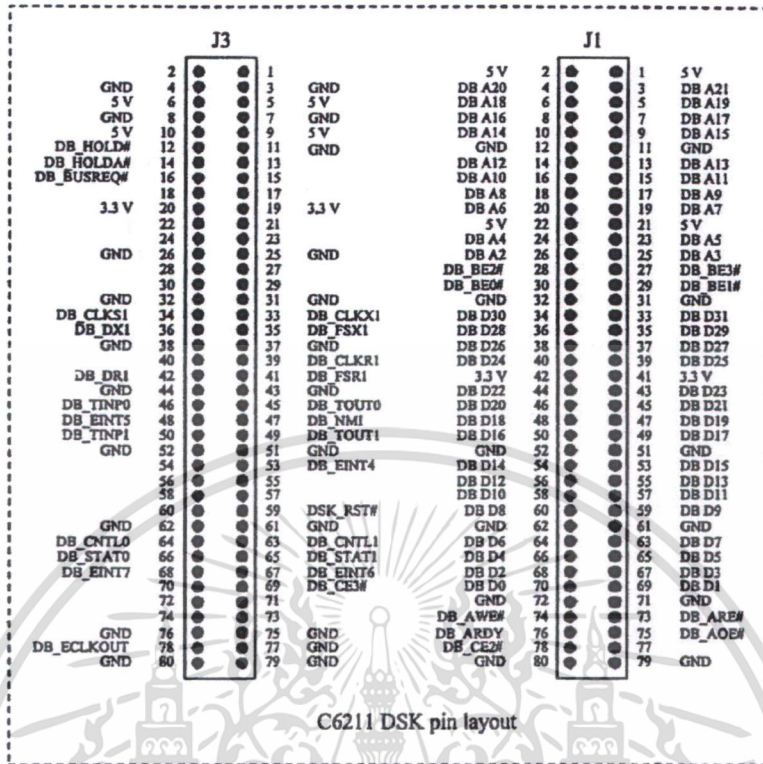


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 รูปที่ 0.5 วงจร Output buffer memory และวงจรแปลงดิจิทัลเป็นแอนะล็อก (D/A)
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

