

การออกแบบขั้นตอนวิธี LMS แบบปรับอันดับสำหรับลดการบิดกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟัง



นายเมธา คงพูน

สถาบันวิทยบริการ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

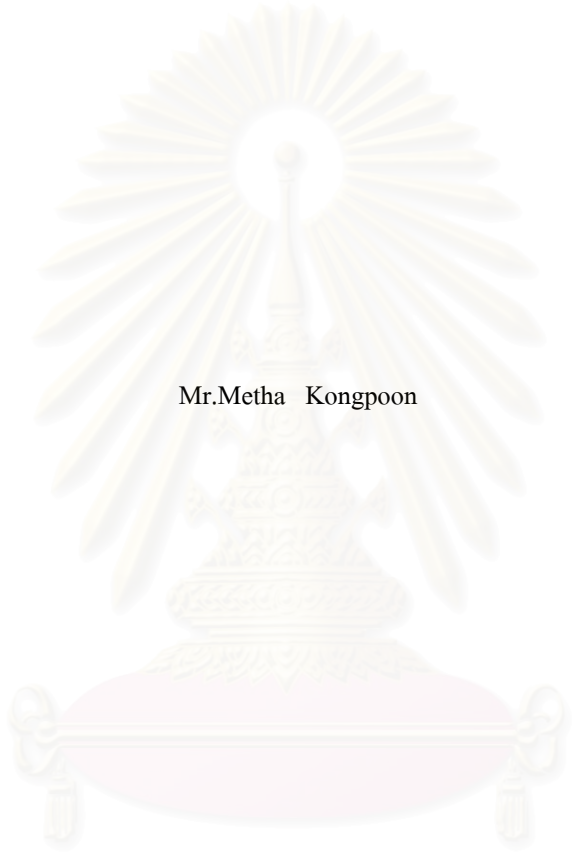
คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึกษา 2548

ISBN 974-17-5439-6

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

**DESIGN OF LMS ALGORITHM WITH ORDER ADAPTATION
FOR FEEDBACK ECHO CANCELLATION IN HEARING AIDS**



Mr.Metha Kongpoon

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements
for the Degree of Master of Engineering Program in Electrical Engineering
Department of Electrical Engineering

Faculty of Engineering
Chulalongkorn University

Academic Year 2005

ISBN 974-17-5439-6


หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบขั้นตอนวิธี LMS แบบปรับอันดับสำหรับลดการป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟัง
โดย	นายเมธา คงพูน
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษา	ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.เกษฎา ชินรุ่งเรือง

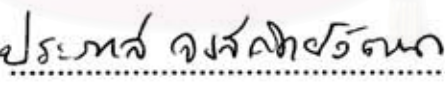
คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้หัวข้อวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาดำเนินการตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต



..... คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์
(ศาสตราจารย์ ดร.ศิเรก ลาวัญชัยศิริ)

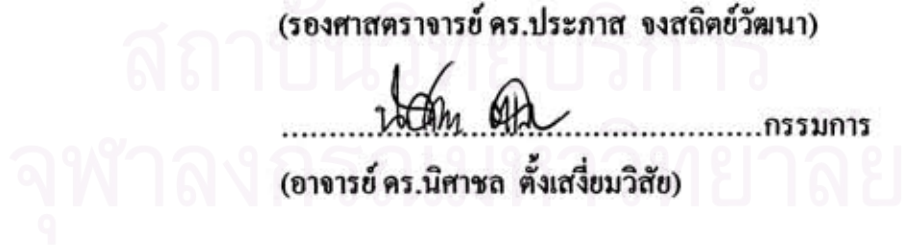
คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์


..... ประธานกรรมการ
(รองศาสตราจารย์ ดร.สมชาย จิตะพันธ์กุล)


..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.เกษฎา ชินรุ่งเรือง)


..... กรรมการ
(รองศาสตราจารย์ ดร.ประภาส จงสถิตย์วัฒนา)


..... กรรมการ
(อาจารย์ ดร.นิตาสชล ตั้งเสียมวิสัย)



เมธา คงขุน : การออกแบบขั้นตอนวิธี LMS แบบปรับอันดับสำหรับลดการป้อนกลับทางเสียง
 ในเครื่องช่วยฟัง (DESIGN OF LMS ALGORITHM WITH ORDER ADAPTATION FOR
 FEEDBACK ECHO CANCELLATION IN HEARING AIDS) อ.ที่ปรึกษา : ผศ.ดร.เจษฎา
 ชินรุ่งเรือง, 71 หน้า. ISBN 974-17-5439-6

เครื่องช่วยฟังเป็นอุปกรณ์สำหรับช่วยเพิ่มประสิทธิภาพทางการได้ยินของผู้ที่มีปัญหาในการ
 รับรู้ข่าวสารทางเสียง ปัญหาหลักอย่างหนึ่งที่เกิดขึ้นกับผู้ใช้เครื่องช่วยฟังคือ การเกิดเสียงหอนอัน
 เนื่องมาจากการป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟัง วิธีการแก้ปัญหาดังกล่าวที่มีประสิทธิภาพและใช้กัน
 โดยทั่วไปคือ การใช้วงจรกรองปรับตัวสร้างสัญญาณเลียนแบบสัญญาณป้อนกลับเพื่อหักล้างกับ
 สัญญาณป้อนกลับที่เกิดขึ้นจริง โดยการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองปรับตัวดังกล่าว โดยทั่วไป
 จะอาศัยขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดแบบดั้งเดิมและกำหนดให้อันดับของวงจรกรองมีค่าคงที่

เนื่องจากขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดแบบที่ไม่มีการปรับอันดับต้องมีการสูญเสียกำลังที่
 ค่อนข้างสูง ทำให้ไม่เหมาะที่จะใช้ในเครื่องช่วยฟังซึ่งใช้พลังงานจากแบตเตอรี่ นอกจากนี้การสูญเสีย
 กำลังงานสูงยังก่อให้เกิดปริมาณความร้อนสูง เพื่อที่จะลดปัญหาเรื่องการสูญเสียกำลังงานสูงดังกล่าว
 วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ศึกษาทั้งระเบียบวิธี LMS Estimation via Structural Detection และ โครงสร้างวงจร
 กรองแบบผสมระหว่าง Multiplex FIR และ Direct Form FIR

สถาบันวิทยบริการ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาควิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า.....
 สาขาวิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า.....
 ปีการศึกษา..... 2548.....

ลายมือชื่อนิสิต.....เมธา คงขุน.....
 ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา.....เจษฎา ชินรุ่งเรือง.....

4670443521 : MAJOR ELECTRICAL ENGINEERING

KEY WORD: FPGA / VHDL / SIGN-SIGN LMS / STEP SIZE

METHA KONGPOON : DESIGN OF LMS WITH ORDER ADAPTATION FOR
FEEDBACK ECHO CANCELLATION IN HEARING AIDS. THESIS ADVISOR : PROF.
CHEDSADA CHINRUNGRUENG, Ph.D. 71 pp. ISBN 974-17-5439-6.

An hearing aid is an equipment used for amplifying the audio signal in order to enhance the hearing efficiency of people with hearing impairment. One major problem that hearing aid users usually encounter is screeching sound, which results from acoustic feedback in hearing aid. One effective and widely used solution for solving this problem is to employ an adaptive filter to produce signal for canceling out the acoustic feedback signal. Usually, the traditional Least-Mean-Square (LMS) algorithm is employed to adapt the coefficients of the adaptive filter with non order adaptation.

As the traditional LMS algorithm consumes large amount of power, making it uneconomical to employ in Hearing aids which are driven by battery. In addition, such high power consumption also produces large amount of heat. To reduce such power consumption problem, this thesis study both LMS Estimation via Structural Detection algorithm and hybrid architecture between Multiplex FIR and Direct Form FIR.



Department.....Electrical Engineering..... Student's signature.....*เมธา กงพูน*.....
Field of study.....Electrical Engineering..... Advisor's signature.....*เชดสาด ชินรุงเรือง*.....
Academic year.....2005.....

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เกิดขึ้นและสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยคำแนะนำและความช่วยเหลืออย่างยิ่งของผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.เจษฎา ชินรุ่งเรือง อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ซึ่งกรุณาให้คำแนะนำและความช่วยเหลือทางด้านความรู้ในการทำวิจัยมาโดยตลอด

ขอขอบคุณห้องปฏิบัติการวิจัยกรรมวิธีสัตวญาณดิจิทัล ซึ่งเป็นสถานที่ทำวิจัย รวมถึงเพื่อน รุ่นพี่และรุ่นน้องทุกท่านที่มีส่วนช่วยเหลือในการให้ข้อคิดเห็น และคำแนะนำต่างๆ

สุดท้ายนี้ ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณบิดามารดา ยาย ที่ได้มอบความรัก ความอบอุ่น และคุณธิดา ตั้งตระกูล และคุณรักชนก อารีชม ที่ให้กำลังใจและคำปรึกษาตลอดมา ตลอดจนพี่ๆ ของข้าพเจ้าที่ให้การสนับสนุนเสมอมา



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	จ
กิตติกรรมประกาศ.....	ฉ
สารบัญ.....	ช
สารบัญตาราง.....	ญ
สารบัญรูป.....	ฉ

บทที่

1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาของงานวิจัย.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์.....	3
1.3 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์.....	3
1.4 ประโยชน์ที่จะได้รับ.....	3
1.5 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินการ.....	3
2 การปรับอันดับของวงจกรองแบบพลวัต.....	5
2.1 วงจกรองปรับตัว FIR.....	5
2.2 ขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุด.....	8
2.3 ขั้นตอนวิธีการปรับอันดับของวงจกรองแบบพลวัต.....	8
2.3.1 ขั้นตอนวิธีการปรับอันดับแบบ Adaptive Delay Filter.....	9
2.3.2 ขั้นตอนวิธีการปรับอันดับแบบ Adaptive Tap-Position Control.....	11
2.3.3 ขั้นตอนวิธีการปรับอันดับแบบ LMS Estimation via Structural Detection.....	12
3 วงจกรองอันดับคงที่.....	19
3.1 การทำงานของวงจกรองแบบไม่ต่อเนื่องที่ใช้ในการกำจัดการป้อนกลับ.....	19
3.2 วงจกรองปรับตัว LMS แบบผสมระหว่างมัลติเพล็กซ์และ Direct Form I.....	21
3.2.1 ขั้นตอนการทำงานของวงจกรองปรับตัว แบบผสมระหว่างมัลติเพล็กซ์และ Direct Form I.....	22

3.2.2	สถาปัตยกรรมของวงจรถองปรับตัวที่มีโครงสร้าง ผสมระหว่างมัลติเพล็กซ์และ Direct Form I.....	27
4	วงจรถองแบบปรับอันดับ.....	29
4.1	ขั้นตอนการทำงานของวงจรถองแบบปรับอันดับ.....	29
4.2	วงจรถองปรับตัว LMS แบบผสมมัลติเพล็กซ์ และ Direct Form I ที่มีการปรับอันดับ.....	32
4.2.1	ขั้นตอนการทำงานของวงจรถองปรับตัวแบบผสม ระหว่างมัลติเพล็กซ์และ Direct Form I ที่มีการปรับอันดับ.....	32
4.2.2	สถาปัตยกรรมของวงจรถองปรับตัวที่มีโครงสร้างผสม ระหว่างมัลติเพล็กซ์และ Direct Form I ที่มีการปรับอันดับ.....	33
4.3	การแทนค่าตัวเลขของสัญญาณต่าง ๆ ภายในวงจรถอง.....	38
5	การวัดประสิทธิภาพด้านพลังงานของวงจรถอง.....	45
5.1	การสูญเสียพลังงานในวงจรถองดิจิทัล.....	45
5.2	การวัดจำนวนครั้งการเปลี่ยนแปลงของลอจิกภายในวงจรถองดิจิทัล.....	47
5.3	การคำนวณประสิทธิภาพทางด้านพลังงานของวงจรถองแบบปรับอันดับ.....	48
5.4	การทดสอบการสูญเสียพลังงาน.....	52
5.5	สรุปและวิเคราะห์ผลการทดสอบ.....	56
6	สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	57
6.1	สรุปผลการวิจัย.....	57
6.2	ข้อเสนอแนะสำหรับการวิจัยในอนาคต.....	58
	รายการอ้างอิง.....	59
	ภาคผนวก.....	60
	ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์.....	71

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 4.1	ขนาดของสัญญาณภายในวงจรที่มีค่ามากที่สุด.....40
ตารางที่ 5.1	ผลการทดสอบการสูญเสียพลังงานของวงจร Adaptive FIR Filter ที่ตรงกับตำแหน่ง Bank of Taps ที่ 16.....53
ตารางที่ 5.2	ผลการทดสอบการสูญเสียพลังงานของวงจร Adaptive FIR Filter ที่ตรงกับตำแหน่ง Bank of Taps ที่ 21.....54
ตารางที่ 5.3	ผลการทดสอบการสูญเสียพลังงานของวงจร Detect Active ที่ตรงกับตำแหน่ง Bank of Taps ที่ 16.....55
ตารางที่ 5.4	ผลการทดสอบการสูญเสียพลังงานของวงจร Threshold.....55
ตารางที่ ก.1	ขั้นตอนการทำงานของวงจรคูณ Radix-4 Booth encoder.....63



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญรูป

		หน้า
รูปที่ 1.1	การป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟัง.....	1
รูปที่ 2.1	โครงสร้างของวงจรกรองปรับตัวแบบทรานส์เวอร์.....	6
รูปที่ 2.2	วงจรกรองแบบ FIR แบบ Direct Form	7
รูปที่ 2.3	วงจรกรองแบบ FIR แบบ Transposed Direct Form.....	7
รูปที่ 2.4	วงจรกรองปรับตัวแบบปรับอันดับตามระเบียบวิธี Adaptive Delay Filter.....	9
รูปที่ 2.5	ขั้นตอนวิธีการทำงานของระเบียบวิธี Adaptive Tap-Position Control.....	12
รูปที่ 3.1	การใช้วงจรกรองปรับตัวลดทอนการป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟัง.....	20
รูปที่ 3.2	การทำงานในแต่ละช่วงของเครื่องช่วยฟังที่ขึ้นอยู่กับกำลังของสัญญาณขาเข้า.....	21
รูปที่ 3.3	สถาปัตยกรรมของโครงสร้างวงจรกรองผสม ระหว่างมัลติเพล็กซ์และ Direct Form	24
รูปที่ 3.4	สถาปัตยกรรมฮาร์ดแวร์ของส่วน Adaptive FIR Filter.....	25
รูปที่ 3.5	สัญญาณนาฬิกาที่ใช้ภายในวงจรกรองปรับอันดับ.....	26
รูปที่ 4.1	การทำงานในแต่ละช่วงของวงจรกรองปรับอันดับ ที่ขึ้นอยู่กับกำลังของสัญญาณขาเข้า.....	31
รูปที่ 4.2	สถาปัตยกรรมของวงจรกรองแบบปรับอันดับ	35
รูปที่ 4.3	สถาปัตยกรรมของวงจร Detect Active Tap.....	36
รูปที่ 4.4	สถาปัตยกรรมของวงจร Threshold.....	37
รูปที่ 4.5	Uniform Rounding Quantization.....	38
รูปที่ 4.6	ตัวอย่างการควอนไทซ์ของสัญญาณภายในวงจร.....	40
รูปที่ 4.7	Asymptotic Performance ของแบบจำลอง ของวงจรกรองที่แทนสัญญาณเป็นจำนวน Floating Point.....	43
รูปที่ 4.8	Asymptotic Performance ของแบบจำลอง ของวงจรกรองที่แทนสัญญาณเป็นจำนวน Fixed Point	44
รูปที่ 5.1	การสูญเสียกำลังในระหว่างการซาร์จและดิสซาร์จตัวเก็บประจุที่เอาต์พุต.....	45
รูปที่ 5.2	ตัวเก็บประจุของเอาต์พุตโหนด.....	46
รูปที่ 5.3	ส่วนต่าง ๆ ภายในเกตที่ถูกเขียนให้สามารถวัดการสูญเสียพลังงานได้.....	47
รูปที่ 5.4	การทำงานของวงจรกรองแบบปรับอันดับและไม่ปรับอันดับ ระหว่างคาบการทำงานในขณะที่กำลังของสัญญาณขาเข้ามีค่าน้อยกว่า σ_{\max}^2	48
รูปที่ ก.1	สถาปัตยกรรมของวงจร Radix-4 Booth Multiplier.....	64

รูปที่ ก.2	สถาปัตยกรรมของวงจร Synchronous Reset D flip-flop n บิต.....	65
รูปที่ ก.3	สถาปัตยกรรมของวงจรวกแบบ Carry Propagate Adder n บิต.....	66
รูปที่ ก.4	สถาปัตยกรรมของวงจร Multiplexer 4 to 1 n บิต.....	67
รูปที่ ก.5	สถาปัตยกรรมของวงจร Demultiplexer 1 to 4 n บิต.....	68
รูปที่ ก.6	สถาปัตยกรรมของวงจร Demultiplexer 1 to 2 และวงจร Multiplexer 2 to 1 n บิต	69
รูปที่ ข.1	ผลตอบสนองเชิงเวลาของช่องสัญญาณป้อนกลับทางเสียง.....	70



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

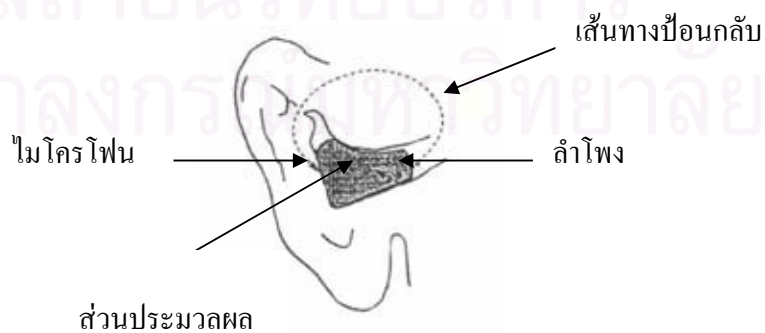
บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาของงานวิจัย

การป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟัง เกิดจากการที่สัญญาณเสียงย้อนกลับจากลำโพงของเครื่องช่วยฟังไปยังไมโครโฟนของเครื่องช่วยฟังอีกครั้ง โดยสัญญาณเสียงที่ย้อนกลับจากลำโพงไปยังไมโครโฟนจะเรียกว่า สัญญาณป้อนกลับ และเส้นทางที่สัญญาณเสียงป้อนกลับเดินทางย้อนกลับจากลำโพงไปยังไมโครโฟน ซึ่งมีด้วยกันหลายเส้นทางจะเรียกรวมกันว่า เส้นทางป้อนกลับ (Feedback Path) เนื่องจากเส้นทางป้อนกลับทำให้เกิดการลดทอนสัญญาณ และเครื่องช่วยฟังโดยปกติจะทำหน้าที่ขยายสัญญาณ ดังนั้น ถ้าสัญญาณที่วนผ่านเส้นทางป้อนกลับถูกลดทอนด้วยอัตราที่น้อยกว่าอัตราขยายของเครื่องช่วยฟัง จะทำให้สัญญาณป้อนกลับถูกขยายขึ้นทุกรอบที่มีการป้อนกลับจนทำให้สัญญาณป้อนกลับ ใหญ่ขึ้นจนกลายเป็นเสียงหอนในที่สุด ดังแสดงในรูปที่ 1.1

การแก้ปัญหาการเกิดเสียงหอนเนื่องจากการป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟัง มีแนวทางในการแก้ปัญหาลหลัก ๆ อยู่ 2 แนวทาง แนวทางแรกเป็นการพยายามป้องกันไม่ให้สัญญาณป้อนกลับทางเสียงกลายเป็นเสียงหอน ส่วนแนวทางที่สองเป็นการพยายามลดสัญญาณป้อนกลับเนื่องจากแนวทางแรกเป็นการป้องกันไม่ให้สัญญาณป้อนกลับถูกขยายจนเกิดเสียงหอนแต่ก็ยังคงมีการป้อนกลับอยู่ และวิธีการนี้จะทำให้ผลตอบสนองเชิงความถี่ของเครื่องช่วยฟังเปลี่ยนไปทำให้สัญญาณเสียงที่ออกจากเครื่องช่วยฟังเพี้ยนไปจากเดิม วิธีการนี้จึงไม่เป็นที่นิยม



รูปที่ 1.1 การป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟัง

ในที่นี้เราจึงสนใจเฉพาะวิธีการแก้ปัญหาแบบที่สอง โดยการใช้วงจรกรองปรับตัวสร้างสัญญาณขึ้นมาหักล้างกับสัญญาณป้อนกลับ [1] วิธีการนี้แบ่งออกเป็น 2 แบบคือ แบบที่วงจรกรองปรับค่าพารามิเตอร์ตลอดเวลาเรียกว่าแบบปรับตัวอย่างต่อเนื่อง ส่วนแบบที่สองคือแบบที่วงจรกรองปรับตัวอย่างไม่ต่อเนื่อง โดยวงจรกรองจะปรับค่าพารามิเตอร์เฉพาะช่วงที่เสียงเงียบ (สัญญาณเสียงขาเข้ามีกำลังต่ำ) หรืออาจปรับตัวในช่วงที่จะเกิดเสียงหอน รวมทั้งอาจมีการปรับตัวเป็นรายคาบ

การปรับตัวทั้งสองแบบมีข้อดีและข้อด้อยที่ต่างกัน การปรับตัวแบบต่อเนื่องมีข้อดีคือสามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณป้อนกลับได้ตลอดเวลาแต่มีข้อเสียคืออาจมีสัญญาณรบกวนที่ผู้ใช้สำหรับเป็นสัญญาณกระตุ้นสำหรับปรับวงจรกรองอาจรบกวนผู้ใช้ได้ รวมถึงปัญหาทางด้านเสถียรภาพของวงจร ขณะที่การปรับตัวแบบไม่ต่อเนื่องมีข้อดีคือ สัญญาณรบกวนที่ผู้ใช้มีกำลังต่ำจึงไม่รบกวนผู้ใช้งานหูฟัง แต่มีข้อเสียคือไม่สามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงของเส้นทางป้อนกลับได้ตลอดเวลา ซึ่งในที่นี้จะใช้วงจรกรองที่ปรับตัวแบบไม่ต่อเนื่อง เนื่องจากให้ความมีเสถียรภาพของวงจรที่ดี

ตามปกติอันดับของวงจรกรองจะครอบคลุมความยาวของผลตอบสนองเชิงเวลาของเส้นทางป้อนกลับ แต่เนื่องจากเส้นทางป้อนกลับทางเสียงนี้มีผลตอบสนองเชิงเวลาที่เปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลาซึ่งทำให้ความยาวของผลตอบสนองเชิงเวลาลดลง ดังนั้นการใช้วงจรกรองที่มีอันดับคงที่อาจทำให้วงจรกรองสูญเสียพลังงานไปในส่วนที่ไม่จำเป็นได้ ซึ่งการสูญเสียพลังงานในส่วนที่ไม่จำเป็นนี้อาจก่อให้เกิดความร้อนที่สูงมากเกินไปและอาจนำมาซึ่งความเสียหายแก่วงจรได้นอกจากนี้ในเครื่องช่วยฟังซึ่งเป็นอุปกรณ์พกพาที่ใช้พลังงานจากแบตเตอรี่รีชาร์จมีพลังงานที่จำกัดจึงต้องมีการพยายามลดปัญหาเรื่องการสูญเสียพลังงานลง ซึ่งสามารถแก้ปัญหาได้ในหลายระดับ [2] ยกตัวอย่างเช่น การลดการสูญเสียพลังงานในระดับเกิดโดยการพยายามลดจำนวนสวิทช์ของลอจิกในแต่ละโหนดของวงจร การลดการสูญเสียพลังงานในระดับสถาปัตยกรรมของวงจรโดยการเลือกใช้โครงสร้างของวงจรที่เหมาะสมในการประยุกต์ใช้กับงานต่าง ๆ และการลดการสูญเสียพลังงานของวงจรในระดับขั้นตอนวิธีที่ใช้ในวงจรกรอง โดยใช้ขั้นตอนวิธีที่มีประสิทธิภาพเพื่อลดจำนวนครั้งของการคำนวณลง

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะสนใจการใช้ขั้นตอนวิธีในการปรับอันดับของวงจรกรอง รวมถึงการใช้โครงสร้างของวงจรกรองที่เหมาะสม เพื่อให้สามารถลดการสูญเสียพลังงานของวงจรในส่วนที่ไม่จำเป็นลงได้ รวมทั้งวัดประสิทธิภาพการใช้พลังงานของวงจรกรองที่ออกแบบขึ้นเปรียบเทียบกับวงจรกรอง LMS แบบที่ไม่มีการปรับอันดับ

1.2 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย

เพื่อทำการออกแบบและประเมินประสิทธิภาพทางการใช้พลังงานของวงจรกรอง LMS ที่สามารถปรับอันดับได้ที่เหมาะสมสำหรับการลดการป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟัง เปรียบเทียบกับวงจรกรองปรับตัว LMS ที่ไม่มีการปรับอันดับ

1.3 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์

1. ออกแบบโครงสร้างของวงจรกรองปรับตัวที่สามารถปรับอันดับของวงจรได้เพื่อใช้ในการลดทอนสัญญาณเสียงป้อนกลับของเครื่องช่วยฟัง
2. เปรียบเทียบประสิทธิภาพทางการใช้พลังงานของวงจรกรองแบบปรับอันดับกับวงจรกรองแบบที่ไม่มีการปรับอันดับโดยนำโครงสร้างของวงจรกรองในระดับเกตที่เขียนขึ้นบนภาษา Verilog มาทำการจำลองผลทางคอมพิวเตอร์

1.4 ประโยชน์ที่จะได้รับ

1. ทราบถึงขั้นตอนวิธีต่าง ๆ ในการปรับอันดับของวงจรกรอง เพื่อนำไปใช้กับปัญหาช่องสัญญาณการป้อนกลับทางเสียง
2. เรียนรู้เทคนิคการออกแบบโครงสร้างของวงจรกรองปรับตัวให้สามารถประหยัดพลังงานเพื่อนำไปสร้างเป็นวงจรลดทอนการป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟัง
3. ศึกษาวิธีการวัดการสูญเสียพลังงานของวงจรดิจิทัลในระดับเกต รวมถึงเรียนรู้วิธีการคำนวณการสูญเสียพลังงานของวงจร

1.5 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินการ

1. ศึกษาขั้นตอนวิธีการปรับอันดับของวงจรกรองเพื่อนำมาใช้กับวงจรกรองปรับตัวแบบ LMS
2. ศึกษาโครงสร้างของวงจรกรองปรับตัวแบบมัลติเพล็กซ์เพื่อนำมาประยุกต์สร้างเป็นวงจรกรองปรับตัวแบบ LMS ที่มีการปรับอันดับ
3. ทำการออกแบบวงจรต้นแบบของวงจรกรองปรับอันดับที่มีโครงสร้างผสมระหว่างโครงสร้างวงจรกรองแบบมัลติเพล็กซ์และ Direct Form โดยการประยุกต์ใช้ระเบียบ

วิธีการปรับอันดับของวงจรที่ศึกษามา พร้อมทั้งวิเคราะห์ผลการทำงานด้วยการจำลองทางคอมพิวเตอร์

4. ศึกษาแนวทางการวัดการสูญเสียพลังงานของวงจร จากวงจรต้นแบบที่เขียนขึ้นบนภาษา Verilog
5. นำวงจรต้นแบบที่เขียนบนภาษา Verilog มาจำลองผลการสูญเสียพลังงานบนภาษา Verilog เปรียบเทียบกับวงจรรอกแบบ LMS ที่ไม่มีการปรับอันดับสรุปผลการศึกษาและเขียนวิทยานิพนธ์



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 2

การปรับอันดับของวงจรรองแบบพลวัต

เนื้อหาในบทนี้อธิบายถึงวงจรรองปรับตัว FIR ในหัวข้อ 2.1 และระเบียบวิธีการปรับตัวของวงจรรองตามระเบียบวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยที่สุดในหัวข้อ 2.2 จากนั้นจะกล่าวถึงระเบียบวิธีที่ใช้ในการปรับอันดับของวงจรรองปรับตัวแบบพลวัตเพื่อนำมาประยุกต์สร้างเป็นวงจรรองปรับตัวแบบปรับอันดับในหัวข้อที่ 2.3

2.1 วงจรรองปรับตัว FIR (Finite Impulse Response (FIR) Adaptive Filter)

วงจรรองปรับตัวถูกนำมาใช้กันอย่างแพร่หลาย เห็นได้จากการนำมาประยุกต์ใช้ในงานกรรมวิธีสัญญาณดิจิทัลด้านโทรคมนาคมและคอมพิวเตอร์จำนวนมาก เช่น การปรับแต่งช่องสัญญาณสื่อสาร (Channel Equalization) การกำจัดสัญญาณเสียงก้องในช่องสัญญาณสื่อสาร (Echo Cancellation) และการเข้ารหัสสัญญาณเสียงพูด (Speech Encoding)

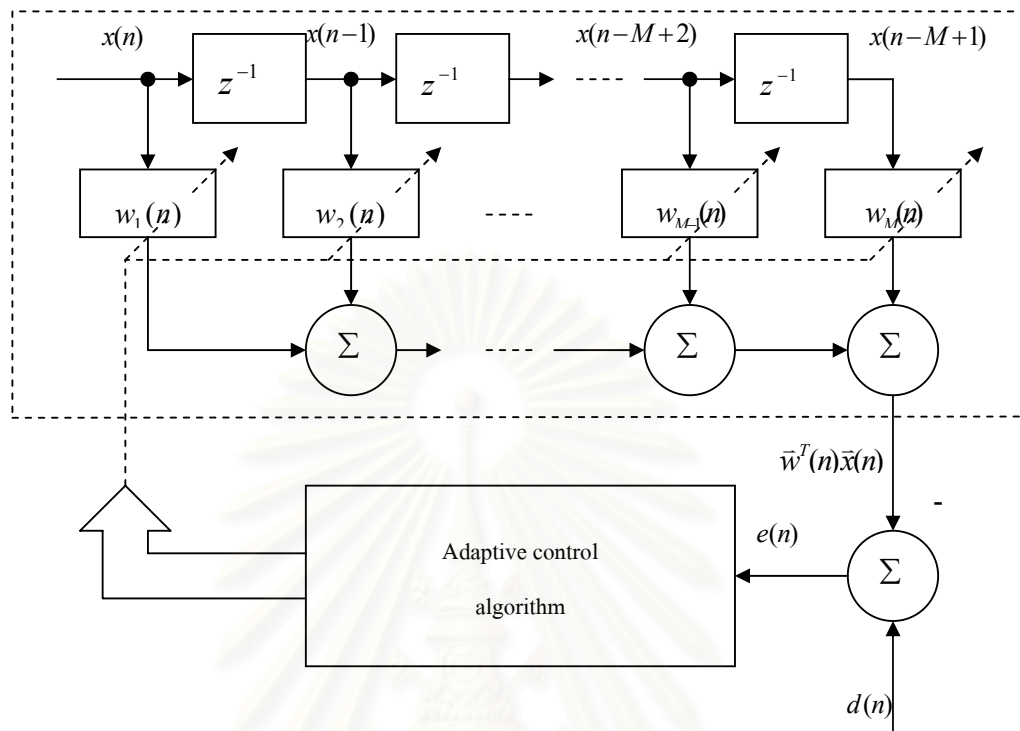
วงจรรองปรับตัว (Adaptive Filter) คือ วงจรรองที่สามารถปรับค่าสัมประสิทธิ์ (Tap Weight) ของวงจรรองได้ กระบวนการทำงานจะเหมือนกับวงจรรองทั่ว ๆ ไป ดังแสดงในรูปที่ 2.1 โดยทำการคูณค่าสัญญาณขาเข้า (Tap Input Vector) ที่เวลา n กับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรอง (Tap Weight Vector) ที่เวลา n เพื่อที่จะหาผลลัพธ์ที่ได้จากการประมาณ (Estimate) ที่เวลา n จากนั้นนำค่าผลลัพธ์ที่ได้ไปทำการลบออกจากค่าผลลัพธ์ที่ต้องการ (Desired Response) ที่เวลา n จะได้ค่าความผิดพลาด (Error) ที่เวลา n ซึ่งจะนำค่าความผิดพลาดดังกล่าวไปใช้ในขั้นตอนวิธีของการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองต่อไป สำหรับในส่วนของการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองนั้น จะนำเอาค่าความผิดพลาดที่เวลา n ที่คำนวณได้มาใช้ในการคำนวณ

กำหนดให้ $\vec{x}(n)$ คือ สัญญาณขาเข้า (Tap Input Vector) ที่เวลา n

$\vec{w}(n)$ คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรอง (Tap Weight Vector) ที่เวลา n

$d(n)$ คือ ผลลัพธ์ที่ต้องการ (Desired Response) ที่เวลา n

$e(n)$ คือ ค่าความผิดพลาด (Error) ที่เวลา n



รูปที่ 2.1 โครงสร้างของวงจรกรองปรับตัวแบบทรานส์เวอร์

โดยที่

$$\bar{x}(n) = (x(n), \dots, x(n-M+1))^T \quad (2-1)$$

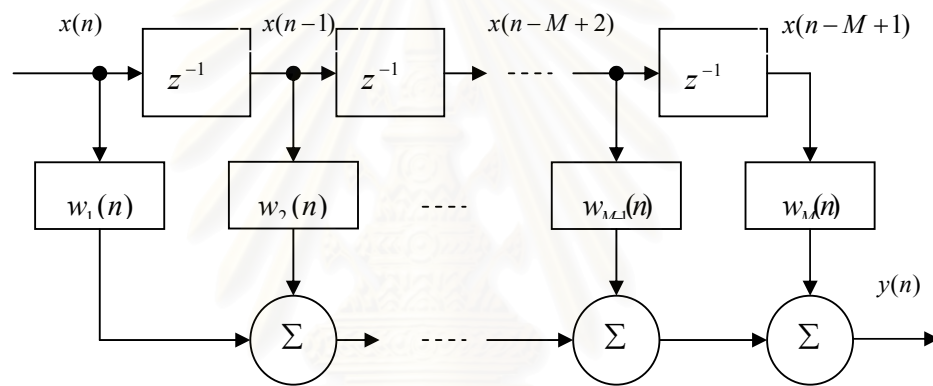
$$\bar{w}(n) = (w_1(n), \dots, w_M(n))^T \quad (2-2)$$

$$y(n) = \bar{w}^T(n)\bar{x}(n) \quad (2-3)$$

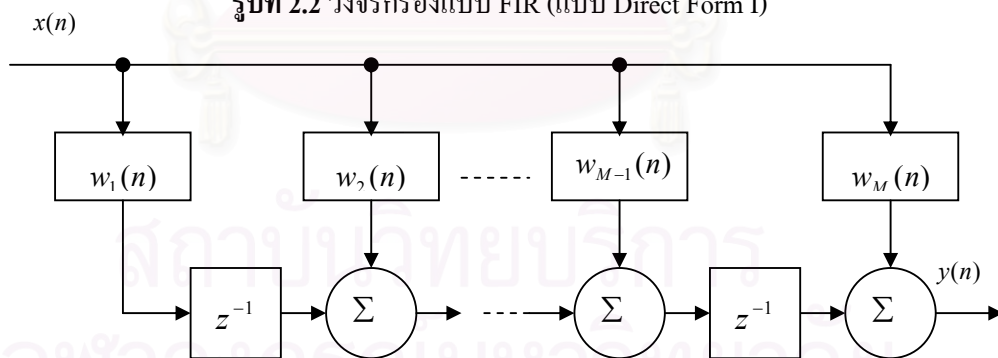
$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (2-4)$$

โดยที่ M คือ อันดับของวงจรกรองปรับตัวและ $(\cdot)^T$ คือ ตัวสลับเปลี่ยน (Transpose) ของเวกเตอร์ หรือของเมทริกซ์ สมการที่ (2-1) แสดงให้เห็นถึงสัญญาณขาเข้าที่เวลา n สมการที่ (2-2) แสดงให้เห็นถึงสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองปรับตัวที่เวลา n สมการที่ (2-3) แสดงผลลัพธ์ที่ได้จากการคำนวณของวงจรกรอง ที่เวลา n และสมการที่ (2-4) แสดงให้เห็นถึงการคำนวณของค่าความผิดพลาดที่เวลา n ที่จะนำไปใช้ในกระบวนการปรับค่าสัมประสิทธิ์ (Adaptive Control Algorithm) ของวงจรกรองปรับตัวต่อไป

วงจรรองที่นำมาใช้เป็นส่วนประกอบของวงจรรองปรับตัวคือ วงจรรองแบบ FIR (Finite Impulse Response) โดยทั่วไปวิธีการที่นำมาใช้ในการสร้างจริง ของวงจรรองแบบ FIR มี 2 รูปแบบคือ แบบ Direct Form (DF) และแบบ Transposed Direct Form (TDF) ซึ่งทั้งสองรูปแบบมีข้อดีและข้อเสียที่แตกต่างกัน แบบ Direct Form จะใช้เวลาในการคำนวณสูงทำให้มีความเร็วในการคำนวณต่ำ เนื่องจากต้องเสียเวลาในการหาผลรวมของผลบวกในแต่ละ Tap ของวงจรรอง แต่จะใช้พื้นที่ในการสร้างจริงที่น้อยทำให้มีการสูญเสียพลังงานน้อย ส่วนแบบ Transposed Direct Form จะใช้เวลาในการคำนวณต่ำทำให้ความเร็วในการคำนวณสูงกว่า แต่ต้องการพื้นที่ในการสร้างจริงที่มากกว่า เนื่องจากขนาดของ Register ที่นำมาใช้ในแต่ละ Tap จะต้องสามารถรองรับขนาดของผลบวกของวงจรรองได้ ซึ่งจะทำให้ต้องสูญเสียพลังงานมากกว่าด้วย



รูปที่ 2.2 วงจรรองแบบ FIR (แบบ Direct Form I)



รูปที่ 2.3 วงจรรองแบบ FIR (แบบ Transposed Direct Form)

รูปที่ 2.2 และ 2.3 แสดงรูปโครงสร้างของวงจรรองแบบ FIR ในรูปแบบของ Direct Form และ Transposed Direct Form ตามลำดับ ซึ่งในที่วงจรรองในที่นี้จะนำไปใช้ในเครื่องช่วยฟังซึ่งมีพื้นที่ของฮาร์ดแวร์จำกัด รวมทั้งความเร็วที่ใช้ในการประมวลผลเกี่ยวกับสัญญาณเสียงที่จะทำการวิเคราะห์เกี่ยวกับปัญหาการลดการป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟังนั้นไม่สูงมาก ดังนั้น

การสร้างจริงวงจรกรองในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้วงจรกรองแบบ FIR ในรูปแบบ Direct Form มาใช้ในการสร้างจริง

2.2 ขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุด (Least Mean Square Algorithm)

วงจรกรองปรับตัวโดยทั่วไปจะนิยมใช้ระเบียบวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุด (Least Mean Square : LMS) มาช่วยในการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรอง เนื่องจากระเบียบวิธี LMS จะยังคงให้เสถียรภาพที่ดีเมื่อนำไปสร้างจริงเป็นฮาร์ดแวร์ รวมถึงความซับซ้อนในการสร้างจริงที่ไม่สูงทำให้ประหยัดพื้นที่ของฮาร์ดแวร์

ขั้นตอนการปรับปรุงค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองตามวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดจะอยู่ในรูปแบบของสมการที่ (2-5) และสมการที่ (2-6) ค่าช่วงก้าว μ ในสมการที่ (2-6) เป็นค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญอีกตัวหนึ่งใช้สำหรับกำหนดอัตราเร็วในการปรับตัวของขั้นตอนวิธี โดยที่ค่าช่วงก้าวของขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดจะถูกกำหนดให้เป็นค่าคงที่ ในกรณีที่ค่าช่วงก้าวมีขนาดใหญ่ ขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดจะมีอัตราการปรับตัวสูงแต่ค่าความถูกต้องในการปรับตัวที่สภาวะคงตัวจะต่ำ ในทางตรงกันข้ามถ้าค่าช่วงก้าวมีขนาดเล็ก ขั้นตอนวิธีกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดจะมีอัตราการปรับตัวต่ำแต่ค่าความถูกต้องในการปรับตัวที่สภาวะคงตัวจะสูง

$$e(n) = d(n) - \tilde{w}^T(n)\tilde{x}(n) \quad (2-5)$$

$$\tilde{w}(n+1) = \tilde{w}(n) + \mu\tilde{x}(n)e(n) \quad (2-6)$$

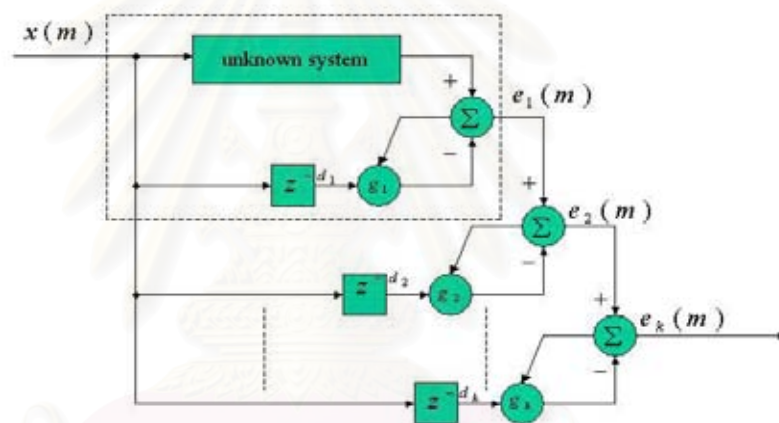
2.3 ขั้นตอนวิธีการปรับอันดับของวงจรกรองแบบพลวัต

ถึงแม้วงจรกรองปรับตัวตามระเบียบวิธี LMS จะมีเสถียรภาพที่ดีในการสร้างจริงเป็นฮาร์ดแวร์ แต่ในการใช้งานกับช่องสัญญาณป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟังจริง ๆ นั้น ช่องสัญญาณป้อนกลับทางเสียงมีการเปลี่ยนแปลงของผลตอบสนองเชิงเวลาตลอดเวลา จึงมีอันดับของวงจรกรองบางส่วนที่ทำงานโดยไม่จำเป็น เป็นเหตุให้ส่งผลต่อการสูญเสียของวงจรกรอง และสูญเสียพลังงานเพื่อคำนวณในส่วนที่ไม่จำเป็นไป ดังที่ได้กล่าวในบทนำแล้วว่าการสูญเสียพลังงานในส่วนที่ไม่จำเป็นนี้อาจก่อให้เกิดความร้อนที่สูงมากเกินไปและอาจนำมาซึ่งความเสียหายแก่วงจรได้ นอกจากนี้ในเครื่องช่วยฟังซึ่งเป็นอุปกรณ์พกพาที่ใช้พลังงานจากแบตเตอรี่นั้นยังมีพลังงานที่

จำกัด ดังนั้นจึงต้องมีการพยายามลดปัญหาเรื่องการสูญเสียพลังงาน โดยในที่นี้จะพิจารณาการแก้ปัญหาดังกล่าวโดย

2.3.1 ขั้นตอนวิธีการปรับอันดับของวงจรกรองแบบ Adaptive Delay Filter (Etter [3])

การปรับตัวของวงจรกรองตามระเบียบวิธี LMS ซึ่งมีหลักการคือพยายามทำให้ ค่ากำลังสองเฉลี่ยของผลต่างระหว่างสัญญาณขาออกที่ออกจากวงจรกรองกับสัญญาณขาออกที่ออกจากช่องสัญญาณนั้นต้องมีตัวแปรที่จะนำมาพิจารณาหลายตัว ซึ่ง Etter [3] เสนอความคิดว่าในกรณีที่ช่องสัญญาณมีผลตอบสนองเชิงเวลาส่วนใหญ่ที่เป็นศูนย์เราสามารถลดความซับซ้อนในการคำนวณลงได้โดยใช้วงจรกรองที่มีโครงสร้างแบบปรับอันดับได้ดังแสดงในรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 วงจรกรองปรับตัวแบบปรับอันดับตามระเบียบวิธี Adaptive Delay Filter

โดยสมมติให้

$x(m)$ แทนสัญญาณขาเข้าของวงจรกรองและช่องสัญญาณ ณ เวลา m

$e_i(m)$ แทนสัญญาณความผิดพลาดระหว่างสัญญาณขาออกที่ออกจากวงจรกรองกับสัญญาณขาออกที่ออกจากช่องสัญญาณ ณ ตำแหน่งสัมประสิทธิ์ที่ไม่เป็นศูนย์ตัวที่ i ณ เวลา m

g_i แทนอัตราขยายของวงจรกรอง ณ สัมประสิทธิ์ที่ไม่เป็นศูนย์ตัวที่ i

d_i แทนตำแหน่งของดีเลย์ของสัมประสิทธิ์ที่ไม่เป็นศูนย์ตัวที่ i

c_i แทนขนาดของผลตอบสนองเชิงเวลาของช่องสัญญาณที่มีตำแหน่งตรงกับ
สัมประสิทธิ์ที่ไม่เป็นศูนย์ตัวที่ i

\bar{R}_{xx} แทนอัตราสหสัมพันธ์ของสัญญาณขาเข้าของวงจรกรอง

i แทนตำแหน่งของสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองตัวที่ i ที่มีค่าไม่เป็นศูนย์ โดยมี
ค่าตั้งแต่ $1, 2, 3, \dots, k$

จากรูปที่ 2.4 จะสามารถหาได้ว่า

$$\bar{E}[e_i^2(m)] = K_1 + g_c^2 \left[\frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} x^2(m-d) \right] - K_2 \sum_{i=1}^k c_i \bar{R}_{xx}(d-d_i) \quad (2-7)$$

โดยที่

$$K_1 = \sum_{i=1}^k c_i^2 R_{xx}(0) + 2 \sum_{1 \leq i < j \leq k} c_i c_j R_{xx}(d_i - d_j)$$

$$K_2 = 2g_c$$

สมการ (2-7) ซึ่งให้เห็นพจน์แรกเป็นค่าคงที่ พจน์ที่สองมี ค่าลดลงเมื่อ ปรับค่าดีเลย์ขึ้นไป
เรื่อย ๆ ส่วนพจน์ที่สามมีลักษณะคล้ายสัญญาณรบกวน ฉะนั้นค่า $E(e_i^2(m))$ ที่ประมาณขึ้นจากการ
ปรับค่าดีเลย์ไปเรื่อย ๆ จะมีลักษณะเป็น กราฟเส้นตรงที่มีค่าความชันเป็นลบ โดยค่อย ๆ มีค่าลดลง
เมื่อดีเลย์มากขึ้น และมีสัญญาณรบกวนที่อยู่บนเส้นตรงดังกล่าว ดังนั้นวิธีการนี้ที่ Etter [3] นำเสนอ
มีขั้นตอนคือ

ขั้นแรกพิจารณาาระบบย่อยแรกของโครงสร้างตามรูปที่ 2.4 กำหนดค่าอัตราขยาย g_i
ตายตัวค่าหนึ่งขึ้นมาโดยในที่นี้ให้มีความเท่ากับ g_c จากนั้นทำการประมาณค่า $E(e_i^2(m))$ จากการ
เปลี่ยนค่าดีเลย์ไปเรื่อย ๆ หลังจากนั้นจากสมการ (2-7) จะเห็นว่าถ้าเราเลือกตำแหน่งของดีเลย์ที่ตรง
กับตำแหน่งที่ทำให้ค่าประมาณ $E(e_i^2(m))$ เบี่ยงเบนไปจากแนวโน้มของมันมากที่สุด จะได้ว่า
ตำแหน่งนั้นตรงกับตำแหน่งของผลตอบสนองเชิงเวลาที่มีค่าสูงสุด ซึ่งแนวโน้มของการ
ประมาณ $E(e_i^2(m))$ สามารถหาได้จากการประมาณการเชิงเส้น เมื่อเราได้ตำแหน่งของดีเลย์
มาแล้วเราก็จะทำการปรับอัตราขยายของดีเลย์ ณ.ตำแหน่งนี้เพื่อให้ได้อัตราขยายใกล้เคียงความเป็น
จริงโดยใช้ LMS อัลกอริทึม ซึ่งในบางกรณีหลังจากการปรับอัตราขยายอาจจะได้อัตราขยายที่ยังห่าง
จากค่าจริง ๆ อยู่ซึ่งค่าความผิดพลาดนี้จะถูกชดเชยอีกครั้งในการปรับครั้งต่อไป

หลังจากที่เราได้อัตราขยายและตำแหน่งของดีเลย์ที่ถูกต้องแล้ว ต่อไปก็ทำการลบส่วนนี้ออกจากเอาต์พุตของช่องสัญญาณ ซึ่งจะทำให้เหมือนกับว่าผลตอบสนองเชิงเวลาของช่องสัญญาณลดลงไปหนึ่งตัว ดังนั้นถ้าเราทำการประมาณค่า $E(e^2(m))$ ใหม่อีกครั้งต่อไปเราก็จะสามารถทำการประมาณค่าดีเลย์ตัวที่มีอัตราขยายมากที่สุดถัดจากตัวแรกได้ ทำต่อไปเรื่อย ๆ จนได้สัมประสิทธิ์ที่มีค่าไม่เป็นศูนย์ครบทุกตัว

ขั้นตอนวิธี Adaptive Delay Filter นี้จะให้การคำนวณที่น้อยกว่ารวมถึงให้อัตราการลู่เข้าของวงจรรองที่ค่อนข้างเร็วเมื่อเทียบกับวงจรรองแบบ LMS แบบที่ไม่มีการปรับอันดับ หากว่าช่องสัญญาณมีผลตอบสนองเชิงเวลาส่วนใหญ่ที่เป็นศูนย์มากเมื่อเทียบกับอันดับของวงจรรองในทางตรงกันข้ามถ้าช่องสัญญาณมีจำนวนผลตอบที่ไม่เป็นศูนย์อยู่น้อยเมื่อเทียบกับอันดับของวงจรรอง วิธีการนี้ก็จะให้ผลที่แยกว่าวิธีแบบธรรมดา นอกจากนี้วิธีการนี้ต้องกำหนดค่าพารามิเตอร์ให้เหมาะสม มิฉะนั้นจะทำให้การทำงานของวงจรมีเสถียรภาพได้ง่าย

2.3.2 ขั้นตอนวิธีการปรับอันดับของวงจรรองแบบ

Adaptive Tap-Position Control (Sugiyama[4])

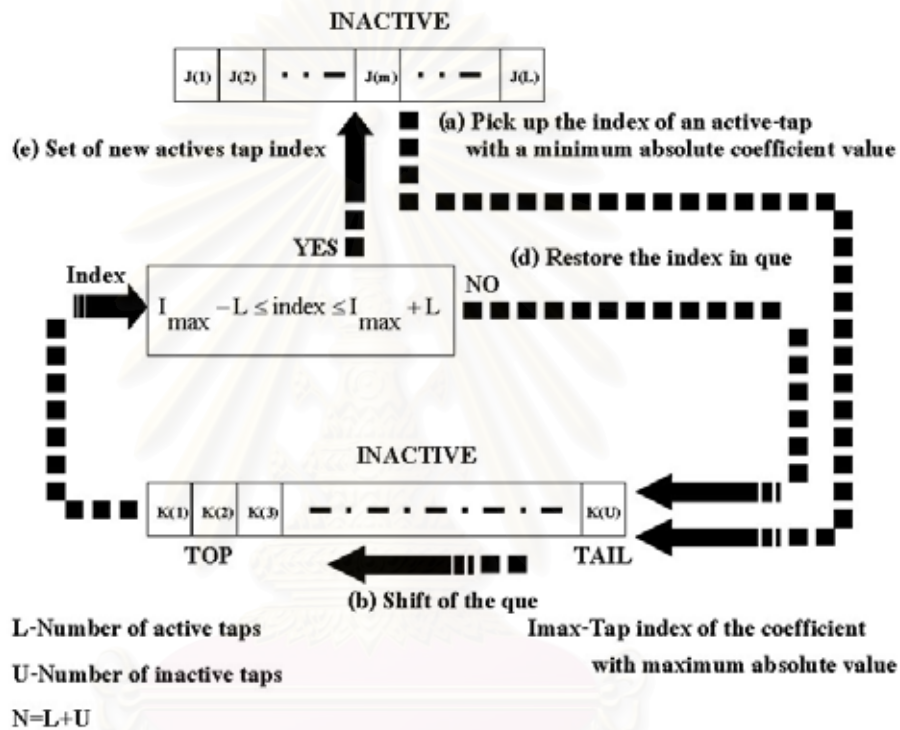
Sugiyama [4] ทำการแบ่งแท็ปทั้งหมดออกเป็นสองส่วน คือส่วนที่แอ็คทีฟแท็ปคือส่วนที่มีค่าสัมประสิทธิ์ และส่วนที่ไม่แอ็คทีฟที่ไม่มีค่าสัมประสิทธิ์ โดยแอ็คทีฟแท็ปที่มีค่าน้อยที่สุดจะถูกทำให้ไม่แอ็คทีฟ และเอาตำแหน่งของแท็ปตัวนั้นไปเก็บไว้ในส่วนหางของส่วนที่ไม่แอ็คทีฟ หลังจากนั้นจะนำส่วนหน้าของแท็ปที่ไม่แอ็คทีฟมาทำให้แอ็คทีฟ

โดยมีหลักการทำงานสองขั้นตอน คือ

1. ขั้นแรกเรียกว่าส่วน Flat-Delay Estimation จะทำการประมาณหาขอบเขตของ Dispersive Region

2. ขั้นตอนที่สองเรียกว่า Constrained Tap-Position Control ทำการปรับปรุงค่าแอ็คทีฟแท็ปหลังจากนั้นก็นำตำแหน่งของส่วนแอ็คทีฟแท็ปที่มีค่าน้อยที่สุดมาจำนวนหนึ่งและทำให้ไม่แอ็คทีฟโดยเอาไปต่อท้ายส่วนหางของส่วนที่ไม่แอ็คทีฟ และนำตำแหน่งของส่วนที่ไม่แอ็คทีฟที่อยู่ข้างหน้าออกมา ต่อไปก็จะพิจารณาจากเงื่อนไขว่าแต่ละตำแหน่งในส่วนที่ไม่แอ็คทีฟที่อยู่ภายใน Dispersive Region หรือไม่ถ้าอยู่ตำแหน่งนั้นก็จะถูกทำให้แอ็คทีฟแต่ถ้าไม่ ตำแหน่งนั้นก็จะถูกเอาไปต่อท้ายในส่วนที่ไม่แอ็คทีฟเหมือนเดิม ทำไปจนกว่าจะได้จำนวนแท็ปเท่ากับจำนวนแท็ปที่ถูกต้อง

ให้ไม่แอ็คทีฟ โดยแต่ละรอบในขั้นตอนที่สองนี้จะพิจารณาค่าผิดพลาดจากการประมาณด้วยว่า
 มากน้อยแค่ไหน ถ้าค่าผิดพลาดที่เกิดจากการประมาณมีค่ามากเกินไปหนึ่ง ก็จะอนุญาตให้มีการ
 เคลื่อน Dispersive Region ไป แล้วทำขั้นตอนที่สองใหม่ โดยกระบวนการดังกล่าวจะทำการวนซ้ำจน
 ค่าผิดพลาดมีค่าน้อยที่จะสามารถยอมรับได้



รูปที่ 2.5 ขั้นตอนวิธีการทำงานของระเบียบวิธี Adaptive Tap-Position Control

วิธีการนี้ให้อัตราการลู่เข้าที่เร็วเมื่อเทียบกับวงจรกรองที่ใช้ระเบียบวิธี LMS ที่ไม่มีการปรับอันดับเมื่อนำไปใช้กับช่องสัญญาณที่มีผลตอบสนองเชิงเวลาส่วนใหญ่เป็นศูนย์มากเมื่อเทียบกับอันดับของวงจรกรอง แต่วิธีการนี้ต้องสร้างฮาร์ดแวร์ที่มีความซับซ้อนสูงเมื่อนำไปสร้างจริง

2.3.3 ขั้นตอนวิธีการปรับอันดับของวงจรกรองแบบ

LMS Estimation via Structural Detection (Homer [5])

Homer [5] ให้ค่าสัมประสิทธิ์ทุกตัว ของวงจรกรองแบบ FIR มีค่าเป็นศูนย์ ยกเว้นสัมประสิทธิ์จำนวนหนึ่งมีค่าไม่เป็นศูนย์ ซึ่งจำนวนสัมประสิทธิ์ที่ไม่เป็นศูนย์ดังกล่าวมีค่าน้อยเมื่อ

เทียบกับจำนวนแท้ปของวงจรรอง และเรียกสัมประสิทธิ์ที่ไม่เป็นศูนย์ที่ใช้ในการประมาณช่องสัญญาณนั้นว่า “แเอ็คทีฟแท้ป” โดยสิ่งที่ใ้บอกว่แท้ปไหนบ่่งที่เป็นแเอ็คทีฟแท้ปนั้นทำได้โดยการเปรียบเทียบกับ Threshold ค่าหนึ่ง

พิจารณาช่องสัญญาณไม่ทราบค่าที่โดยถือว่าช่องสัญญาณเป็นเชิงเส้นไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลาและสามารถแทนได้ด้วยวงจรรองแบบ FIR ที่มีความยาว $n - 1$ แสดงได้โดย

$$\theta(z^{-1}) = \theta_0 + \theta_1 z^{-1} + \dots + \theta_{n-1} z^{-n+1} \quad (2-8)$$

โดย $u(k)$ เป็นสัญญาณขาเข้าของช่องสัญญาณที่ไม่ทราบค่า และวงจรรอง โดยมีสัญญาณรบกวนเป็น $s(k)$ อยู่ในช่องสัญญาณ ส่วน $y(k)$ เป็นสัญญาณขาออกที่ออกจากช่องสัญญาณ ณ เวลา k ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$y(k) = U(k)^T \theta + s(k) \quad (2-9)$$

โดย $\theta = [\theta_0 \theta_1 \dots \theta_{n-1}]^T$

$$U(k) = [u(k) \ u(k-1) \ \dots \ u(k-n+1)]^T$$

และ $\bar{\theta} = [\bar{\theta}_0 \ \bar{\theta}_1 \ \dots \ \bar{\theta}_{n-1}]^T$ แทนสัมประสิทธิ์ของวงจรรองปรับตัว

ก่อนที่จะแสดงให้เห็นถึงเหตุผลในการปรับจำนวนสัมประสิทธิ์ ค่าสัญญาณต่าง ๆ รวมถึงช่องสัญญาณต้องเป็นไปตามสมมติฐานต่อไปนี้

สมมติฐานข้อที่ 1. สัญญาณขาเข้าและสัญญาณรบกวนมีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ กำลังจำกัด และค่าทางสถิติอันดับ 1 และ 2 ไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา

$$R = E(U(k)U(k)^T) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{k=k_0}^{k_0+N-1} U(k)U(k)^T \quad (2-10)$$

$$R_s(j) = E(s(k)s(k-j)) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{k=k_0}^{k_0+N-1} s(k)s(k-j) \quad (2-11)$$

สมมติฐานข้อที่ 2. Covariance Matrix R ขนาด $n \times n$ ของสัญญาณขาเข้ามีค่าเป็น Positive Definite

สมมติฐานข้อที่ 3. สัญญาณขาเข้าและสัญญาณรบกวนไม่มีความสัมพันธ์กัน ณ. ทุกเวลา

$$\lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{k=k_0}^{k_0+N-1} s(k)u(k-j) = 0 \quad (2-12)$$

สมมติฐานข้อที่ 4. สัญญาณขาเข้า ไม่มีความสัมพันธ์กันตลอดเวลา

$$R = \sigma_u^2 I \quad (2-13)$$

โดย I คือเมทริกซ์เอกลักษณ์ขนาด $n \times n$

สมมติฐานข้อที่ 5. แบบจำลอง FIR ของช่องสัญญาณที่ไม่ทราบค่ามีเพียงสัมประสิทธิ์จำนวน $m < n$ ที่มีค่าไม่เป็นศูนย์

$$\theta(z^{-1}) = b_{t_1} z^{-t_1} + b_{t_2} z^{-t_2} + \dots + b_{t_m} z^{-t_m} \quad (2-14)$$

ในส่วนต่อไปจะแสดงให้เห็นว่าจะสามารถปรับปรุงการปรับค่าสัมประสิทธิ์ได้อย่างไร เมื่อใช้วิธีการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรแบบ Active Tap Parameterization