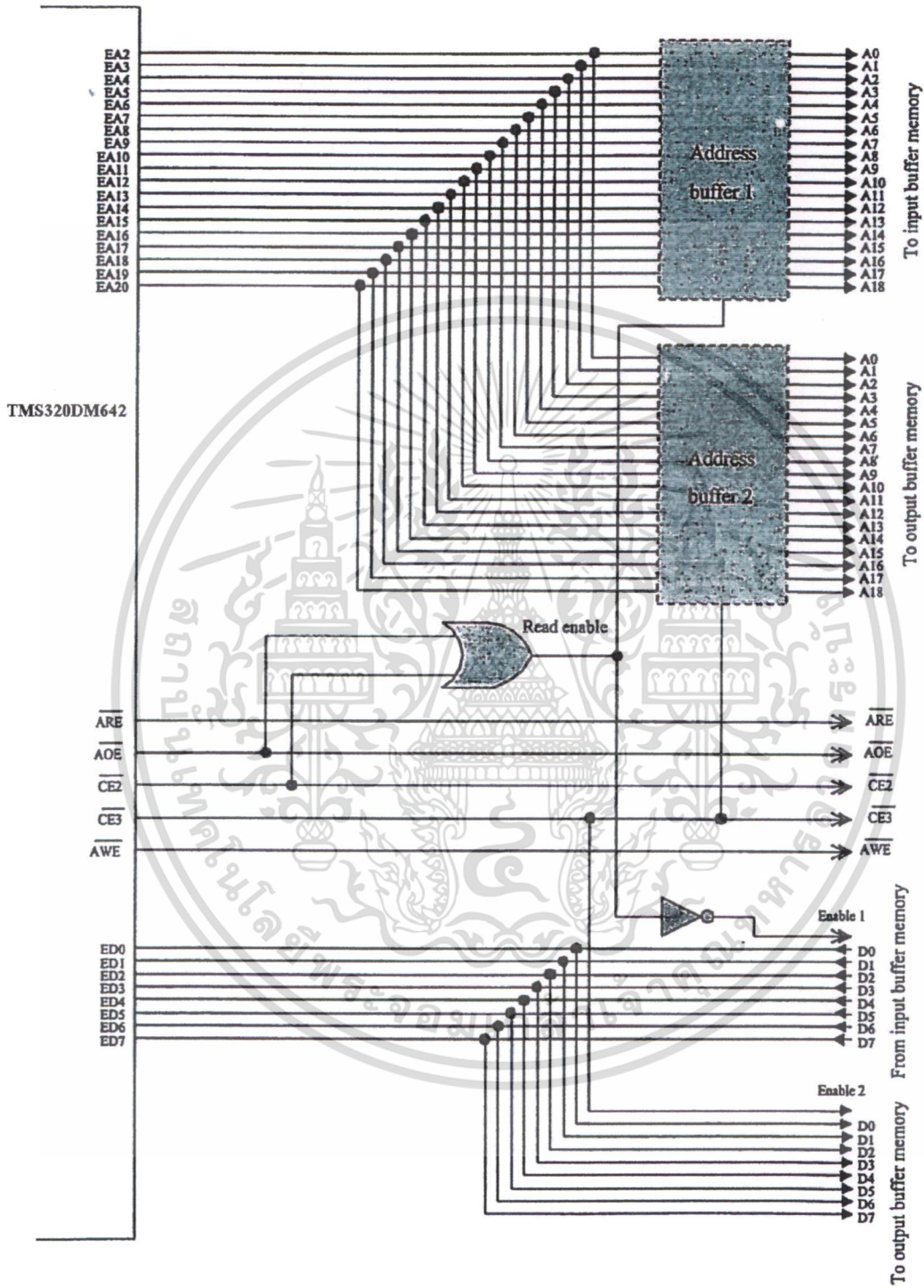


รูปที่ ก.6 วงจร Address Counter 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ก.7 วงจรผลิตความถี่และตำแหน่งขา connector ของบอร์ดประมวลสัญญาณดิจิทัล เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ก.8 วงจรอินเทอร์เฟซบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข
โปรแกรมที่ใช้ในการทดลอง

ข.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;  
a0=zeros(1,N);b0=zeros(1,M); % Adaptation initialization  
for p=0:NN-1  
    [y,y1,e1,e2,a,b]=myadap(u,d,mu,alpha,gamma,M,N,a0,b0); % Adaptive  
    function  
    err(i,p*length(e2)+1:(p+1)*length(e1))=e1;  
    err(i,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;
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
function[y,y1,e1,e2,w,w1]=myadap(inp,d,mu,alpha,gamma,M,N,a0,b0) % Adaptive
```

```
function
```

```
%*****
```

```
% inp :input signal
```

```
% y :output signal for LMS algorithm
```

```
% y1 :output signal for PFG LMS algorithm
```

```
% ye :adaptive output signal
```

```
% d :reference signal
```

```
% e1,e2 :error signal
```

```
% a,b :coefficient
```

```
% M,N :number of coefficient
```

```
% mu :step size
```

```
% alpha : forgetting factor
```

```
% gamma : scaling factor
```

```
a=a0;b=b0;
```

```
sysorder = 30;
```

```
dold=zeros(1,M);xold=zeros(1,M);xin=zeros(1,N);
```

```
w = zeros(sysorder,1) ; w1 = zeros(sysorder,1) ;
```

```
for n = sysorder : nn
```

```
    %***** LMS adaptive section
```

```
    u = inp(n:-1:n-sysorder+1) ;
```

```
    y(n)= w' * u;
```

```
    e(n) = d(n) - y(n) ;
```

```
    % Start with big mu for speeding the convergence then slow down to reach the  
    correct weights
```

```
    w = w + mu * u * e(n) ;
```

```
end
```

เอกสาร $mse1(no,:)=e.^2$;ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
%***** PFGLMS adaptive section
```

```
gamma1 = 0.4; lamda1 = 0.7;
```

```
for n = sysorder : nn
```

```
    u = inp(n:-1:n-sysorder+1) ;
```

```
    y1(n)= w1' * u;
```

```
    e1(n) = d(n) - y1(n) ;
```

```
    if n == sysorder
```

```
        g(:,n) = u * e1(n) ;
```

```
    else
```

```
        g(:,n) = (1+gamma1)*e1(n)*u + lamda1*g(:,n-1) ;
```