พิจารณาสัญญาณที่ออกจากช่องสัญญาณ

$$y(k) = \theta(z^{-1})u(k) + s(k) = \sum_{i=1}^m b_{t_i} u(k - t_i) + s(k) \quad (2-15)$$

และสัญญาณที่ออกจากวงจรกรองที่ใช้ประมาณ โดยถือว่าสัมประสิทธิ์ทุกตัวมีค่าไม่เป็นศูนย์

$$\bar{y}(k) = \bar{\theta}(z^{-1})u(k) = \sum_{i=1}^n \bar{\theta}_i u(k - i) \quad (2-16)$$

สิ่งที่ใช้วัดคุณภาพของการประมาณสามารถใช้สมการที่ (2-17) ซึ่งโดยสมมติฐานข้อที่ 4 จะได้ว่า

$$E[(y(k) - \bar{y}(k))^2] = \left[\sum_{i=1}^m (b_{t_i} - \bar{\theta}_{t_i})^2 + \sum_{i \neq t_i} \bar{\theta}_i^2 \right] \sigma_u^2 + \sigma_s^2 \quad (2-17)$$

โดยค่า σ_u^2 และ σ_s^2 คือค่าความแปรปรวนของสัญญาณขาเข้า และสัญญาณรบกวนตามลำดับพร้อมกันนี้เรานิยามให้

$$\Delta \theta_i(N) = [\theta_i - \bar{\theta}_i(N)] \sqrt{N} \quad (2-18)$$

โดย N คือจำนวนของข้อมูลที่ใช้ในการประมาณ เนื่องจากอินพุตมีลักษณะเป็นสัญญาณรบกวนสีขาว และที่ค่า N มากจะได้ว่า

$$\Delta \theta_i(N) = AsN(0, \sigma_i) \quad (2-19)$$

$$\lim_{N \rightarrow \infty} E(\Delta \theta_i(N) \Delta \theta_j(N)) = \begin{cases} \sigma_i^2 & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \quad (2-20)$$

สำหรับตัวประมาณแบบ LS (Least Squares) มีคุณสมบัติ คือ

$$\sigma_i = \sqrt{\frac{\sigma_s^2 N}{\sigma_u^2 (N-i)}} \rightarrow \frac{\sigma_s}{\sigma_u} \text{ as } N \rightarrow \infty \quad (2-21)$$

ส่วนตัวประมาณแบบ LMS โดยใช้ช่วงก้าวก้าวในการปรับตัว (Stepsize) ที่เล็กพอ ผลคือ

$$\sigma_i = \sqrt{N \mu \sigma_s^2 / 2} \text{ as } N \rightarrow \infty \quad (2-22)$$

จะได้ว่า

$$\lim_{k \rightarrow \infty} E[(y(k) - \bar{y}(k))^2] = \sum_{i=1}^n \frac{\sigma_i^2 \sigma_u^2}{k} + \sigma_s^2 \quad (2-23)$$

จากสมการที่ (2-23) จะเห็นว่า Asymptotic Variance Error ที่เกิดจากการประมาณสัมประสิทธิ์ตัวที่ i คือ $\sigma_i^2 \sigma_u^2$ ขณะที่จากสมการที่ (2-17) หากเราละเลยหรือไม่ทำการประมาณสัมประสิทธิ์ตัวที่ t_i ซึ่งจะทำให้ค่า Bias Error คือ $b_{t_i}^2 \sigma_u^2$ ดังนั้นถ้าหากพบว่า $b_{t_i}^2 > \sigma_i^2$ ก็สมเหตุสมผลที่เราจะทำการประมาณค่าสัมประสิทธิ์ตัวที่ t_i และให้สัมประสิทธิ์เหล่านั้นเป็นแอ็คทีฟแท้ป

ส่วนในเรื่องของอัตราการลู่เข้าสำหรับตัวประมาณแบบ LMS ภายในเงื่อนไขที่ว่าช่วงก้าวเล็ก และสมมติฐานที่ 1 ถึง 3 เป็นจริง จึงได้มีการเสนอ

$$C = \frac{2n\mu}{\text{Tr}(R^{-1})} \quad (2-24)$$

เพื่อใช้ในการวัดอัตราการลู่เข้า โดยที่ $\text{Tr}(\cdot)$ คือ Trace และสำหรับสัญญาณขาเข้าที่เป็นสัญญาณรบกวนสีขาว C จะไม่ขึ้นกับความยาว n ของวงจรรองโดย $C = 2\mu\sigma_u^2$ ส่วนตัวประมาณแบบ NLMS มีช่วงก้าวคือ

$$\mu_{\text{norm}} = \mu/(n\sigma_u^2) \quad (2-25)$$

ดังนั้นสำหรับ สัญญาณขาเข้าที่เป็นสัญญาณรบกวนสีขาวจะได้อัตราการลู่เข้าคือ $C = 2\mu/n$ ซึ่งจะเห็นว่าอัตราการลู่เข้าของ NLMS คือ LMS ถ้าหากอันดับของวงจรรองไม่มาก ขณะที่ Asymptotics Performance ของ NLMS จากสมการข้างล่าง จะเห็นว่าไม่ขึ้นอยู่กัอันดับของวงจรรอง

$$\lim_{k \rightarrow \infty} E[(y(k) - \bar{y}(k))^2] = \frac{\mu\sigma_s^2}{2} + \sigma_s^2 \quad (2-26)$$

สรุปผลก็คือสำหรับกรณีของสัญญาณขาเข้าที่เป็นสัญญาณรบกวนสีขาวการปรับอันดับของวงจรรให้ผลคือ สำหรับ LMS ทำให้ Asymptotic Performance ดีขึ้นแต่ไม่ได้ปรับปรุงอัตราการลู่เข้า ส่วน NLMS ปรับปรุงการลู่เข้าให้ดีขึ้นแต่ไม่ได้ส่งผลต่อ Asymptotic Performance

การพิจารณาว่าแท้ปใดบ้างที่เป็นแอ็คทีฟแท้ป ตามที่เสนอนั้นพิสูจน์โดยการพิจารณาค่าแห่งที่สัมประสิทธิ์ของวงจรรองมีขนาดที่ทำให้ Cost Function มีค่าน้อยที่สุดจากการประมาณโดยใช้แอ็คทีฟแท้ป ดังกล่าว ซึ่งสามารถทำได้โดยพิจารณา

$$X_N(j) = \frac{[\sum_{k=j+1}^N y(k)u(k-j)]^2}{\sum_{k=j+1}^N u^2(k-j)} \quad (2-27)$$

ซึ่งแท้ปใดที่ Active ต้องสอดคล้องกับเงื่อนไข

$$X_N(j) > \left(\frac{\log N}{N}\right) \sum_{i=1}^N y^2(k) \quad (2-28)$$

เมื่อทราบวิธีการในการตรวจสอบแอดิทิฟแท้ไปแล้ว ต่อไปจะเป็นการประยุกต์ใช้วิธีการตรวจสอบแอดิทิฟแท้กับวิธีการประมาณช่องสัญญาณแบบ LMS ซึ่งตามที่ถูกเสนอขึ้นมามีอยู่สองวิธีคือ

1) วิธีการแรกในช่วงของตัวอย่างสัญญาณมีจำนวนน้อยกว่า N มาก ๆ โดยที่ N มีค่ามากกว่าจำนวนสัมประสิทธิ์ของวงจรรอง มาก ๆ วงจรรองจะทำการปรับค่าสัมประสิทธิ์แบบ LMS ตามปกติ เมื่อถึงสัญญาณสุ่มตัวที่ N หลังจากการกรองสัญญาณตามปกติ วงจรก็จะทำการตรวจสอบค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองว่าตัวไหนบ้างที่เป็นแอดิทิฟแท้ (เหมือนกับขั้นตอนที่ 1 ถึง 3 ของวิธีการแบบที่สอง) หลังจากนั้นปรับปรุงค่าสัมประสิทธิ์แบบ LMS โดยทำการปรับปรุงสัมประสิทธิ์เฉพาะตัวที่เป็นแอดิทิฟแท้ (ณ เวลา $k = N$) โดยใช้ค่าเริ่มต้นในการประมาณคือ

$$\bar{\theta}_j(N) = \frac{\sum_{k=j+1}^N y(k)u(k-j)}{\sum_{k=j+1}^N u(k-j)^2} \quad (2-29)$$

2) วิธีการที่สองคือในทุก ๆ ช่วงเวลาจะทำการตรวจสอบสัมประสิทธิ์ทุกตัวว่าเป็นแอดิทิฟแท้หรือไม่ หลังจากนั้นทำการปรับค่าสัมประสิทธิ์ทุกตัวแบบ LMS โดยสัมประสิทธิ์ตัวที่ไม่แอดิทิฟแท้ จะมี Forgetting Factor (α) เป็นตัวถ่วงน้ำหนักอยู่และจะไม่มีการปรับปรุงค่าสัมประสิทธิ์ตัวดังกล่าว ซึ่งสามารถแสดงได้โดย

$$1) \text{ เลือก } \alpha \in [0,1) \quad q(k), f_j(0), x_j(0), \bar{\theta}_j(0) = 0, r_j(0) = r_0, j = 0, 1, 2, \dots, n-1$$

$$2) \text{ ปรับปรุงค่า } q(k), f_j(j \leq k), r_j(j \leq k), x_j(j \leq k) \text{ ณ เวลา } k \text{ โดย}$$

$$f_j(k) = f_j(k-1) + y(k)u(k-j)^2 \quad (2-30)$$

$$r_j(k) = r_j(k-1) + u(k-j)^2 \quad (2-31)$$

$$x_j(k) = \frac{f_j^2(k)}{r_j(k)} \quad (2-32)$$

$$q(k) = q(k-1) + y(k)^2 \quad (2-33)$$

3) สร้างเมตริกซ์ $g(k)$ ที่เป็นหนึ่ง ณ ตำแหน่งที่แอ็คทีฟ และตำแหน่งที่ไม่แอ็คทีฟ เป็นศูนย์ จากเงื่อนไขที่แอ็คทีฟ คือ

$$x_j(k) > [q(k) \log k]/k \quad (2-34)$$

4) ปรับปรุง $\bar{\theta}_j(k)$ ณ เวลา k แล้วกลับไปขั้นตอนที่ 2

$$e(k) = y(k) - U(k)^T \bar{\theta}(k) \quad (2-35)$$

$$\bar{\theta}(k) = (\bar{\theta}_0(k), \bar{\theta}_1(k), \dots, \bar{\theta}_{n-1}(k))^T \quad (2-36)$$

$$\bar{\theta}_j(k+1) = \alpha^{1-g_j(k)} \bar{\theta}_j(k) + \mu e(k) g_j(k) u(k-j) \quad (2-37)$$

ระเบียบวิธี LMS Estimation via Structural Detection นี้จะให้อัตราการลู่เข้าของวงจรกรองที่ช้ากว่าระเบียบวิธี Adaptive Delay Filter และ Adaptive Tap-position Control แต่จะมีเสถียรภาพการทำงานของวงจรที่ดีกว่าเมื่อนำมาสร้างจริงเป็นฮาร์ดแวร์รวมถึงความซับซ้อนในการสร้างจริงเป็นฮาร์ดแวร์ที่น้อยกว่า

เนื่องจากปัญหาการป้อนกลับทางเสียงที่กำลังพิจารณานั้น สัญญาณที่พิจารณามีความถี่ไม่สูง รวมถึงเครื่องช่วยฟังมีพื้นที่ของวงจรที่จำกัด ดังนั้นวงจรกรองที่ใช้ภายในเครื่องช่วยฟังต้องเป็นวงจรที่ไม่ใช้พื้นที่ของฮาร์ดแวร์มากนัก หากนำระเบียบวิธี Adaptive Delay Filter หรือ Adaptive Tap-position Control มาประยุกต์สร้างเป็นวงจรก็จะต้องใช้พื้นที่ของฮาร์ดแวร์ที่สูง รวมถึงความเร็วในการทำงานของวงจรที่สูงเกินความจำเป็น รวมถึงการทำงานของวงจรอาจมีเสถียรภาพที่ไม่ดี ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงจะพิจารณาการนำระเบียบวิธี LMS Estimation via Structural Detection มาประยุกต์สร้างเป็นวงจรกรองแบบปรับอันดับเนื่องจากมีข้อดีคือสามารถสร้างให้ใช้พื้นที่ของฮาร์ดแวร์ที่ไม่สูง ความมีเสถียรภาพของวงจร และความเร็วในการทำงานของวงจรที่ไม่สูงมากเกินไป

บทที่ 3

วงจรรองอันดับคงที่

ในบทนี้หัวข้อ 3.1 กล่าวถึงหลักการทำงานของวงจรรองที่ใช้ในการกำจัดการป้อนกลับแบบไม่ต่อเนื่อง หัวข้อ 3.2 เป็นการอธิบายถึงหลักการทำงานของวงจรรองแบบผสมระหว่างมัลติเพล็กซ์และ Direct Form และรายละเอียดโครงสร้างของวงจรรองในหัวข้อที่ 3.2.1 และ 3.2.2 ตามลำดับ

3.1 การทำงานของวงจรรองแบบไม่ต่อเนื่องที่ใช้ในการกำจัดการป้อนกลับ

วิธีแก้ปัญหาเสียงรบกวนจากการป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟังที่เราสนใจ คือการแก้ปัญหาด้วยการใช้ตัวกำจัดการป้อนกลับ (Acoustic Feedback Canceller: AFC) โดยการใช้วงจรรองปรับตัวสร้างสัญญาณเลียนแบบสัญญาณป้อนกลับ ซึ่งการทำงานของวงจรรองเป็นแบบปรับค่าพารามิเตอร์ไม่ต่อเนื่อง การทำงานแบบนี้มีข้อดีกว่าการปรับค่าพารามิเตอร์แบบต่อเนื่องคือการทำงานของวงจรมีเสถียรภาพที่ดีกว่าเนื่องจากวงจรรองจะทำการปรับค่าพารามิเตอร์เฉพาะตอนที่กำลังของสัญญาณขาเข้าของวงจรรองมีค่าต่ำ และสัญญาณสุมสร้างขึ้นมาเพื่อทำการปรับค่าพารามิเตอร์มีกำลังต่ำทำให้ไม่มีสัญญาณรบกวนผู้ใช้งานหูฟัง ต่อไปในวิทยานิพนธ์นี้จะเรียกววงจรรองปรับตัวแบบไม่ต่อเนื่องที่ใช้ในการกำจัดการป้อนกลับว่า AFC

โดยสมมติให้ ณ เวลา n สัญญาณต่าง ๆ ภายในเครื่องช่วยฟังคือ

$s(n)$ คือสัญญาณขาเข้าของเครื่องช่วยฟัง กำหนดให้มีคุณสมบัติเป็นสัญญาณสุมแบบ White Gaussian ที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์

$f(n)$ คือสัญญาณที่เกิดจากการป้อนกลับ

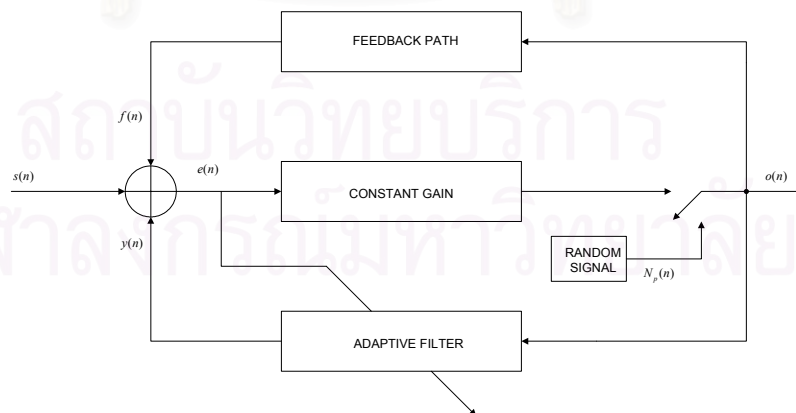
$y(n)$ คือสัญญาณขาออกของวงจรรองปรับตัว

$o(n)$ คือสัญญาณขาออกของเครื่องช่วยฟัง

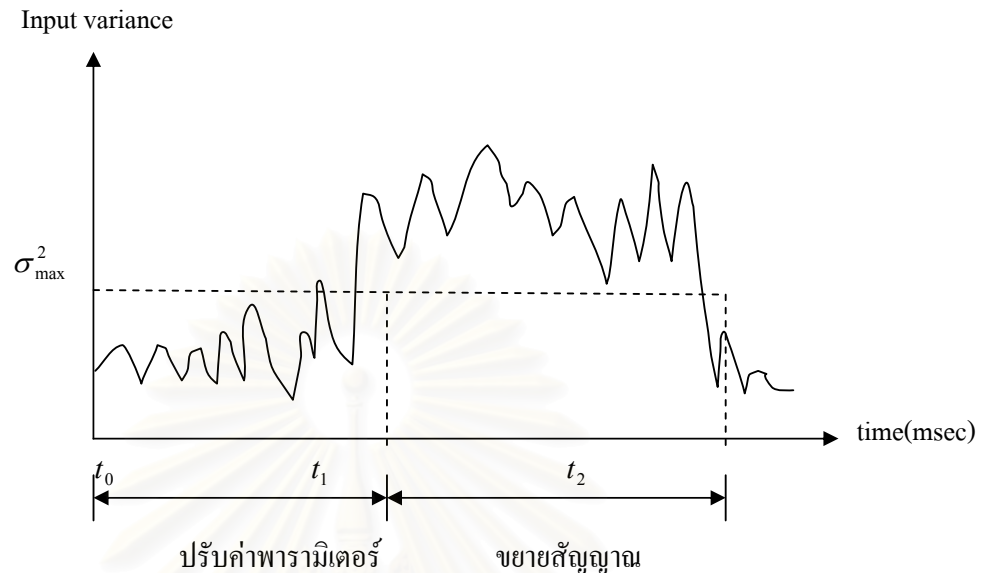
$e(n)$ คือความคลาดเคลื่อนระหว่างสัญญาณป้อนกลับกับสัญญาณขาออกของวงจรรองปรับตัว

$N_p(n)$ คือสัญญาณสุ่มที่ใช้ในการปรับค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรอง กำหนดให้มีคุณสมบัติเป็นสัญญาณสุ่มแบบ White Gaussian ที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ และมีค่าความแปรปรวนเท่ากับ 0.1

พิจารณารูปที่ 3.1 ในรูปแสดงถึงโครงสร้างของ AFC ที่อยู่ภายในเครื่องช่วยฟังเพื่อสร้างสัญญาณขึ้นมอดทอนสัญญาณป้อนกลับที่ถูกส่งผ่านกลับมาทางช่องสัญญาณป้อนกลับ หลักการทำงานของ AFC สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.2 ซึ่งแสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังของสัญญาณขาเข้าของเครื่องช่วยฟังกับช่วงเวลาการทำงานของ AFC โดยมีหลักการทำงานดังนี้ ในช่วงที่กำลังของสัญญาณ $s(n)$ มีค่าสูงอยู่ (t_1 ถึง t_2) เครื่องช่วยฟังจะทำการขยายสัญญาณเสียงตามปกติให้ผลเป็นสัญญาณ $o(n)$ ซึ่งถูกป้อนกลับผ่านทางเส้นทางป้อนสัญญาณกลายเป็นสัญญาณ $f(n)$ เกิดขึ้นไปรบกวนสัญญาณเสียง $s(n)$ ที่ถูกขยายตามปกติ จากนั้นเมื่อกำลังของสัญญาณ $s(n)$ มีค่าต่ำ (t_0 ถึง t_1) ในที่นี้คือเมื่อแวลเรียนที่มีค่าน้อยกว่า 0.01 เครื่องช่วยฟังจะทำการตัดต่อวงจรไปที่วงจรสร้างสัญญาณสุ่มเพื่อสร้างสัญญาณ $N_p(n)$ ป้อนให้กับ AFC เพื่อใช้ในการปรับค่าพารามิเตอร์ ทำให้ได้สัญญาณ $y(n)$ ออกจาก AFC ไปหักล้างกับสัญญาณป้อนกลับ $f(n)$ ทำให้เกิดสัญญาณ $e(n)$ ซึ่ง AFC จะนำสัญญาณ $e(n)$ มาใช้ในการปรับค่าพารามิเตอร์เพื่อให้ ค่าความคลาดเคลื่อน $e(n)$ มีค่าต่ำที่สุดนั่นคือ AFC จะทำการปรับค่าพารามิเตอร์ไปจนมีลักษณะคล้ายกับเส้นทางป้อนกลับทำให้ได้ค่าสัญญาณ $y(n)$ ที่ใกล้เคียงกับสัญญาณ $f(n)$ หลังจากที AFC เข้าสู่สภาวะอยู่ตัว จะสามารถลดผลของสัญญาณป้อนกลับได้ เครื่องช่วยฟังก็จะตัดต่อวงจรไปที่วงจรขยายเสียงเพื่อทำการขยายเสียงต่อไป



รูปที่ 3.1 การใช้วงจรกรองปรับตัวสร้างสัญญาณลดทอนการป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟัง



รูปที่ 3.2 การทำงานในแต่ละช่วงของเครื่องช่วยฟังที่ขึ้นอยู่กับกำลังของสัญญาณขาเข้า

โดยทั่วไปวงจรกรองที่นำมาใช้มักจะเป็นวงจรกรอง FIR ที่มีโครงสร้างแบบ Direct Form และใช้ระเบียบวิธี LMS ในการปรับค่าพารามิเตอร์เนื่องจากให้เสถียรภาพที่ดี ดังที่ได้กล่าวถึงในบทที่ 2 ว่าวงจรกรองปรับตัว FIR ที่มีโครงสร้างแบบ Direct Form และปรับตัวตามระเบียบวิธี LMS นั้นโดยปกติจะประกอบด้วยสองส่วนคือส่วนที่ใช้กรองสัญญาณ (Filtering) และส่วนที่ทำการปรับปรุงค่าพารามิเตอร์ (Adaptation) ส่วนของการกรองสัญญาณ และการปรับค่าพารามิเตอร์ นั้นแต่ละเทปต้องการวงจรคูณและวงจรวางอย่างละ 1 ตัวเนื่องจากวงจรถูกเป็นส่วนที่ต้องใช้เนื้อที่ของฮาร์ดแวร์มากแต่วงจรที่ใช้ในเครื่องช่วยฟังต้องเป็นวงจรที่ใช้เนื้อที่จำกัด ดังนั้นการใช้โครงสร้างแบบ Direct Form จึงไม่เหมาะสมสำหรับกรณีของเครื่องช่วยฟังซึ่งมีพื้นที่ฮาร์ดแวร์ที่จำกัด

3.2 วงจรกรองปรับตัว LMS แบบผสมระหว่างมัลติเพล็กซ์และ Direct Form

ปัญหาเรื่องพื้นที่ของฮาร์ดแวร์ในเครื่องช่วยฟังถ้าใช้โครงสร้างวงจรกรองแบบ Direct Form 1 ดังกล่าวสามารถแก้ไขได้โดยใช้โครงสร้างของวงจรกรองอีกลักษณะหนึ่งที่สามารถประหยัดพื้นที่ของฮาร์ดแวร์ได้ดีกว่า โครงสร้างดังที่ได้กล่าวมาแล้วนั้นก็คือ วงจรกรองที่มีโครงสร้างวงจรถูกเป็นแบบมัลติเพล็กซ์ ภายในวงจรกรองลักษณะดังกล่าวจะใช้เพียงแคว้งจรถคูณและวงจรวางอย่างละตัวเท่านั้น โดยในส่วนของการกรองสัญญาณ และการปรับค่าพารามิเตอร์จะมีเพียงวงจรถคูณและ

วงจรวาดดังกล่าวร่วมกันทำให้ลดเนื้อที่ของฮาร์ดแวร์ในการใช้วงจรรวมและวงจรวาดของแต่ละแท็ปไปได้ แต่โครงสร้างของวงจรถัดกันดังกล่าวยังมีข้อเสียคือ เมื่ออันดับของวงจรรองมีค่าสูงขึ้นช่วงระยะเวลาการทำงานในแต่ละรอบของวงจรรองก็จะสูงขึ้นตามไปด้วย ดังนั้นหากอันดับของวงจรรองมีค่าสูงอาจส่งผลให้วงจรไม่สามารถประมวลผลได้ทันก่อนที่สัญญาณจะเข้ามาใหม่ได้ ดังนั้นเพื่อให้เกิดการ Trade Off กันระหว่างพื้นที่ฮาร์ดแวร์กับความเร็วการทำงานในแต่ละรอบของวงจรรอง เราจึงเลือกใช้โครงสร้างของวงจรมีลักษณะผสมระหว่างโครงสร้างวงจรรอง LMS แบบ Direct Form กับโครงสร้างแบบมัลติเพล็กซ์

3.2.1 ขั้นตอนการทำงานของวงจรรองปรับตัวแบบผสมมัลติเพล็กซ์และ Direct Form

วงจรรองแบบผสมมัลติเพล็กซ์และ Direct Form ดังแสดงในรูปที่ 3.3 ภายในจะประกอบด้วยกลุ่มของวงจรรองที่มีโครงสร้างแบบมัลติเพล็กซ์ซึ่งเรียกว่า Adaptive_FIR_Filter ซึ่งแต่ละกลุ่มมีจำนวน 4 แท็ป โดยจะเรียกกลุ่มของ 4 แท็ปดังกล่าวว่า Bank Of Taps ดังแสดงในรูปที่ 3.4 มีหลักการการทำงานคือ การทำงานของวงจรรองจะแบ่งออกเป็นสองขั้นตอนคือขั้นตอนแรกวงจรรองทำหน้าที่กรองสัญญาณ (Filtering) จากนั้นในขั้นตอนที่สองวงจรรองจะตัดต่อโครงสร้างไปเพื่อทำการปรับปรุงค่าสัมประสิทธิ์ (Adaptation) พิจารณารูปสัญญาณนาฬิกาในรูปที่ 3.5

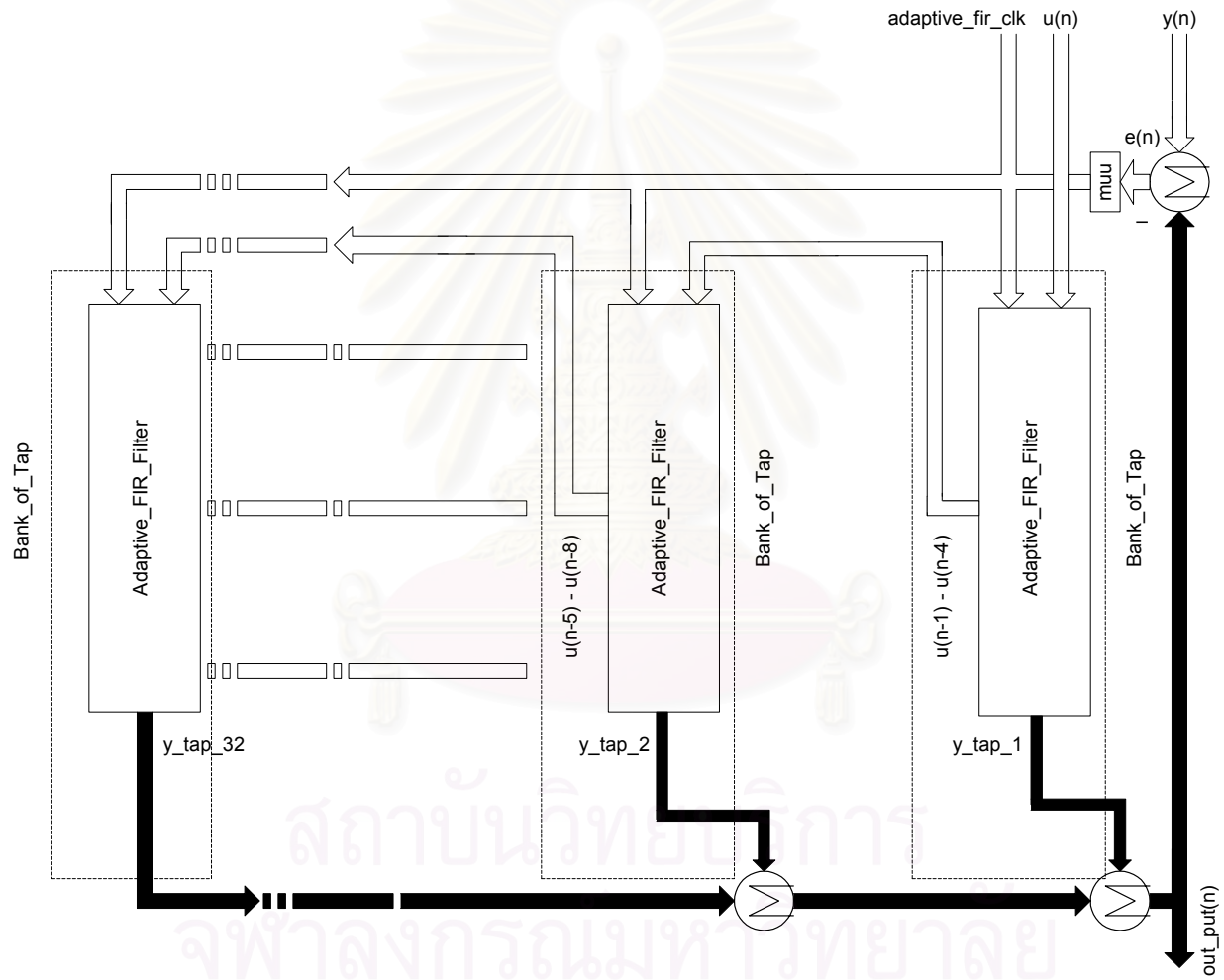
ในส่วนแรกคือส่วนของการกรองสัญญาณ ภายในวงจรรองแบบมัลติเพล็กซ์แต่ละตัวเมื่อสัญญาณ Adp มีค่าเป็น 1 วงจรรองจะตัดต่อเป็นในส่วนของการกรองสัญญาณ จากนั้นจะมีสัญญาณ S0 และ S1 ทำการเลือกตำแหน่งของแท็ปเพื่อทำการเลือกข้อมูลแต่ละแท็ปกับค่าสัมประสิทธิ์ออกมาทำการคูณกัน โดยมีสัญญาณ Sum_clk ป้อนให้กับ Sum_reg เพื่อใช้ในการสะสมค่าผลคูณแต่ละรอบจนได้ ค่าสัญญาณขาออกของวงจรรองออกมาและนำค่าสัญญาณขาออกของวงจรรองที่ได้จากวงจรรองแบบมัลติเพล็กซ์ในแต่ละกลุ่มทั้งหมดมารวมกันเพื่อให้ได้สัญญาณขาออกของวงจรรองทั้งหมด และขณะเดียวกันก็ทำการเลื่อนสัญญาณขาเข้าของวงจรรองและค่าสัญญาณอ้างอิงค่าใหม่เข้ามา ขอบขาขึ้นของสัญญาณ Datain_clk และ Dataout_clk ตามลำดับ ซึ่งในขณะนี้จะได้ muu ออกมาด้วย ซึ่งผลที่ได้ก็คือการกรองสัญญาณนั่นเอง

หลังจากนั้นในส่วนที่สองก็จะเป็นส่วนของการปรับปรุงค่าสัมประสิทธิ์ โดยสัญญาณ Adp จะเปลี่ยนจาก 1 เป็น 0 วงจรรองจะตัดต่อโครงสร้างการทำงานเพื่อทำการปรับปรุงค่าสัมประสิทธิ์ จากนั้นสัญญาณ S0, S1 จะทำการเลือกตำแหน่งของสัมประสิทธิ์ที่ต้องการจะปรับปรุง หลังจากนั้นจะมีสัญญาณ ขอบขาขึ้นของ H1 ถึง H4 ป้อนให้กับรีจิสเตอร์ของสัมประสิทธิ์ ณ ตำแหน่งที่ต้องการปรับปรุงค่า เพื่อทำการเก็บค่าสัมประสิทธิ์ที่ได้ทำการปรับปรุงแล้วไว้ใช้ในการกรองสัญญาณในรอบต่อไป

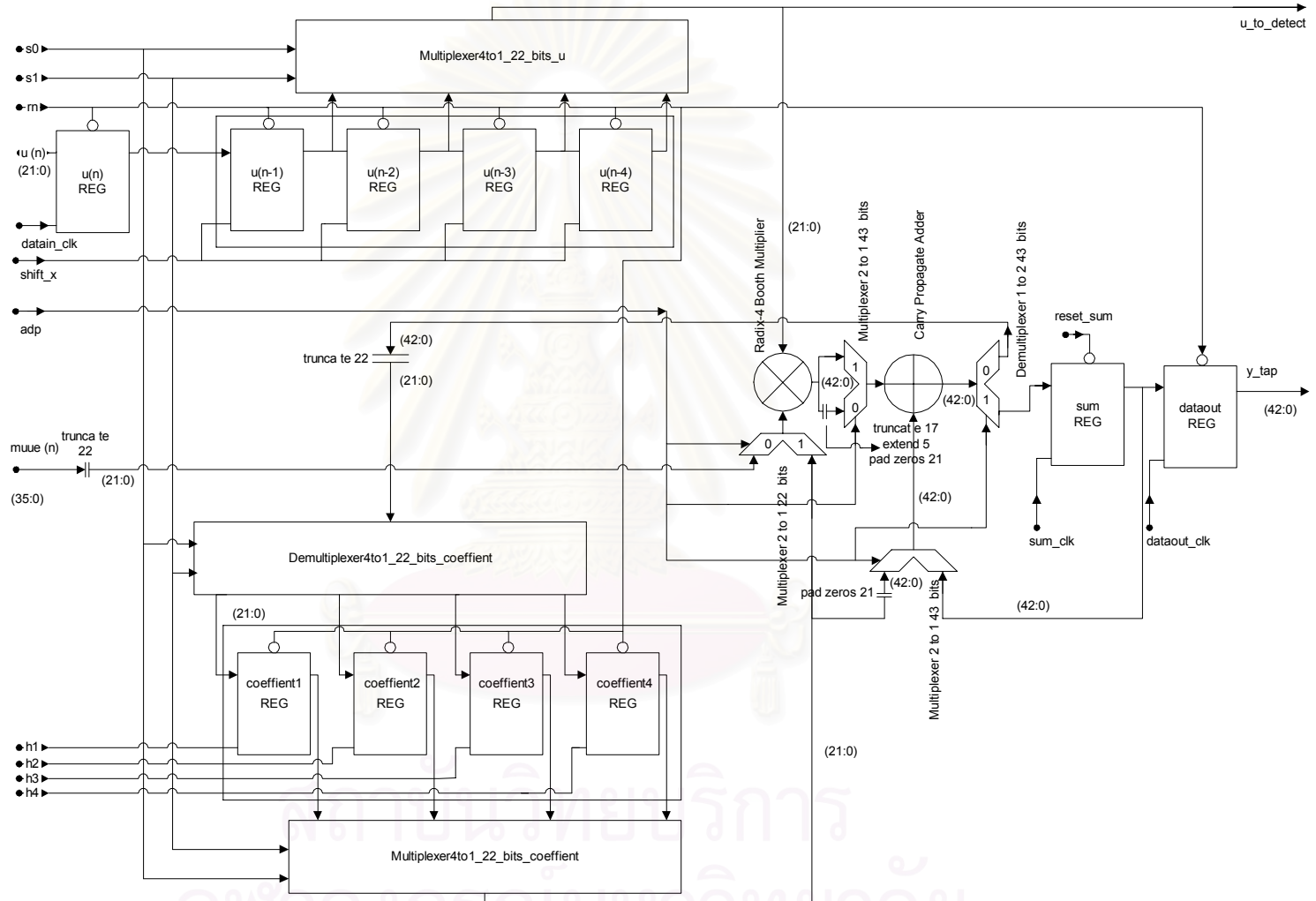
ข้อได้เปรียบอีกอย่างของโครงสร้างลักษณะนี้คือสามารถกำหนดจำนวน Bank of Taps ของวงจรกรอง (Pre-program) ก่อนการใช้งานเพื่อให้สามารถครอบคลุมขนาดของผลตอบสนองเชิงเวลาของช่องสัญญาณได้ โดยผู้ใช้สามารถเลือกจำนวนแทปได้เป็นจำนวนเท่าของสี่ โดยมีขนาดจำนวนแทปสูงสุดเท่ากับ $32 * 4 = 128$ (สำหรับตัวอย่างวงจรที่แสดงนี้) แต่ถึงแม้จะมีความสะดวกในการกำหนดอันดับของวงจรกรองให้ครอบคลุมขนาดของผลตอบสนองเชิงเวลา แต่วงจรลักษณะนี้ก็ยังมีข้อจำกัดความยืดหยุ่นในการใช้งานอยู่ เพราะถึงแม้จะสามารถกำหนดจำนวน Bank of Taps ได้ก็ตาม แต่จะไม่สามารถเพิ่มหรือลดจำนวน Bank of Taps ได้ขณะที่วงจรกำลังทำงาน ซึ่งบางครั้งช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงทำให้ความยาวของผลตอบสนองเชิงเวลาเปลี่ยนไปและส่งผลให้จำนวน Bank of Taps ของวงจรกรองที่ถูกกำหนดขึ้นในตอนเริ่มต้นของการทำงาน อาจมีค่ามากกว่าหรือน้อยกว่าความยาวของผลตอบสนองเชิงเวลาที่เปลี่ยนไป ทำให้วงจรต้องทำงานในส่วนที่ไม่จำเป็นและสูญเสียกำลังไป หรือไม่สามารถทำงานตามที่ต้องการได้



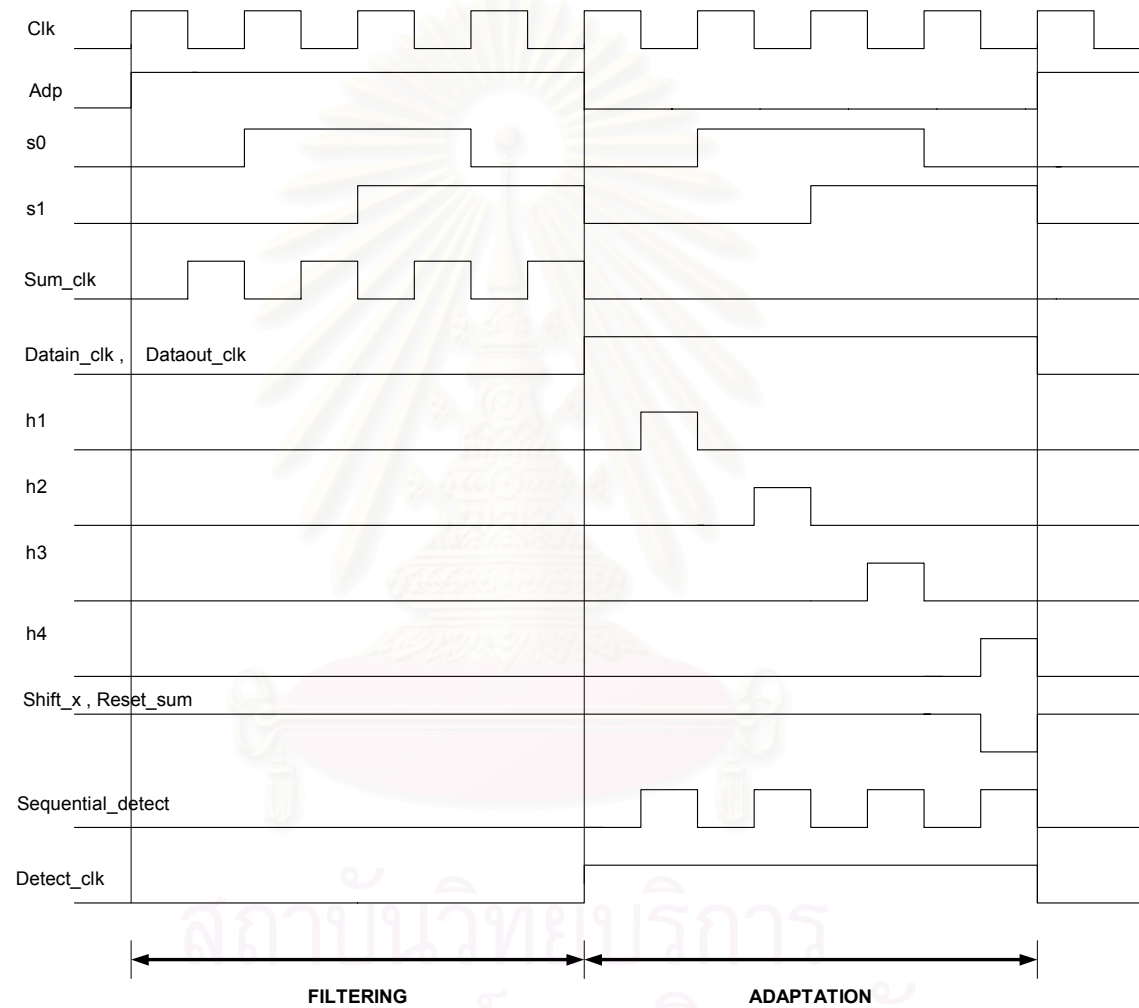
สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 3.3 สถาปัตยกรรมของโครงสร้างวงจรผสมมัลติเพล็กซ์และ Direct Form



รูปที่ 3.4 สถาปัตยกรรมทางฮาร์ดแวร์ของส่วน Adaptive FIR Filter



รูปที่ 3.5 สัญญาณนาฬิกาที่ใช้ภายในวงจรกรองแบบปรับอันดับ

3.2.2 สถาปัตยกรรมของวงจรกรองปรับตัวที่มีโครงสร้างผสมมัลติเพล็กซ์และ Direct Form FIR

สถาปัตยกรรมของวงจรกรองปรับตัวที่มีโครงสร้างผสมระหว่างมัลติเพล็กซ์และ Direct Form FIR สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.3 ซึ่งจะเห็นว่า โครงสร้างสถาปัตยกรรมโดยรวมจะเป็นการต่อ Cascade กันของ Bank of Taps ในรูปที่แสดง จำนวน Bank of taps มีเท่ากับ 32 โดยสถาปัตยกรรมของวงจรทั้งหมดจะแบ่งเป็น 3 ส่วนคือ

1) Bank of Taps ภายในเป็นวงจรส่วนที่เรียกว่า Adaptive FIR Filter เป็นวงจรกรองแบบ LMS ที่มีโครงสร้างแบบมัลติเพล็กซ์ซึ่งประกอบด้วยวงจรกรองและส่วนปรับปรุงค่าสัมประสิทธิ์ สำหรับตัวอย่างในที่นี้ แต่ละ Bank of Taps จะประกอบด้วยแท็ปจำนวน 4 แท็ป

2) วงจรบวกแบบ Carry Propagate Adder ที่ทำหน้าที่หาผลรวมของสัญญาณขาออกที่ออกจากวงจรกรองใน Bank Of Taps แต่ละช่วง และให้ผลเป็นสัญญาณขาออกจริง ๆ ที่ออกจากวงจรกรอง

3) วงจร *muu* ซึ่งเป็นวงจรสำหรับหาผลคูณระหว่างค่าความผิดพลาดกับค่าช่วงก้ำวเพื่อนำไปใช้ในการปรับปรุงค่าสัมประสิทธิ์

สำหรับ Bank of Taps แต่ละตัวจะมีโครงสร้างตามรูปที่ 3.4 โดยวงจรดังกล่าวจะทำหน้าที่จำลองผลตอบสนองเชิงเวลาในแต่ละช่วง ซึ่งมีหลักการทำงานคือ สัญญาณขาเข้า $u(n)$ จะถูกเก็บไว้ในรีจิสเตอร์ของส่วน Adaptive FIR Filter ที่อยู่ใน Bank of Taps และทำการคูณกับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองในแต่ละช่วงภายใน Adaptive FIR Filter จากนั้นผลคูณดังกล่าวในแต่ละ Bank of Taps ก็จะมีการรวมกันกลายเป็นสัญญาณ y_{tap} ซึ่งส่งออกมาเป็นสัญญาณขาออกของวงจร Bank of Taps โดย y_{tap} ของทุก Bank of Taps จะรวมกันเป็นสัญญาณ $output(n)$ ซึ่งสัญญาณขาออกดังกล่าวจะถูกนำไปลบจากสัญญาณอ้างอิง $y(n)$ กลายเป็นค่าสัญญาณผิดพลาด $e(n)$ และนำค่าผลคูณระหว่าง $e(n)$ กับค่าช่วงก้ำว muu ป้อนให้กับ Adaptive FIR Filter อีกครั้งเพื่อทำการปรับปรุงค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรอง หลังจากปรับปรุงค่าสัมประสิทธิ์เสร็จแล้ว ก็จะทำการเลื่อนสัญญาณขาเข้าสู่ Bank of Taps เพื่อทำการกรองสัญญาณต่อไป

ในส่วนของวงจรกรอง Adaptive FIR Filter ที่อยู่ใน Bank Of Taps เป็นโครงสร้างของวงจรปรับตัว LMS แบบมัลติเพล็กซ์ซึ่งมีโครงสร้างตามรูปที่ 3.4 ประกอบด้วยส่วนต่าง ๆ ดังนี้คือ

- 1) ส่วนของรีจิสเตอร์ที่ใช้เก็บค่าสัญญาณขาเข้าของวงจรรองในแต่ละแท็บ กับรีจิสเตอร์ที่ใช้เก็บค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรอง
- 2) วงจรคูณแบบ Radix-4 Booth Multiplier และวงจรวกแบบ Carry Propagate Adder ที่ใช้ทั้งในส่วนของการคำนวณสัญญาณออกจากวงจรรอง และคำนวณการปรับปรุงค่าสัมประสิทธิ์
- 3) รีจิสเตอร์ที่ใช้ในการสะสมค่าผลคูณในแต่ละแท็บเพื่อหาสัญญาณออกจากวงจรรอง
- 4) วงจรมัลติเพล็กซ์ ที่ใช้ในการเปลี่ยนโครงสร้างของวงจรรองเป็นส่วนของการปรับปรุงค่าสัมประสิทธิ์



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 4

วงจรกรองแบบปรับอันดับ

บทนี้เป็นการอธิบายถึงวงจรกรองแบบปรับอันดับ หัวข้อ 4.1 อธิบายขั้นตอนการทำงาน ของวงจรกรองแบบปรับอันดับ หัวข้อ 4.2 กล่าวถึงวงจรกรองแบบปรับอันดับ หัวข้อ 4.2.1 และ หัวข้อ 4.2.2 อธิบายหลักการทํางาน และ โครงสร้างของวงจรกรองแบบปรับอันดับ ตามลำดับ สุดท้ายหัวข้อ 4.3 อธิบายถึงการแทนตัวเลขของสัญญาณต่าง ๆ ภายในวงจร

เนื่องจากในเครื่องช่วยฟังซึ่งเป็นอุปกรณ์พกพานั้นต้องใช้พลังงานจากแบตเตอรี่ซึ่งมี พลังงานจำกัด ดังนั้นหากนำวงจรกรองแบบที่ไม่มี การปรับอันดับดังที่กล่าวไปในบทที่ 3 ไปใช้อาจ ทำให้สูญเสียพลังงานในส่วนที่ไม่จำเป็นรวมถึงอาจก่อให้เกิดปัญหาเรื่องความร้อนได้ ดังนั้นเพื่อให้ การทํางานของวงจรมีความยืดหยุ่นตามลักษณะการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณรวมถึงลดปัญหา เรื่องการใช้พลังงาน ในงานวิทยานิพนธ์นี้จึงได้เพิ่มกลไกที่สามารถเพิ่มหรือลดอันดับของวงจร กรองได้ในระหว่างที่วงจรกรองยังคงทํางาน โดยนำระเบียบวิธี LMS Estimation via Structural Detection ที่ได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 2 มาประยุกต์ใช้ในการเพิ่มหรือลดอันดับของวงจรกรอง

4.1 ขั้นตอนการทำงานของวงจรกรองแบบปรับอันดับ

การทำงานของวงจรกรองปรับตัวของเครื่องช่วยฟังในที่นี้จะปรับแบบปรับตัวไม่ต่อเนื่อง คือจะปรับตัวเฉพาะตอนเสียงเงียบหรือสัญญาณเสียงขาเข้ามีกำลังต่ำเท่านั้น ถึงแม้การปรับตัวแบบ ไม่ต่อเนื่องแบบนี้มีข้อเสียคือไม่สามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณป้อนกลับ ได้ ตลอดเวลาเหมือนกรณีการปรับตัวต่อเนื่องแต่การปรับตัวต่อเนื่องจะมีเสถียรภาพดีกว่าใน กรณีของข้อจำกัดทางการติดตามการเปลี่ยนแปลง ดังที่ได้กล่าวไว้แล้วในหัวข้อ 3.1 ว่าวิธีการ ปรับตัวแบบไม่ต่อเนื่องนี้มีข้อดีคือให้ความสมดุลในเรื่องความมีเสถียรภาพของการปรับตัวของ วงจรกรอง กับประสิทธิภาพการทำงาน ของวงจรกรอง ส่วนในเรื่องความไม่ต่อเนื่องของการติดตาม การเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณนั้นเราสามารถแก้ไขได้โดยการเพิ่มความถี่ของการปรับ ค่าพารามิเตอร์

โดยในช่วงที่กำลังของสัญญาณขาเข้าของเครื่องช่วยฟังมีค่าต่ำ เครื่องช่วยฟังจะตัดวงจร เพื่อให้วงจรกรองทำการปรับตัวตามเส้นทางป้อนกลับ ในที่นี้ผลตอบสนองเชิงเวลาของ ช่องสัญญาณป้อนกลับทางเสียง $h(n)$ ที่กำลังพิจารณานั้นมีค่าขนาดสูงสุดอยู่ที่ 0.12 มีดีเลย์ของ ช่องสัญญาณเท่ากับ 50 และมีผลตอบสนองเชิงเวลาที่ไม่เป็นศูนย์เฉพาะช่วง $n = 51$ ถึง 83 เมื่อ

นำวงจรกรองแบบปรับอันดับที่มีโครงสร้างแบบมัลติเพล็กซ์ ซึ่งสร้างให้มีอันดับเท่ากับ 128 โดยแบ่งเป็น Bank of Taps ภายในแต่ละ Bank of Taps มีจำนวน 4 แท็ป มาใช้กับช่องสัญญาณดังกล่าว

โดยอัตราการสุ่มเข้านี้สำหรับกรณีวงจรกรอง LMS และสัญญาณรบกวนกับสัญญาณขาเข้าของวงจรที่มีลักษณะเป็นสัญญาณรบกวนสีขาวจะให้อัตราการสุ่มเข้าตามสมการ

$$C = 2\mu\sigma_u^2 \quad (4.1)$$

โดยที่

C แทนอัตราการสุ่มเข้าของวงจร

μ แทนช่วงก้าวในการปรับค่าพารามิเตอร์

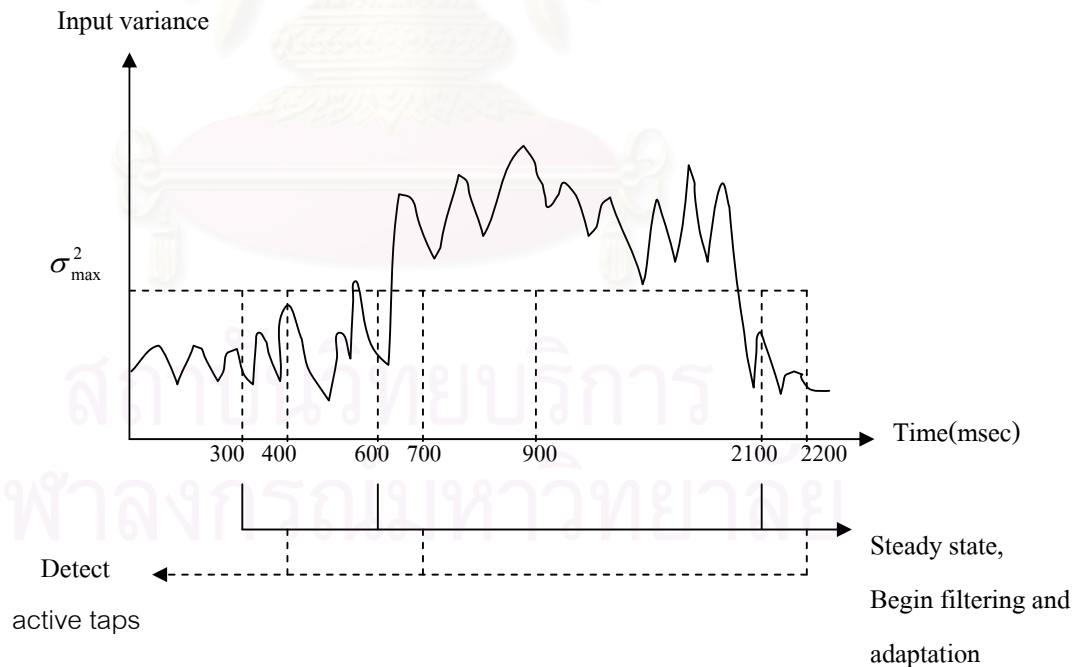
σ_u^2 แทนกำลังของสัญญาณขาเข้าของวงจรกรอง

จากสมการที่ (4.1) จะเห็นว่าอัตราการสุ่มเข้าของวงจรมีค่าขึ้นอยู่กับกำลังของสัญญาณขาเข้า เนื่องจากในที่นี่สัญญาณขาเข้าของวงจรคือสัญญาณสุ่ม N_p ซึ่งถูกกำหนดให้มีกำลังของสัญญาณคงที่เป็น 0.01 ดังนั้นไม่ว่าสัญญาณรบกวนรวมถึงช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงแต่ก็ไม่ส่งผลต่ออัตราการสุ่มเข้าของวงจรเนื่องจากเรากำหนดให้กำลังของสัญญาณขาเข้ามีค่าคงที่ จากผลการจำลองการทำงานปรากฏว่า วงจรกรองจะเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวเมื่อป้อนสัญญาณตัวอย่างเป็นจำนวน 15000 ตัวอย่าง เนื่องจากวงจรกรองที่นำมาใช้นี้มีอัตราการสุ่มสัญญาณ 50 kHz ดังนั้นวงจรกรองจะเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวพร้อมสำหรับการนำไปใช้ขยายสัญญาณเมื่อวงจรกรองทำการปรับตัวผ่านไปแล้วเป็นเวลา 0.3 วินาทีนับตั้งแต่เริ่มต้นปรับตัว

นอกจากนี้ในส่วนที่เป็นวงจรตรวจสอบแเอคทีฟแท็ปจะสามารถตรวจสอบตำแหน่งของแเอคทีฟแท็ปได้ถูกต้องเมื่อป้อนสัญญาณตัวอย่างเป็นจำนวน 5000 ตัวอย่าง ดังนั้นวงจรกรองพร้อมที่จะหยุดการปรับตัวของแท็ปที่ไม่แเอคทีฟและวงจรตรวจสอบแเอคทีฟแท็ป เมื่อเวลาผ่านไปแล้วเป็นเวลา 0.1 วินาทีนับตั้งแต่เริ่มต้นปรับตัว โดยเวลาที่เหมาะสมสำหรับการตรวจสอบแเอคทีฟแท็ปนี้จะขึ้นอยู่กับค่า SNR (Signal to Noise Ratio) ของวงจรกรองโดยถ้าค่า SNR มีค่าไม่เปลี่ยนแปลงเวลาการตรวจสอบแเอคทีฟแท็ปก็จะไม่เปลี่ยนแปลง เนื่องจากเงื่อนไขการทำงานของวงจรกรองในที่นี่จะทำงานเมื่อกำลังของสัญญาณขาเข้าของเครื่องช่วยฟังมีค่าน้อยกว่า 0.01 และกำลังของสัญญาณสุ่มที่ป้อนให้กับวงจรกรองถูกกำหนดให้มีค่าคงที่ ดังนั้นเวลา 0.1 วินาทีที่ใช้ในการตรวจสอบแเอคทีฟแท็ปจึงเป็นกรณีที่แย่ที่สุดในการตรวจสอบแเอคทีฟแท็ป เนื่องจากยิ่งกำลังของ

สัญญาณขาเข้าของเครื่องช่วยฟังมีค่าน้อยเท่าไร ก็จะทำให้ค่า SNR เพิ่มขึ้นทำให้เวลาที่ทำการตรวจสอบแอดคทีฟแท็ปจะเร็วขึ้นไปด้วย

จากลักษณะดังกล่าวเราจะให้วงจรกรองทำการกรองสัญญาณและปรับตัวเป็นรายคาบในทุก ๆ 0.3 วินาที เพื่อให้วงจรกรองมีความพร้อมที่สุดสำหรับช่องสัญญาณเสียงป้อนกลับที่จะนำไปใช้งานในขณะนั้นหลักการทำงานคือวงจรกรองจะทำการปรับตัวเฉพาะตอนที่ยังไม่เกิดเสียงหอนหรือตอนที่เสียงเบา โดยในตอนเริ่มแรกวงจรกรองจะตรวจสอบกำลังของสัญญาณขาเข้า ถ้าขณะนั้นยังไม่เกิดเสียงหอนหรือเสียงเบา สัญญาณเสียงขาเข้าจะมีกำลังต่ำกว่าที่กำหนดไว้คือ σ_{\max}^2 ซึ่งในที่นี้ให้มีค่าเท่ากับ 0.1 เท่าของสัญญาณที่มีขนาดสูงสุด วงจรกรองก็จะเริ่มทำการกรองสัญญาณและปรับตัวพร้อมกันนั้นวงจรตรวจสอบแอดคทีฟแท็ปก็จะทำการเก็บค่าสถิติของแต่ละแท็ปไปด้วยโดยการปรับตัวในช่วงแรกจะมีจำนวนแท็ปเท่ากับจำนวนแท็ปทั้งหมดจากนั้นเมื่อเวลาผ่านไป 0.1 วินาทีวงจรก็จะทำการตรวจสอบและตัดแท็ปที่ไม่แอดคทีฟออกไปต่อไปจะใช้เฉพาะแท็ปที่เหลือทำการปรับตัวและกรองสัญญาณจนวงจรเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวเมื่อเวลาผ่านไป 0.3 วินาที



รูปที่ 4.1 การทำงานในแต่ละช่วงของวงจรกรองปรับตัวที่ขึ้นอยู่กับกำลังของสัญญาณขาเข้า

เพื่อให้เห็นภาพลำดับขั้นตอนการทำงานของวงจรจะขอยกตัวอย่างรูปที่ 4.1 ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังของสัญญาณเสียงขาเข้ากับช่วงเวลาการทำงานของวงจรอง สมมติว่าวงจรเริ่มทำงาน ณ เวลา 300 msec ซึ่งขณะนั้นสัญญาณขาเข้ามีกำลังต่ำกว่า σ_{\max}^2 วงจรกรองตรวจสอบพบว่ากำลังของสัญญาณขาเข้าน้อยกว่าที่กำหนดไว้ก็จะทำการกรองสัญญาณและทำการปรับตัวพร้อมกับส่วนของวงจรตรวจสอบแเอคทีฟแท้ที่ทำงานไปเรื่อย ๆ จนถึงเวลา 400 msec เมื่อถึงเวลานี้วงจรกรองก็จะตัดแท้ที่ไม่แเอคทีฟออกรวมถึงหยุดการทำงานของวงจรตรวจสอบแเอคทีฟแท้ จากนั้นจะทำการกรองสัญญาณและปรับตัวในครั้งต่อไปด้วยแท้ที่แเอคทีฟเท่านั้น เมื่อวงจรกรองทำการปรับตัวและเข้าสู่สถานะอยู่ตัว ณ เวลา 600 msec ก็จะหยุดการปรับตัวแล้วทำการตรวจสอบอีกครั้งว่าขณะนั้นกำลังของสัญญาณขาเข้ามีค่าสูงกว่า σ_{\max}^2 หรือไม่ถ้ายังต่ำกว่า ทุก 128 แท้ปของวงจรกรองก็ จะเริ่มทำการกรองสัญญาณและปรับตัวใหม่อีกครั้ง แต่หากกำลังของสัญญาณขาเข้ามีค่าสูงกว่า σ_{\max}^2 ก็จะนำวงจรกรองในเฉพาะแท้ที่เหลือที่ได้จากการปรับตัวในคาบที่ผ่านมาไปใช้ในการกรองสัญญาณย้อนกลับเลยโดยวงจรกรองไม่มีการปรับตัวต่อไปอีกซึ่ง ณ เวลา 600 msec จะเห็นว่ากำลังของสัญญาณเสียงขาเข้ายังต่ำกว่าค่าที่กำหนดอยู่ดังนั้น วงจรกรองจะทำการกรองสัญญาณและปรับตัวเหมือนคาบเวลาก่อนหน้านี้อีกครั้ง หลังจากนั้น ณ เวลา 900 msec วงจรกรองจะทำการตรวจสอบกำลังของสัญญาณขาเข้าอีกครั้งซึ่งจะเห็นว่ากำลังของสัญญาณเสียงขาเข้ามีค่ามากกว่าที่กำหนดไว้ดังนั้นจึงไม่มีการปรับตัว และนำเฉพาะแท้ที่เหลือจากการตรวจสอบในคาบที่ผ่านมาไปใช้ในการกรองสัญญาณอย่างเดียวในตลอดช่วงเวลา 900 ถึง 2100 msec ณ เวลา 2100 msec ปรากฏว่าสัญญาณขาเข้ามีค่าต่ำกว่า σ_{\max}^2 วงจรกรองก็จะกลับมาใช้ทุก 128 แท้ปเพื่อทำการปรับตัวและกรองสัญญาณอีกครั้ง