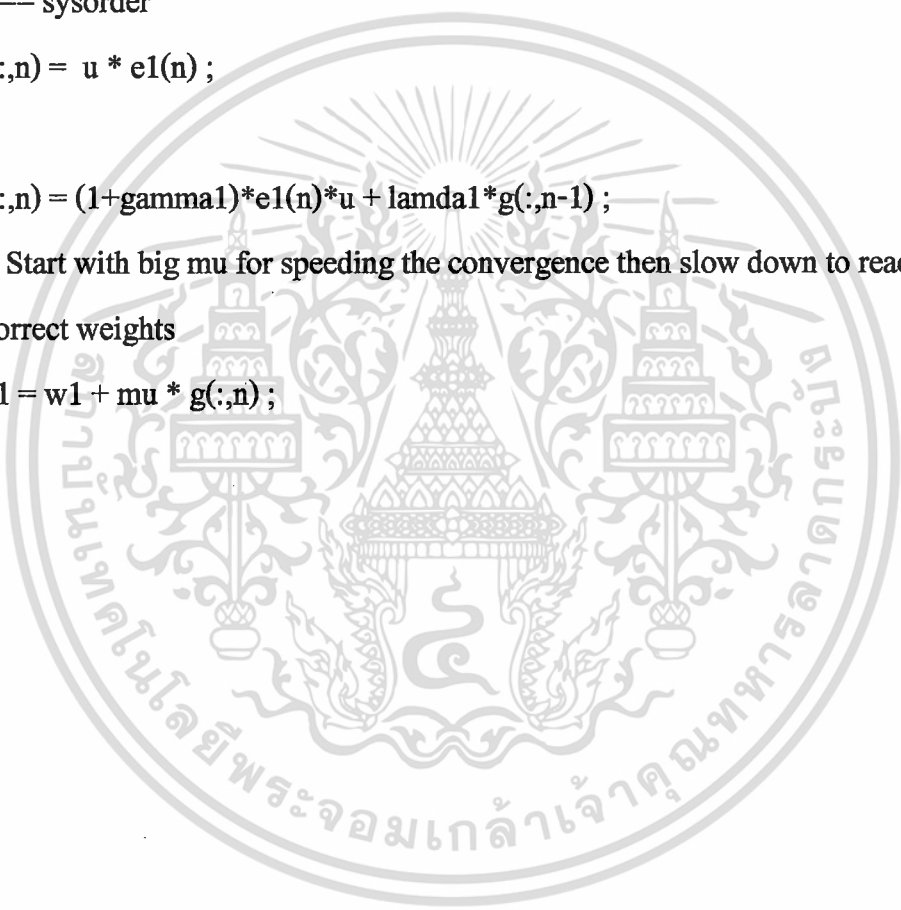
```
        % Start with big mu for speeding the convergence then slow down to reach the  
        correct weights
```

```
        w1 = w1 + mu * g(:,n) ;
```

```
    end
```

```
end
```

```
end
```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข.2 โปรแกรมที่ใช้งานกับบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล

```
/* Deghosting equalizer */
```

```
#include<stdio.h>
```

```
#define tap1 10
```

```
#define tap2 20
```

```
short filter(short u);
```

```
void readport(int m);
```

```
void writeport(int n);
```

```
const int coeff1[tap1],coeff2[tap2];
```

```
int *b,*c,p_in=0,p_out=0,xold[tap2];
```

```
short coef1[tap1],coef2[tap2];
```

```
main()
```

```
{
```

```
int j,k;
```

```
short u=0,y=0;
```

```
for(k=0;k<tap1;k++)
```

```
    coef1[k]=coeff1[k];
```

```
for(k=0;k<tap2;k++)
```

```
{
```

```
    xold[k]=0;
```

```
    coef2[k]=coeff2[k];
```

```
}
```

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

```
{
```

```
    readport(j);
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

u=(short)p_in;
/*u=((short)p_in*16384)>>15); */
/*if(u>=230)
    u=230; */
y=filter(u);
p_out=(int)y;
writeport(j);
}

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

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

void readport(int m)
{
    int *ce2_addr=(int*)0xA0000000;
    ce2_addr=ce2_addr+m;
    p_in=*ce2_addr;
    b=ce2_addr;
    return;
}

void writeport(int n)

```

```

{
    int *ce3_addr=(int*)0xB0000000;
    ce3_addr=ce3_addr+n;
    *ce3_addr=p_out;
    c=ce3_addr;
    return;
}

```