4.2 วงจรกรองปรับตัว LMS แบบผสมมัลติเพล็กซ์และ Direct Form ที่มีการปรับอันดับ

4.2.1 ขั้นตอนการทำงานของวงจรกรองปรับตัวแบบผสมมัลติเพล็กซ์และ Direct Form ที่มีการปรับอันดับ

วงจรกรองปรับตัวแบบผสมมัลติเพล็กซ์และ Direct Form ที่มีการปรับอันดับแบ่งขั้นตอนการทำงานออกเป็นสองช่วงคือ เริ่มแรกวงจรกรองจะทำการกรองสัญญาณและทำการปรับรูปร่างค่าพารามิเตอร์ รวมถึงคำนวณค่า Threshold และค่าสถิติของแต่ละแท้เก็บไว้เพื่อทำการตรวจสอบแเอคทีฟแท้ปในขั้นตอนที่สอง จากนั้นในขั้นตอนที่สองวงจรกรองจะทำการตรวจสอบแเอคทีฟแท้ป โดยนำค่าสถิติของแต่ละแท้ที่ได้จากการทำงานในช่วงแรกมาเปรียบเทียบกับค่า Threshold และตัดสินใจว่าแท้ปไหนที่มีค่าแเอคทีฟ โดยหลังจากนี้ในรอบต่อไปของการทำงานของวงจรกรองก็จะ

ใช้เพียงแค่แท็ปที่แอสคิทฟเท่านั้นในการกรองสัญญาณและปรับปรุ้งค่าพารามิเตอร์ พิจารณา รูปที่ 3.5 และ รูปที่ 4.2 ถึง 4.5

การทำงานในช่วงแรกสัญญาณ Detect_clk และ Sequential_detect_clk ยังมีค่าเป็นศูนย์ วงจรกรองในส่วน Adaptive FIR Filter จะทำงานปรับตัวแบบ LMS ดังที่ได้กล่าวมาแล้ว ซึ่งขณะเดียวกันส่วน วงจร Threshold ก็จะคำนวณค่า Threshold ณ รอบการทำงานนั้นออกมา และในส่วนวงจร Tap Statistics ที่อยู่ภายในวงจร Detect Active Tap นั้นสัญญาณ S0,S1 จะถูกป้อนให้กับมัลติเพล็กซ์เพื่อเลือก $u(n)$ ของแต่ละแท็ปในซึ่งในรูปคือสัญญาณ u_to_detect มาคูณกับ $y(n)$ และนำมารวมกับค่าสถิติ $f(n)$ ของแต่ละแท็ปเดิมเพื่อทำการหาค่าสถิติ $f(n)$ ของแต่ละแท็ปค่าใหม่ โดยค่าของ $f(n)$ ของแต่ละแท็ปเมื่อคำนวณเสร็จก็จะถูกเลื่อนไปเก็บไว้ในรีจิสเตอร์ของแต่ละแท็ปเมื่อมีขอบขาขึ้นของสัญญาณ h1, h2, h3, h4 ตามลำดับ ในรอบทำงานต่อไปก็จะทำการเก็บค่าสถิติในแต่ละแท็ปไว้ในลักษณะเดียวกันเพื่อนำค่าสถิติ $f(n)$ มาใช้ในการตรวจสอบแอสคิทฟแท็ปในภายหลัง

จากนั้นเมื่อเวลาผ่านไประยะหนึ่งเมื่อวงจรเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวแล้ว สัญญาณ Detect_clk จะมีค่าเป็น 1 วงจร Detect Active จะทำการตรวจสอบค่าสัมประสิทธิ์จะทำการตรวจสอบหาสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองว่าสัมประสิทธิ์ตัวไหนบ้างที่ควรมีค่าไม่เป็นศูนย์โดยการเปรียบเทียบค่าสถิติ $f^2(n)$ ที่คำนวณได้จากวงจร Tap Statistics ของแต่ละแท็ปกับค่า Threshold จากนั้น ณ.แต่ละครั้งของขอบขาขึ้นของสัญญาณ Sequential_detect_clk เมื่อตรวจสอบพบว่าแท็ปนั้นแอสคิทฟก็จะส่งสัญญาณ 1 ให้กับส่วนของวงจร Sequential Detect Active ทำการตรวจสอบภายใต้เงื่อนไขที่ว่า Bank of Taps ใดที่ประกอบด้วยสัมประสิทธิ์ที่ไม่แอสคิทฟทั้งหมดค่าของสัญญาณ Detect_active ที่ออกจากวงจร Detect Active Tap จะมีค่าเป็นศูนย์ จากนั้นจะนำสัญญาณ Detect_active ไปทำให้สัญญาณขาออกของ Bank of Taps มีค่าเป็นศูนย์ เพราะถือว่าส่วนนี้ไม่มีผลต่อสัญญาณขาออกของวงจรกรอง จากนั้นในรอบต่อไป Adaptive FIR Filter ก็จะคำนวณในส่วน Bank of Taps ที่ประกอบด้วยสัมประสิทธิ์ตัวที่แอสคิทฟเท่านั้น

4.2.2 สถาปัตยกรรมของวงจรกรองปรับตัวที่มีโครงสร้างผสมมัลติเพล็กซ์และ Direct Form ที่มี การปรับอันดับ

สถาปัตยกรรมของวงจรกรองปรับตัวที่มีโครงสร้างผสมมัลติเพล็กซ์และ Direct Form ที่มี การปรับอันดับที่ประยุกต์มาจากระเบียบวิธี LMS Estimation via Structural Detection สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.2 โดยในส่วนโครงสร้างภายในของวงจรกรองแบบที่มีการปรับอันดับนี้จะประกอบด้วย 2 ส่วนคือ ส่วนแรกเป็นส่วนของวงจร Adaptive FIR Filter ที่อยู่ใน Bank Of Tap

เป็นโครงสร้างของวงจรปรับตัว LMS แบบผสมมัลติเพล็กซ์และ Direct Form เหมือนกับในบทที่ 3 และส่วนที่สองคือ ส่วนของวงจร Detect Active Tap ใช้ในการตรวจสอบแอมพลิจูดที่แท้ป โดย โครงสร้างหลักของวงจรทั้งหมดดังในรูปที่ 4.2 ประกอบด้วยส่วนต่าง ๆ ดังนี้คือ

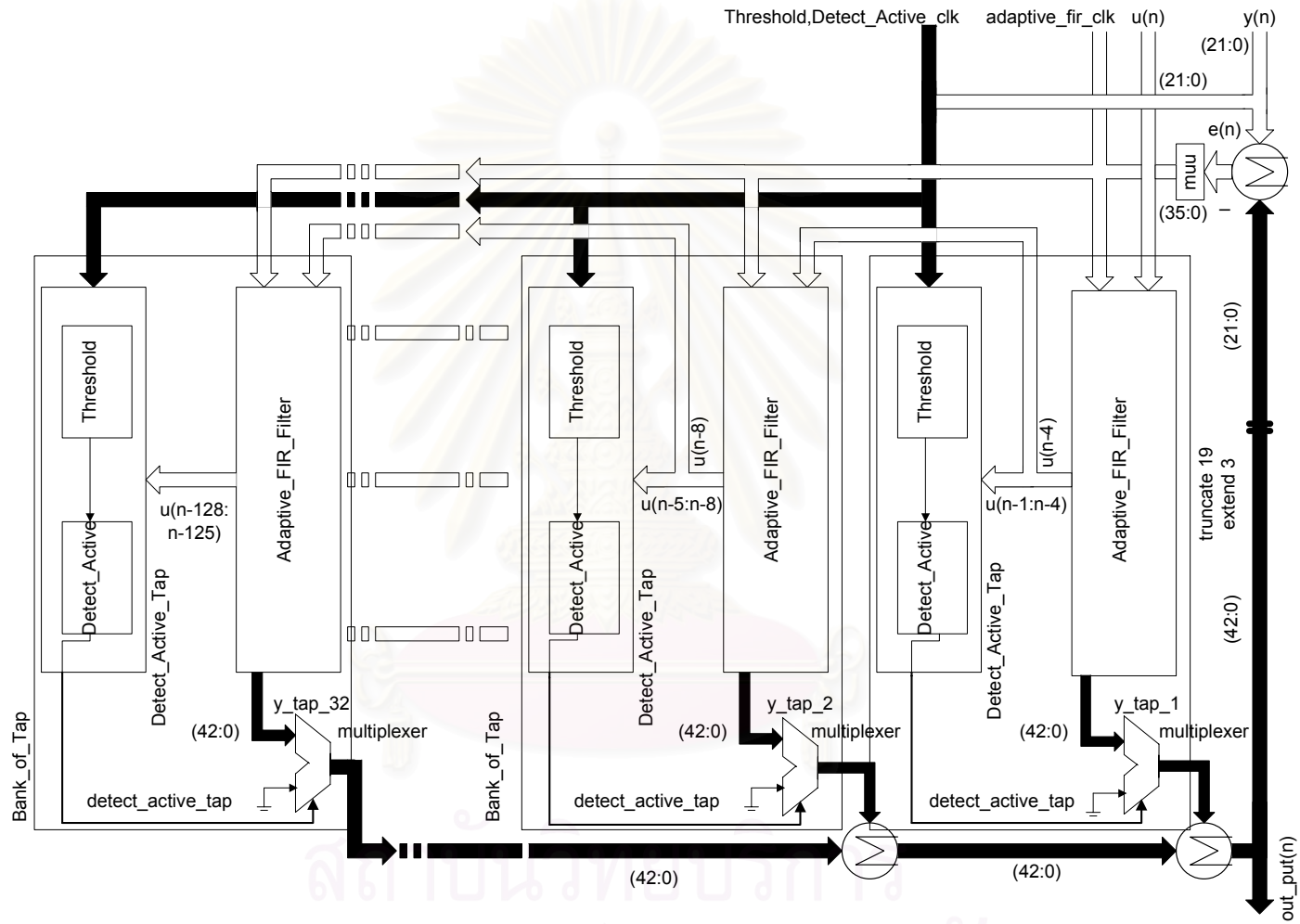
1) Bank Of Taps แบ่งเป็นสองส่วนคือ ส่วนแรกเรียกว่า Adaptive FIR Filter เป็นวงจรกรอง LMS ที่มีโครงสร้างแบบมัลติเพล็กซ์ตามที่กล่าวมาแล้วในบทที่ 3 ซึ่งประกอบด้วยวงจรกรองธรรมดาและส่วนปรับปรุงค่าสัมประสิทธิ์ จำนวน 4 แท้ปทำหน้าที่ในการกรองสัญญาณ ขณะที่ ส่วนที่สองเรียกว่า Detect Active Tap ซึ่งเป็นวงจรที่ใช้ตรวจสอบค่าสัมประสิทธิ์แต่ละตัวว่าควรมีค่าเป็นศูนย์หรือไม่เป็นศูนย์ ซึ่งในส่วนของวงจร Detect Active Tap ยังแบ่งออกเป็น 2 ส่วน

1.1 ส่วนแรกคือส่วนที่เรียกว่า Detect Active ดังแสดงในรูปที่ 4.3 ใช้ในการคำนวณเก็บค่าสถิติของแต่ละแท้ปเพื่อนำไปเปรียบเทียบกับค่า Threshold เพื่อบ่งบอกว่าแท้ปนั้นแอมพลิจูดหรือไม่ โดยประกอบไปด้วยสองส่วนคือ ส่วนแรกเรียกว่า Tap Statistics ส่วนนี้ใช้ในการคำนวณค่าสถิติ $f^2(n)$ เพื่อทำการเปรียบเทียบกับค่า Threshold ประกอบด้วยวงจรมัลติเพล็กซ์ วงจรคูณแบบ Radix-4 Booth encoder วงจรบวกแบบ Carry Propagate Adder รีจิสเตอร์จำนวน 4 แท้ป และ วงจรดีมัลติเพล็กซ์ ส่วนที่สองคือส่วน Sequential Detect Active ใช้ในการบอกว่าถ้าทุกแท้ปภายใน Bank of Taps มีค่าไม่แอมพลิจูดก็จะให้สัญญาณขาออกของ Bank of Taps มีค่าตามปกติ แต่ถ้ามีแท้ปใดแท้ปหนึ่งที่ไม่แอมพลิจูดจะให้สัญญาณขาออก มีค่าเป็นศูนย์

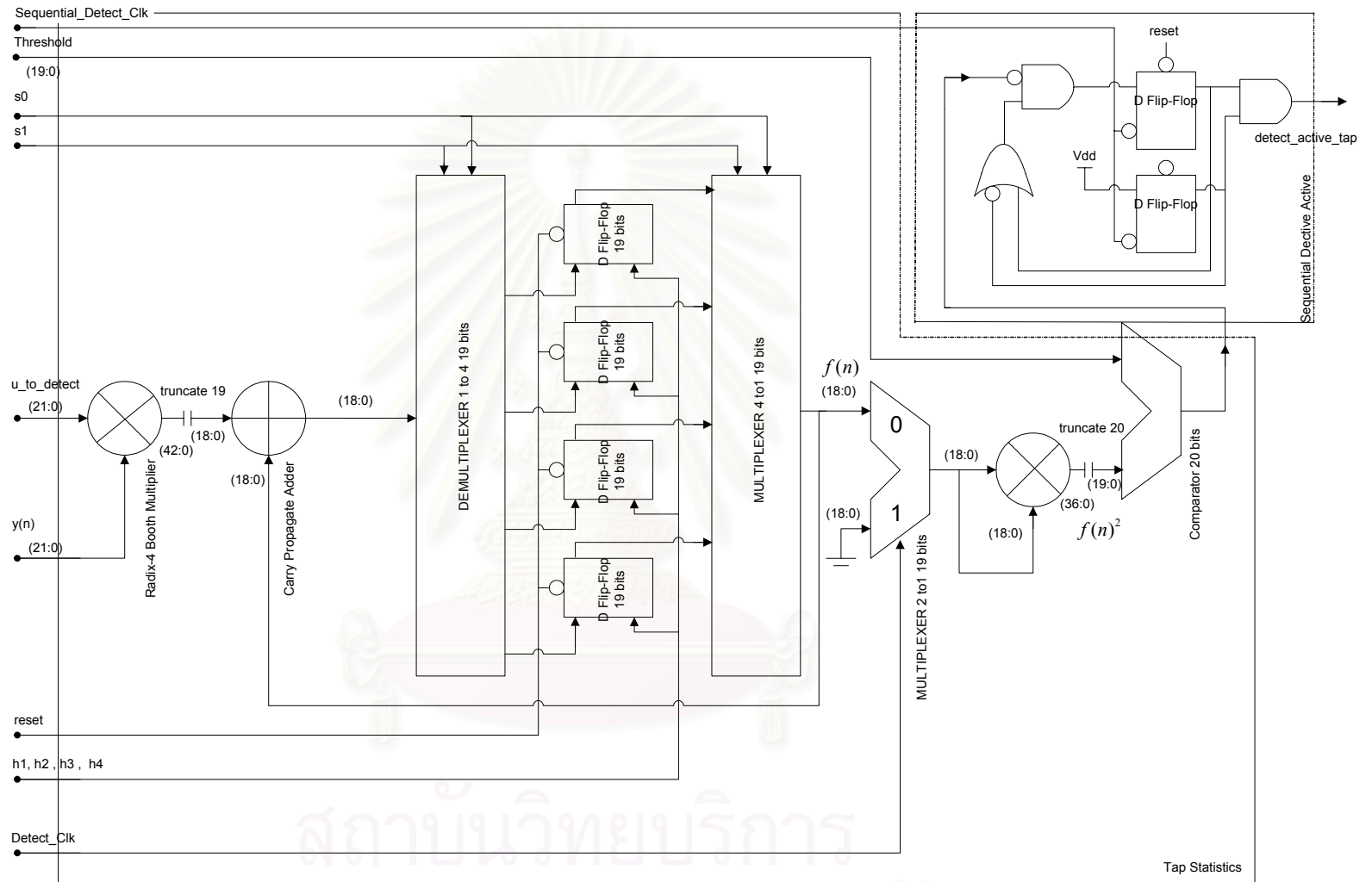
1.2 ส่วนที่สองคือส่วนที่เรียกว่า Threshold ดังแสดงในรูปที่ 4.4 ใช้ในการคำนวณค่า Threshold ส่งไปเปรียบเทียบกับค่าสถิติของแต่ละแท้ปในวงจร Detect Active เพื่อตรวจสอบว่า แท้ปใดบ้างที่แอมพลิจูด ประกอบด้วยวงจรคูณแบบ Radix-4 Booth encoder วงจรบวกแบบ Carry Propagate Adder และรีจิสเตอร์ รวมถึงวงจรที่ใช้ในการคูณค่า $f^2(n)$ กับค่า $\log(N)/N$ เพื่อให้ได้ค่า Threshold ออกมา

2) วงจรบวกที่ทำหน้าที่หาผลรวมของสัญญาณขาออกที่ออกจากวงจรกรองใน Bank Of Taps แต่ละช่วง และให้ผลเป็นสัญญาณขาออกจริง ๆ ที่ออกจากวงจรกรอง

3) วงจรหาผลคูณระหว่างค่าความผิดพลาดกับค่าช่วงก้าวเพื่อนำไปใช้ในการปรับปรุงค่าสัมประสิทธิ์ในส่วน of วงจรกรอง Adaptive FIR Filter ที่อยู่ใน Bank Of Taps

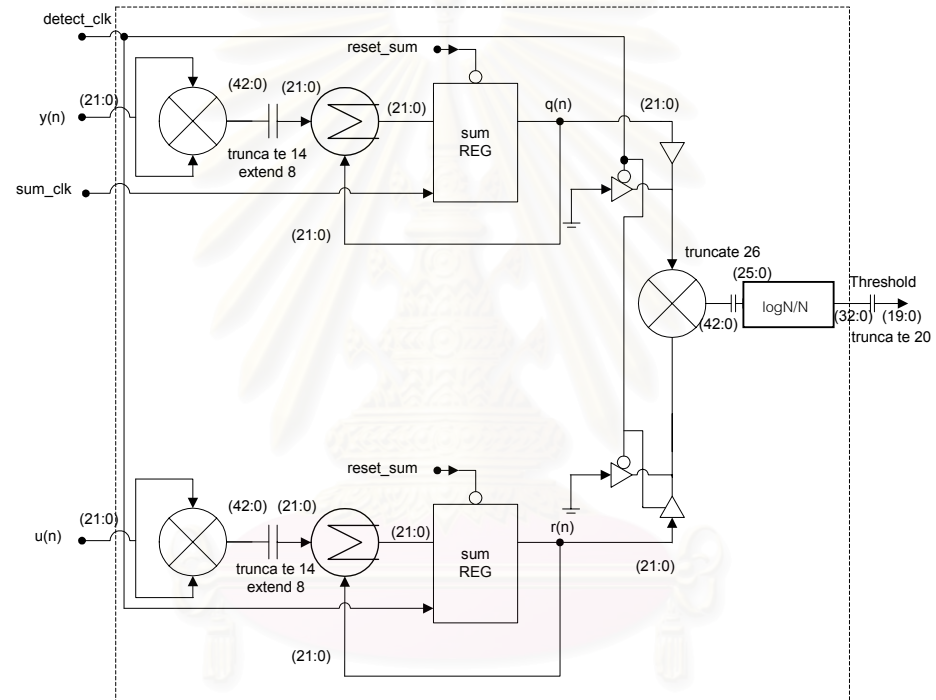


รูปที่ 4.2 สถาปัตยกรรมของวงจรกรองแบบปรับอันดับ



รูปที่ 4.3 สถาปัตยกรรมของวงจร Detect Active Tap

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 4.4 สถาปัตยกรรมของวงจร Threshold

สถาบันวิจัยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

4.3 การแทนค่าตัวเลขของสัญญาณต่าง ๆ ภายในวงจร

เนื่องจากแบบจำลองของวงจรการป้องกันการป้อนกลับทางเสียง (Feedback Acoustic Canceller) ที่กล่าวมาข้างต้น เป็นการแทนสัญญาณต่าง ๆ ภายในวงจรโดยใช้เลขจำนวนจริง (Real Number) แต่ในการสร้างเป็นวงจรจริงบนฮาร์ดแวร์ (Hardware) นั้น การคำนวณภายในวงจร จะแทนสัญญาณ ด้วยค่าเลขฐานสองที่มีจำนวนบิตที่จำกัด โดยสัญญาณขาเข้าของวงจรที่ยังเป็นสัญญาณอะนาลอก จะถูกสุ่มค่าสัญญาณตัวอย่างและผ่านกระบวนการควอนไทซ์ (Quantize) หรือการทำให้เป็นสัญญาณดิจิทัลผ่านทางวงจร A/D converter ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณอะนาลอกให้กลายเป็นสัญญาณดิจิทัล ซึ่งในที่นี้จะใช้การควอนไทซ์แบบ Uniform rounding ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.5 และจะดำเนินการภายใต้ Fixed-point แบบ 2's complement โดยสัญญาณอะนาลอก $z \in \mathcal{R}$ จะถูกทำให้เป็นสัญญาณดิจิทัล \bar{z} ซึ่งมีค่าเป็นจำนวนเท่าของระดับขั้นของการควอนไทซ์ q (Quantization step) ซึ่งสามารถแสดงได้ในรูปที่ 4.5

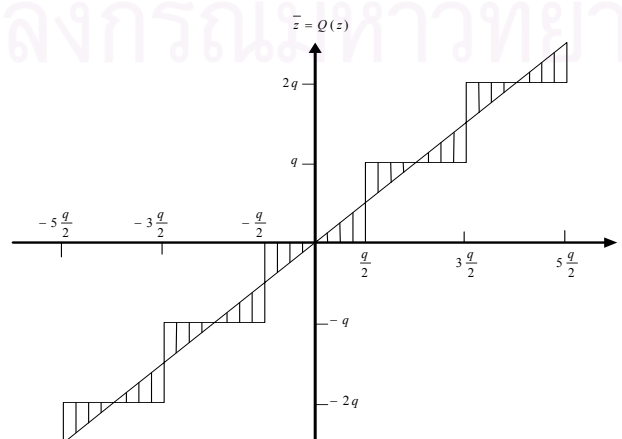
$$q = 2^{-b}$$

ซึ่ง b เป็นจำนวนเต็มบวกและเรียกว่า LSB (Least significant bit) และสามารถแสดง \bar{z} ในรูป

$$\bar{z} = \text{sgn}(z) * \sum_{i=-b}^{B-1} z_i 2^i, \quad z_i = 0 \text{ or } 1$$

เรียก B ว่า MSB (Most significant bit) และลักษณะของสัญญาณหลังจากที่ถูกควอนไทซ์แล้วคือ

\bar{z}	z_B	z_{B-1}	z_0	z_{-1}	z_{-b}
scale	sign	2^{B-1}	2^0	2^{-1}	2^{-b}



รูปที่ 4.5 Uniform rounding quantization

ซึ่งกระบวนการดังกล่าวนี้ก็จะส่งผลทำให้ค่าสัญญาณที่เข้าวงจร มีค่าต่างจากสัญญาณอะนาลอกเดิม นอกจากนี้การคำนวณค่าสัญญาณภายในวงจรเช่น การบวก การคูณ ภายใต้ Fixed Point Arithmetic ยังทำให้ผลลัพธ์ของการคำนวณมีความผิดพลาดเกิดขึ้นด้วย จากค่าผิดพลาดดังกล่าวนี้ ถ้าออกแบบวงจร โดยใช้จำนวนบิต ในการแทนสัญญาณต่าง ๆ ภายในวงจรไม่เหมาะสมก็อาจทำให้วงจรทำงาน ไม่มีเสถียรภาพได้เข้าเมื่อวงจรทำงานผ่านไปไ้ระยะเวลาหนึ่ง นอกจากนี้ถึงแม้จะใช้จำนวนบิต ที่ทำให้วงจรลู่เข้าได้แต่ก็อาจเป็นการใช้จำนวนบิต เกินความจำเป็นซึ่งมีผลทำให้วงจรมีขนาดใหญ่ได้ ดังนั้นจึงต้องมีการทดสอบเพื่อหาจำนวนบิต ที่เหมาะสมในการแทนสัญญาณต่าง ๆ ภายในวงจร โดยนำแบบจำลองของวงจรที่แทนสัญญาณต่าง ๆ ภายในวงจรด้วยจำนวนจริงมาปรับปรุงให้เป็น Fixed Point ซึ่งสามารถทำได้ดังนี้คือ

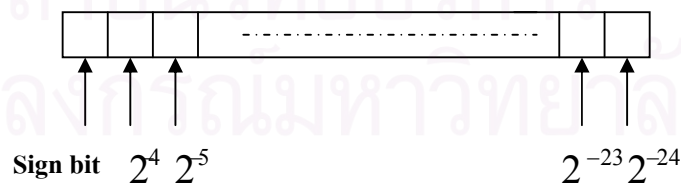
1) แทนการบวกและคูณแบบ Fixed Point

2) ทำการควอนไทซ์ค่าสัญญาณขาเข้าของวงจรกรอง ให้เป็นสัญญาณดิจิทัลโดยใช้ Uniform Rounding Quantization ซึ่งในที่นี้สำหรับสัญญาณต่าง ๆ จะถูกกำหนดจำนวนบิตที่ทราบค่าขึ้นมาแล้วทำการหารระดับขั้นของการควอนไทซ์ q ที่เหมาะสมกับขนาดของสัญญาณนั้น ๆ ถ้าสัญญาณที่กำลังพิจารณามีขนาดมากที่สุดเป็น M จะสามารถหารระดับขั้นของการควอนไทซ์ได้จาก $q = \log_2\left(\frac{2^N - 1}{M}\right)$ จากนั้นจะพิจารณาหาจำนวนบิตและระดับขั้นของการควอนไทซ์ที่เหมาะสมสำหรับสัญญาณต่าง ๆ โดยพิจารณาจากขนาดสูงสุดของสัญญาณแต่ละส่วนดังตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 ขนาดของสัญญาณภายในวงจรที่มีค่ามากที่สุด

สัญญาณภายในวงจร	ขนาดมากที่สุดของ สัญญาณ	จำนวนบิต (บิต)	ขนาด MSB	ขนาด LSB
สัญญาณขาเข้าของวงจรกรอง $u(n)$	1.3329	22	0	-20
สัญญาณอ้างอิง $y(n)$	1.2827	22	0	-20
สัมประสิทธิ์ของวงจรกรอง $w(n)$	0.0693	22	-4	-24
ผลคูณระหว่าง $u(n)$ กับ $w(n)$	0.0723	43	-3	-44
สัญญาณขาออกของ Bank of taps	0.0965	43	-3	-44
สัญญาณขาออกของวงจรกรอง	0.1092	43	-3	-44
ค่าความผิดพลาด $e(n)$	1.2377	22	0	-20
ผลคูณระหว่าง $u(n)$ $e(n)$ และค่า Step size	0.0013	43	-9	-50
สัญญาณ $r(n)$	996.5535	22	9	-11
สัญญาณ $q(n)$	1026.4	22	9	-11
ค่า Threshold	756.6897	33	9	-22
ผลคูณ $u(n)^2$ กับ $y(n)^2$ และ $u(n)$ กับ $y(n)$	1.376	43	1	-40
สัญญาณ $f(n)$	116.3594	19	6	-11

โดยอาศัยตารางที่ 4.1 ซึ่งแสดงค่าขนาดสูงสุดของสัญญาณต่าง ๆ เราสามารถหาจำนวนบิตที่เหมาะสมเพื่อให้ยังสามารถครอบคลุมขนาดของสัญญาณต่าง ๆ ได้โดยพิจารณาโครงสร้างของวงจรดังรูปที่ 4.2 ถึง 4.4 ประกอบได้ผลดังแสดงในรูปที่ 4.6 ซึ่งแสดงตัวอย่างของจำนวนบิต MSB และ LSB ของสัญญาณ $w(n)$



รูปที่ 4.6 การควอนไทซ์ของสัญญาณ $w(n)$

จากรูปจะเห็นว่าจำนวนบิตทั้งหมดของสัญญาณ $w(n)$ มีค่าเท่ากับ 22 บิต โดยที่บิตแรกคือตำแหน่งของ Sign Bit และถัดมาเป็นตำแหน่งของ MSB ซึ่งมีค่าเท่ากับ -4 และ ตำแหน่งสุดท้าย

เป็นตำแหน่งของ LSB ซึ่งมีค่าเท่ากับ 24 ในทำนองเดียวกันกับสัญญาณอื่น ๆ ในวงจรซึ่งสามารถแสดงจำนวนบิต MSB และ LSB ของสัญญาณได้ดังตารางที่ 4.1 โดยวิธีหาจำนวนบิตและการควอนไทซ์ของสัญญาณต่าง ๆ สามารถอธิบายได้ดังนี้

- สัญญาณขาเข้าของวงจรกรอง $u(n)$ ถูกกำหนดให้มีขนาด 22 บิต ใช้ระดับขั้นของการควอนไทซ์ เป็น 2^{-20}

- ค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรอง $w(n)$ ถูกกำหนดให้มีขนาด 22 บิต ใช้ระดับขั้นของการควอนไทซ์ เป็น 2^{-24} โดยค่าสัมประสิทธิ์นี้ขณะที่อยู่ในขั้นตอนการปรับปรุ่ค่าสัมประสิทธิ์ก็ จะถูกเพิ่มส่วนที่เป็นศูนย์เข้าไปใน LSB ทำให้มีขนาด 43 บิตเพื่อที่จะสามารถใช้วงจรบวก ร่วมกับขั้นตอนการกรองปกติได้

- สัญญาณอ้างอิง $y(n)$ ถูกกำหนดให้มีขนาด 22 บิตระดับขั้นของการควอนไทซ์ ที่เหมาะสมคือ 2^{-20} ซึ่งแสดงค่าได้ในช่วงเดียวกับ $u(n)$

- สัญญาณออกจากวงจรกรอง เป็นผลมาจากการรวมกันของผลคูณ $u(n)$ กับ $w(n)$ จึงมีขนาด 43 บิต และระดับขั้นของการควอนไทซ์ 2^{-44} และเนื่องจากต้องเอาสัญญาณขาออกของวงจรกรองไปทำการลบออกจากสัญญาณอ้างอิง $y(n)$ ดังนั้นก่อนที่จะเอาไปลบต้องทำให้ตำแหน่งทศนิยมของสัญญาณขาออกตรงกับตำแหน่งทศนิยมของสัญญาณอ้างอิงซึ่งทำได้โดยการนำ MSB 19 บิต แรกของสัญญาณขาออกของวงจรกรอง แล้วทำการขยาย signed bit ออกไปอีก 3 บิตเพื่อให้ได้จำนวนบิตเท่ากัน

- ค่าความผิดพลาด $e(n)$ ได้มาจากการรวมกันระหว่าง $u(n)$ กับ $y(n)$ จึง มีจำนวนบิต และระดับขั้นของการควอนไทซ์ เหมือนกับ $y(n)$

- ผลคูณ muu กับ $e(n)$ โดยในที่นี้ Step size มีค่า 0.0009 โดยใช้ระดับขั้นของการควอนไทซ์ 2^{-24} และใช้ขนาด 15 บิตซึ่งเขียนได้เป็น '01110101111011' โดยผลคูณจะมีขนาด 36 บิต และตัวควอนไทซ์ ขนาด 2^{-44}

- ผลคูณ muu กับ $e(n)$ นำค่าผลคูณ muu กับ $e(n)$ มา Truncate ให้เหลือ 22 บิต แรก เพื่อนำไปคูณกับ $u(n)$ ทำให้ได้ผลคูณ จำนวน 43 บิต และระดับขั้นของการควอนไทซ์ 2^{-64} และเนื่องจากค่าผลคูณดังกล่าวนี้ต้องมีการนำไปบวกกับค่าสัมประสิทธิ์เพื่อทำการปรับปรุ่ค่าสัมประสิทธิ์ ดังนั้นจึงต้องมีขนาดและจุดทศนิยมตรงกับค่าสัมประสิทธิ์ ดังนั้นก่อนที่จะนำไปบวก

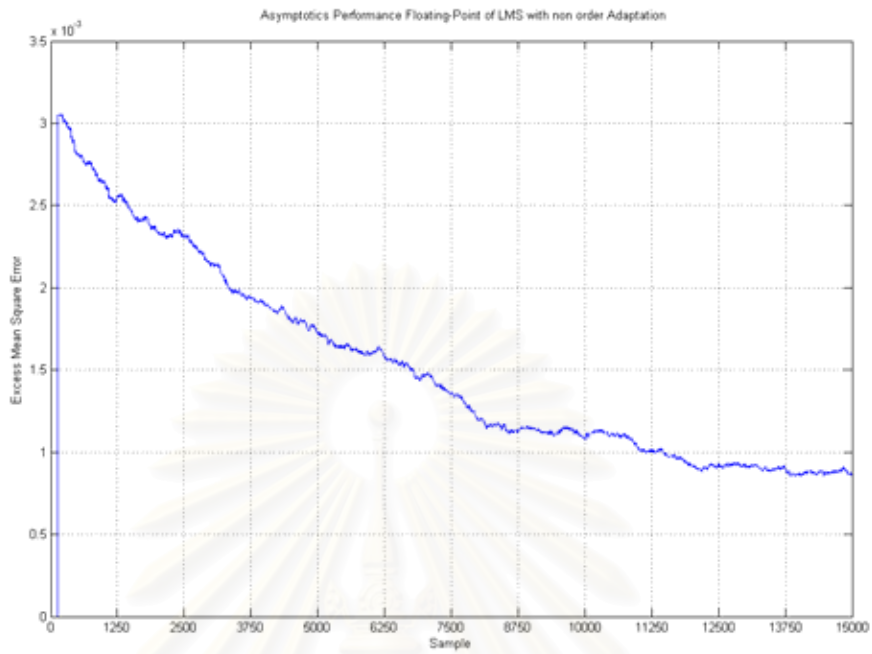
กับค่าสัมประสิทธิ์เพื่อทำการปรับปรุงจึงต้องนำผลคูณดังกล่าวมา Truncate เอา 17 บิตแรกและขยาย Sign bit ออกไปอีก 5 บิตและเพิ่มส่วนที่เป็นศูนย์เข้าไปอีก 21 บิต

- สัญญาณ $r(n)$ เนื่องจาก $r(n)$ เป็นผลบวกของ $u(n)$ ยกกำลังสองซึ่งมีจำนวน 42 บิต และระดับขั้นของการควอนไทซ์ 2^{-40} ขณะที่สัญญาณ $r(n)$ ซึ่งกำหนดให้มี 22 บิตและระดับขั้นของการควอนไทซ์ 2^{-11} นั้นมีจุดทศนิยมที่ไม่ตรงกับ $u(n)$ ยกกำลังสองดังนั้น จึงต้องนำค่า $u(n)$ ยกกำลังสองตัดมา 14 บิตและขยายไปอีก 8 บิต ก่อนที่จะเข้าวงจรบวกในการหา $r(n)$ เพื่อให้จำนวนบิตและจุดทศนิยมตรงกัน ส่วนสัญญาณ $q(n)$ ก็มีลักษณะเหมือนกับ $r(n)$

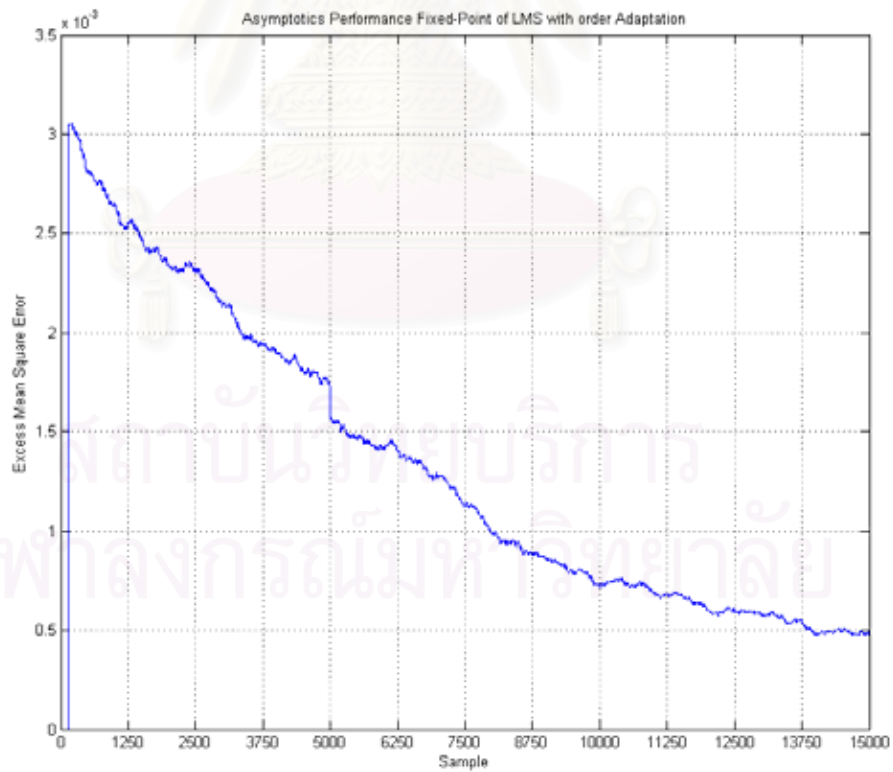
- ผลคูณระหว่าง $y(n)$ กับ $u(n)$ มีจำนวนบิตและระดับขั้นของการควอนไทซ์ ตรงกับ $u(n)$ ยกกำลังสองซึ่งต้องนำค่านี้นามาวกสะสมเพื่อให้ได้ $f(n)$ เนื่องจาก $f(n)$ ถูกกำหนดให้มีขนาด 19 บิตและมีระดับขั้นของการควอนไทซ์ 2^{-11} ดังนั้นเพื่อให้ผลคูณระหว่าง $y(n)$ กับ $u(n)$ มีจำนวนบิตและจุดทศนิยมตรงกับ $f(n)$ จึงต้องนำ ผลคูณระหว่าง $y(n)$ กับ $u(n)$ มา 14 บิตแรกและขยายไปอีก 5 บิต หลังจากที่ได้ค่า $f(n)$ มาแล้วต้องนำค่า $f(n)$ มายกกำลังสองเพื่อนำไปเปรียบเทียบกับ Threshold โดยค่า $f(n)$ ยกกำลังสองมีขนาด 37 บิตและมีระดับขั้นของการควอนไทซ์ 2^{-22} จากนั้นเพื่อให้สามารถนำค่า $f(n)$ ยกกำลังสองนี้ไปเปรียบเทียบกับ Threshold ได้ต้องตัดเอาค่า $f(n)$ ยกกำลังสองและเอา 20 บิตแรกไปใช้

- ผลคูณระหว่าง $r(n)$ และ $q(n)$ ให้ผลลัพธ์ 43 บิตและระดับขั้นของการควอนไทซ์ 2^{-22} ส่วน $\log_{10} N/N$ โดยในที่นี้ N เท่ากับ 5000 ซึ่งกำหนดให้ $\log_{10} N/N$ มีขนาด 8 บิตและระดับขั้นของการควอนไทซ์ 2^{-17} แสดงได้โดย “01100001” จากนั้นนำผลคูณระหว่าง $r(n)$ และ $q(n)$ ขนาด 43 บิตเอามาเฉพาะ 26 บิตแรกแล้วเอาไปคูณกับ $\log_{10} N/N$ จะให้ผลเป็นค่า Threshold ซึ่งมีขนาด 33 บิตและระดับขั้นของการควอนไทซ์ 2^{-22} แต่ค่า Threshold ดังกล่าวนี้นำไปทำการเปรียบเทียบกับค่า $f(n)$ ยกกำลังสองจึงต้องมีจำนวนบิตและจุดทศนิยมตรงกันดังนั้น ก่อนนำไปเปรียบเทียบจึงต้องนำค่า Threshold มา 16 บิตแรกและขยายไปอีก 4 บิต

หลังจากที่ได้วิเคราะห์หาจำนวนบิตและ ระดับขั้นของการควอนไทซ์ที่เหมาะสมของวงจรแล้วต่อไปจะทำการจำลองผลการทำงานของวงจรโดยเขียน Simulation จำลองการทำงานของวงจร บนโปรแกรม Matlab โดยการป้อนสัญญาณจำนวน 10,000 ค่าซึ่งได้ผลการทดลองตามรูปที่ 4.7 และ 4.8 ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง Asymptotic Performance ของวงจรกับจำนวนสัญญาณ ตัวอย่างที่ป้อนให้กับวงจรจะเห็นว่าเมื่อเปรียบเทียบกับค่า Excess Mean Square Error กับค่าที่ทดลองจากการคำนวณแบบ Floating-Point กับ Fixed-Point จะเห็นว่าผลที่ได้มีค่าใกล้เคียงกัน



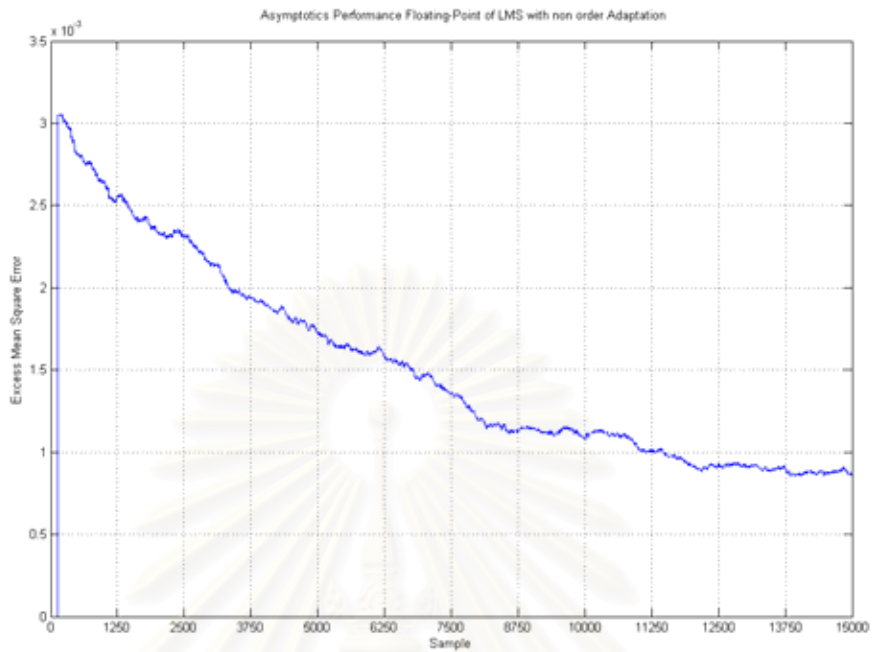
a)



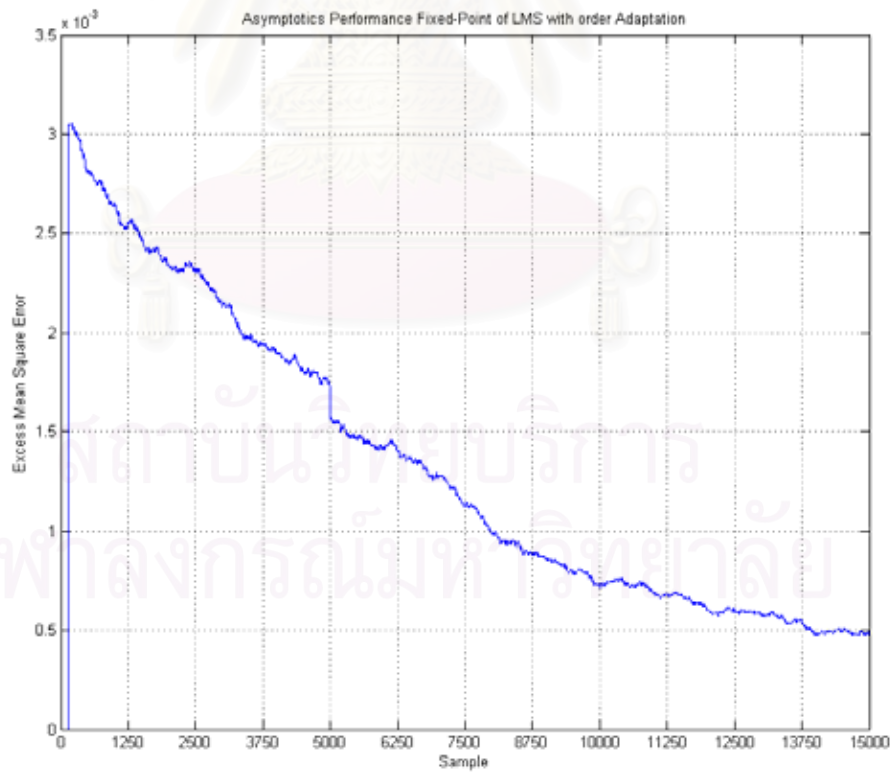
b)

รูปที่ 4.7 Asymptotics Performance แบบจำลอง Floating-Point ของวงจรกรอง LMS

a) แบบที่ไม่มีการปรับอันดับ b) แบบที่มีการปรับอันดับ



a)



b)

รูปที่ 4.8 Asymptotics Performance แบบจำลอง Fixed-Point ของวงจรกรอง LMS

a) แบบที่ไม่มีการปรับอันดับ b) แบบที่มีการปรับอันดับ

บทที่ 5

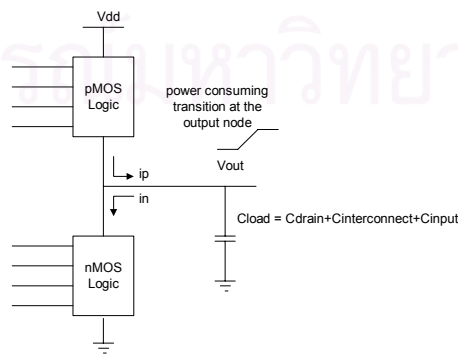
การวัดประสิทธิภาพด้านพลังงานของวงจร

บทนี้กล่าวถึงการสูญเสียพลังงานในวงจรดิจิทัลในหัวข้อที่ 5.1 หัวข้อ 5.2 กล่าวถึงวิธีการวัดจำนวนครั้งการเปลี่ยนแปลงของลอจิกภายในวงจร และหัวข้อ 5.3 กล่าวถึงวิธีการคำนวณประสิทธิภาพด้านการใช้พลังงานของวงจร และสุดท้ายหัวข้อ 5.4 แสดงผลการจำลองการทำงานและประสิทธิภาพทางด้านการใช้พลังงานของวงจรแบบปรับอันดับ

5.1 การสูญเสียพลังงานในวงจรดิจิทัล

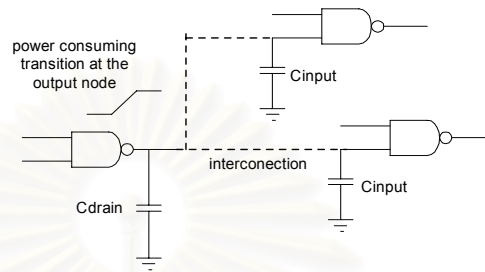
การสูญเสียพลังงานงานในวงจร CMOS ส่วนใหญ่มีสาเหตุมาจากเหตุผล 3 ประการคือ Leakage current, Short circuit current และ Switching current โดยการสูญเสียกำลังเนื่องมาจากเหตุผลประการสุดท้ายนี้เกี่ยวข้องกับการชาร์จตัวเก็บประจุของโหลด และกำลังที่สูญเสียในวงจรดิจิทัลส่วนใหญ่ก็มาจากส่วนนี้ ดังนั้น ในที่นี้จึงพิจารณาการสูญเสียกำลังเฉพาะสาเหตุส่วนนี้เท่านั้น

การสูญเสียพลังงานเนื่องมาจาก Switching current คือพลังงานที่สูญเสียที่โหนดเอาต์พุตของ CMOS เกิดเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าลอจิก ดังแสดงในรูปที่ 5.1 โดยพลังงานจะถูกดึงจากพาวเวอร์ซัพพลายในการชาร์จตัวเก็บประจุที่เอาต์พุต ในระหว่างการชาร์จนี้ค่าศักย์ของเอาต์พุตจะเปลี่ยนจาก 0 ไปเป็น V_{dd} และครึ่งหนึ่งของพลังงานที่ดึงมาจากพาวเวอร์ซัพพลายจะสูญเสียเป็นความร้อนใน pMOS ทรานซิสเตอร์ และพลังงานส่วนที่เหลือจะไปเก็บไว้ในตัวเก็บประจุ จากนั้นเมื่อศักย์ของเอาต์พุตถูกทำให้ลดจาก V_{dd} เหลือ 0 กระแสก็จะไหลจากตัวเก็บประจุไปยังกราวด์ และพลังงานส่วนที่เหลือก็จะสูญเสียเป็นความร้อนใน nMOS ทรานซิสเตอร์



รูปที่ 5.1 การสูญเสียพลังงานระหว่างการชาร์จและดิสชาร์จตัวเก็บประจุที่เอาต์พุต

ตัวเก็บประจุที่เอาต์พุตประกอบด้วยตัวเก็บประจุของแตรน (C_{drain}) ที่เอาต์พุตและตัวเก็บประจุที่อินพุตของเกตแต่ละตัวที่ถูกรับ (C_{input}) ดังแสดงในรูปที่ 5.2



รูปที่ 5.2 ตัวเก็บประจุของโหนดที่เอาต์พุต

ในการหารูปแบบความสัมพันธ์ที่เหมาะสมระหว่างการทำงานของวงจรกับการสูญเสียพลังงานนั้น ต้องสอดคล้องกับสมมติฐาน 2 ข้อ คือ

- 1) ตัวเก็บประจุของเกต CMOS แต่ละตัวมีเพียงแค่นั้นที่โหนดเอาต์พุตเท่านั้น
- 2) กระแสไหลจาก V_{dd} ไปยังตัวเก็บประจุที่เอาต์พุต (การเปลี่ยนจาก 0 ไป 1) หรือจากตัวเก็บประจุไปยังกราวด์ (การเปลี่ยนจาก 1 เป็น 0)

อาศัยสมมติฐาน 2 ข้อนี้สามารถพิสูจน์ได้ว่าพลังงานที่สูญเสียในเกต CMOS คือ

$$P = \frac{1}{2} N C V_{\text{dd}}^2 \quad (5.1)$$

โดย

C คือ ตัวเก็บประจุที่เอาต์พุต

V_{dd} คือ ค่าศักย์ของพาวเวอร์ซัพพลายของเกต

N คือ จำนวนการเปลี่ยนแปลงที่เอาต์พุต (นับการเปลี่ยนแปลงจาก 0 เป็น 1 และการเปลี่ยนแปลงจาก 1 เป็น 0)

โดยทั่วไปแต่ละโหนดภายในวงจรดิจิทัลจะสามารถเกิดการเปลี่ยนแปลงนอกเหนือจากการเปลี่ยนสถานะของลอจิกตามการทำงาน นั่นคือการเปลี่ยนแปลงที่เรียกว่า Glitch โดยการเปลี่ยนแปลงนี้เป็นผลมาจากแต่ละเส้นทางในวงจรที่มีค่าดีเลย์ต่างกัน ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณที่ไม่ถูกต้องตามการทำงานจริง ซึ่งการเปลี่ยนแปลงลักษณะนี้ทำให้เกิดการสูญเสียพลังงานเช่นเดียวกับการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณตามปกติด้วย ซึ่งลักษณะของการเกิด Glitch มีอยู่ 2 ลักษณะคือ

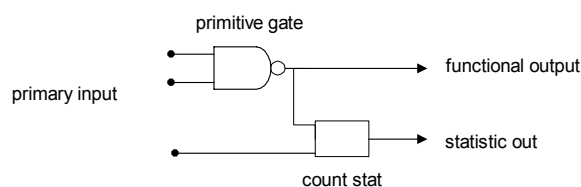
1) เมื่ออินพุตเปลี่ยนแปลงและทำให้เอาต์พุตเปลี่ยนจาก 0 ไปเป็น 1 แล้วเปลี่ยนแปลงกลับเป็น 0 อย่างเดิม ปรากฏการณ์นี้เราเรียกว่า glitch 0-1-0

2) เมื่ออินพุตเปลี่ยนแปลงและทำให้เอาต์พุตเปลี่ยนจาก 1 ไปเป็น 0 แล้วเปลี่ยนแปลงกลับเป็น 1 อย่างเดิม ปรากฏการณ์นี้เราเรียกว่า glitch 1-0-1

5.2 การวัดจำนวนครั้งการเปลี่ยนแปลงของลอจิกภายในวงจร

การประมาณการสูญเสียกำลังจะใช้หลักการเดียวกับ โปรแกรมที่เขียนขึ้นด้วยภาษา HDL [6] โดยมีหลักการคือ โปรแกรมจะประกอบไปด้วยสองส่วนคือ ส่วนที่ใช้เป็นเกตปรกติ (Primitive gate) และส่วนที่ใช้ในการคำนวณการสูญเสียพลังงาน (Count stat) ดังแสดงในรูปที่ 5.3 โดยดีเลย์ของเอาต์พุตเกตถูกกำหนดให้มีค่าเป็นสัดส่วนโดยตรงกับจำนวน Fan Out ในส่วนของ Count stat จะทำการนับการเปลี่ยนแปลงของเอาต์พุตทั้งจาก 0 เป็น 1 และจาก 1 เป็น 0 หลังจากนั้นจะนำข้อมูลในส่วนนี้ไปทำการคำนวณการสูญเสียพลังงาน ในการนับการเปลี่ยนแปลงนั้นจะเริ่มนับจากเวลาที่สัญญาณอินพุตเปลี่ยนแปลงนับไปจนถึงระยะเวลาที่มากกว่าค่าดีเลย์ที่มากที่สุดของเส้นทางภายในวงจร เพื่อให้แน่ใจว่าเมื่อถึงเวลานั้นสัญญาณต่าง ๆ ภายในวงจรจะไม่มีเปลี่ยนแปลงอีก

จากวิธีดังกล่าวเราสามารถนำมาประยุกต์ใช้เพื่อทำการประมาณการสูญเสียพลังงานของวงจรแบบปรับอันดับ กับ โครงสร้างของวงจรแบบที่ไม่มีปรับอันดับ เพื่อนำมาเปรียบเทียบประสิทธิภาพทางด้านพลังงาน

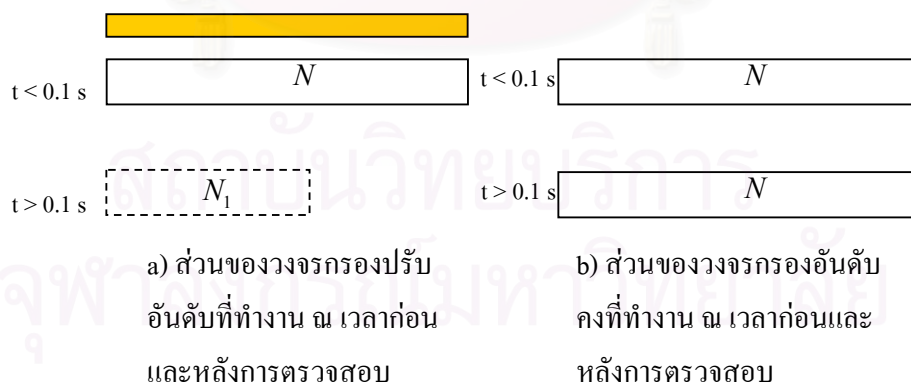


รูปที่ 5.3 ส่วนต่าง ๆ ภายในเกตที่ถูกเขียนให้สามารถวัดการสูญเสียพลังงานได้

5.3 การคำนวณประสิทธิภาพทางด้านพลังงานของวงจรกรองแบบปรับอันดับ

การวัดประสิทธิภาพการใช้พลังงานของวงจรกรองแบบปรับอันดับนี้จะทำโดยการวัดการใช้พลังงานของวงจรกรองแบบปรับอันดับตลอดช่วงระยะเวลาการทำงานของวงจรเปรียบเทียบกับการใช้พลังงานของวงจรกรองแบบที่ไม่มีการปรับอันดับในระยะเวลาการทำงานเท่ากัน ซึ่งสามารถพิจารณาได้จากการเปรียบเทียบส่วนต่าง ๆ ของวงจรที่ทำงานในระหว่างคาบการปรับตัวของวงจร

วงจรกรองแบบปรับอันดับนั้นแต่ละรอบของการปรับตัวของวงจรดังที่กล่าวไว้แล้วในบทที่ 4 จะใช้เวลา 0.3 วินาทีเพื่อเข้าสู่สภาวะอยู่ตัว โดยภายในคาบของการปรับตัวการทำงานจะแบ่งเป็น 2 ช่วงคือ ช่วงแรกจะมีทั้งส่วนของวงจรกรองและส่วนที่ใช้ในการตรวจสอบแเอ็คทีฟแฑ็ปรวมทั้งส่วนของวงจร Threshold ที่ทำงานซึ่งส่วนของวงจรกรองและส่วนที่ใช้ในการตรวจสอบแเอ็คทีฟแฑ็ปนี้ในตอนเริ่มแรกจะมีจำนวนแฑ็ปเท่ากับจำนวนแฑ็ปทั้งหมดของวงจร จากนั้นในช่วงที่สองหลังจากการปรับตัวในช่วงแรกผ่านไป 0.1 วินาที ซึ่งเวลานี้จะสามารถตรวจสอบตำแหน่งของแเอ็คทีฟแฑ็ปได้แล้วนั้น ก็จะทำการตัดการทำงานในส่วนแฑ็ปที่ไม่แเอ็คทีฟและส่วนที่ใช้ในการตรวจสอบแเอ็คทีฟแฑ็ปรวมทั้งถึงวงจร Threshold ออกไป เหลือไว้เฉพาะส่วนที่เป็นวงจรกรองเฉพาะแฑ็ปที่แเอ็คทีฟเท่านั้นที่ยังทำงานอยู่ ขณะที่หากพิจารณาวงจรกรองแบบที่ไม่มีการปรับอันดับนั้นจะเห็นว่าอันดับของวงจรกรองจะคงที่ตลอดช่วงระยะเวลาการทำงานตั้งแต่เริ่มต้นจนเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวตลอดช่วงระยะเวลาการทำงาน 0.3 วินาที



รูปที่ 5.4 การทำงานของวงจรกรองแบบปรับอันดับและแบบไม่มีการปรับอันดับ

ระหว่างคาบการทำงานในขณะที่ยังคงมีกำลังน้อยกว่า σ_{\max}^2

จากรูปที่ 5.4 แสดงให้เห็นถึงส่วนของวงจรที่ทำงานระหว่างคาบการปรับตัวของวงจรกรองแบบปรับอันดับและไม่ปรับอันดับตามลำดับ ซึ่งส่วนของวงจรกรองแบบปรับอันดับดังรูปที่ 5.4 a) จะเห็นว่า ณ.เวลาก่อนทำการตรวจสอบแเอ็คทีฟแท้ป วงจรที่ทำงานมีอยู่สองส่วนคือ วงจรตรวจสอบแเอ็คทีฟแท้ป (แลงเงา) และวงจรกรองปรับตัวจำนวน N แท้ป (ไม่แลงเงา) เมื่อเวลาผ่านไป 0.1 วินาทีก็จะทำการตรวจสอบแเอ็คทีฟแท้ป หลังจากตรวจสอบแล้วก็จะจะมีเฉพาะส่วนที่เป็นวงจรกรองเฉพาะแท้ปที่แเอ็คทีฟซึ่งมีจำนวน N_1 แท้ป (เส้นประ) เท่านั้นที่ทำงาน ขณะที่รูปที่ 5.4 b) วงจรกรองปรับตัวแบบที่ไม่มีการปรับอันดับนั้น ทุก N แท้ปจะทำงานตลอดเวลา จะเห็นว่าตอนที่ยังไม่ตรวจสอบแเอ็คทีฟแท้ป วงจรกรองแบบปรับอันดับจะสูญเสียพลังงานมากกว่าวงจรกรองแบบที่ไม่มีการปรับอันดับในส่วนการทำงานของวงจรตรวจสอบแเอ็คทีฟแท้ป หลังจากที่มีการตรวจสอบแเอ็คทีฟแท้ป วงจรกรองแบบปรับอันดับจะสามารถประหยัดพลังงานได้เนื่องจากการทำงานเฉพาะส่วนแท้ปที่แเอ็คทีฟเท่านั้น

จากลักษณะการสูญเสียพลังงานดังกล่าว เราจะสามารถวัดการใช้พลังงานในระหว่างคาบการทำงานปรับตัวของวงจรกรองแบบปรับอันดับเปรียบเทียบกับวงจรกรองแบบที่ไม่มีการปรับอันดับได้ โดยใช้การวัดจำนวนครั้งของการเปลี่ยนแปลงของลอจิกภายในวงจรที่จำลองขึ้นบนภาษา Verilog แล้วนำมาคำนวณการสูญเสียพลังงานได้ แต่เนื่องจากอันดับของวงจรกรองที่นำมาจำลองการทำงานในที่นี้มีค่ารวมถึงหากวัดจำนวนการเปลี่ยนแปลงของลอจิกภายในวงจรทุกส่วนตลอดระยะเวลาการทำงานโดยตรงนั้นจะต้องใช้การคำนวณที่ซับซ้อนขณะที่โปรแกรมที่จำลองผลการทำงานสามารถคำนวณได้จำกัด ด้วยเหตุผลดังกล่าวการวัดการใช้พลังงานของวงจรทั้งหมดโดยตรงจึงเป็นไปได้ยาก ดังนั้นเพื่อให้โปรแกรมสามารถคำนวณหาจำนวนการเปลี่ยนแปลงของลอจิกภายในวงจรได้ จะใช้เงื่อนไข 2 ประการ คือ

1) การหาจำนวนการเปลี่ยนแปลงของลอจิกตลอดช่วงเวลาการทำงานของวงจรที่ป้อนตัวอย่างสัญญาณเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวนั้น จะทำโดยหาจำนวนการเปลี่ยนแปลงของลอจิกเฉลี่ยของวงจรต่อ 1 ตัวอย่างสัญญาณ โดยหาจากการป้อนสัญญาณตัวอย่างให้กับวงจรกรองเป็นจำนวน 5000 ตัวอย่างและนำค่าจำนวนการเปลี่ยนแปลงของลอจิกทั้งหมดมาเฉลี่ยต่อ 1 ตัวอย่างสัญญาณ จากนั้นนำจำนวนการเปลี่ยนแปลงของลอจิกเฉลี่ยของวงจรต่อ 1 ตัวอย่างสัญญาณดังกล่าวมาคูณกับจำนวนตัวอย่างสัญญาณทั้งหมดที่ป้อนให้กับวงจรคูณก็จะสามารถประมาณการเปลี่ยนแปลงของลอจิกทั้งหมดตลอดช่วงเวลาการทำงานของวงจรได้

2) พิจารณาจำนวนการเปลี่ยนแปลงของลอจิกภายใน Bank of Taps แต่ละตัวที่อยู่ในเขตแเอ็คทีฟแท้ป เนื่องจากจำนวนการเปลี่ยนแปลงของลอจิกภายใน Bank of Taps ที่ตรงกับตำแหน่ง

ผลตอบสนองเชิงเวลาของช่องสัญญาณป้อนกลับที่มีขนาดสูงสุดนั้นน่าจะมีจำนวนการเปลี่ยนแปลงของลอจิกที่มากที่สุดหรือมีการสูญเสียพลังงานมากที่สุดเมื่อเปรียบเทียบกับ Bank of Taps ณ ตำแหน่งอื่น ๆ ที่อยู่ในเขตแอ็คทีฟแท้ที่ตรงกับผลตอบสนองเชิงเวลาที่มีขนาดน้อยลงมา ดังนั้นเราจะกำหนดหาขอบเขตของจำนวนการเปลี่ยนแปลงของลอจิกของแต่ละ Bank of Taps ที่อยู่ในเขตแอ็คทีฟแท้ได้ด้วยจำนวนการเปลี่ยนแปลงของลอจิกของ Bank of Taps ที่ตรงกับตำแหน่งผลตอบสนองเชิงเวลาของช่องสัญญาณป้อนกลับที่มีขนาดสูงสุด ขณะที่แต่ละ Bank of Taps ที่อยู่ในเขตที่ไม่แอ็คทีฟนั้นจะใช้จำนวนการเปลี่ยนแปลงของลอจิกของ Bank of Taps ที่ตรงกับตำแหน่งที่ผลตอบสนองเชิงเวลาของช่องสัญญาณป้อนกลับที่มีกำลังค่าสัมประสิทธิ์มากที่สุดเป็นตัวแทนของ Bank of Taps ที่เหลือ ดังนั้นในการหาจำนวนการเปลี่ยนแปลงของวงจรทุกส่วนเราจะแบ่งการวัดออกเป็น 2 ส่วนคือ

1) ส่วนแรกเป็นการวัดจำนวนการเปลี่ยนแปลงของลอจิกของแต่ละ Bank of Taps ที่ตรงกับตำแหน่งแท้ที่แอ็คทีฟ

2) ส่วนที่สองเป็นการวัดจำนวนการเปลี่ยนแปลงของลอจิกของแต่ละ Bank of Taps ที่ตรงกับตำแหน่งแท้ที่ไม่แอ็คทีฟ

จากเงื่อนไขดังกล่าวเราจะสามารถคำนวณประสิทธิภาพทางด้านพลังงานของวงจรแบบปรับอันดับกับวงจรแบบที่ไม่มีปรับอันดับได้ โดยสมมติให้

m คือจำนวนตัวอย่างสัญญาณทั้งหมดที่ป้อนให้กับวงจรก่อนการตรวจสอบแอ็คทีฟแท้

n คือจำนวนตัวอย่างสัญญาณทั้งหมดที่ป้อนให้กับวงจรในระหว่างคาบของการปรับตัว

N คือจำนวนแท้ของวงจรก่อนการตรวจสอบแอ็คทีฟแท้

N_1 คือจำนวนแท้ของวงจรหลังการตรวจสอบแอ็คทีฟแท้

P_1 คือพลังงานที่สูญเสียเฉลี่ยต่อ 1 ตัวอย่างสัญญาณต่อ 1 แท้ ของวงจรปรับตัว ตรงตำแหน่งแอ็คทีฟแท้ที่มีขนาดสูงสุด

P_2 คือพลังงานที่สูญเสียเฉลี่ยต่อ 1 ตัวอย่างสัญญาณต่อ 1 แท้ ของวงจรปรับตัว ตรงตำแหน่งแท้ที่ไม่แอ็คทีฟ

P_3 คือพลังงานที่สูญเสียเฉลี่ยต่อ 1 ตัวอย่างสัญญาณต่อ 1 แท้ของวงจรตรวจสอบแอ็คทีฟแท้ตรงตำแหน่งแอ็คทีฟแท้ที่มีขนาดสูงสุด

P_4 คือพลังงานที่สูญเสียเฉลี่ยต่อ 1 ตัวอย่างสัญญาณต่อ 1 แท้ปของวงจรตรวจสอบแเอ็คทีฟ
 แท้ป ตรงตำแหน่งแท้ปที่ไม่แเอ็คทีฟ

P_{TH} คือพลังงานที่สูญเสียตลอดระยะเวลาการป้อนตัวอย่างสัญญาณค่าของวงจร Threshold

$$Energy\ efficiency = \frac{P_2(N - N_1)(n - m) - P_3N_1m - P_4(N - N_4)m - P_{TH}}{P_1N_1n + P_2(N - N_1)n} \times 100\% \quad (5.2)$$

พิจารณาพจน์ที่เป็นเศษของสมการที่ (5.2) เทอมแรกของตัวเศษคือพลังงานทั้งหมดของแท้ปที่ไม่แเอ็คทีฟที่สามารถประหยัดได้ตลอดช่วงเวลาหลังจากทำการตรวจสอบแเอ็คทีฟแท้ป เนื่องจากการหยุดการทำงานของแท้ปที่ไม่แเอ็คทีฟนั่นเอง เทอมที่สองและเทอมที่สามเป็นพลังงานที่สูญเสียไประหว่างการทำงานก่อนการตรวจสอบแเอ็คทีฟแท้ป ของวงจรตรวจสอบแเอ็คทีฟแท้ป ในส่วนของที่ตรงกับเขตแเอ็คทีฟและไม่แเอ็คทีฟตามลำดับ ดังนั้นพจน์ข้างบนที่ซึ่งเป็นผลต่างระหว่างพลังงานที่สามารถประหยัดได้ในในเวลาหลังการตรวจสอบแเอ็คทีฟแท้ป กับพลังงานที่สูญเสียเพิ่มเติมจากวงจรกรองรบกวนในช่วงเวลาก่อนการตรวจสอบแเอ็คทีฟแท้ป ก็คือพลังงานทั้งหมดที่วงจรสามารถประหยัดได้นับตั้งแต่เวลาเริ่มต้นทำงานจนถึงเวลาที่วงจรเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวนั่นเอง

ส่วนที่พจน์ที่เป็นส่วนนั้น พจน์แรกและพจน์ที่สองเป็นพลังงานที่ใช้ตลอดระยะเวลาการทำงานตั้งแต่เริ่มต้นจนถึงเวลาที่วงจรเข้าสู่สภาวะอยู่ตัว ของวงจรกรองที่ตรงกับเขตแเอ็คทีฟและไม่แเอ็คทีฟตามลำดับ หรือเป็นพลังงานที่ต้องใช้ทั้งหมดของวงจรกรองที่ไม่ปรับอันดับนั่นเอง

แต่จากสมการดังกล่าวจำนวนสวิทซ์หรือการสูญเสียพลังงานของแท้ปที่ไม่แเอ็คทีฟจะมีค่าน้อยกว่าจำนวนสวิทซ์หรือการสูญเสียพลังงานของแท้ปที่แเอ็คทีฟ นั่นคือเราสามารถประมาณขอบเขตจำนวนการสวิทซ์ของแท้ปที่ไม่แเอ็คทีฟได้ด้วยจำนวนสวิทซ์ของแท้ปที่แเอ็คทีฟหรือ $P_4 < P_3$ และ $P_2 < P_1$ ดังนั้นเราสามารถคำนวณประสิทธิภาพทางพลังงานได้ใหม่จากสมการที่ (5.3)

$$Energy\ efficiency \approx \frac{P_2(N - N_1)(n - m) - P_3Nm - P_{TH}}{P_1Nn} \times 100\% \quad (5.3)$$

5.4 การทดสอบหาการสูญเสียพลังงาน

จุดประสงค์ของการทดสอบนี้คือ หาจำนวนครั้งการเปลี่ยนแปลงของลอจิกทั้งหมดภายในแต่ละโหนดของวงจรแล้วนำมาคำนวณการสูญเสียพลังงาน โดยอาศัยวงจรที่เขียนจำลองการทำงานขึ้นบนภาษา Verilog ที่เกิดแต่ละตัวสามารถคำนวณการสูญเสียพลังงานได้ตามที่แสดงไว้ในหัวข้อ 5.2 โดยการทดสอบจะแยกออกเป็น 4 ส่วนดังนี้

1) ส่วนของวงจร Adaptive FIR Filter ที่ตรงกับตำแหน่งผลตอบสนองเชิงเวลาที่มีค่าสูงสุด ในที่นี้คือตำแหน่ง Bank of Taps ที่ 16 โดยมีสัญญาณอินพุตคือ $u(n)$ และ $muue(n)$

2) ส่วนของวงจร Adaptive FIR Filter ที่ตรงกับตำแหน่งตรงกับแท็ปที่ไม่แอ็คทีฟที่มีค่าแวลูที่สูงสุด ในที่นี้คือตำแหน่ง Bank of Taps ที่ 21 โดยมีสัญญาณอินพุตคือ $u(n)$ และ $muue(n)$

3) ส่วนของวงจร Detect Active ที่ตรงกับตำแหน่งผลตอบสนองเชิงเวลาที่มีค่าสูงสุดในที่นี้คือตำแหน่ง Bank of Taps ที่ 16 โดยมีสัญญาณอินพุตคือ $y(n)$ และ u_to_detect

4) ส่วนของวงจร Threshold โดยมีสัญญาณอินพุตคือ $u(n)$ และ $y(n)$

โดยสัญญาณต่าง ๆ ที่ป้อนให้กับวงจรแต่ละส่วนนั้นนำมาจากผลการจำลองการทำงานของวงจรด้วย Fixed-Point บนโปรแกรม Matlab โดยสัญญาณอินพุตของวงจรในส่วนที่ 1 และ 3 จะนำมาจากอินพุตของแบบจำลอง Fixed-Point ของวงจรที่ตรงกับตำแหน่งแท็ปที่ 61 และสัญญาณอินพุตของวงจรในส่วนที่ 2 นำมาจากอินพุตของแบบจำลอง Fixed-Point ของวงจรที่ตรงกับตำแหน่งแท็ปที่ 81

กำหนดให้วงจรรองที่ทำการทดสอบในแต่ละ Banks of Taps มีจำนวน 4 แท็ปและอันดับของวงจรรองทั้งหมดมีจำนวน 128 แท็ป กำลังของสัญญาณขาเข้าของวงจรรองและเส้นทางป้อนกลับทางเสียมมีค่าตามที่กำหนดไว้ในหัวข้อที่ 4.3 โดยทำการป้อนสัญญาณต่าง ๆ เป็นจำนวน 5000 ตัวอย่าง

ผลการทดสอบ

การแสดงผลการทดสอบจะแสดงด้วยตารางที่แสดงถึงจำนวน Transitions, Glitches, และ Power loss ของวงจรต่าง ๆ ภายในแต่ละส่วนที่ทำการทดสอบซึ่งแบ่งเป็น 4 ส่วน โดยผลที่ได้เป็นค่าเฉลี่ยต่อ 1 ตัวอย่างสัญญาณ

ตารางที่ 5.1 ผลการทดสอบการสูญเสียพลังงานของวงจร
Adaptive FIR Filter ที่ตรงกับตำแหน่ง Bank of Taps ที่ 21

	Average transition per iteration(ครั้ง)	Average glitch per iteration(ครั้ง)	Average power loss per iteration(วัตต์)
Carry propagate adder 43 bits	3914	4683	23730
Coefficient register 22 bits 4 taps	4135	1134	8815
Input register 22 bits 4 taps	392	0	703
Radix-4 booth multiplier 22 bits	77639	16306	181122
Dataout_reg, Sum_reg	7909	1831	15788
Multiplexer_4_to_1_22_bits_u, Multiplexer_4_to_1_22_bits_coefficeint, Demultiplexer_1_to_4_22_bits_coefficient.	3159	446	4446
Multiplexer และ Demultiplexer ในการเปลี่ยนเส้นทางของวงจร	10684	831	24752
รวม	107840	25236	259360

ตารางที่ 5.2 ผลการทดสอบการสูญเสียพลังงานของวงจร

Adaptive FIR Filter ที่ตรงกับตำแหน่ง Bank of Taps ที่ 16

	Average transition per iteration(ครั้ง)	Average glitch per iteration(ครั้ง)	Average power loss per iteration(วัตต์)
Carry propagate adder 43 bits	3906	4683	24144
Coefficient register 22 bits 4 taps	4105	1134	8798
Input register 22 bits 4 taps	393	0	704
Radix-4 booth multiplier 22 bits	78193	16306	182871
Dataout_reg, Sum_reg	8139	1831	16243
Multiplexer_4_to_1_22_bits_u, Multiplexer_4_to_1_22_bits_coefficient, Demultiplexer_1_to_4_22_bits_coefficient.	3158	446	4436
Multiplexer และ Demultiplexer ในการเปลี่ยนเส้นทางของวงจร	10920	831	25196
รวม	108820	25236	262400

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ตารางที่ 5.3 ผลการทดสอบการสูญเสียพลังงานของวงจร

Detect Active ที่ตรงกับตำแหน่ง Bank of Taps ที่ 16

	Average transition per iteration(ครั้ง)	Average glitch per iteration(ครั้ง)	Average power loss per iteration(วัตต์)
Carry propagate adder 19 bits	1371	1309	10474
Coefficient register 19 bits 4 taps	817	381	1629
Radix-4 booth multiplier 22 bits	38889	7462	99961
Multiplexer_4_to_1_19_bits	383	10	516
Demultiplexer_1_to_4_19_bits	1242	283	1884
รวม	42704	9447	114470

ตารางที่ 5.4 ผลการทดสอบการสูญเสียพลังงานของวงจร Threshold

	Average transition per iteration(ครั้ง)	Average glitch per iteration(ครั้ง)	Average power loss per iteration(วัตต์)
Carry propagate adder 22 bits_1	365	335	2751
Radix-4 booth multiplier 22 bits_1	9708	1891	25070
Sum_reg 22 bits_1	740	293	1816
Carry propagate adder 22 bits_2	366	333	2745
Radix-4 booth multiplier 22 bits_2	9712	1892	25079
Sum_reg 22 bits_2	739	292	1812
รวม	21633	5038	59276

หมายเหตุ ค่าการสูญเสียพลังงานที่ได้นี้เป็นค่าการสูญเสียพลังงานในหน่วย Watt. ที่ถูกนอมอลไลซ์

ด้วย ค่าตัวเก็บประจุของเอาต์พุตเมื่อมีเพียง 1 Fanout (C_0) และ V_{dd}^2

5.5 สรุปและวิเคราะห์ผลการทดสอบ

จากผลการทดสอบในตารางที่ 1 และ 2 ซึ่งเป็นส่วนของวงจรกรองที่ตรงกับตำแหน่งผลตอบสนองเชิงเวลา ณ ตำแหน่งที่แอ็คทีฟและไม่แอ็คทีฟตามลำดับนั้น จะเห็นว่าจำนวนการเปลี่ยนแปลงของลอจิกหรือค่าการสูญเสียพลังงานของส่วนของวงจรกรองที่ตรงกับตำแหน่งผลตอบสนองเชิงเวลา ณ ตำแหน่งที่แอ็คทีฟ มีค่ามากกว่าเนื่องจากขนาดของสัญญาณที่เกี่ยวข้องภายในวงจร ณ ตำแหน่งแอ็คทีฟนั้นมีขนาดที่มากกว่าขนาดของสัญญาณภายในของจร ณ ตำแหน่งที่ไม่แอ็คทีฟนั่นคือสัญญาณจะมีการเปลี่ยนแปลงของจำนวนบิตที่มากกว่านั่นเอง

เมื่อนำค่าการสูญเสียพลังงานต่อ 1 ตัวอย่างสัญญาณที่ได้จากตารางที่ 5.1 ถึง 5.4 คือ

P_1 มีค่าเท่ากับ 262400 วัตต์

P_2 มีค่าเท่ากับ 259360 วัตต์

P_3 มีค่าเท่ากับ 114470 วัตต์

P_{TH} มีค่าเท่ากับ 59276 วัตต์

โดยค่าการสูญเสียพลังงานที่ได้นี้เป็นค่าการสูญเสียพลังงานในหน่วยวัตต์ ที่ถูกนอมอลไลซ์ด้วย ค่าตัวเก็บประจุของเอาต์พุตเมื่อมีเพียง 1 Fanout (C_0) และ V_{dd}^2 รวมกับผลที่ได้จากแบบจำลอง Fixed-Point คือจำนวน Bank of Taps ของวงจรกรองหลังจากการตรวจสอบแอ็คทีฟแท้ที่ N_1 มีค่าเท่ากับ 12 โดยที่จำนวน Bank of Taps ของวงจรกรองก่อนการตรวจสอบแอ็คทีฟแท้ที่ N มีค่าเท่ากับ 32 กำหนดให้ n มีค่าเท่ากับ 15000 และ m มีค่าเท่ากับ 15000 เนื่องจากจำนวนแท้ที่เหลืออยู่หลังจากการตรวจสอบแอ็คทีฟแท้ที่เรียบร้อยแล้วนั้นมีจำนวน 12 แท้ปจากจำนวนแท้เดิม 32 แท้ป ซึ่งก็น่าจะสามารถประหยัดพลังงานได้ 62.5% แต่จากการคำนวณหาค่าประสิทธิภาพการสูญเสียพลังงานของวงจรกรองแบบที่มีการปรับอันดับเปรียบเทียบกับแบบที่ไม่มีการปรับอันดับ ตามสมการที่ (5.3) จะให้ประสิทธิภาพการประหยัดพลังงานเท่ากับ 26% ซึ่งจะเห็นว่ามีย่าน้อยกว่า 62.5% ทั้งนี้มีสาเหตุเนื่องมาจาก ต้องมีพลังงานบางส่วนที่สูญเสียไปในส่วนของวงจร Detect_Active_Tap และวงจร Threshold วงจรกรองแบบปรับอันดับสามารถประหยัดพลังงานได้ประมาณ 26% เมื่อเทียบกับวงจรกรองแบบที่ไม่มีการปรับอันดับ เนื่องจากเมื่อถึงเวลาที่ทำการตรวจสอบแอ็คทีฟแท้ที่ วงจรกรองแบบปรับอันดับจะหยุดการทำงานของแท้ที่ไม่แอ็คทีฟ ทำให้เหลือไว้เฉพาะแท้ที่แอ็คทีฟเท่านั้นที่ยังคงทำงานต่อไป ซึ่งจำนวนแท้ที่เหลืออยู่หลังจาก

การตรวจสอบแอมัลทิฟแท็ปนั้นมึนน้อยเมื่อเทียบกับอันดับของวงจรกรองทำให้สามารถประหยัดการสูญเสียพลังงานลงได้เมื่อเทียบกับวงจรกรองแบบที่ไม่มีการปรับอันดับซึ่งทุกแท็ปของวงจรกรองยังคงทำงานตลอดเวลา



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 6

สรุปผลการวิจัย และ ข้อเสนอแนะ

เนื้อหาของบทนี้ประกอบด้วยสองส่วนคือ ผลสรุปของการทำวิจัย และ ข้อเสนอแนะ สำหรับผู้ที่สนใจทำวิจัยในเรื่องนี้และเรื่องที่เกี่ยวข้อง

6.1 สรุปผลการวิจัย

จุดประสงค์หลักของงานวิจัยนี้คือ ออกแบบและเปรียบเทียบประสิทธิภาพทางการสูญเสียพลังงานของวงจรกรองแบบปรับอันดับกับวงจรกรองแบบที่ไม่มีการปรับอันดับที่ใช้ในการลดทอนสัญญาณป้อนกลับในเครื่องช่วยฟัง การทำงานของวงจรจะทำงานเฉพาะตอนที่สัญญาณขาเข้าของเครื่องช่วยฟังมีกำลังต่ำ โดยอาศัยการปรับอันดับของวงจรด้วย LMS Estimation via Structural Detection และใช้โครงสร้างของวงจรกรอง FIR แบบกึ่งมัลติเพล็กซ์และ Direct Form

งานวิจัยนี้ใช้การจำลองการทำงานของวงจรด้วย โปรแกรมภาษา Verilog เพื่อทดสอบความถูกต้องของการทำงานของวงจร รวมทั้งเพื่อทำการวัดประสิทธิภาพทางการสูญเสียพลังงาน ซึ่งในขั้นตอนการดำเนินงานวิจัยนี้พบว่า การที่จะจำลองการสูญเสียพลังงานของวงจรกรองทุกส่วนนั้นในทางปฏิบัติเป็นไปได้ยากเนื่องจากข้อจำกัดเรื่องขนาดของ โปรแกรมที่มีขนาดใหญ่ ดังนั้นเพื่อให้สามารถประมาณการสูญเสียพลังงานได้ จึงต้องทำการจำลองการสูญเสียพลังงานของวงจร โดยแบ่งเป็นส่วนย่อย และนำมาคำนวณประสิทธิภาพการสูญเสียพลังงานเทียบกับวงจรกรองแบบที่ไม่มีการปรับอันดับตามที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 5

ในงานวิจัยนี้จากการทดสอบการทำงานและประมาณการสูญเสียพลังงานของวงจรกรองแบบปรับอันดับพบว่า การปรับอันดับของวงจรกรองจะช่วยให้ค่า Asymptotic Performance ของวงจรดีขึ้นแต่ไม่มีผลต่ออัตราการใช้พลังงาน นอกจากนี้ยังสามารถช่วยให้สามารถประหยัดการสูญเสียพลังงานลงได้เมื่อเทียบกับวงจรกรองแบบที่ไม่มีการปรับอันดับ ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับจำนวนแอดิทิฟที่พที่เหลือหลังจากการตรวจสอบแอดิทิฟที่พที่ คือถ้าจำนวนแอดิทิฟที่พที่เหลือมีน้อยเมื่อเทียบกับอันดับของวงจรกรองก็จะสามารถทำให้สามารถประหยัดพลังงานได้ นอกจากนี้อัตราการใช้พลังงานนั้นขึ้นอยู่กับกำลังของสัญญาณรบกวนที่ป้อนให้กับวงจรกรอง และเวลาที่ใช้ในการตรวจสอบแอดิทิฟที่พที่ขึ้นอยู่กับค่า SNR

6.2 ข้อเสนอแนะ

จากปัญหาต่าง ๆ ที่พบในการทำวิจัยมีบางปัญหาที่น่าสนใจ และสามารถใช้เป็นแนวทางในการทำวิจัยต่อไปได้ ดังนี้

1. ในงานวิจัยนี้ใช้แบบจำลองของช่องสัญญาณป้อนกลับที่มีค่าคงที่ จึงควรนำแบบจำลองช่องสัญญาณการป้อนกลับทางเสียงแบบต่าง ๆ ที่หลากหลายขึ้น มาทดสอบ เมื่อช่องสัญญาณป้อนกลับทางเสียงมีการเปลี่ยนแปลงไป
2. ศึกษาวิธีการวัดระยะเวลาที่ทำการตรวจสอบแเอคทีฟแท้ไปให้มีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น เนื่องจากถ้าค่า SNR มีค่าเปลี่ยนแปลงไประยะเวลาที่ทำการตรวจสอบแเอคทีฟแท้ไปก็จะเปลี่ยนไปด้วย
3. ควรจำลองการทำงานแบบ Fixed-Point ด้วยโปรแกรมภาษา C เนื่องจากการจำลองการทำงานแบบ Fixed-Point ด้วยโปรแกรม Matlab ต้องใช้เวลานาน
4. ศึกษาวิธีการประมาณการสูญเสียพลังงานจากจำนวนการเปลี่ยนแปลงของลอจิกที่ให้ผลใกล้เคียงกับการสูญเสียพลังงานจริงมากยิ่งขึ้น
5. เปรียบเทียบการสูญเสียพลังงานที่ประมาณจากการจำลองผลการทำงานบนภาษา Verilog กับการสูญเสียพลังงานจริง เพื่อวัดประสิทธิภาพของแบบจำลองการสูญเสียพลังงานที่ใช้

รายการอ้างอิง

1. Maxwell, J. A. and Zurek, P. M. Reducing acoustic feedback in hearing aids. IEEE Trans. on Speech and Audio Processing Vol. 3 No. 4 (July 1995) : 304-313.
2. Farid, N. Low-power design methodology: Power estimation and optimization. IEEE Trans.on Speech and Audio Processing Vol. 5 (1997) : 1124- 1129.
3. Cheng, Y. and Etter, D. M. Analysis of an adaptive technique for modeling sparse systems. IEEE Trans.on Speech and Audio Processing. Vol. 37 (1989) : 254- 264
4. Sugiyama, A fast convergence algorithm for adaptive FIR filters under computational constraint for adaptive tap-position control. IEEE Trans. Circuit Syst. II. Vol. 43 (1996) : 629-236.
5. Homer, J., Mareels, I., Bitmead, R. R.,Wahlberg, B. and Gustaffson, F. LMS Estimation via structural detection. IEEE Trans. On Signal Processing. Vol. 46 (1998) : 2651-2663.
6. Sagahyoon, A., Placer, J.,Burmood, M. and Massoumi, M. A VHDL-based simulation methodology for estimating switching activity in static CMOS circuits. IEEE Trans. On Signal Processing. Vol. 15 (1998) : 295-300.

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



ภาคผนวก

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาคผนวก ก

โครงสร้างทางสถาปัตยกรรมของวงจรต่าง ๆ ภายในวงจรกรองแบบปรับอันดับ

วงจรถูณแบบ Radix-4 Booth encoder (Radix-4 Booth encoder Multiplier)

วงจรถูณแบบ Radix-4 Booth encoder ในที่นี้เป็นวงจรถูณแบบ Serial Multiplier ดังแสดงในรูปที่ ก.1 โดยมีหลักการทำงานตามขั้นตอนต่อไปนี้

- 1) เริ่มแรกวงจรจะทำการ โหลดค่าตัวตั้ง (Multiplicand : Mcand) กับตัวคูณ (Multiplier : Mier) เข้ามาเก็บไว้รีจิสเตอร์ โดยสัญญาณ Load_Multiplier จะมีค่าเป็น 1 แล้วจากนั้นจะมีขอบขาขึ้นของ Load_Shift เพื่อโหลดค่า Mier เข้าไปเก็บไว้ในรีจิสเตอร์ของ Product ขณะที่พร้อมกันนี้รีจิสเตอร์ของ Product ตัวที่เหลือจะถูกรีเซ็ตให้มีค่าเป็น '0'
- 2) จากนั้นวงจรจะพิจารณาค่า 3 บิตสุดท้ายของผลคูณ (Product) ซึ่งแทนด้วย m_{i+1} , m_i , m_{i-1} โดยพิจารณาจากตารางที่ ก.1 ถ้าตรงกับเงื่อนไขดังต่อไปนี้จะทำงานในขั้นตอนต่อไปคือ
 - 1) ถ้ามีค่าเป็น '000' หรือ '111' ทำการเลื่อน Product ไปทางขวาเป็นจำนวน 2 บิต โดยสัญญาณ Add/Sub กับ Load_Multiplier จะมีค่าเป็น '0' และมีขอบขาขึ้นของสัญญาณ Shift 2 ครั้งเพื่อทำการเลื่อน Product ไปทางขวา 2 บิต
 - 2) ถ้ามีค่าเป็น '001' หรือ '010' ทำการบวก Mcand เข้ากับ Product แล้วเลื่อน Product ไปทางขวาเป็นจำนวน 2 บิต โดยสัญญาณ Add/Sub จะมีค่าเป็น '1' และ Cm มีค่าเป็น '0' เพื่อทำการบวกค่า Mcand เข้ากับ Product หลังจากทำการบวกเรียบร้อยแล้ว ก็จะมีขอบขาขึ้นสัญญาณ Load เพื่อทำการเก็บค่าผลบวกดังกล่าว จากนั้นสัญญาณ Add/Sub จะมีค่าเป็น '0' และมีขอบขาขึ้น 2 ครั้งของสัญญาณ Shift เพื่อทำการเลื่อน Product ไปทางขวา 2 บิต
 - 3) มีค่าเป็น '101' หรือ '110' ทำการลบ Mcand ออกจาก Product แล้วเลื่อน Product ไปทางขวาเป็นจำนวน 2 บิต โดยสัญญาณ Add/Sub จะมีค่าเป็น '1' และ Cm มีค่าเป็น '1' เพื่อทำการลบค่า Mcand ออกจาก Product หลังจากทำการบวกเรียบร้อยแล้ว ก็จะมีขอบขาขึ้นสัญญาณ Load เพื่อทำการเก็บค่าผลบวก

ดังกล่าว จากนั้นสัญญาณ Add/Sub จะมีค่าเป็น '0' และมีขอบขาขึ้น 2 ครั้ง
ของสัญญาณ Shift เพื่อทำการเลื่อน Product ไปทางขวา 2 บิต

- 4) มีค่าเป็น '011' ทำการเลื่อน Product ไปทางขวาเป็นจำนวน 1 บิต แล้วบวกค่า
M_{cand} เข้ากับ Product แล้วเลื่อน Product ไปทางขวาเป็นจำนวน 1 บิต โดย
สัญญาณ Add/Sub จะมีค่าเป็น '0' แล้วมีขอบขาขึ้นของสัญญาณ Shift 1 ครั้ง
เพื่อทำการเลื่อน Product ไปทางขวา 1 บิต จากนั้นสัญญาณ Add/Sub จะมีค่า
เป็น '1' และสัญญาณ C_m มีค่าเป็น '0' เพื่อทำการบวกค่า M_{cand} เข้ากับ
Product หลังจากทำการบวกเรียบร้อยแล้ว ก็จะมีขอบขาขึ้นของสัญญาณ
Load เพื่อทำการเก็บค่าผลบวกดังกล่าว จากนั้นสัญญาณ Add/Sub จะมีค่าเป็น
'0' และมีขอบขาขึ้นของสัญญาณ Shift เพื่อทำการเลื่อน Product ไปทางขวา 1
บิต
- 5) มีค่าเป็น '100' ทำการเลื่อน Product ไปทางขวาเป็นจำนวน 1 บิต แล้วลบค่า
M_{cand} ออกจาก Product แล้วเลื่อน Product ไปทางขวาเป็นจำนวน 1 บิต โดย
สัญญาณ Add/Sub จะมีค่าเป็น '0' แล้วมีขอบขาขึ้นของสัญญาณ Shift 1 ครั้ง
เพื่อทำการเลื่อน Product ไปทางขวา 1 บิต จากนั้นสัญญาณ Add/Sub จะมีค่า
เป็น '1' และสัญญาณ C_m มีค่าเป็น '1' เพื่อทำการลบค่า M_{cand} จาก Product
หลังจากทำการลบเรียบร้อยแล้ว ก็จะมีขอบขาขึ้นของสัญญาณ Load เพื่อทำ
การเก็บค่าดังกล่าว จากนั้นสัญญาณ Add/Sub จะมีค่าเป็น '0' และมีขอบขาขึ้น
ของสัญญาณ Shift เพื่อทำการเลื่อน Product ไปทางขวา 1 บิต

- 3) กลับไปทำขั้นตอนที่ 2 จนครบ เป็นจำนวนครั้งหนึ่งครั้งของจำนวนบิตของ M_{cand} ก็
จะได้ค่าผลคูณที่ทำการคูณเสร็จแล้ว

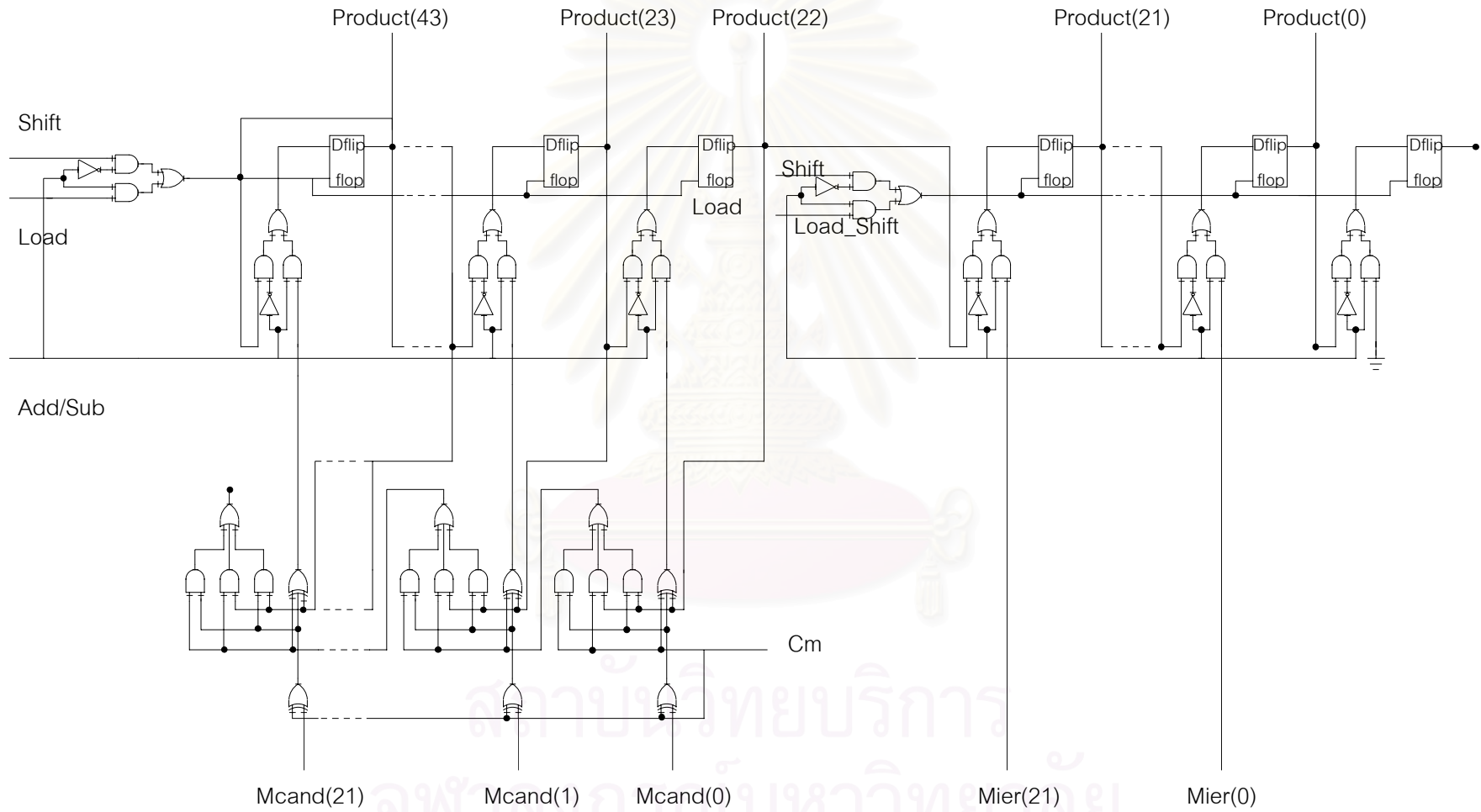
วงจรคูณแบบ Radix-4 Booth encoder แบบนี้ใช้พื้นที่ของฮาร์ดแวร์น้อยกว่าวงจรคูณ
แบบอะเรย์ และมีความการทำงานที่น้อยกว่าวงจรคูณแบบ Booth encoder แบบธรรมดา

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ตารางที่ ก.1 ขั้นตอนการทำงานของวงจรรหัส Radix-4 Booth encoder

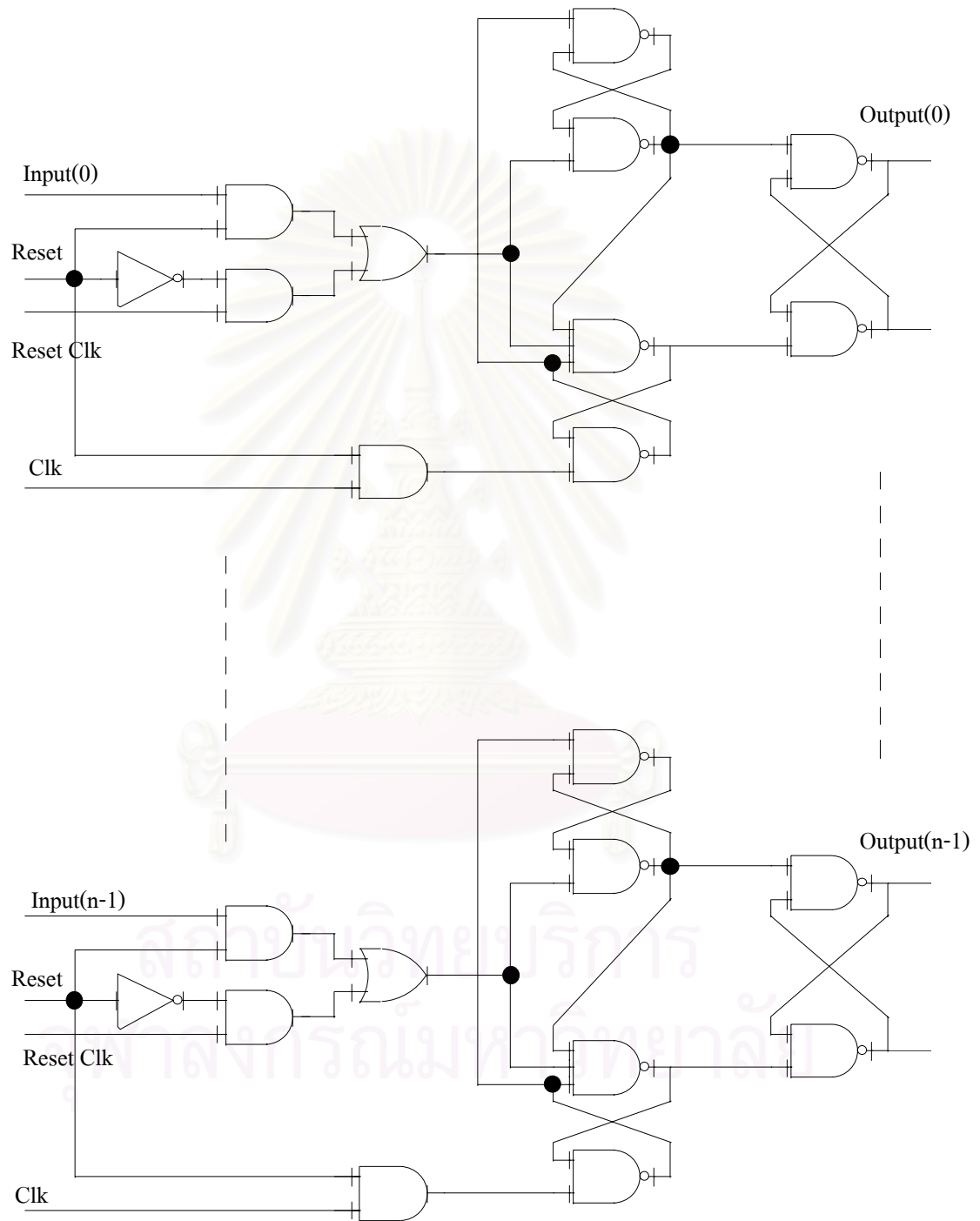
m_{i+1}	m_i	m_{i-1}	Status	Action
0	0	0	String of 0s	Shift by 2
0	0	1	End of string of 1s	Add
0	1	0	Single1	Add
0	1	1	End of string of 1s	Shift by 1, Add, Shift by1
1	0	0	Begin string of 1s	Shift by 1, Subtract, Shift by 1
1	0	1	Single0	Subtract
1	1	0	Begin string of 1s	Subtract
1	1	1	Midstring of 1s	Shift by 2

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



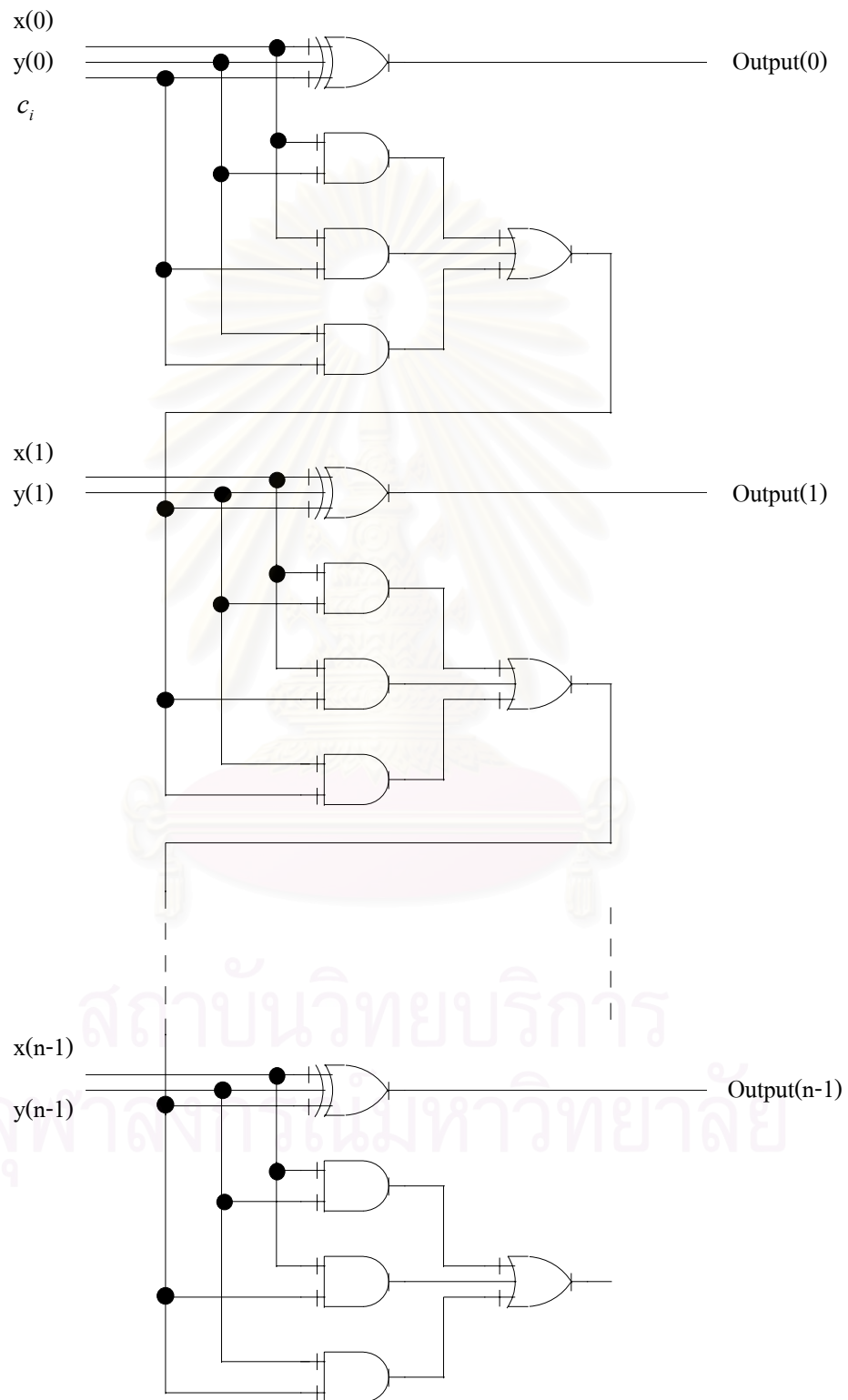
รูปที่ ก.1 สถาปัตยกรรมของวงจร Radix-4 Booth Multiplier

วงจร Synchronous Reset D flip-flop n บิต



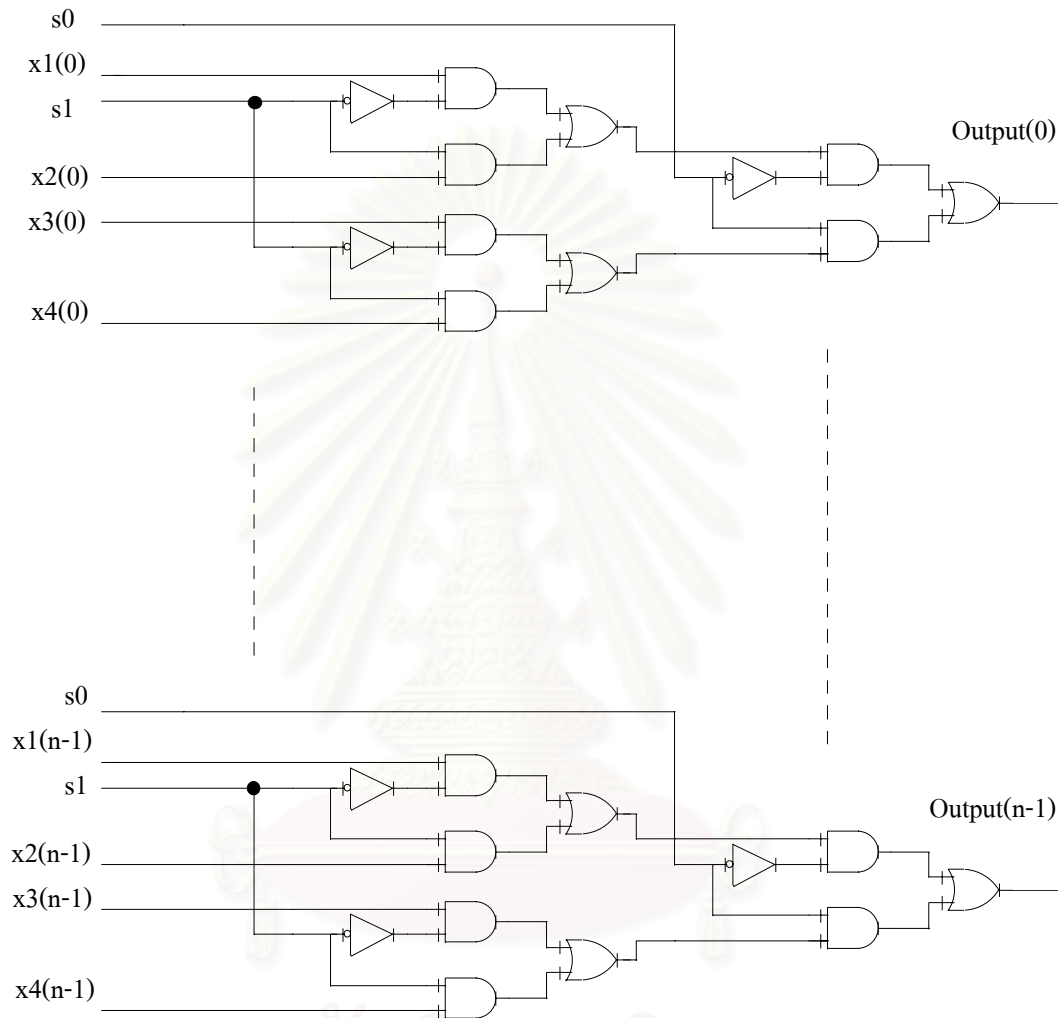
รูปที่ ก.2 สถาปัตยกรรมของวงจร Synchronous Reset D flip-flop n บิต

วงจรบวกแบบ Carry Propagate Adder n บิต



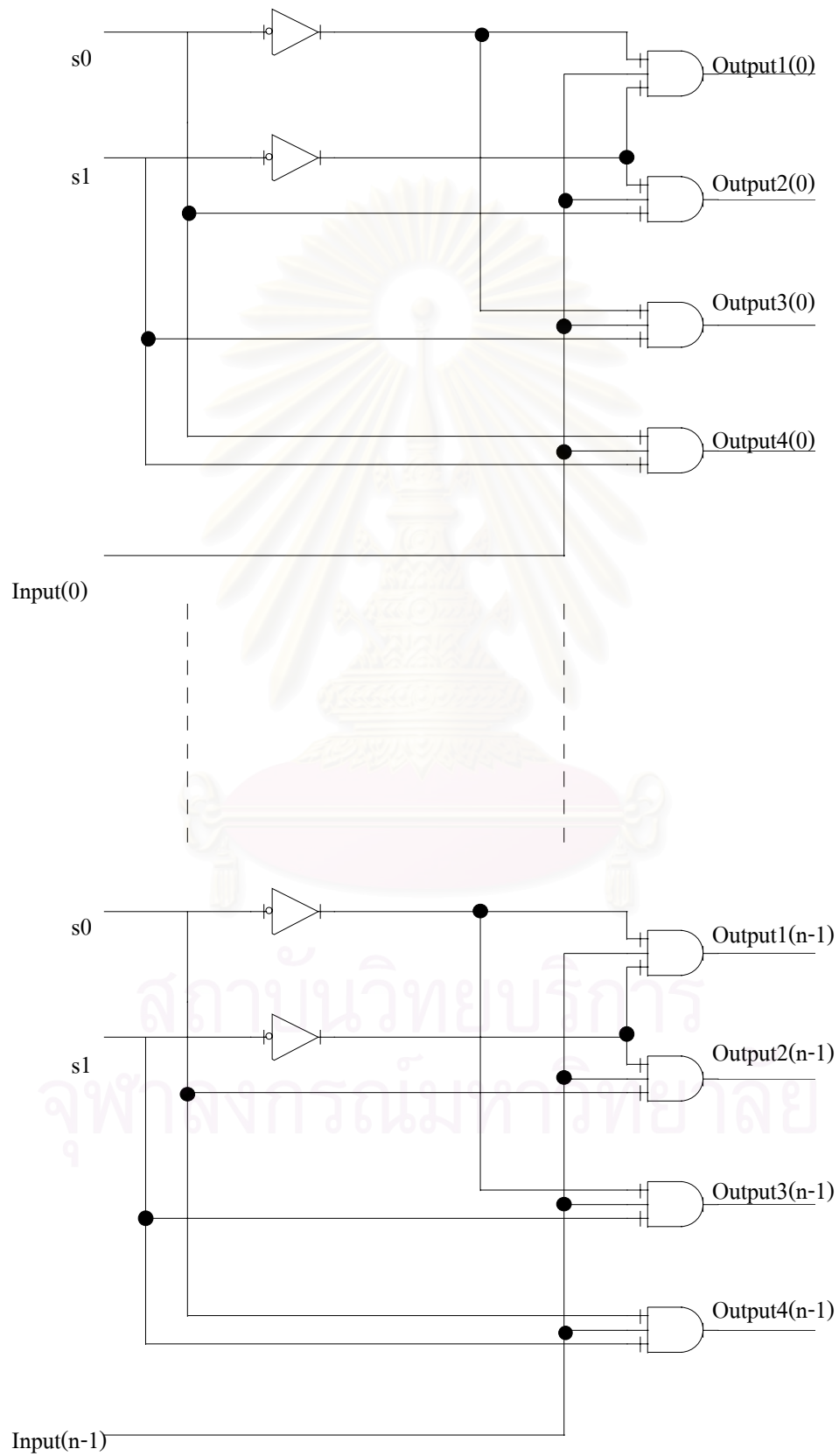
รูปที่ ก.3 สถาปัตยกรรมของวงจรบวกแบบ Carry Propagate Adder n บิต

วงจร Multiplexer 4 to 1 n บิต



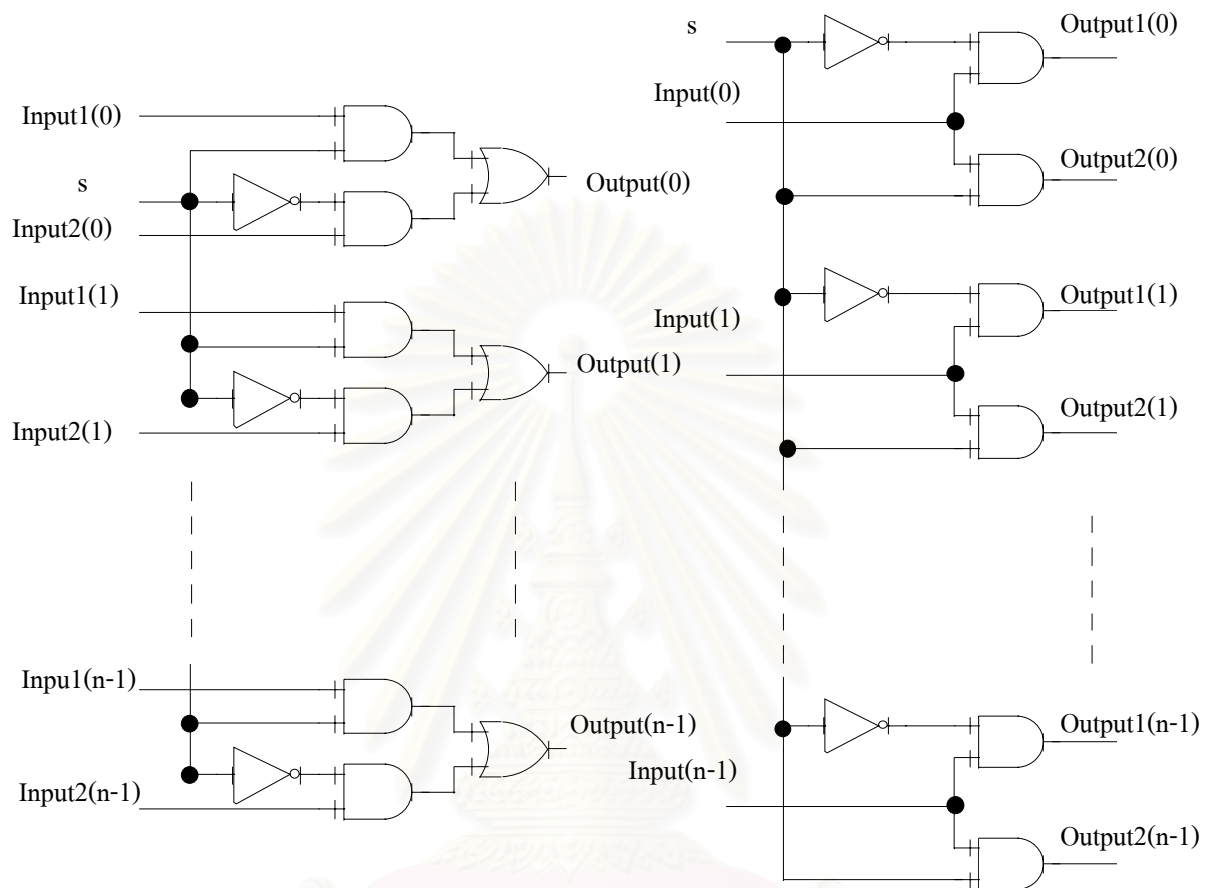
รูปที่ ก.4 สถาปัตยกรรมของวงจร Multiplexer 4 to 1 n บิต

วงจร Demultiplexer 1 to 4 n บิต



รูปที่ ก.5 สถาปัตยกรรมของวงจร Demultiplexer 1 to 4 n บิต

วงจร Demultiplexer 1 to 2 และวงจร Multiplexer 2 to 1 n บิต

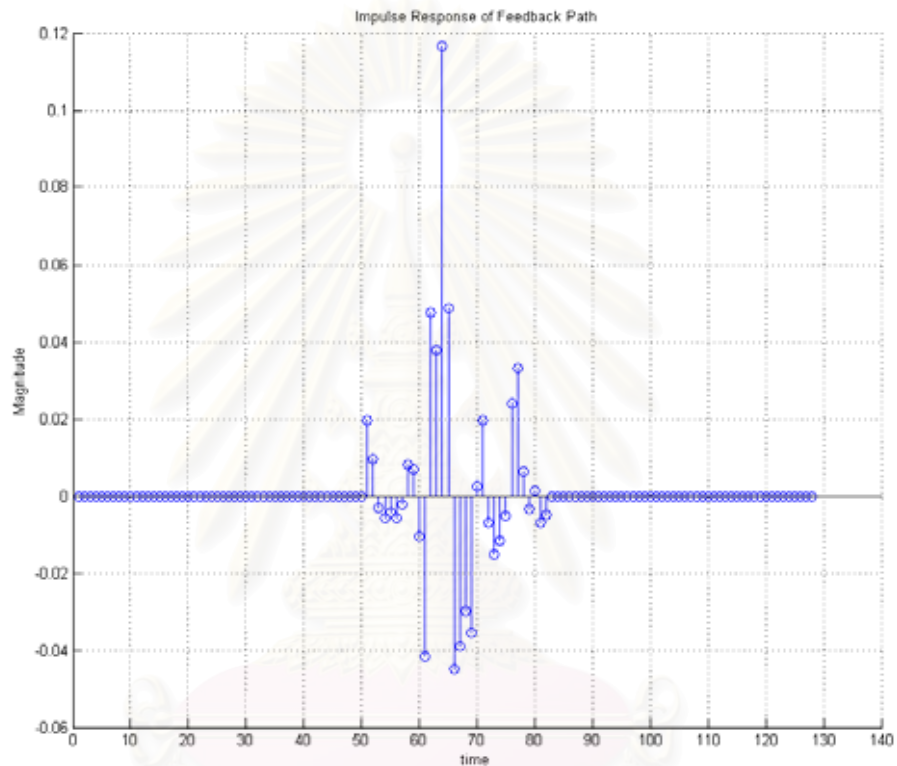


รูปที่ ก.6 สถาปัตยกรรมของวงจร Demultiplexer 1 to 2 และวงจร Multiplexer 2 to 1 n บิต

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาคผนวก ข

ผลตอบสนองเชิงเวลาของเส้นทางป้อนกลับที่ใช้ในการทดสอบ



รูปที่ ข.1 ผลตอบสนองเชิงเวลาของช่องสัญญาณป้อนกลับทางเสียงในเครื่องช่วยฟัง

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นายเมธา คงพูน เกิดวันที่ 5 มิถุนายน พ.ศ. 2524 ที่จังหวัดนครราชสีมา สำเร็จการศึกษาปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัยในปีการศึกษา 2545 และเข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ที่จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัยในปีการศึกษา 2546



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย