



สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การปรับปรุงการอปติไมส์ค่าสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR  
ในระบบบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็ก

IMPROVEMENT OF FIR TAP OPTIMIZATION  
IN MAGNETIC RECORDING SYSTEM



จพ.  
ก 677 ก  
๒๕๕๒

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน 105271  
วันเดือนปี 18 พ.ย. 2552

b. 12168580  
i. ....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
พ.ศ. 2552

KMITL-2009-EN-M-010-080

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**IMPROVEMENT OF FIR TAP OPTIMIZATION  
IN MAGNETIC RECORDING SYSTEM**



**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT  
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF  
MASTER OF ENGINEERING IN TELECOMMUNICATIONS ENGINEERING  
FACULTY OF ENGINEERING  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

**2009**

**KMITL-2009-EN-M-010-080**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**COPYRIGHT 2009**

**FACULTY OF ENGINEERING**

**KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การปรับปรุงการอปติไมส์ค่าสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR ในระบบบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็ก  
Thesis Title Improvement of FIR Tap Optimization in Magnetic Recording System  
นักศึกษา นางสาวกิตติยาภรณ์ บุญเสริม  
รหัสประจำตัว 50060952  
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม  
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ผศ.ดร.พรชัย ทรัพย์นิตี  
หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2009-EN-M-010-080

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์	ลายมือชื่อ
รศ.ดร.ปราโมทย์ วาดเขียน	ป.ทิพย์
ผศ.ดร.จิรสุดา โกษียาภรณ์	Jiraporn
ผศ.อัศวพล ศรีรัตน์	อ.ทิพย์
ผศ.ดร.ปิยะ โควินท์วิวัฒน์	ปิยะ โควินท์วิวัฒน์
ผศ.ดร.พรชัย ทรัพย์นิตี	P. Supti

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันอังคารที่ 26 พฤษภาคม พ.ศ. 2552 เวลา 13.00-15.00 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 5 ห้องประชุม 3

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว

*(ลายมือชื่อ)*

(รองศาสตราจารย์ ดร.กอบชัย เดชหาญ)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 26 พฤษภาคม พ.ศ. 2552

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การปรับปรุงการถอดรหัสค่าสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR ในระบบบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็ก
นักศึกษา	นางสาวกิติยาภรณ์ บุญเสริม
รหัสประจำตัว	50060952
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2552
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ผศ.ดร.พรชัย ทรัพย์นิธิ

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการปรับปรุงการถอดรหัสค่าสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR ในกระบวนการทดสอบหัวอ่าน/เขียนข้อมูล สำหรับการผลิตฮาร์ดดิสก์ไครฟ์ โดยนำเทคนิคค่ากำลังสองเฉลี่ยน้อยที่สุด (LMS: least mean square) มาช่วยในการหาค่าสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR และทำการศึกษาผลกระทบจากพารามิเตอร์สำคัญ 4 ตัว ได้แก่ SNR, step size, สัมประสิทธิ์เริ่มต้น และค่า ND ซึ่งพารามิเตอร์แต่ละตัวจะส่งผลกระทบต่อเวลาที่ใช้ในการถอดรหัสค่าสัมประสิทธิ์และประสิทธิภาพของระบบ เมื่อนำการถอดรหัสด้วยเทคนิค LMS ไปเปรียบเทียบกับกระบวนการถอดรหัสด้วยเทคนิคเดิมที่ใช้อยู่ในปัจจุบัน จะพบว่าใช้เวลาในการถอดรหัสน้อยกว่า 10-50% ขึ้นอยู่กับการกำหนดค่าพารามิเตอร์แต่ละตัว โดยเฉพาะเมื่อสัมประสิทธิ์เริ่มต้นมีค่าใกล้เคียงกับสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมก็จะยิ่งใช้เวลาน้อย ทำให้เวลาที่ใช้ในกระบวนการทดสอบหัวอ่าน/เขียนลดลง จึงเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพในการผลิต นอกจากนี้ ยังได้นำกระบวนการทำนายสัญญาณรบกวนมาใช้ร่วมกับวงจรตรวจหา PRML (partial maximum likelihood) ซึ่งเป็นระบบที่ใช้อยู่ในฮาร์ดดิสก์ไครฟ์ในปัจจุบัน โดยนำวงจรกรองทำนายใส่เพิ่มเข้าไปก่อนหน้าวงจรตรวจหาวิเทอร์บี (Viterbi detector) ซึ่งจะทำให้ประสิทธิภาพของระบบสูงขึ้น

<b>Thesis</b>	Improvement of FIR Tap Optimization in Magnetic Recording System
<b>Student</b>	Miss Kitiyaporn Boonserm
<b>Student ID.</b>	50060952
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Program</b>	Telecommunications Engineering
<b>Year</b>	2009
<b>Thesis Advisor</b>	Assist.Prof.Dr. Pornchai Supnithi

## ABSTRACT

This thesis proposes the Improvement of the optimization of FIR filter coefficients in recording head testing process by using LMS algorithm to find the optimal FIR filter coefficients and study the effect of four important parameters that is SNR, step size, initial coefficients and ND. Moreover, we compare the optimization by using LMS technique with the conventional. The proposes from this improvement are faster more than 10-50% depend on each of parameter, especially when the initial FIR filter coefficients close to the optimal coefficients. Therefore, this technique can be reduced the testing time in recording head testing process. The performances in term of bit error rate of production are better. Furthermore, we add the noise predictive process into PRML channel to improve the performance of the system.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงได้อย่างดี ต้องขอขอบพระคุณ ผศ.ดร.พรชัย ทรัพย์นิธิ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ที่คอยให้คำแนะนำ คำปรึกษา และให้ความช่วยเหลือเสมอมา

ขอกราบพระคุณคณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุกๆ ท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาให้กับข้าพเจ้า

ขอขอบคุณ บริษัท ซีเกด เทคโนโลยี (ประเทศไทย) จำกัด รวมทั้งพี่ ๆ ทีมงานในบริษัททุกท่าน โดยเฉพาะคุณกฤษฎา พรพิทักษ์พงศ์ และคุณชาติ บุญศิริชัย สำหรับคำแนะนำต่าง ๆ ความช่วยเหลือในด้านเครื่องมือและอุปกรณ์ รวมทั้งข้อมูลสำคัญที่จำเป็นต่องานวิจัย

ขอขอบคุณศูนย์เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์แห่งชาติ (NECTEC) และสำนักวิจัยร่วมด้านเทคโนโลยีการบันทึกข้อมูลและการประยุกต์ใช้งาน (DSTAR) สำหรับทุนการศึกษาและการวิจัย ตำราเรียนและอุปกรณ์ต่างๆ รวมทั้งการเข้าอบรม สัมมนาและการประชุมทางวิชาการ และขอขอบคุณเจ้าหน้าที่ทุก ๆ ท่าน ที่ให้ความช่วยเหลือเป็นอย่างดี

ขอขอบคุณเพื่อน ๆ พี่ ๆ ทุกท่านในห้องปฏิบัติการสื่อสารดาวเทียม และในภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง สำหรับคำแนะนำ ความช่วยเหลือ และกำลังใจที่มีให้เสมอมา

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา และครอบครัวของข้าพเจ้าที่เป็นกำลังใจ และให้การสนับสนุนในทุกๆ เรื่อง ทำให้ข้าพเจ้าสามารถทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอบแต่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

กิตติยาภรณ์ บุญเสริม

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญรูป.....	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 เป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	2
1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	3
1.5 ขอบเขตการวิจัย.....	4
1.6 ขั้นตอนของการศึกษา.....	4
บทที่ 2 ระบบการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กสำหรับฮาร์ดดิสก์ไครฟ์.....	5
2.1 ระบบการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็ก.....	5
2.1.1 ระบบการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบแนวนอน.....	7
2.1.2 ระบบการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบแนวตั้ง.....	7
2.2 โครงสร้างภายในของฮาร์ดดิสก์ไครฟ์.....	8
2.3 โครงสร้างการจัดเก็บข้อมูลในฮาร์ดดิสก์ไครฟ์.....	9
2.4 แบบจำลองของระบบการจัดเก็บข้อมูลในฮาร์ดดิสก์ไครฟ์.....	10
2.5 กระบวนการเขียนข้อมูล.....	11
2.5.1 วงจรเข้ารหัสแก้ไขข้อผิดพลาด.....	12
2.5.2 วงจรเข้ารหัสมอดูเลชัน.....	13
2.5.3 วงจรเข้ารหัสก่อน.....	13
2.5.4 การชดเชยก่อนการเขียน.....	13
2.5.5 วงจรมอดูเลเตอร์.....	14
2.5.6 รูปแบบข้อมูล.....	14

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.6 กระบวนการอ่านข้อมูล .....	15
2.6.1 ประเภทของหัวอ่าน .....	16
2.6.2 แบบจำลองสัญญาณ read-back.....	16
2.6.3 ความหนาแน่นผู้ใช้.....	20
2.6.4 แบบจำลองช่องสัญญาณการบันทึกที่ระบบแม่เหล็ก.....	21
2.6.5 การแทรกสอดระหว่างสัญญาณในสัญญาณ read-back.....	22
<b>บทที่ 3</b> วงจรตรวจหาแบบ PRML และ NPML .....	25
3.1 ผลตอบสนองทาร์เก็ต (Target response).....	25
3.2 วงจรตรวจหา PRML.....	27
3.2.1 อีควอไลเซอร์.....	28
3.2.1.1 อีควอไลเซอร์แบบผลตอบสนองเต็ม .....	28
3.2.1.2 อีควอไลเซอร์แบบผลตอบสนองบางส่วน .....	29
3.2.2 วงจรตรวจหาวีเทอร์บี .....	29
3.2.2.1 ไฟไนต์สเตจแมชชีน .....	30
3.2.2.2 แผนภาพเทรลลิส .....	31
3.2.2.3 อัลกอริทึมวีเทอร์บี .....	32
3.3 วงจรตรวจหา NPML.....	35
3.3.1 กระบวนการในการทำนายสัญญาณรบกวน .....	37
3.3.2 การหาค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองทำนาย .....	38
3.3.3 หลักการทำงานของวงจรตรวจหา NPML .....	40
<b>บทที่ 4</b> สถาปัตยกรรมช่องสัญญาณอ่านและการออปติไมส์สัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR.....	44
4.1 สถาปัตยกรรมช่องสัญญาณอ่าน.....	44
4.1.1 วงจรส่วนหน้า .....	45
4.1.1.1 วงจรขยายก่อน.....	45
4.1.1.2 วงจรคู่ควมไฟฟ้ากระแสสลับ.....	45
4.1.1.3 วงจรขยายแบบแปรผันได้.....	45

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.1.1.4 วงจรควบคุมอัตราขยายแบบอัตโนมัติ.....	45
4.1.1.5 การตรวจหาและการแก้ไขความขรุขระเชิงความร้อน.....	46
4.1.1.6 วงจรแก้ไขความไม่สมมาตรของแอมพลิจูด .....	46
4.1.1.7 วงจรกรองต่อเนื่องทางเวลา .....	46
4.1.2 วงจรกรองแบบ FIR.....	47
4.1.3 วงจรตรวจหาสัญญาณ ..... 49	49
4.1.4 วงจรตรวจหาเครื่องหมายเข้าจังหวะ.....	50
4.1.5 วงจรลดครีโสมอคูเลชันและวงจรลดครีโสม ECC.....	51
4.2 การออปติไมส์ค่าสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR ในชิปของสัญญาณอ่าน.....	52
4.2.1 การออปติไมส์ที่ใช้อยู่ในปัจจุบัน.....	52
4.2.2 การออปติไมส์โดยใช้เทคนิค LMS.....	54
4.2.2.1 อัลกอริทึม steepest descent .....	54
4.2.2.2 Minimum mean square error.....	55
บทที่ 5 ผลการจำลองระบบและการวิเคราะห์.....	58
5.1 การปรับปรุงการออปติไมส์ค่าสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR.....	58
5.1.1 การออปติไมส์ด้วยเทคนิค Combinatorial.....	59
5.1.2 การออปติไมส์โดยใช้เทคนิค LMS.....	60
5.1.2.1 ผลกระทบของ SNR .....	60
5.1.2.2 ผลกระทบของ step size.....	63
5.1.2.3 ผลกระทบของ สัมประสิทธิ์เริ่มต้น.....	66
5.1.2.4 ผลกระทบของ ND .....	70
5.1.3 เปรียบเทียบเทคนิค Combinatorial กับ LMS.....	71
5.1.3.1 จำนวนรอบที่ใช้ในการปรับสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR .....	71
5.1.3.2 เปรอร์เซ็นต์ค่าเฉลี่ยความผิดพลาดกำลังสอง .....	73
5.1.4 การดำเนินการในหนึ่งรอบการปรับสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR.....	75
5.1.4.1 หนึ่งรอบการปรับสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR ด้วยเทคนิค combinatorial.....	76

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งหวัมมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
5.1.4.2 หนึ่งรอบการปรับสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR ด้วยเทคนิค LMS.....	77
5.1.5 สมรรถนะของระบบ .....	78
5.2 สมรรถนะของวงจรตรวจหาแบบ NPML.....	79
5.2.1 แบบจำลองระบบ.....	79
5.2.2 ผลการจำลองระบบ .....	80
บทที่ 6 สรุปผลการทดลอง .....	82
6.1 การปรับปรุงการออปติไมส์สัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR .....	82
6.2 สมรรถนะของวงจรตรวจหาแบบ NPML.....	84
เอกสารอ้างอิง .....	86
ภาคผนวก.....	89
ภาคผนวก ก. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	90
ประวัติผู้เขียน.....	91

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1 ตัวอย่างทาร์เก็ตแบบ PR ที่เป็นที่ยอมรับกันในฮาร์ดดิสก์ไครฟ์ .....	27
3.2 ความสัมพันธ์ระหว่าง $\alpha_k$ และ $r_k$ ของช่องสัญญาณ $H(D) = 1 + D$ .....	30
5.1 ค่าประจำหลักของเลขไบนารี 8บิตที่ใช้กำหนดค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง FIR ในชิปช่องสัญญาณอ่าน .....	72
5.2 เปรียบเทียบจำนวนการดำเนินการคูณและบวกระหว่างการออปติไมส์ ด้วยเทคนิคcombinatorial กับเทคนิค LMS .....	78



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 RAMAC (IBM 350) .....	6
2.2 กระบวนการเขียนและอ่านข้อมูลของการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบแวนอน .....	7
2.3 กระบวนการเขียนและอ่านข้อมูลของระบบการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบแนวตั้ง .....	7
2.4 โครงสร้างภายในของฮาร์ดดิสก์ไครฟ์ .....	8
2.5 โครงสร้างการจัดเก็บข้อมูลในฮาร์ดดิสก์ไครฟ์ .....	10
2.6 แบบจำลองของระบบการจัดเก็บข้อมูลในฮาร์ดดิสก์ไครฟ์ .....	10
2.7 แผนภาพกระบวนการเขียนข้อมูล .....	11
2.8 ลักษณะของข้อมูลแบบ NRZ และ NRZI .....	15
2.9 สัญญาณพัลส์เปลี่ยนสถานะสำหรับการบันทึก (ก) แบบแวนอน (ข) แบบแนวตั้ง .....	17
2.10 ผลตอบสนองไคบิต สำหรับการบันทึก (ก) แบบแวนอน (ข) แบบแนวตั้ง .....	19
2.11 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของสัญญาณพัลส์ไคบิต สำหรับการบันทึก (ก) แบบแวนอน (ข) แบบแนวตั้ง .....	20
2.12 แบบจำลองช่องสัญญาณการบันทึกในระบบแม่เหล็ก .....	21
2.13 ผลรวมของสัญญาณพัลส์เปลี่ยนสถานะติดกันสองพัลส์ สำหรับ (ก) $ND = 1$ และ (ข) $ND = 3$ .....	23
2.14 ตัวอย่างสัญญาณ read-back ที่ $ND$ ต่างๆ ที่สอดคล้องกับข้อมูลบิตเปลี่ยนสถานะ {0, 0, 1, 0, 1, 1, 1, 1, 0, 1, 0, 1} .....	24
3.1 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของทาร์เก็ตแบบต่างๆ .....	26
3.2 หลักการพื้นฐานของเทคนิค PRML .....	27
3.3 แบบจำลองช่องสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องทางเวลา .....	27
3.4 แผนภาพช่องสัญญาณแบบ PR1, $H(D) = 1 + D$ .....	30
3.5 เครื่องสถานะจำกัดของช่องสัญญาณ PR1, $H(D) = 1 + D$ .....	31
3.6 แผนภาพเทรลิสซิงของช่องสัญญาณ PR1, $H(D) = 1 + D$ .....	32
3.7 แบบจำลองช่องสัญญาณ $H(D)$ พร้อมวงจรตรวจหาวิเทอร์บี .....	33
3.8 คำอธิบายแผนภาพเทรลิส .....	33
3.9 ขั้นตอนการทำงานของอัลกอริทึมวิเทอร์บี .....	34
3.10 แผนภาพเทรลิสซิงของช่องสัญญาณ PR4, $H(D) = 1 - D^2$ .....	34
3.11 แบบจำลองช่องสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องทางเวลาแบบสมมูล .....	36

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

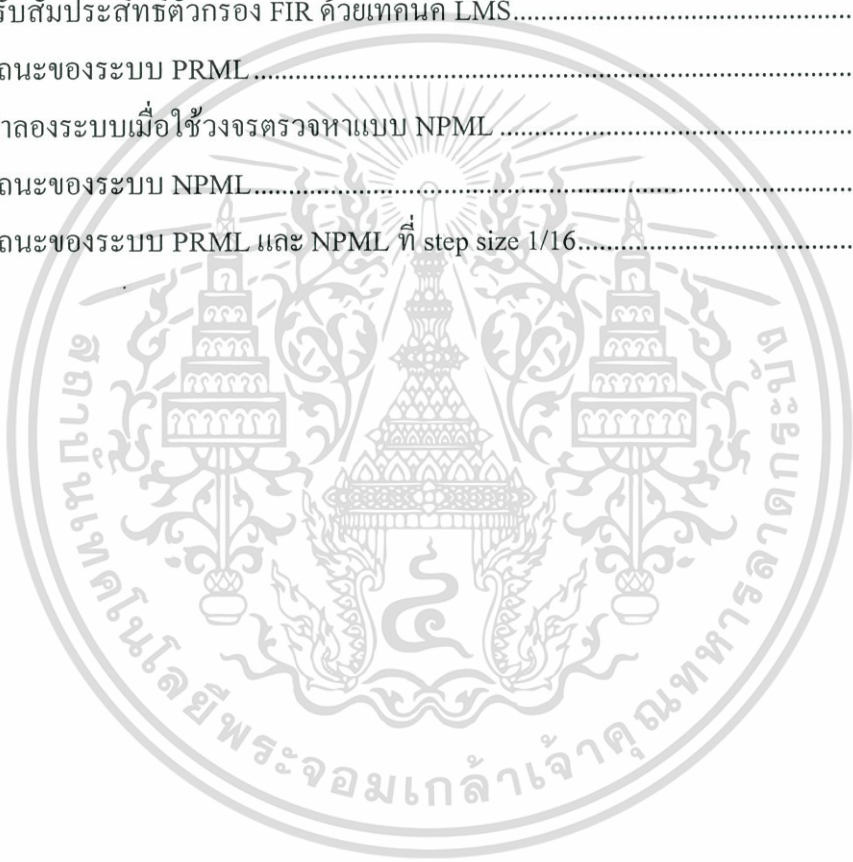
## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.12 แบบจำลองกระบวนการในการทำให้สัญญาณรบกวนเป็นสีขาว.....	37
3.13 แบบจำลองช่องสัญญาณ PR4 .....	40
4.1 สถาปัตยกรรมช่องสัญญาณอ่าน .....	44
4.2 ข้อมูลแซมเปิ้ล (ก) ด้านขาเข้าของวงจรรอง FIR และ (ข) ด้านขาออกของวงจรรอง FIR ที่ $ND = 0.5$ .....	47
4.3 ข้อมูลแซมเปิ้ล (ก) ด้านขาเข้าของวงจรรอง FIR และ (ข) ด้านขาออกของวงจรรอง FIR ที่ $ND = 2.5$ .....	48
4.4 แผนภาพของช่องสัญญาณแบบ PR4, $H(D) = 1 - D^2$ (ก) แบบจำลองช่องสัญญาณ (ข) เครื่องสถานะจำกัด (ค) ความสัมพันธ์ระหว่าง $a_k$ และ $r_k$ (ง) แผนภาพเทรลลิส .....	50
4.5 โครงสร้างทั่วไปของข้อมูลหนึ่งเซกเตอร์.....	51
4.6 ตัวอย่างสัญญาณ read-back ที่ไม่มีองค์ประกอบของสัญญาณรบกวน.....	51
4.7 แบบจำลองการหาสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR ด้วยอัลกอริทึม LMS.....	54
5.1 แบบจำลองระบบที่ใช้วงจรตรวจหาแบบ PRML.....	58
5.2 ความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนแท๊ปของตัวกรองแบบ FIR กับจำนวนครั้งที่ใช้ปรับค่า.....	59
5.3 ผลตอบสนองทาร์เก็ต ,เอาต์พุตของตัวกรอง FIR และค่าความผิดพลาด เมื่อ $SNR = 15$ dB .....	60
5.4 ผลตอบสนองทาร์เก็ต ,เอาต์พุตของตัวกรอง FIR และค่าความผิดพลาด เมื่อ $SNR = 20$ dB .....	61
5.5 ผลตอบสนองทาร์เก็ต ,เอาต์พุตของตัวกรอง FIR และค่าความผิดพลาด เมื่อ $SNR = 15$ dB .....	61
5.6 ผลกระทบของ SNR ต่อค่าเฉลี่ยความผิดพลาดกำลังสองที่ step size ต่าง ๆ .....	62
5.7 ผลกระทบของ step size เมื่อกำหนดเป็น 0.05 .....	63
5.8 ผลกระทบของ step size เมื่อกำหนดเป็น 0.01 .....	64
5.9 ผลกระทบของ step size เมื่อกำหนดเป็น 0.005 .....	65
5.10 ผลกระทบของสัมประสิทธิ์เริ่มต้นเมื่อกำหนดให้ต่างไปจากค่าที่เหมาะสม %20 .....	67
5.11 ผลกระทบของสัมประสิทธิ์เริ่มต้นเมื่อกำหนดให้ต่างไปจากค่าที่เหมาะสม %30 .....	68
5.12 ผลกระทบของสัมประสิทธิ์เริ่มต้นเมื่อกำหนดให้ต่างไปจากค่าที่เหมาะสม %40 .....	69
5.13 เวลาเข้าสู่เมื่อ $ND = 1, 2$ และ $3$ .....	70

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.14 ผลของช่วงเวลาลู่เข้าเมื่อสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR เป็นจำนวนจริง.....	72
5.15 ผลของช่วงเวลาลู่เข้าเมื่อสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR เป็นไบนารี 8 บิต.....	73
5.16 เปรอ์เซ็นต์ค่าเฉลี่ยความผิดพลาดกำลังสองที่ SNR ต่าง ๆ .....	74
5.17 เปรอ์เซ็นต์ค่าเฉลี่ยความผิดพลาดกำลังสองเมื่อสัมประสิทธิ์เริ่มต้นแตกต่างกัน .....	74
5.18 การปรับสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR ด้วยเทคนิค combinatorial.....	76
5.19 การปรับสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR ด้วยเทคนิค LMS.....	77
5.20 สมรรถนะของระบบ PRML.....	79
5.21 แบบจำลองระบบเมื่อใช้วงจรตรวจหาแบบ NPML .....	80
5.22 สมรรถนะของระบบ NPML.....	80
5.23 สมรรถนะของระบบ PRML และ NPML ที่ step size 1/16.....	81



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันนี้การบันทึกข้อมูลเข้ามามีบทบาทสำคัญ ทั้งการบันทึกภาพ, เสียง, หรือวิดีโอ ซึ่งอุปกรณ์ที่ใช้ในการบันทึกข้อมูลก็มีหลากหลายรูปแบบ โดยที่อุปกรณ์ในการบันทึกข้อมูลที่เราเรียกกันว่า ฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ (Hard disk drive) ก็เป็นตัวเลือกหนึ่งที่มีความนิยมเป็นอย่างมาก เนื่องจากสามารถบันทึกได้เป็นจำนวนมาก จึงทำให้อุตสาหกรรมทางการผลิตฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ขยายตัวอย่างรวดเร็ว สำหรับการผลิตฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์นั้นก่อนที่ผลิตภัณฑ์ที่ผลิตขึ้นจะออกสู่ท้องตลาดจะต้องผ่านกระบวนการทดสอบต่างๆ เพื่อให้ได้ประสิทธิภาพตามที่ต้องการ ซึ่งจะมีการทดสอบที่อุปกรณ์สำคัญต่างๆ รวมทั้งการทดสอบหลังจากประกอบเป็นตัวฮาร์ดดิสก์เรียบร้อยแล้ว

การทดสอบหัวอ่าน/เขียนของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์เป็นกระบวนการสำคัญในการคัดหัวอ่าน/เขียนที่มีคุณภาพต่ำออกไป ก่อนที่จะนำไปประกอบเป็นตัวฮาร์ดดิสก์ ซึ่งโดยทั่วไปการทดสอบหัวอ่าน/เขียนนี้จะมีการทดสอบ 2 รูปแบบคือ Quasi-static test (QST) [1] และ dynamic electrical test (DET) [2] สำหรับการทดสอบแบบ QST จะทดสอบเฉพาะหัวอ่าน/เขียนโดยการวัดค่าความสัมพัทธ์ของความต้านทาน เช่น resistance delta ( $\Delta R$ ) หรือความสัมพัทธ์ของสัญญาณรบกวนเช่น SMAN ส่วนการทดสอบแบบ DET จะเป็นการวัดคุณสมบัติของหัวอ่าน/เขียนโดยทำการทดสอบการอ่านและเขียนข้อมูลแบบเต็มระบบ ซึ่งพารามิเตอร์สำคัญที่ใช้บ่งบอกประสิทธิภาพของหัวอ่าน/เขียนในกระบวนการทดสอบนี้ก็คือค่าอัตราความผิดพลาดบิต (Bit error rate) สำหรับการอ่านข้อมูลนั้นจะมีชิปที่ใช้สำหรับแปลงสัญญาณจากหัวอ่านให้เป็นข้อมูลที่ต้องการซึ่งจะเรียกว่า ชิพช่องสัญญาณอ่าน (Read channel chip) และในกระบวนการทดสอบแบบ DET นี้จะมีการปรับค่ารีจิสเตอร์ (Register) ต่างๆ ในชิพช่องสัญญาณอ่าน จึงทำให้เสียเวลาในการทดสอบค่อนข้างมาก และในบรรดา รีจิสเตอร์ทั้งหมด การปรับรีจิสเตอร์ที่ใช้กำหนดค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง FIR (finite impulse response filter) ก็เป็นส่วนหนึ่งที่ใช้เวลานาน

ในแต่ละวันจะมีการทดสอบหัวอ่าน/เขียนของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์เป็นจำนวนมาก ดังนั้นการลดเวลาในการทดสอบของหัวอ่าน/เขียนลงเพียงเล็กน้อยก็จะสามารถเพิ่มประสิทธิภาพในการผลิตให้สูงขึ้น เป็นที่รู้กันดีว่าชิพช่องสัญญาณอ่านนั้นจะประกอบด้วยวงจรกรองแบบ FIR ที่ช่วยปรับรูปร่างของสัญญาณให้อยู่ในรูปของผลตอบสนองบางส่วน (PR: Partial response) [3] เพื่อให้เหมาะสมกับอัลกอริทึมวีเทอร์บี (Viterbi Algorithm) [4] ตัวกรอง FIR จะประกอบไปด้วยจำนวนสัมประสิทธิ์หรือที่เรียกว่าแท็บ ซึ่งโดยทั่วไปจะมีจำนวน 10 แท็บหรือมากกว่านั้น และสามารถปรับค่าสัมประสิทธิ์ของแต่ละแท็บผ่านทางรีจิสเตอร์ ซึ่งวิธีที่ใช้ในการปรับค่าของรีจิสเตอร์ที่ใช้

ในปัจจุบันนั้นเรียกว่า เทคนิค combinatorial เป็นวิธีการปรับรีจิสเตอร์โดยการปรับค่าทีละคู่ โดยให้ทีละคู่มีค่าคงที่แล้วเลือกค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง FIR จากค่ารีจิสเตอร์ที่ให้ ประสิทธิภาพของระบบที่ดีที่สุด กล่าวคือให้อัตราบิดผิดพลาดต่ำที่สุดนั่นเอง ในการปรับค่า รีจิสเตอร์ด้วยวิธีการนี้จะมีจำนวนครั้งในการปรับคั้งที่ นั่นคือจะใช้เวลาในการหาค่าสัมประสิทธิ์ ของตัวกรอง FIR ที่เหมาะสมคั้งที่ ไม่ว่าจะค่าสัมประสิทธิ์เริ่มต้นที่ถูกกำหนดไว้จะเป็นเท่าไรก็ตาม ซึ่งโดยปกติแล้วค่าที่เหมาะสมที่สุดที่ได้นั้นจะแตกต่างไปจากค่าเริ่มต้นประมาณ 10-20%

คั้งนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงได้นำเสนอการปรับปรุงการออปติไมส์สัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR เพื่อช่วยลดเวลาในการออปติไมส์คั้ง โดยนำอัลกอริทึมค่าเฉลี่ยกำลังสองน้อยที่สุด (LMS algorithm: Least Mean Square algorithm) และนำกระบวนการในการทำนายสัญญาณรบกวนเพิ่มเข้าไปใน วงจรตรวจหาแบบ PRML (partial response maximum likelihood) เพื่อเพิ่มสมรรถนะของระบบอีก คั้ง

## 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มุ่งหวังเพื่อศึกษา และวิเคราะห์การออปติไมส์สัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR ด้วยเทคนิค LMS โดยได้ทำการศึกษาผลกระทบของ SNR (signal to noise ratio),  $\mu$  (step size หรือ ความละเอียดในการปรับค่า), สัมประสิทธิ์เริ่มต้นของตัวกรอง FIR และ ND (Normalized density) ว่ามีผลกระทบอย่างไรบ้างต่อเวลาที่ใช้ในการออปติไมส์และสมรรถนะของระบบ และศึกษาถึง สมรรถนะของระบบเมื่อเพิ่มกระบวนการทำนายสัญญาณรบกวนเข้าไปในระบบที่ใช้วงจรตรวจหา แบบผลตอบสนองบางส่วนควรจะเป็นมากที่สุด (PRML: Partial Response Maximum Likelihood) ซึ่งจะถูกเรียกว่า วงจรตรวจหาแบบ NPML (Noise Predictive Maximum Likelihood) ซึ่งผลจากการ นำเทคนิค LMS มาช่วยในการออปติไมส์นี้ จะช่วยให้ใช้เวลาในการออปติไมส์ลดลง นั่นคือ ทำให้ สามารถลดเวลาในกระบวนการทดสอบหว่าน/เขียนลงได้ และการใช้วงจรตรวจหา NPML จะ เป็นการช่วยให้สมรรถนะของระบบสูงขึ้น

## 1.3 สมมติฐานของการศึกษา

จากการออปติไมส์รีจิสเตอร์ของสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR ที่ใช้อยู่ในปัจจุบันนั้น จะทำการ ปรับค่าสัมประสิทธิ์เพื่อหาค่าที่เหมาะสม โดยการจับคู่ทีละคู่ของตัวกรอง FIR ทีละคู่ แล้วทำการเพิ่ม ค่า-ลดค่าไปตามจำนวนที่กำหนด แล้วเลือกค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมจากค่าที่ให้อัตราความ ผิดพลาดบิดต่ำที่สุด ซึ่งการออปติไมส์ค่าด้วยวิธีนี้จะไม่สนใจว่า ค่าสัมประสิทธิ์เริ่มต้นของตัวกรอง FIR มีค่าเป็นเท่าใด และจะใช้จำนวนครั้งในการปรับค่าเท่าเดิมเสมอ แต่โดยปกติแล้วค่าเริ่มต้นของ สัมประสิทธิ์ตัวกรองนั้นจะแตกต่างจากค่าที่เหมาะสมประมาณ 10-20% ในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำเสนอการปรับปรุงเทคนิคในการออปติไมส์สัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR โดยนำเทคนิคของ LMS เข้ามาช่วยในการออปติไมส์, ศึกษาถึงผลกระทบของพารามิเตอร์ 4 ตัว คือ SNR (signal to noise ratio),  $\mu$  (step size หรือความละเอียดในการปรับค่า), สัมประสิทธิ์เริ่มต้นของตัวกรอง FIR และ ND (Normalized density) และทำการเพิ่มกระบวนการในการทำนายสัญญาณรบกวนเข้าไปในวงจรตรวจหาแบบ PRML ซึ่งจะช่วยให้เรื่องของการเปลี่ยนให้สัญญาณรบกวนแบบสี (color noise) กลายเป็นสัญญาณรบกวนเกาส์สีขาว (white Gaussian noise) และวงจรตรวจหาวีเทอร์บีจะทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพมากขึ้น ดังนั้น จึงคาดว่า การออปติไมส์โดยนำเทคนิค LMS เข้ามาช่วยนั้น จะเป็นการลดเวลาในการออปติไมส์ โดยเฉพาะเมื่อสัมประสิทธิ์เริ่มต้นของตัวกรอง FIR มีค่าใกล้เคียงกับค่าที่เหมาะสม และการเพิ่มการทำนายสัญญาณรบกวนเข้าไปในนั้นจะช่วยให้สมรรถนะของระบบดีขึ้น

#### 1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

ใช้เทคนิค LMS ในการหาค่าสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR ซึ่งในการหาค่านั้นจะอยู่บนพื้นฐานของค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุด (MMSE: Minimum Mean Square Error) และใช้อัลกอริทึมของ steepest descent เข้ามาช่วยในการปรับค่า โดยที่ค่าสัมประสิทธิ์ตัวปัจจุบัน จะใช้ค่าสัมประสิทธิ์, ค่าความผิดพลาด และอินพุตของตัวก่อนหน้า มาช่วยในการคำนวณ ดังสมการต่อไปนี้

$$\mathbf{c}_{k+1} = \mathbf{c}_k - \mu e_k \mathbf{s}_k \quad (1.1)$$

โดยที่  $\mathbf{c}_{k+1}$  คือเวกเตอร์ของสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR ณ เวลา  $k+1$ ,  $\mathbf{c}_k$  คือเวกเตอร์ของสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR ณ เวลา  $k$ ,  $\mu$  คือ step size หรือความละเอียดในการปรับค่า,  $e_k$  คือค่าความผิดพลาด ณ เวลา  $k$ ,  $\mathbf{s}_k$  คือเวกเตอร์อินพุตของวงจรกรอง FIR ณ เวลา  $k$

และทำการเพิ่มกระบวนการทำนายสัญญาณรบกวนเข้าไปในระบบตรวจหาแบบ PRML ซึ่งก็คือ วงจรกรองทำนาย P(D) (predictor filter) ซึ่งแผนภาพเทรลิสที่ต้องใช้ในวงจรตรวจหาวีเทอร์บีจะสร้างจากสมการต่อไปนี้

$$H_{eff} = H(D)[1 - P(D)] \quad (1.2)$$

โดยที่  $H_{eff}$  คือทาร์เก็ตประสิทธิผล,  $H(D)$  คือทาร์เก็ตที่สอดคล้องกับวงจรกรอง FIR ที่ใช้ในระบบ และ  $[1 - P(D)]$  คือวงจรกรองค่าความผิดพลาดการทำนาย (prediction error filter) โดยจะ

เรียกวงจรตรวจหาที่เพิ่มการทำนายสัญญาณรบกวนนี้ว่า วงจรตรวจหา NPML

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 1.5 ขอบเขตการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการปรับปรุงการออปติไมส์สัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR และวิเคราะห์ผลกระทบของพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของเทคนิคที่ได้นำเสนอ โดยอ้างอิงการออปติไมส์ที่ใช้อยู่ในปัจจุบัน จากบริษัท ซีเกด เทคโนโลยี (ประเทศไทย) จำกัด (สาขาเทพารักษ์) ซึ่งจะนำอัลกอริทึมของ LMS มาใช้ในการออปติไมส์ และวิเคราะห์ถึงพารามิเตอร์ที่มีผลกระทบต่อเวลาที่ใช้ในการออปติไมส์ และพารามิเตอร์ที่มีผลกระทบต่อประสิทธิภาพของระบบ แล้วเปรียบเทียบเวลาที่ใช้ในการออปติไมส์ระหว่างเทคนิคเดิมกับเทคนิคที่นำเสนอ นอกจากนี้ ได้ทำการเพิ่มกระบวนการทำนายสัญญาณรบกวนเข้าไปในระบบ PRML ซึ่งจะเรียกว่า วงจรตรวจหา NPML และทำการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบ PRML และ NPML

## 1.6 ขั้นตอนของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บทด้วยกันคือ

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาของงานวิจัย ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ สมมติฐาน ทฤษฎีที่ใช้ ขอบเขตของการวิจัย และขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงระบบการบันทึกเชิงแม่เหล็กสำหรับฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์, โครงสร้างภายใน, โครงสร้างการจัดเก็บข้อมูล, แบบจำลองโดยทั่วไป, กระบวนการในการเขียนข้อมูล และกระบวนการอ่านข้อมูล

บทที่ 3 กล่าวถึงวงจรตรวจหาลำดับข้อมูลที่อ่านได้จากสื่อบันทึก ซึ่งจะแบ่งเป็นวงจรตรวจหาแบบ PRML และวงจรตรวจหาแบบ NPML

บทที่ 4 กล่าวถึงสถาปัตยกรรมของช่องสัญญาณอ่าน และเทคนิคการออปติไมส์สัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR ซึ่งประกอบไปด้วย เทคนิคการออปติไมส์ที่ใช้ในปัจจุบัน และเทคนิคการออปติไมส์ด้วย LMS ที่ได้นำเสนอ

บทที่ 5 กล่าวถึงการวิเคราะห์ผลกระทบของพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในการออปติไมส์สัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR ด้วยเทคนิค LMS, การเปรียบเทียบเวลาที่ใช้ในการออปติไมส์ของเทคนิคแบบเดิมกับเทคนิคที่ได้นำเสนอ และเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบ PRML และ NPML

บทที่ 6 สรุปผลการทดลอง

## ระบบการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กสำหรับฮาร์ดดิสก์ไครฟ์

ในบทนี้จะกล่าวถึง ระบบการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กสำหรับฮาร์ดดิสก์ไครฟ์ โดยจะอธิบายถึงรูปแบบของการบันทึกข้อมูล, โครงสร้างของฮาร์ดดิสก์ไครฟ์ ว่ามีส่วนประกอบใดบ้าง, แบบจำลองการบันทึกข้อมูลของฮาร์ดดิสก์ไครฟ์ ซึ่งจะอธิบายภาพรวมการการบันทึกข้อมูล รวมทั้งส่วนประกอบต่าง ๆ , โครงสร้างในการจัดเก็บข้อมูลบนสื่อบันทึก, กระบวนการเขียนข้อมูล ซึ่งจะกล่าวถึงแบบจำลองของการบันทึกข้อมูลลงบนสื่อบันทึก และสุดท้ายจะกล่าวกระบวนการอ่านข้อมูล ซึ่งจะทำให้ทราบถึงภาพรวมของการบันทึกข้อมูลสำหรับฮาร์ดดิสก์ไครฟ์

### 2.1 ระบบการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็ก

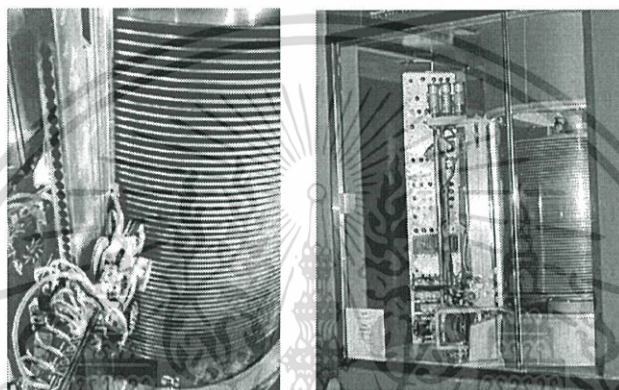
การบันทึกระบบแม่เหล็กถูกคิดค้นขึ้นในปี ค.ศ. 1888 โดย Oberlin Smith [5] และถูกนำมาแสดงครั้งแรกในปี ค.ศ. 1898 โดย Valdemar Poulsen [6] ในรูปของ “Telegraphone” ซึ่งเป็นเครื่องบันทึกสัญญาณเสียง โดยการบันทึกสัญญาณเสียงแบบแอนาล็อก (analog) บนสายลวดเปียโนที่พันรอบดรัม (drum) ที่หมุนได้ ต่อมาก็ได้มีการพัฒนาจนเป็นการบันทึกระบบแม่เหล็กออกมาสู่ท้องตลาด การบันทึกระบบแม่เหล็กนั้นจะจัดเก็บข้อมูลบิตให้อยู่ในรูปของการเปลี่ยนแปลงระดับสภาพความเป็นแม่เหล็ก (magnetization) ในสื่อบันทึก (media) ซึ่งจะแบ่งเป็นแบบแอนาล็อกและแบบดิจิทัล การบันทึกระบบแม่เหล็กแบบแอนาล็อกนั้นจะเก็บสัญญาณในรูปของการเปลี่ยนแปลงสภาพความเป็นแม่เหล็กอย่างต่อเนื่อง โดยที่ระดับของสภาพความเป็นแม่เหล็กจะเป็นสัดส่วนกับระดับของสัญญาณที่ต้องการบันทึก ส่วนการบันทึกระบบแม่เหล็กแบบดิจิทัลนั้นจะใช้คุณสมบัติความเป็นแม่เหล็กของวัสดุบางชนิด ที่เมื่ออยู่ในสภาวะอิ่มตัว (saturated) แล้วจะทำให้สภาพความเป็นแม่เหล็กชี้ไปในทิศทางใดทิศทางหนึ่ง หรือในทิศทางตรงกันข้าม ซึ่งจะเหมาะสำหรับการบันทึกข้อมูลที่มีเพียง 2 สถานะ คือ บิต “0” และ “1” หรือที่เรียกว่าข้อมูลแบบไบนารี (binary data)

ในปัจจุบันนี้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ต่างๆ ต้องการพื้นที่ในการจัดเก็บข้อมูลมากขึ้นเรื่อยๆ ไม่ว่าจะเป็นคอมพิวเตอร์, โทรศัพท์มือถือ, เครื่องเล่นเพลงแบบพกพา และกล้องดิจิทัล เป็นต้น และข้อมูลที่ใช้ส่วนใหญ่จะเป็นข้อมูลแบบดิจิทัล ดังนั้นเทคโนโลยีการบันทึกระบบแม่เหล็กแบบดิจิทัล (digital magnetic recording) จึงเป็นวิธีการหลักที่นิยมนำมาใช้ในการบันทึกข้อมูล ในวิทยานิพนธ์นี้จะกล่าวถึงการบันทึกข้อมูลระบบแม่เหล็กแบบดิจิทัลที่ใช้ในฮาร์ดดิสก์ไครฟ์เท่านั้น ซึ่งเทคโนโลยีการบันทึกข้อมูลระบบแม่เหล็กแบบดิจิทัลที่ใช้ในปัจจุบันมี 2 แบบ คือ การบันทึกระบบแม่เหล็กแบบแนวนอน (Longitudinal recording) สภาพความเป็นแม่เหล็กของสื่อบันทึกจะ

ขนานกับระนาบของจานบันทึกแม่เหล็ก (magnetic disk) และการบันทึกระบบแม่เหล็กแบบเอกซารันเป็นเอกซารันที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แนวตั้ง (Perpendicular recording) สภาพความเป็นแม่เหล็กของสื่อบันทึกจะตั้งฉากกับระนาบของจานบันทึกแม่เหล็ก

ฮาร์ดดิสก์ไครฟ์ตัวแรกที่ออกสู่ท้องตลาดในปี ค.ศ. 1956 เป็นของบริษัทไอบีเอ็ม (IBM) มีชื่อเรียกว่า “Random Access Method of Accounting and Control (RAMAC) หรือ IBM 350” [7] ใช้จานบันทึกแม่เหล็กทั้งหมด 50 แผ่น โดยที่แต่ละแผ่นมีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 24 นิ้ว สามารถบันทึกข้อมูลได้ 5 เมกะไบต์ (MB: Megabyte) มีความเร็วในการส่งผ่านข้อมูล 8.8 กิโลไบต์ต่อวินาที (kB/s) ความเร็วในการหมุนจานบันทึก 1200 รอบต่อนาที (rpm) และความหนาแน่นเชิงพื้นที่ (areal density) ประมาณ 2 กิโลบิตต่อตารางนิ้ว ( $\text{kb/in}^2$ )

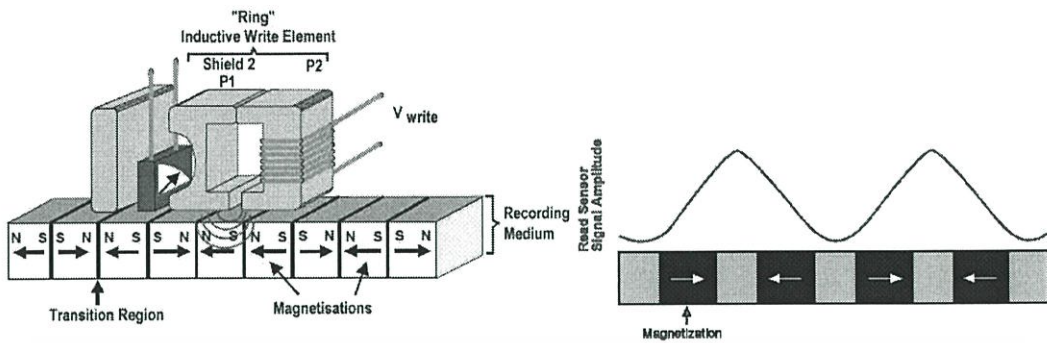


รูปที่ 2.1 RAMAC (IBM 350) [7]

แต่ในปัจจุบันนี้ฮาร์ดดิสก์ไครฟ์มีขนาดเล็กลงมาก ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของจานบันทึกมีขนาดเพียง 3.5 นิ้ว หรือน้อยกว่านั้น ซึ่งสามารถผลิตฮาร์ดดิสก์ไครฟ์ที่สามารถบันทึกข้อมูลได้ถึง 2 เทระไบต์ (TB: Terabyte) โดยใช้จานบันทึกที่มีเส้นผ่านศูนย์กลางขนาด 3.5 นิ้ว จำนวน 4 แผ่น มีความเร็วในการส่งผ่านข้อมูลสูงถึง 2 กิโลไบต์ต่อวินาที (kB/s) ความเร็วในการหมุนจานบันทึก 15000 รอบต่อนาที (rpm) และความหนาแน่นเชิงพื้นที่ (areal density) ประมาณ 300 กิโลบิตต่อตารางนิ้ว ( $\text{kb/in}^2$ ) จะเห็นได้ว่าความสามารถในการบันทึกข้อมูลของฮาร์ดดิสก์ไครฟ์เพิ่มสูงขึ้นอย่างมาก ซึ่งเป็นผลมาจากการปรับปรุงประสิทธิภาพของชิ้นส่วนต่างๆ เช่น หัวอ่าน/เขียน (read/write head), สื่อบันทึก และระบบการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (digital signal processing) ในชิปช่องสัญญาณอ่าน (read channel chip) เป็นต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

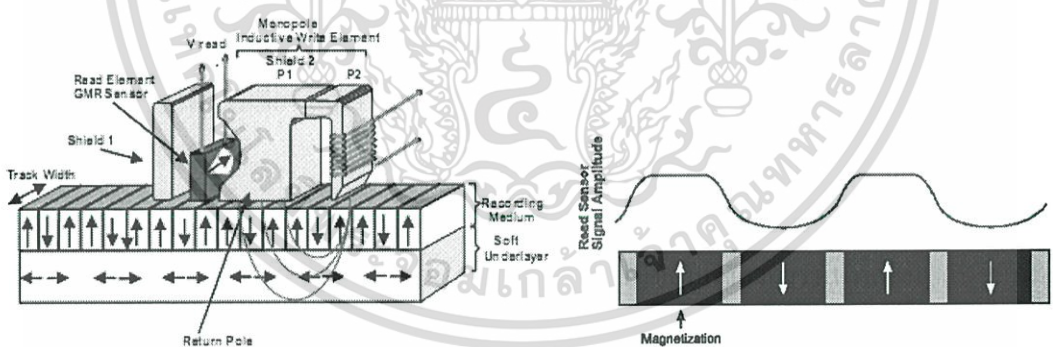
### 2.1.1 ระบบการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบแวนอน



รูปที่ 2.2 กระบวนการเขียนและอ่านข้อมูลของการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบแวนอน [8]

เทคโนโลยีการบันทึกแบบแวนอนนั้น สภาพความเป็นแม่เหล็กของสื่อบันทึกจะขนานกับระนาบของจานบันทึก ซึ่งกระบวนการเขียนและอ่านข้อมูลของการบันทึกแบบแวนอนจะแสดงดังรูปที่ 2.2 ในปัจจุบันก็ยังมีฮาร์ดดิสก์บางรุ่นที่ยังใช้เทคโนโลยีการบันทึกแบบนี้อยู่ แต่เนื่องด้วยความต้องการความจุที่เพิ่มขึ้น จึงได้มีการพัฒนาการบันทึกแบบแนวตั้งขึ้นมา

### 2.1.2 ระบบการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบแนวตั้ง



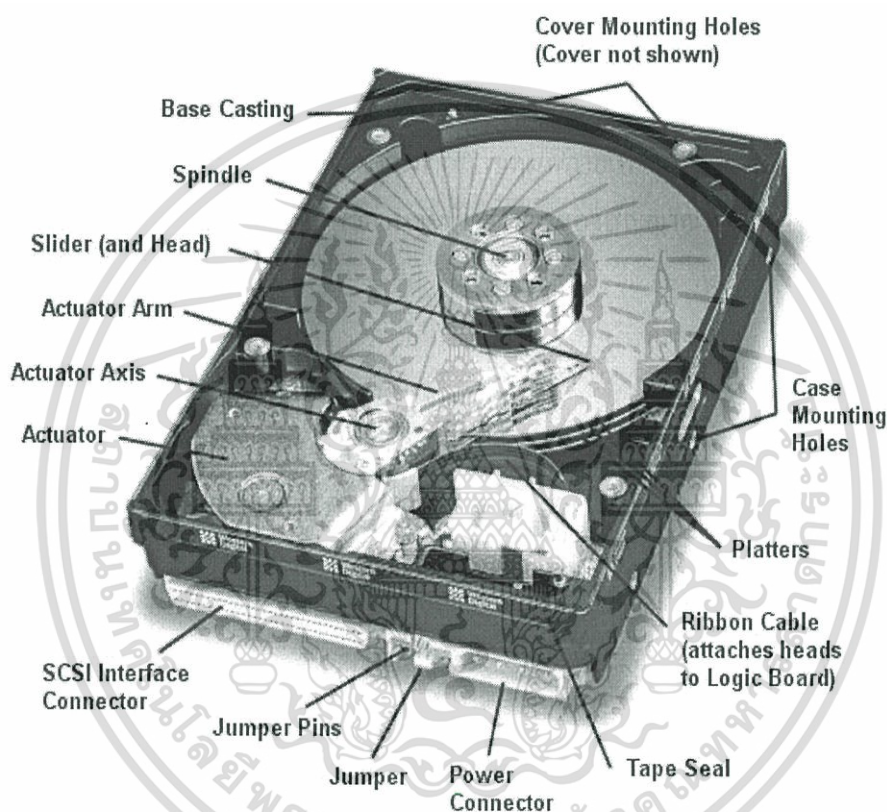
รูปที่ 2.3 กระบวนการเขียนและอ่านข้อมูลของระบบการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบแนวตั้ง [8]

เทคโนโลยีการบันทึกแบบแนวตั้งเป็นเทคโนโลยีการบันทึกที่พัฒนาขึ้นมาเพื่อแทนที่การบันทึกแบบแวนอน ได้เริ่มมีการค้นคว้ามาตั้งแต่ปี ค.ศ. 1984 [9] โดยที่ สภาพความเป็นแม่เหล็กของสื่อบันทึกจะตั้งฉากกับระนาบของจานบันทึก ดังแสดงในรูปที่ 2.3 ซึ่งฮาร์ดดิสก์ไครฟ์ที่วางจำหน่ายในปัจจุบันนี้ส่วนใหญ่จะใช้เทคโนโลยีการบันทึกแบบแนวตั้ง เนื่องจากมีข้อดีกว่าการบันทึกแบบแวนอนเช่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ความจุของฮาร์ดดิสก์ใดที่จะเพิ่มขึ้นมากกว่าเดิมหลายเท่า
- สัญญาณ read-back ที่ได้จากหัวอ่านจะมีพลังงานของสัญญาณมากกว่า ซึ่งจะช่วยให้ง่ายต่อการประมวลผลสัญญาณ
- สนามแม่เหล็กที่ใช้สำหรับการเขียนข้อมูลเข้าไปในสื่อบันทึกจะมีความเข้มมากกว่า ซึ่งจะทำให้เกิดสัญญาณรบกวนและข้อผิดพลาดน้อยลง

## 2.2 โครงสร้างภายในของฮาร์ดดิสก์ไครฟ์



รูปที่ 2.4 แสดง โครงสร้างภายในของฮาร์ดดิสก์ไครฟ์

โครงสร้างภายในของฮาร์ดดิสก์ไครฟ์จะแบ่งเป็น 2 ส่วนหลักคือ PCBA (Printed Circuit Board Assembly) จะเป็นส่วนของแผงควบคุมวงจรไฟฟ้า ซึ่งจะประกอบไปด้วยชิ้นส่วนอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ต่างๆ แผงวงจรนี้จะติดอยู่กับฝาครอบด้านล่างของฮาร์ดดิสก์ไครฟ์ ซึ่งอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์เหล่านี้จะทำหน้าที่ควบคุมสัญญาณที่รับและส่งจากหัวแม่เหล็ก, มอเตอร์สปินเดิล (Spindle Motor) และตัวควบคุมการเคลื่อนไหว (actuator) และอีกส่วนหนึ่งคือฮาร์ดดิสก์แอสเซมบลี (HAD: Hard Disk Assembly) เป็นส่วนกลไกของไครฟ์ โดยจะมีชิ้นส่วนที่สำคัญดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- มอเตอร์สปินเดิล (Spindle Motor) จะทำหน้าที่ขับเคลื่อนสื่อบันทึกให้หมุนด้วยความเร็วรอบคงที่
- Disc Clamp ทำหน้าที่ยึดจานสื่อบันทึกกับมอเตอร์สปินเดิล
- สื่อบันทึก(Media) ทำหน้าที่เก็บข้อมูลที่เป็นแม่เหล็ก ทำจากอลูมิเนียมเคลือบด้วยสารแม่เหล็กด้วยความหนาประมาณ 1 ไมโครนิ้ว
- HSA (Head Stack Assy) หัวอ่านหลายๆตัวที่ยึดเข้าด้วยกันเนื่องจากจำนวนแผ่นของสื่อบันทึกนั้นมีหลายแผ่นดังนั้นจำนวนของหัวอ่านเขียนจึงต้องมากกว่าหนึ่งหัว
- VCM (Voice Coil Motor) ทำหน้าที่ในการเคลื่อนย้าย HSA ให้อยู่ในตำแหน่งแทร็กที่หัวอ่าน/เขียนต้องการที่อ่านหรือเขียนข้อมูล VCM จะมีแม่เหล็กถาวรครอบอยู่ทั้งส่วนบนและส่วนล่าง และมีคอยล์ที่จะรับกระแสควบคุมเข้ามาเมื่อเราจ่ายกระแสเข้ามายังขดลวดก็จะเกิดแรงผลักหรือดูดกันของสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นตามทิศทางและขนาดของกระแสที่จ่ายเข้าไปบนขดลวด
- Latch ช่วยในการปรับตั้ง HGA ไม่ให้หลุดจากสื่อบันทึกข้อมูล
- ฟิลเตอร์ (Filters) เป็นตัวกรองฝุ่นละอองสองชั้น ในชั้นแรกเอาอากาศเข้าไปเพื่อช่วยลดอุณหภูมิของฮาร์ดไดรฟ์ ส่วนในชั้นที่สองนั้นก็เพื่อช่วยในการบินของสไลเดอร์ไม่ให้ชนกับสื่อบันทึกข้อมูล
- Top Cover ส่วนนอกสุดที่เราสามารถมองเห็นได้ป้องกันการกระแทกและเป็นตัวครอบตัวฮาร์ดไดรฟ์เอาไว้

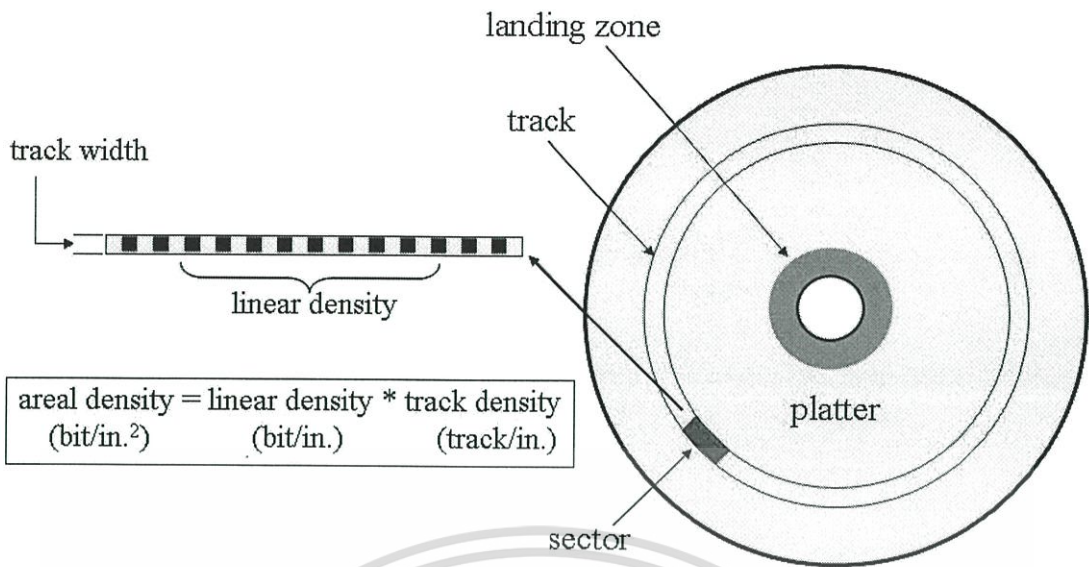
## 2.3 โครงสร้างการจัดเก็บข้อมูลในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์

โครงสร้างการจัดเก็บข้อมูลในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์แสดงดังรูปที่ 2.5 ฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์จะเก็บข้อมูลในงานบันทึกแม่เหล็กรูปวงกลมที่เรียกกันว่า “Platter” โดยที่แต่ละ platter จะมีสารแม่เหล็กเคลือบอยู่บนผิวทั้งสองด้าน และข้อมูลจะถูกจัดเก็บตามเส้นรอบวงที่มีจุดศูนย์กลางร่วมกันที่เรียกว่า “แทร็ก (track)” ซึ่งแต่ละแทร็กจะแบ่งออกเป็น “เซกเตอร์ (sector)” โดยทั่วไป พารามิเตอร์ที่ใช้บอกความจุข้อมูลของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์คือ ความหนาแน่นเชิงพื้นที่ซึ่งนิยามโดย

$$A_d = L_d T_d \quad (2.1)$$

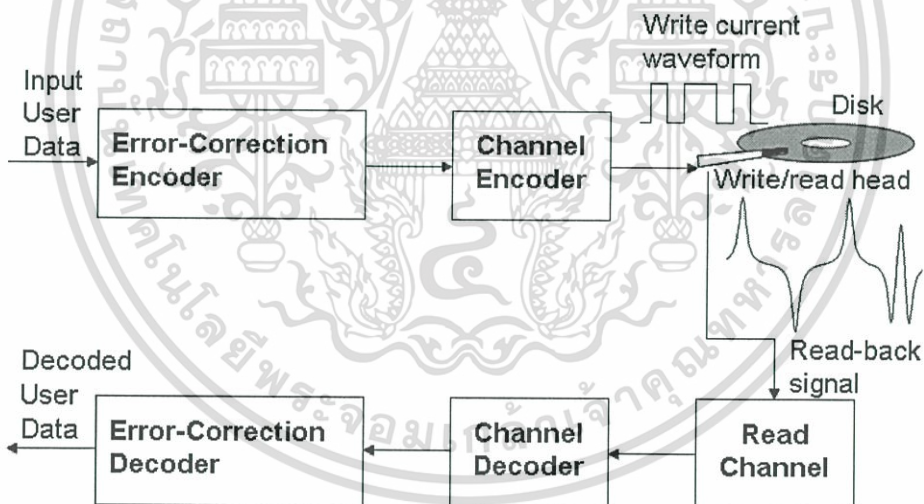
เมื่อ  $A_d$  คือ ความหนาแน่นเชิงพื้นที่ที่มีหน่วยเป็นบิตต่อตารางนิ้ว ( $\text{bit}/\text{in.}^2$ ),  $L_d$  คือความหนาแน่นเชิงเส้น (linear density) มีหน่วยเป็นบิตต่อนิ้ว ( $\text{bit}/\text{in.}$ ), และ  $T_d$  คือความหนาแน่นเชิงแทร็ก (track density) มีหน่วยเป็นแทร็กต่อนิ้ว ( $\text{track}/\text{in.}$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 แสดงโครงสร้างการจัดเก็บข้อมูลในฮาร์ดดิสก์ไครฟ์

## 2.4 แบบจำลองของระบบการจัดเก็บข้อมูลในฮาร์ดดิสก์ไครฟ์



รูปที่ 2.6 แบบจำลองของระบบการจัดเก็บข้อมูลในฮาร์ดดิสก์ไครฟ์

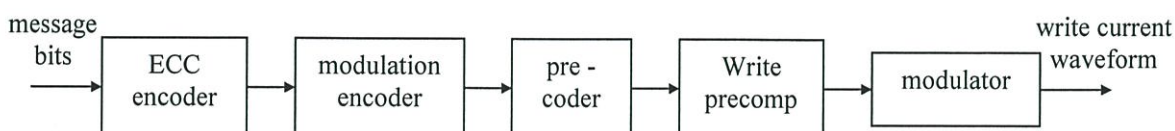
ระบบการจัดเก็บข้อมูลของฮาร์ดดิสก์ไครฟ์แบบดิจิทัล สามารถที่จะจำลองเป็นแผนภาพทั่วไปได้ดังรูปที่ 2.6 เริ่มแรกบิตข่าวสาร (message bits) จะถูกทำการเข้ารหัสโดย “วงจรเข้ารหัสแก้ไขข้อผิดพลาด (Error-Correction Code (ECC) Encoder)” [10] ซึ่งจะทำให้การเพิ่มบิตข้อมูลเข้าไปในบิตข่าวสารเพื่อช่วยในการตรวจเช็คความถูกต้องและแก้ไขถ้าข้อมูลเกิดการผิดพลาด การเข้ารหัสนี้จะช่วยเพิ่มสมรรถนะของระบบ โดยทั่วไปจะนิยมใช้รหัส RS (Reed Solomon code) [11] เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และจะทำการเข้ารหัสข้อมูลอีกครั้ง เพื่อทำการปรับคุณสมบัติของข้อมูลให้เหมาะสมกับช่องสัญญาณของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ เช่น การทำให้ลำดับข้อมูล (data sequence) มีรูปแบบตามที่ต้องการ เนื่องจากการบันทึกข้อมูลลงในสื่อบันทึกนั้น จะมีการเปลี่ยนแปลงสภาพของหัวแม่เหล็กเมื่อข้อมูลมีการเปลี่ยนแปลง ดังนั้นถ้าข้อมูลที่ถูกรับบันทึกไม่มีการเปลี่ยนแปลง หรือกล่าวคือ มีข้อมูลบิตเดิมติดกันมากเกินไปจะทำให้เสียการเข้ารหัสในกระบวนการบันทึกข้อมูล ซึ่งรหัสที่นิยมนำมาใช้ในการเข้ารหัสนี้คือ รหัส RLL (Run-Length Limited code) [12] ข้อมูลที่ออกจากการเข้ารหัสช่องสัญญาณนี้คือข้อมูลที่จะถูกเขียนเข้าไปในสื่อบันทึกจะเรียกว่า “บิตที่จะถูกบันทึก (recorded bit)” หลังจากนั้น บิตที่จะถูกบันทึกก็จะถูกแปลงให้อยู่ในรูปของคลื่นกระแสไฟฟ้าเขียน (write current waveform) และคลื่นกระแสไฟฟ้าเขียนนี้ก็จะถูกป้อนไปยังหัวเขียน เพื่อเขียนข้อมูลลงในสื่อบันทึก

สำหรับการอ่านข้อมูล หัวอ่านจะทำการอ่านข้อมูลจากสื่อบันทึก ซึ่งสัญญาณที่อ่านได้นั้นจะถูกเรียกว่า “สัญญาณ read-back” จากนั้นสัญญาณ read-back จะถูกส่งไปประมวลผลในช่องสัญญาณอ่าน (read channel) ซึ่งจะประกอบไปด้วย วงจรกรองผ่านต่ำ (LPF: low-pass filter), วงจรซีกตัวอย่าง (sampler หรือ analog-to-digital converter), อีควอไลเซอร์ (equalizer), และวงจรตรวจหา (detector) เป็นต้น ข้อมูลที่ได้จากวงจรตรวจหาจะถูกถอดรหัสด้วยวงจรถอดรหัสช่องสัญญาณ (channel decoder) จากนั้นก็จะถูกถอดรหัสอีกครั้งด้วยวงจรถอดรหัสแก้ไขข้อผิดพลาด (ECC decoder) เพื่อให้ได้ข้อมูลที่ถูกรับบันทึกไว้

## 2.5 กระบวนการเขียนข้อมูล

รายละเอียดของกระบวนการเขียนข้อมูลในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์สามารถแสดงเป็นแผนภาพได้ตามรูปที่ 2.7 ซึ่งในกระบวนการเขียนข้อมูลนี้ ข้อมูลข่าวสารที่ต้องการบันทึกจะต้องถูกเข้ารหัส ก่อนที่จะส่งไปยังวงจรมอดูเลเตอร์เพื่อแปลงข้อมูลที่เข้ารหัสแล้วให้อยู่ในรูปของกระแสไฟฟ้า แล้วจึงทำการเขียนข้อมูลลงสื่อบันทึก โดยหัวเขียนจะสร้างทิศทางของสนามแม่เหล็กที่จะบันทึกตามกระแสไฟฟ้าที่ถูกแปลงมาจากข้อมูล ส่วนต่าง ๆ ของการเข้ารหัสในกระบวนการเขียนข้อมูลจะสามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้



รูปที่ 2.7 แผนภาพกระบวนการเขียนข้อมูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.5.1 วงจรเข้ารหัสแก้ไขข้อผิดพลาด

รหัสแก้ไขข้อผิดพลาด (ECC: error-correction code) ที่นิยมใช้ในฮาร์ดดิสก์ไครฟ์ตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบันคือ รหัสรีดโซโลมอน (RS : Reed Solomon) ซึ่งการเข้ารหัสในส่วนนี้จะช่วยให้สามารถตรวจหาและแก้ไขข้อผิดพลาดที่อาจเกิดขึ้นในระบบได้ ทำให้ประสิทธิภาพของระบบสูงขึ้น และที่ใช้รหัสรีดโซโลมอนนั้น เนื่องจากรหัสรีดโซโลมอนมีความสามารถในการแก้ไขข้อผิดพลาดแบบหลายบิตติดกันได้อย่างมีประสิทธิภาพ

ในการเข้ารหัสนั้น วงจรเข้ารหัสแก้ไขข้อผิดพลาดจะทำการเข้ารหัสข้อมูลที่ละบิตออก แต่ละบิตก็มีความยาวข้อมูล  $k$  บิต และได้ข้อมูลเอาต์พุตออกมาทีละบิต มีความยาวข้อมูล  $n$  บิต โดยที่อัตราส่วนของข้อมูลอินพุตและเอาต์พุตของการเข้ารหัสจะเรียกว่า “อัตรารหัส (code rate)” นิยามโดย

$$R = \frac{k}{n} \quad (2.2)$$

และจำนวนบิตเอาต์พุตจะมีมากกว่าหรือเท่ากับจำนวนบิตอินพุตเสมอ ดังนั้นจะได้ว่า  $R \leq 1$  จากนั้นที่วงจรภาครับ วงจรถอดรหัสแก้ไขข้อผิดพลาดก็จะทำหน้าที่ในการถอดรหัสข้อมูลที่ละบิตออกเช่นกัน ซึ่งแต่ละบิตก็มีความยาวข้อมูล  $n$  บิต โดยที่จะได้ข้อมูลเอาต์พุตที่มีความยาวข้อมูล  $k$  บิต สำหรับความสามารถในการแก้ไขบิตผิดพลาดของรหัสรีดโซโลมอนนั้น จะขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์ที่ใช้ในการสร้างรหัสรีดโซโลมอน ซึ่งถูกกำหนดโดยพารามิเตอร์  $(n, k)$  นั่นคือ รหัสรีดโซโลมอนมีความสามารถที่จะตรวจหา (detect) ข้อผิดพลาดแบบหลายบิตติดกันที่มีความยาวไม่เกิน  $(n - k)$  บิต และสามารถแก้ไข (correct) ข้อผิดพลาดแบบหลายบิตติดกันที่มีความยาวไม่เกิน  $(n - k)/2$  บิต

โดยทั่วไปแล้ว ระบบการจัดเก็บข้อมูลดิจิทัลในฮาร์ดดิสก์ไครฟ์จะยอมให้มีอัตราความผิดพลาดบิต (BER: bit-error rate)  $< 10^{-9}$  เมื่อพิจารณาที่ด้านขาเข้าของวงจรถอดรหัส ECC แต่ในการใช้รหัสแก้ไขข้อผิดพลาดนั้นก็มีข้อเสียอยู่บ้างคือ จำนวนบิตเอาต์พุตจะมีมากกว่าจำนวนบิตอินพุต โดยที่ข้อมูลบิตที่เพิ่มขึ้นมานี้จะเรียกว่า “บิตส่วนเกิน (redundant bit)” ซึ่งไม่ได้เป็นข้อมูลที่ต้องการจะเก็บเข้าไปในสื่อบันทึก แต่จะเป็นข้อมูลที่จะนำไปใช้ในการตรวจหาและแก้ไขข้อผิดพลาดที่วงจรถอดรหัสแก้ไขข้อผิดพลาด ดังนั้นบิตส่วนเกินจะทำให้เกิดการสูญเสียเนื่องจากการจัดเก็บข้อมูลในสื่อบันทึก ตัวอย่างเช่น แทนที่เราจะเก็บข้อมูลข่าวสารได้ 100 บิต เราอาจจะเก็บข้อมูลข่าวสารได้เพียง 90 บิต เพราะต้องเหลือเนื้อที่ไว้สำหรับเก็บบิตส่วนเกินอีก 10 บิต เพราะฉะนั้น เนื่องจากการจัดเก็บข้อมูลในสื่อบันทึกจะสูญเสียไป 10% เป็นต้น

## 2.5.2 วงจรเข้ารหัสมอดูเลชัน

การเข้ารหัสมอดูเลชัน (modulation encode) ในระบบการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็ก (magnetic recording system) จะทำหน้าที่ในการช่วยปรับคุณสมบัติของสัญญาณให้เหมาะสมกับช่องสัญญาณ เพื่อลดความผิดเพี้ยนของสัญญาณ และช่วยในการกำหนดระยะห่างของบิตเปลี่ยนสถานะ (transition bit) ที่จะเขียนลงไปบนสื่อบันทึก เพื่อลดผลกระทบของการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (ISI: inter symbol interference) เนื่องจากข้อมูลที่จะเขียนลงในสื่อบันทึกมีเป็นรูปแบบของ NRZI โดยที่ ตำแหน่งที่มีการเปลี่ยนสถานะของความเป็นแม่เหล็ก หรือตำแหน่งที่มีการเปลี่ยนแปลงของบิตข้อมูล จะถูกแทนด้วยบิต “1” และตำแหน่งที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงของข้อมูลก็จะแทนด้วยบิต “0” ดังนั้น จึงต้องมีการเข้ารหัสมอดูเลชันเพื่อป้องกันการเกิดบิตข้อมูลเดิมเรียงติดกันมากเกินไป ซึ่งจะทำให้สูญเสียการเข้ารหัสในการชักตัวอย่างข้อมูล

รหัสมอดูเลชันที่นิยมใช้กันทั่วไปในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์คือ รหัส RLL (run-length limited) ซึ่งจะทำหน้าที่ในการกำหนดความยาวของบิตเปลี่ยนสถานะ บิต “0” และบิต “1” (ตามรูปแบบ ของ NRZI) ที่เรียงติดกันในลำดับข้อมูลที่ต้องการจะเขียนลงไปบนสื่อบันทึก โดยทั่วไปรหัส RLL จะถูกกำหนดด้วยพารามิเตอร์  $(d, k)$  เมื่อ  $d$  คือ เลขจำนวนเต็ม ซึ่งกำหนดจำนวนของบิต 0 ที่น้อยที่สุดที่อยู่ระหว่างบิต 1 และ  $k$  คือ เลขจำนวนเต็ม ซึ่งกำหนดจำนวนของบิต 0 ที่มากที่สุดที่อยู่ระหว่างบิต 1

## 2.5.3 วงจรเข้ารหัสก่อน

วงจรเข้ารหัสก่อน (precoder) จะทำหน้าที่ในการเข้ารหัสข้อมูลอีกลักษณะหนึ่ง เพื่อช่วยป้องกันไม่ให้ลำดับข้อมูลที่เขียนลงไปบนสื่อบันทึกมีแบบข้อมูล (data pattern) ที่ไม่ต้องการ และช่วยเพิ่มระยะทางยูคลิด (Euclidean distance) ของข้อมูลที่ถูกเข้ารหัส ซึ่งจะช่วยให้อัตราข้อผิดพลาดบิตของระบบน้อยลงได้ และยังช่วยลดภาระการทำงานของอ็ควอไลเซอร์ที่วงจรมารับอีกด้วย สำหรับวงจรเข้ารหัสก่อนที่นิยมใช้ในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์จะมีฟังก์ชันถ่ายโอน (transfer function) เช่น  $P(D) = 1/(1 \oplus D)$  หรือ  $P(D) = 1/(1 \oplus D^2)$  เป็นต้น เมื่อเครื่องหมาย  $\oplus$  คือตัวดำเนินการ XOR (exclusive OR) สำหรับรายละเอียดการออกแบบ วงจรเข้ารหัสก่อนให้เหมาะสมกับช่องสัญญาณ สามารถศึกษาเพิ่มเติมได้จาก [13]

## 2.5.4 การชดเชยก่อนการเขียน

การชดเชยก่อนการเขียน (write precompensation) ทำหน้าที่ลดผลกระทบที่เกิดจากการเลื่อนตำแหน่งของการเปลี่ยนสถานะแบบไม่เป็นเชิงเส้น (NLTS: nonlinear transition shift) โดยการคำนวณหาปริมาณการเลื่อนตำแหน่งของการเปลี่ยนสถานะ ซึ่งความรุนแรงของ NLTS จะขึ้นอยู่กับรูปแบบของข้อมูลที่ทำการบันทึก เมื่อเกิด NLTS ขึ้นระหว่างการเขียนบิตเปลี่ยนสถานะ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่บนสื่อใดๆ ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลงไปบนสื่อบันทึก ตำแหน่งการเปลี่ยนสถานะของบิตตัวปัจจุบันจะถูกเลื่อนตำแหน่งเข้ามาหาตำแหน่งการเปลี่ยนสถานะของบิตตัวก่อนหน้านี้ ดังนั้นเราสามารถแก้ไขปัญหานี้ได้โดยการทำการหน่วงเวลาในการเขียนบิตเปลี่ยนสถานะเข้าไปบนสื่อบันทึกเพื่อเป็นการชดเชยผลกระทบที่เกิดจาก NLTS กล่าวคือ ถ้าให้  $\varepsilon$  แทนปริมาณการเลื่อนตำแหน่งของการเปลี่ยนสถานะ การชดเชยก่อนการเขียนจะทำให้ตำแหน่งการเปลี่ยนสถานะของบิตตัวปัจจุบันถูกเลื่อนออกไปเป็นปริมาณเท่ากับ  $\varepsilon$  ซึ่งเมื่อ NLTS เกิดขึ้น ดังนั้น ตำแหน่งการเปลี่ยนสถานะของบิตตัวปัจจุบันก็จะถูกเลื่อนกลับมาอยู่ ณ ตำแหน่งที่ต้องการ นั่นคือ  $\varepsilon - \varepsilon = 0$  สำหรับเทคนิคที่ใช้ในการคำนวณปริมาณการเลื่อนตำแหน่งจะมีอยู่หลายวิธี เช่น เทคนิคการพิจารณารูปร่างสัญญาณพัลส์ที่ถูกสกัดออกมา (extracted pulse shape) [14] หรือเทคนิคในโดเมนความถี่ [15] เป็นต้น

### 2.5.5 วงจรมอดูเลเตอร์

วงจรมอดูเลเตอร์ (modulator) จะทำหน้าที่ในการแปลงข้อมูลบิตให้อยู่ในรูปคลื่นกระแสไฟฟ้ารูปสี่เหลี่ยม (rectangular current waveform) ที่เรียกกันว่า “กระแสไฟฟ้าเขียน (write current)” จากนั้นกระแสไฟฟ้าเขียนจะถูกป้อนไปยังขดลวดของหัวเขียน (write head) ทำให้เกิดเป็นสนามเขียนแม่เหล็ก (magnetic write field) บริเวณช่องว่างระหว่างสื่อบันทึกกับหัวเขียน โดยทั่วไปสนามเขียนแม่เหล็กจะต้องมีขนาดหรือความเข้มมากกว่าสภาพลบด่างแม่เหล็กของสื่อบันทึก เพื่อที่จะได้สามารถทำให้สื่อบันทึก ณ บริเวณนั้นมีความเป็นแม่เหล็กตามทิศทางของสนามเขียนแม่เหล็กที่ป้อนเข้าไป นอกจากนี้การเปลี่ยนสถานะสภาพความเป็นแม่เหล็ก (magnetization transition) ของสื่อบันทึกสามารถทำได้โดยการเปลี่ยนแปลงทิศทางของสนามแม่เหล็กสำหรับเขียน (หรือทิศทางของ กระแสไฟฟ้าเขียน) เพื่อให้สอดคล้องกับการเขียนข้อมูลบิต 0 และบิต 1

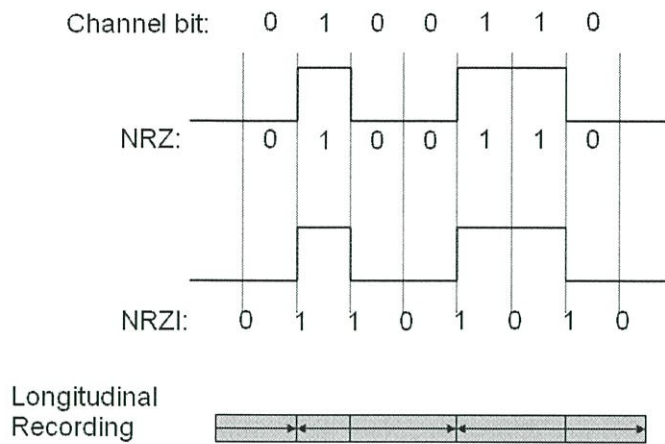
### 2.5.6 รูปแบบข้อมูล

รูปแบบของข้อมูลที่ใช้ในการสร้างรูปคลื่นกระแสไฟฟ้าแบบรูปสี่เหลี่ยมจะ สำหรับระบบการบันทึกแบบแม่เหล็ก มี 2 แบบคือ

1) NRZ (non-return-to-zero) โดยที่แอมพลิจูดของรูปคลื่นกระแสไฟฟ้าจะบอกให้เห็นถึงบิตไบนารี กล่าวคือแอมพลิจูดสูงจะใช้แทนข้อมูลบิต “1” และแอมพลิจูดต่ำจะใช้แทนข้อมูลบิต “0”

2) NRZI (non-return-to-zero interleaved) โดยที่ข้อมูลบิต “1” หมายถึง มีการเปลี่ยนสถานะของรูปคลื่นกระแสไฟฟ้า และข้อมูลบิต “0” หมายถึง ไม่มีการเปลี่ยนสถานะของรูปคลื่นกระแสไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.8 ลักษณะของข้อมูลแบบ NRZ และ NRZI

รูปที่ 2.8 แสดงตัวอย่างลักษณะของข้อมูลแบบ NRZ และ NRZI เมื่อข้อมูลบิตช่องสัญญาณ (channel bit) คือข้อมูลจริงที่ต้องการจะเขียนลงไปในสื่อบันทึก จะเห็นได้ว่าข้อมูลบิตช่องสัญญาณและข้อมูลแบบ NRZ จะเหมือนกัน ซึ่งต่างจากข้อมูลแบบ NRZI แต่ข้อมูลทั้งหมดมีรูปคลื่นกระแสไฟฟ้ารูปสี่เหลี่ยมเหมือนกัน อย่างไรก็ตามในการวิเคราะห์ระบบการประมวลผลสัญญาณของฮาร์ดดิสก์ไครฟ์ ข้อมูลแบบ NRZI มักจะถูกนำมาใช้ในการอธิบายลักษณะการเกิดสัญญาณ read-back กล่าวคือเมื่อหัวอ่านเคลื่อนที่มาถึงบริเวณที่มีการเปลี่ยนสถานะก็จะเกิดการเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กทำให้ได้ผลลัพธ์ออกมาเป็น สัญญาณพัลส์ที่เรียกกันว่า “สัญญาณพัลส์การเปลี่ยนสถานะ (transition pulse)” ซึ่งเปรียบเสมือนกับการนำข้อมูลบิต 1 มาคูณกับสัญญาณผลตอบสนองการเปลี่ยนสถานะ (transition response) ของช่องสัญญาณ เพราะฉะนั้นเราจึงมักจะแทนตำแหน่งที่มีการเปลี่ยนสถานะของสนามแม่เหล็กในสื่อบันทึกด้วยบิต 1 และแทนตำแหน่งที่ไม่มีการเปลี่ยนสถานะของสนามแม่เหล็กในสื่อบันทึกด้วยบิต 0

## 2.6 กระบวนการอ่านข้อมูล

ในการอ่านข้อมูล หัวอ่านจะทำการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์แม่เหล็ก (magnetic flux) ณ ตำแหน่งที่มีการเปลี่ยนสถานะของสภาพความเป็นแม่เหล็ก ซึ่งเป็นผลทำให้เกิดสัญญาณพัลส์แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำในขดลวดตามกฎของฟาราเดย์ (Faraday's law) สำหรับบริเวณที่มีการเปลี่ยนสถานะของสนามแม่เหล็ก หัวอ่านจะให้สัญญาณพัลส์แรงดันไฟฟ้าที่เรียกกันว่า “สัญญาณพัลส์เปลี่ยนสถานะ (transition pulse)” เนื่องจากกระบวนการอ่านข้อมูลในฮาร์ดดิสก์ไครฟ์สามารถประมาณได้ว่ามีคุณลักษณะเป็นแบบเชิงเส้น ดังนั้นเราจึงสามารถแสดงสัญญาณ read-back ให้อยู่

ในรูปของผลรวมของสัญญาณพัลส์เปลี่ยนสถานะที่สอดคล้องกับบิตเปลี่ยนสถานะได้ โดยที่สัญญาณพัลส์เปลี่ยนสถานะที่ติดกันจะมีเครื่องหมายตรงกันข้ามกัน

### 2.6.1 ประเภทของหัวอ่าน

หัวอ่าน (read head) ในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์จะทำหน้าที่ในการแปลงฟลักซ์แม่เหล็กให้เป็นแรงดันไฟฟ้าในรูปของสัญญาณ read-back หัวอ่านที่ใช้มีหลายประเภท เช่น

1) หัวแม่เหล็กแบบเฟอร์ไรต์ (ferrite) เริ่มนำมาใช้งานในช่วงปี ค.ศ. 1970 โดยทำงานได้ดีเมื่อใช้ เป็นหัวเขียน แต่ทำงานได้ไม่ดีเมื่อใช้เป็นหัวอ่าน เพราะว่สัญญาณ read-back ที่ได้จะมีแอมพลิจูดน้อย

2) หัวแม่เหล็กแบบ MR (magneto-resistive) เริ่มนำมาใช้งานในช่วงปี ค.ศ. 1990 สามารถทำงานได้ดีเมื่อใช้เป็นหัวอ่าน เพราะหัวอ่านแบบ MR นี้มีความไว (sensitivity) ต่อการเปลี่ยนแปลงของสนามแม่เหล็ก ทำให้สัญญาณ read-back ที่ได้มีแอมพลิจูดสูง

3) หัวแม่เหล็กแบบ GMR (giant magneto-resistive) เริ่มนำมาใช้งานในช่วงปี ค.ศ. 1997 สามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพมากกว่าหัวแม่เหล็กแบบ MR

4) หัวแม่เหล็กแบบ TMR (tunneling magneto-resistive) [15] ถือว่าเป็นหัวแม่เหล็กที่กำลังเป็นที่นิยมใช้ในปัจุบัน เพราะว่ามีประสิทธิภาพดีกว่าหัวแม่เหล็กแบบอื่นๆ โดยทั่วไปแล้ว หัวแม่เหล็กยิ่งดีก็จะส่งผลทำให้ประสิทธิภาพรวมของระบบดีขึ้น

### 2.6.2 แบบจำลองสัญญาณ read-back

ในการอ่านข้อมูลนั้น หัวอ่านจะเคลื่อนที่ไปเรื่อย ๆ ตามแตร็กของสื่อบันทึก และเมื่อตำแหน่งใดมีการเปลี่ยนสถานะ หรือมีการเปลี่ยนทิศทางของสนามแม่เหล็ก จะได้เป็นสัญญาณพัลส์ขึ้นมา ซึ่งจะเรียกว่า ผลตอบสนองการเปลี่ยนสถานะ (transition response)  $g(t)$  โดยจะมีค่าเป็นบวกหรือลบตามทิศทางของสนามแม่เหล็ก สัญญาณพัลส์เปลี่ยนสถานะสำหรับระบบการบันทึกแบบแวนอนจะเรียกว่า สัญญาณพัลส์ Lorentzian สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของสมการทางคณิตศาสตร์ได้ดังนี้ [16]

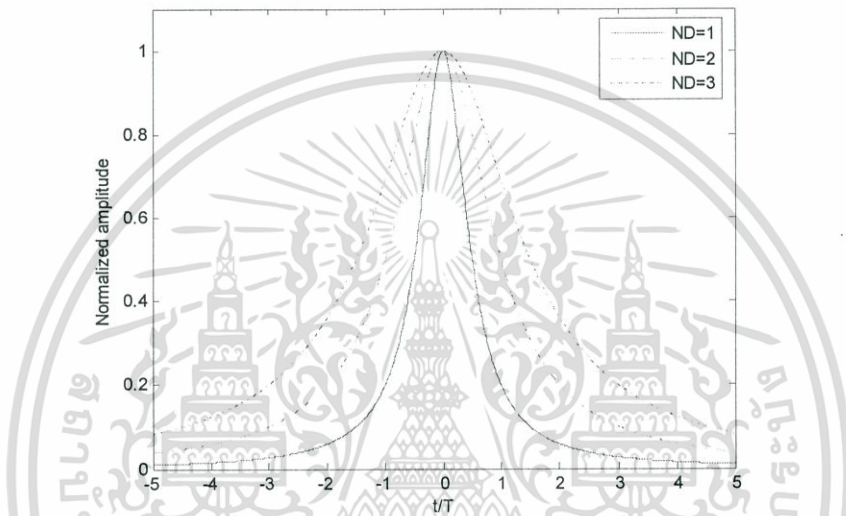
$$g(t) = \frac{1}{1 + \left(\frac{2t}{PW_{50}}\right)^2} \quad (2.3)$$

เมื่อ  $PW_{50}$  คือความกว้างของสัญญาณพัลส์  $g(t)$  วัด ณ ตำแหน่งที่สัญญาณพัลส์มีความสูงเป็นครึ่งหนึ่งของความสูงสูงสุด ส่วนสัญญาณพัลส์เปลี่ยนสถานะสำหรับการบันทึกแบบแวนอนสามารถเขียนให้อยู่ในรูปของสมการทางคณิตศาสตร์ได้ดังนี้ [16]

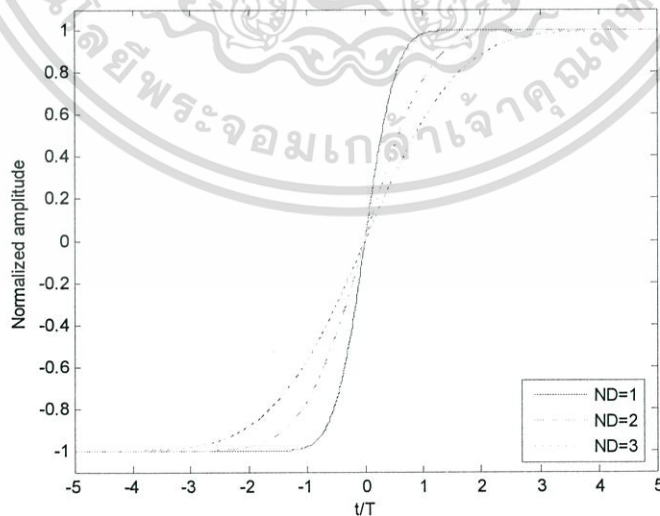
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$g(t) = \text{erf}\left(\frac{2t\sqrt{\ln 2}}{PW_{50}}\right) \quad (2.4)$$

เมื่อ  $\ln(\cdot)$  คือลอการิทึมธรรมชาติ (natural logarithm),  $\text{erf}(\cdot)$  คือฟังก์ชันข้อผิดพลาด (error function) ซึ่งนิยามโดย  $\text{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt$  , และ  $PW_{50}$  คือความกว้างของพัลส์  $g'(t)$  (อนุพันธ์ของ  $g(t)$ ) วัด ณ ตำแหน่งที่สัญญาณพัลส์มีความสูงเป็นครึ่งหนึ่งของความสูงสูงสุด



(ก) การบันทึกแบบแวนอนตามสมการ (2.3)



(ข) การบันทึกแบบแนวตั้งตามสมการ (2.4)

รูปที่ 2.9 สัญญาณพัลส์เปลี่ยนสถานะสำหรับการบันทึก (ก) แบบแวนอน (ข) แบบแนวตั้ง  
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่บนสื่อออนไลน์  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหานี้ 105271 หรือส่งต่อข้อมูลไปยังเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.9 แสดงผลตอบสนองการเปลี่ยนสถานะสำหรับการบันทึกแบบแวนอนและแบบแนวตั้ง ที่ระดับความหนาแน่นของการบันทึกแบบนอร์มอลไลซ์ (ND: normalized recording density) ต่าง ๆ จากรูปจะพบว่าเมื่อ ND มีค่าเพิ่มขึ้น สัญญาณพัลส์เปลี่ยนสถานะของทั้งสองระบบจะครอบคลุมช่วงเวลาหลายบิตเซลล์มากขึ้น ซึ่งจะทำให้ ISI มีความรุนแรงมากขึ้น เนื่องจากโอกาสที่สัญญาณพัลส์เปลี่ยนสถานะที่อยู่ใกล้กันจะมาซ้อนเหลื่อมกันมีความเป็นไปได้สูง ซึ่งความหนาแน่นของการบันทึกแบบนอร์มอลไลซ์จะถูกนิยามโดย

$$ND = \frac{PW_{50}}{T} \quad (2.5)$$

เมื่อ ND คือความหนาแน่นของการบันทึกข้อมูล [17] เมื่อ T คือคาบเวลาของข้อมูลหนึ่งบิต หรือที่เรียกกันว่า บิตเซลล์ (bit cell) ในทางปฏิบัติค่า ND นี้จะเป็นตัวบ่งบอกว่าบริเวณ  $PW_{50}$  สามารถที่จะจัดเก็บข้อมูลได้จำนวนกี่บิต ดังนั้นถ้าให้ T เป็นค่าคงที่ เมื่อค่า  $PW_{50}$  หรือ ND เพิ่มขึ้นก็หมายความว่าฮาร์ดดิสก์ใดที่สามารถจุข้อมูลได้มากขึ้น

ที่กล่าวไปข้างต้นนั้นเป็นผลตอบสนองของการเปลี่ยนสถานะเพียงครั้งเดียวเท่านั้น แต่ถ้าหัวอ่านเคลื่อนที่มายังบริเวณที่มีการเปลี่ยนสถานะติดกันสองครั้ง จะเรียกสัญญาณพัลส์ของการเปลี่ยนสถานะนี้ว่า สัญญาณพัลส์ไคบิต (dibit pulse) หรือผลตอบสนองไคบิต (dibit response) ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$m(t) = g(t) - g(t - T) \quad (2.6)$$

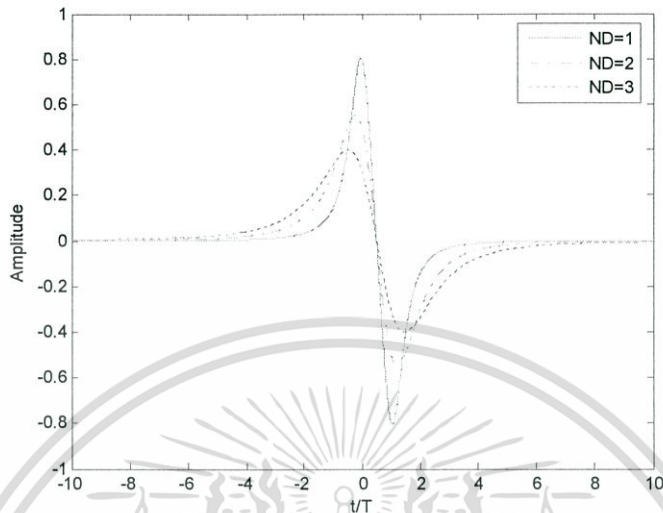
ดังแสดงในรูปที่ 2.10 ถ้าใช้การแปลงฟูเรียร์ที่ต่อเนื่องทางเวลากับสัญญาณ  $m(t)$  จะได้ว่าผลตอบสนองเชิงความถี่ของ  $m(t)$  สำหรับระบบการบันทึกแบบแวนอน คือ

$$M(\Omega) = \exp\{-\pi|\Omega|ND\}(1 - \exp\{-j2\pi\Omega\}) \quad (2.7)$$

ในขณะที่ผลตอบสนองเชิงความถี่ของ  $m(t)$  สำหรับระบบการบันทึกแบบแนวตั้งคือ

$$M(\Omega) = \frac{T}{j\pi\Omega} \exp\left\{-\frac{\pi^2\Omega^2 ND^2}{\ln(16)}\right\}(1 - \exp\{-j2\pi\Omega\}) \quad (2.8)$$

เมื่อ  $\Omega = fT$  คือความถี่แบบนอร์มอลไลซ์ (normalized frequency),  $f$  คือความถี่ มีหน่วยเป็น เฮิรตซ์ (Hertz),  $|x|$  คือค่าสัมบูรณ์ของ  $x$ , และ  $j = \sqrt{-1}$  คือหน่วยจินตภาพ



(ก) การบันทึกแบบแวนอน



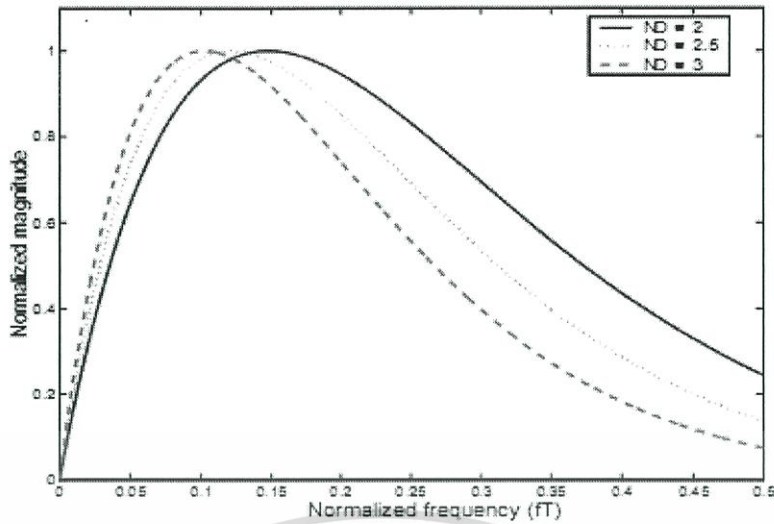
(ข) การบันทึกแบบแวนดั่ง

รูปที่ 2.10 ผลตอบสนองไคบิต สำหรับการบันทึก (ก) แบบแวนอน (ข) แบบแวนดั่ง

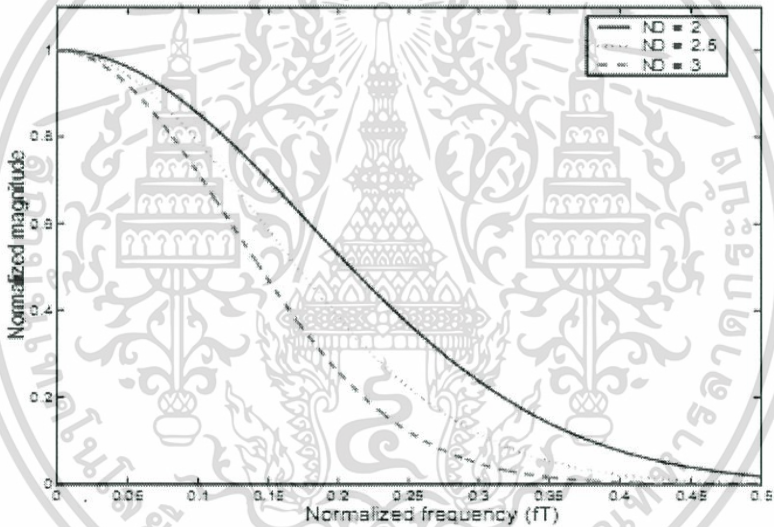
จากรูปที่ 2.11 จะพบว่า เมื่อ  $ND$  เพิ่มขึ้นรูปร่างของผลตอบสนองเชิงความถี่ของสัญญาณพัลส์ไคบิตทั้งสองแบบจะถูกบีบให้มาอยู่ ณ บริเวณความถี่ต่ำ นอกจากนี้ยังพบว่าช่องสัญญาณของการบันทึกแบบแวนอนจะมีสเปกตรัมค่าศูนย์ (null spectral) ณ ตำแหน่งที่ความถี่  $f = 0$  นั่นคือไม่มีส่วนประกอบไฟฟ้ากระแสตรง ในขณะที่ช่องสัญญาณของการบันทึกแบบแวนดั่งมี

ส่วนประกอบไฟฟ้ากระแสตรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) การบันทึกแบบแบนนอน



(ข) การบันทึกแบบแนวตั้ง

รูปที่ 2.11 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของสัญญาณพัลส์ไคบิต สำหรับการบันทึก (ก) แบบแบนนอน

(ข) แบบแนวตั้ง [18]

### 2.6.3 ความหนาแน่นผู้ใช้

พิจารณาแบบจำลองในรูปที่ 2.6 เมื่อข้อมูลข่าวสาร (message bits) ถูกเข้ารหัสโดยวงจรเข้ารหัสแก้ไขข้อผิดพลาดและวงจรเข้ารหัสสมอดูละชัน ผลลัพธ์ที่ได้เรียกว่า บิตที่จะถูกบันทึก (recorded bits) ซึ่งจะมีจำนวนบิตมากกว่าจำนวนบิตของข้อมูลข่าวสาร จำนวนของบิตที่จะถูกบันทึกภายในบริเวณ  $PW_{50}$  จะเป็นตัวกำหนดค่าความหนาแน่นของการบันทึกแบบนอร์มอลไลซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$ND$  ตามสมการ (2.5) หรืออาจจะเรียกสั้นๆว่า “ความหนาแน่นช่องสัญญาณ (channel density)” โดยที่ค่า  $ND$  นี้จะส่งผลต่อผลตอบสนองของสัญญาณพัลส์เปลี่ยนสถานะ

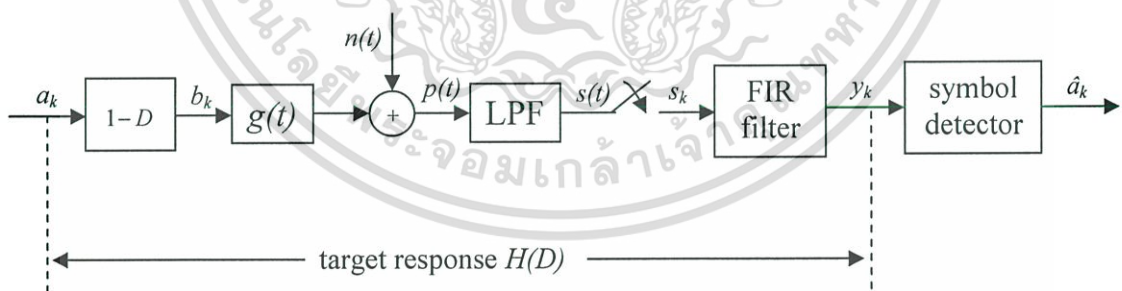
อย่างไรก็ตาม ในการทำการวิเคราะห์ระบบการประมวลผลสัญญาณของฮาร์ดดิสก์ไครฟ์ เราจะนิยามคำว่า “ความหนาแน่นผู้ใช้ (user density)” เพื่อใช้อ้างถึงจำนวนข้อมูลบิตของผู้ใช้ (นั่นคือ ข้อมูลข่าวสารจริงๆ ไม่นับบิตส่วนเกิน) ที่จะถูกบันทึกภายในบริเวณ  $PW_{50}$  ถ้าให้  $D_u$  แทนความหนาแน่นผู้ใช้ และ  $R$  แทนอัตรารหัส (code rate) ดังนั้นความหนาแน่นช่องสัญญาณและความหนาแน่นผู้ใช้ จะมีความสัมพันธ์กันดังนี้

$$ND = \frac{D_u}{R} \quad (2.9)$$

และเนื่องจาก  $R \leq 1$  เพราะฉะนั้น  $ND \geq D_u$  เสมอ

#### 2.6.4 แบบจำลองช่องสัญญาณการบันทึกในระบบแม่เหล็ก

ระบบการบันทึกแม่เหล็กสามารถแสดงให้อยู่ในรูปของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ได้ตามรูปที่ 2.12 เมื่อลำดับข้อมูลอินพุตแบบไบนารี  $a_k \in \{0,1\}$  ที่มีคาบเวลาของบิตเท่ากับ  $T$  จะถูกส่งผ่านไปยังวงจรหาอนุพันธ์อุดมคติ (ideal differentiator)  $1-D$  เมื่อ  $D$  คือตัวดำเนินการหน่วงเวลา  $T$  หน่วย ทำให้ได้เป็นลำดับข้อมูลเปลี่ยนสถานะ  $b_k \in \{-1,0,1\}$  เมื่อ  $b_k = \pm 1$  หมายถึง การเปลี่ยนสถานะแบบบวก (positive transition) หรือแบบลบ (negative transition) และ  $b_k = 0$  หมายถึงไม่มีการเปลี่ยนสถานะ



รูปที่ 2.12 แบบจำลองช่องสัญญาณการบันทึกในระบบแม่เหล็ก

ลำดับข้อมูลเปลี่ยนสถานะ  $b_k$  จะถูกส่งผ่านไปยังช่องสัญญาณที่มีผลตอบสนองอิมพัลส์เท่ากับผลตอบสนองการเปลี่ยนสถานะ  $g(t)$  และถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวน  $n(t)$  สัญญาณ read-back  $p(t)$  จะถูกส่งผ่านไปยังวงจรกรองผ่านต่ำ (LPF: low-pass filter) เพื่อกำจัดสัญญาณรบกวนที่อยู่นอกแถบความถี่ (out-of-band noise) จากนั้นก็จะถูกทำการซัดตัวอย่าง ณ เวลาที่ถูกเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ควบคุมโดยระบบไทม์มิงรีคัฟเวอรี (timing recovery) ข้อมูลเอาท์พุทของวงจรซัคตัวอย่างจะถูกส่งผ่านไปยังวงจรกรอง FIR (FIR filter) เพื่อปรับรูปร่างของสัญญาณให้เป็นไปตามผลตอบสนองทาร์เก็ต (target response) และส่งผ่านไปยังวงจรตรวจหาสัญลักษณ์ (symbol detector) เพื่อหาลำดับข้อมูลอินพุทที่เป็นไปได้มากที่สุด (most likely input sequence) นั่นคือหาค่าประมาณของ  $a_k$  ซึ่งจะได้เป็น  $\hat{a}_k$  นั่นเอง

วงจรตรวจหาสัญลักษณ์ที่นิยมใช้ในระบบการบันทึกแม่เหล็กคือ “วงจรตรวจหาวิเทอร์บี (Viterbi detector)” [19] อย่างไรก็ตามเนื่องจากความซับซ้อน (complexity) ของวงจรตรวจหาวิเทอร์บีจะเพิ่มขึ้นแบบเลขชี้กำลังตามจำนวนหน่วยความจำของช่องสัญญาณ (channel memory) ดังนั้นวงจรกรอง FIR หรืออีควอไลเซอร์จึงเป็นสิ่งจำเป็นที่จะต้องถูกนำมาใช้งานเพื่อที่จะปรับรูปร่างผลตอบสนองรวมของทั้งระบบให้เป็นไปตามผลตอบสนองทาร์เก็ต  $H(D)$  และช่วยทำให้ความซับซ้อนของวงจรตรวจหาวิเทอร์บีลดลง เทคนิคการใช้งานร่วมกันระหว่างอีควอไลเซอร์และวงจรตรวจหาวิเทอร์บีจะเรียกกันว่า “เทคนิค PRML (partial-response maximum-likelihood)” ซึ่งเป็นเทคนิคที่ใช้กันทั่วไปในระบบการประมวลผลสัญญาณของฮาร์ดดิสก์ไครฟ์

### 2.6.5 การแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ในสัญญาณ read-back

ในหัวข้อนี้จะแสดงให้เห็นถึงผลกระทบที่เกิดจากการมีสัญญาณพัลส์เปลี่ยนสถานะติดกันสองพัลส์ ดังแสดงในรูปที่ 2.13 ผลรวมของสัญญาณพัลส์เปลี่ยนสถานะติดกันสองพัลส์จะเรียกว่า “ผลตอบสนองไคบิต (dibit response)” หรือ “ผลตอบสนองสัญลักษณ์ (symbol response)” จะเห็นได้ว่าเมื่อ  $ND$  เพิ่มขึ้นแอมพลิจูดของสัญญาณพัลส์ไคบิตจะลดลง และจุดสูงสุดของสัญญาณพัลส์ไคบิตก็จะเคลื่อนที่ห่างออกไปจากตำแหน่งปกติ ปรากฏการณ์นี้จะเรียกกันว่า “การแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (ISI: intersymbol interference)” ซึ่งถือว่าเป็นสาเหตุหลักของข้อผิดพลาดที่เกิดขึ้นในกระบวนการตรวจหาจุดสูงสุด (peak detection process) โดยเฉพาะอย่างยิ่งที่  $ND$  สูงๆ ทั้งนี้เป็นเพราะว่าที่  $ND$  สูงสัญญาณพัลส์เปลี่ยนสถานะจะครอบคลุมช่วงเวลาหลายบิตเซลล์ (ดูในรูปที่ 2.13) ดังนั้นโอกาสที่สัญญาณพัลส์เปลี่ยนสถานะสองพัลส์จะซ้อนเหลื่อมกันก็จะมีความเป็นไปได้สูง และเมื่อสัญญาณพัลส์ซ้อนเหลื่อมกันมากก็จะทำให้ความรุนแรงของ ISI มาก ฉะนั้นอาจจะสรุปได้ว่า  $ND$  ยิ่งสูงความรุนแรงของ ISI ในสัญญาณ read-back ก็จะมียิ่งมาก

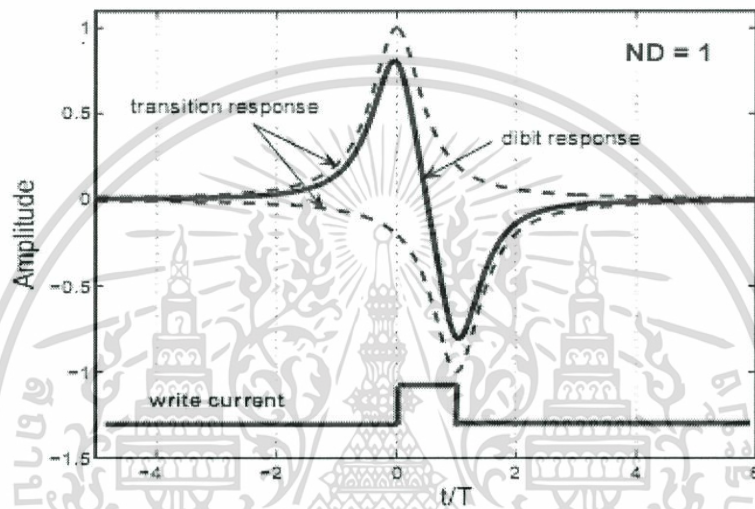
รูปที่ 2.14 แสดงตัวอย่างสัญญาณ read-back ที่  $ND$  ต่างๆ เนื่องจากเวลาที่หัวอ่านอ่านข้อมูลตรงบริเวณที่มีการเปลี่ยนสถานะ (ซึ่งตรงกับตำแหน่งที่แสดงด้วยบิตเปลี่ยนสถานะค่า “1”) จะได้ผลลัพธ์ออกมาเป็นสัญญาณพัลส์เปลี่ยนสถานะ ดังนั้นโดยทั่วไปค่าของบิตเปลี่ยนสถานะค่า 1 จะตรงกับตำแหน่งที่เป็นจุดสูงสุดหรือจุดต่ำสุดของสัญญาณ จากรูปที่ 2.14 สังเกตจะพบว่าบริเวณที่มีบิตเปลี่ยนสถานะติดกันหลายๆ บิต (บริเวณที่ล้อมรอบด้วยวงรีเส้นปะ) สัญญาณ read-back ที่ได้

สำหรับ  $ND$  ค่ามาก จะมีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากที่ควรจะเป็น ทำให้ยากต่อการถอดรหัสข้อมูลโดยเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

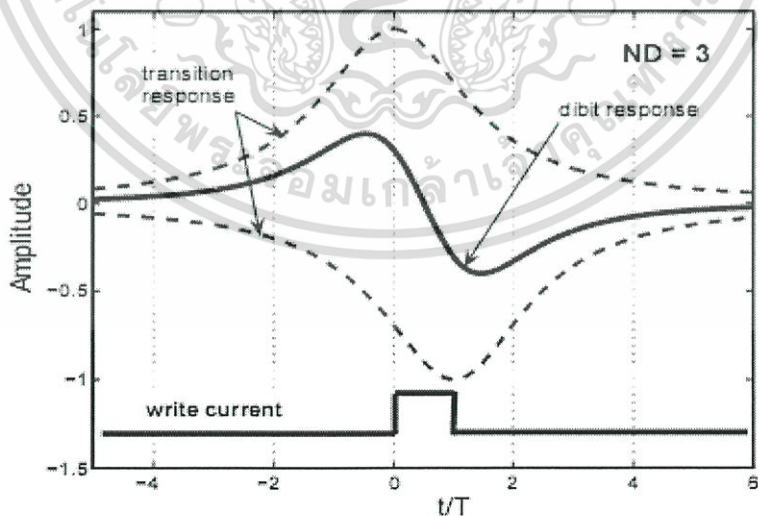
ใช้วงจรตรวจหาจุดสูงสุด (peak detector) ในทางปฏิบัติการจัดการกับ ISI ที่แฝงอยู่ในสัญญาณ read-back สามารถทำได้ 2 วิธี คือ

1) การป้องกันหรือหลีกเลี่ยงไม่ให้เกิด ISI ซึ่งสามารถทำได้โดยการใช้เทคนิคต่างๆ เช่น การชดเชย ก่อน (precompensation), อีควอลไลเซชันช่องสัญญาณอ่าน (read-channel equalization), หรือการใช้รหัส RLL (run-length limited code) เป็นต้น

2) การจัดการกับ ISI โดยตรง ซึ่งสามารถทำได้โดยการใช้เทคนิค PRML ในวงจรถ่ายรับ ซึ่งเป็นที่นิยมใช้กันทั่วไปในระบบการประมวลผลสัญญาณของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์



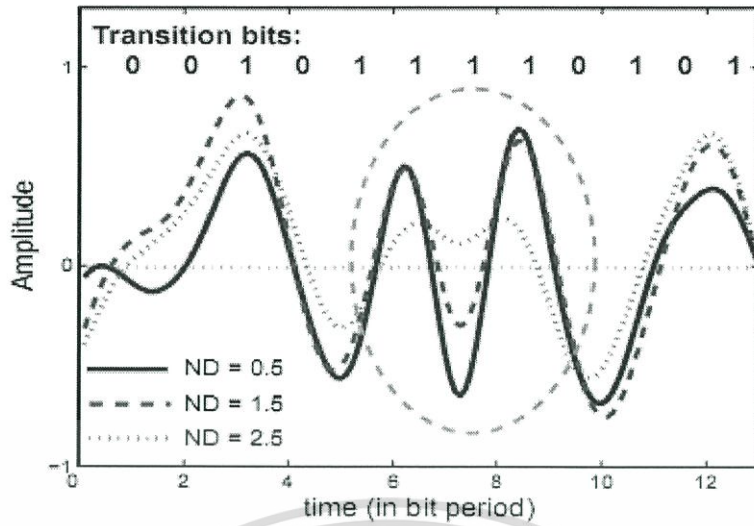
(ก)  $ND = 1$



(ข)  $ND = 3$

รูปที่ 2.13 ผลรวมของสัญญาณพัลส์เปลี่ยนสถานะติดกันสองพัลส์ สำหรับ (ก)  $ND = 1$

และ (ข)  $ND = 3$  [18]  
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.14 ตัวอย่างสัญญาณ read-back ที่  $ND$  ต่างๆ ที่สอดคล้องกับข้อมูลบิตเปลี่ยนสถานะ

{0, 0, 1, 0, 1, 1, 1, 1, 0, 1, 0, 1} [18]



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## PRML and NPML

ในบทนี้จะกล่าวถึงวงจรตรวจหา PRML (partial response maximum likelihood) ซึ่งเป็นเทคนิคของการทำงานร่วมกันระหว่างอีควอลไลเซอร์แบบผลตอบสนองบางส่วน (Partial-response (PR) equalizer) จะทำหน้าที่ปรับรูปร่างของสัญญาณให้อยู่ในรูปของผลตอบสนองทาร์เก็ต (target response) และวงจรตรวจหาวิเทอร์บี (viterbi detector) [20] จะนำข้อมูลเอาท์พุทที่ได้จากอีควอลไลเซอร์มาทำการตรวจหาลำดับแบบควรจะเป็นมากที่สุด (ML: maximum likelihood) จากนั้นจะกล่าวถึงการเพิ่มกระบวนการทำนายสัญญาณรบกวนเข้าไปในวงจรตรวจหา PRML เพื่อให้ประสิทธิภาพของระบบสูงขึ้น ซึ่งจะเรียกว่า วงจรตรวจหา NPML (noise-predictive maximum likelihood) [21]

### 3.1 ผลตอบสนองทาร์เก็ต (Target response)

ผลตอบสนองทาร์เก็ต (Target response) คือ ผลตอบสนองหรือรูปร่างของสัญญาณที่เราต้องการ โดยจะขึ้นอยู่กับทาร์เก็ตที่นำมาใช้ (ทาร์เก็ต คือ วงจรกรองเชิงเส้นที่มีจำนวนแท็ปน้อย) ก่อนที่จะนำสัญญาณไปหาลำดับข้อมูลอินพุตด้วยวงจรตรวจหาวิเทอร์บีนั้น จะต้องปรับรูปร่างของสัญญาณให้อยู่ในรูปของผลตอบสนองทาร์เก็ตเสียก่อน เพื่อช่วยลดความซับซ้อนของวงจรตรวจหาวิเทอร์บี เนื่องจากทาร์เก็ตมีจำนวนแท็ปน้อยกว่าจำนวนแท็ปของสัญญาณ และยังช่วยลดผลกระทบของ ISI อีกด้วย

ทาร์เก็ตแบบ PR ที่เป็นที่ยอมรับกันในระบบการบันทึกแบบแวนอน จะอยู่ในรูปของพหุนาม (polynomial)

$$H(D) = (1 - D)(1 + D)^n \quad (3.1)$$

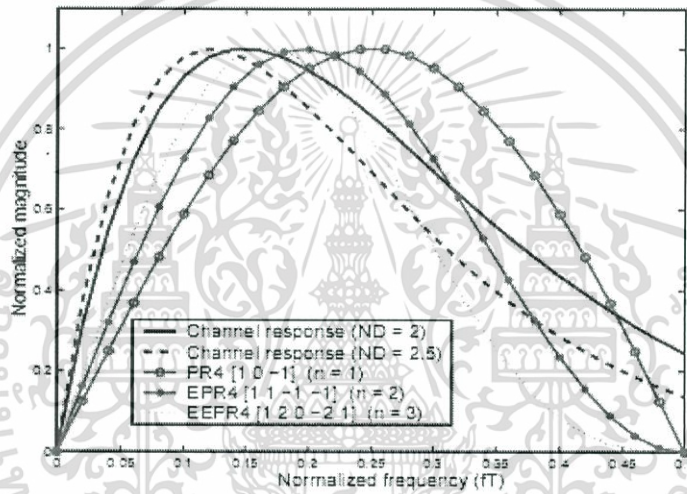
โดยที่  $n$  คือเลขจำนวนเต็มบวก และ  $D$  คือ ตัวดำเนินการหน่วงเวลา (delay operator) จากสมการ (3.1) จะพบว่า ผลตอบสนองเชิงความถี่ของทาร์เก็ตนี้จะมีสเปกตรัมค่าศูนย์ (spectrum null) ณ ความถี่ค่าศูนย์และความถี่ไนควิสต์ (nyquist frequency) เนื่องจากมีพจน์ที่เป็น  $(1 - D)$  และ  $(1 + D)$  ตามลำดับ ในขณะที่ สัญญาณ read-back ของระบบการบันทึกแบบแวนอน จะมีองค์ประกอบของไฟฟ้ากระแสตรง ดังนั้น พจน์  $(1 - D)$  จึงไม่จำเป็นสำหรับระบบการบันทึกแบบแวนอน เพราะฉะนั้น ทาร์เก็ตแบบ PR ที่เป็นที่ยอมรับในระบบการบันทึกแบบแวนอน จะอยู่ในรูป

ของพหุนาม

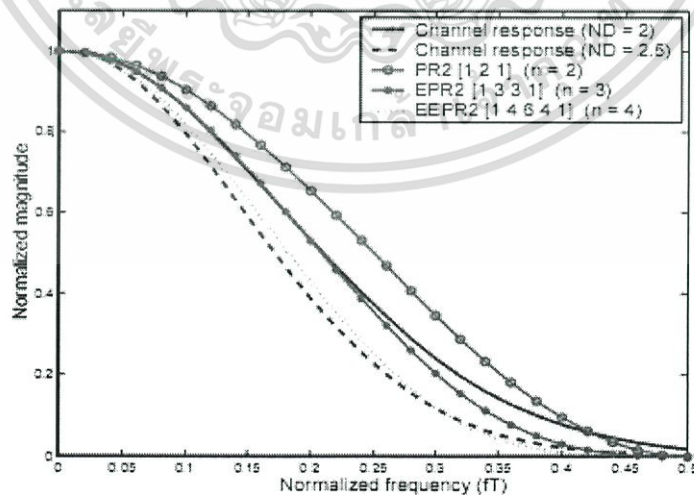
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H(D) = (1 + D)^n \quad (3.2)$$

ตารางที่ 3.1 แสดงทาร์เก็ตแบบ PR ที่เป็นที่ยอมรับกันทั่วไป ในระบบการบันทึกแบบ แนวนอนและแบบแนวตั้ง และรูปที่ 3.1 แสดงผลตอบสนองเชิงความถี่ของทาร์เก็ตแบบต่างๆ เมื่อ เปรียบเทียบกับผลตอบสนองเชิงความถี่ของช่องสัญญาณที่  $ND = 2$  และ  $2.5$  จากรูปที่ 3.1 จะ พบว่าเมื่อค่า  $ND$  ของช่องสัญญาณมีค่าเพิ่มขึ้น ทาร์เก็ตที่ใช้ก็ควรมีจำนวนแท็บมากขึ้น (ค่า  $n$  มาก ขึ้น) เพื่อที่จะทำให้มีผลตอบสนองเชิงความถี่ที่สอดคล้องกับผลตอบสนองเชิงความถี่ของ ช่องสัญญาณให้มากที่สุด อย่างไรก็ตาม ทาร์เก็ตที่ใช้ไม่ควรจะมีจำนวนแท็บมากเกินไปจนความจำเป็น เพราะจะส่งผลทำให้วงจรตรวจหาวีเทอร์บีมีความซับซ้อนมากขึ้น



(ก) การบันทึกแบบแนวนอน



(ข) แบบแนวนอน

### รูปที่ 3.1 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของทาร์เก็ตแบบต่างๆ

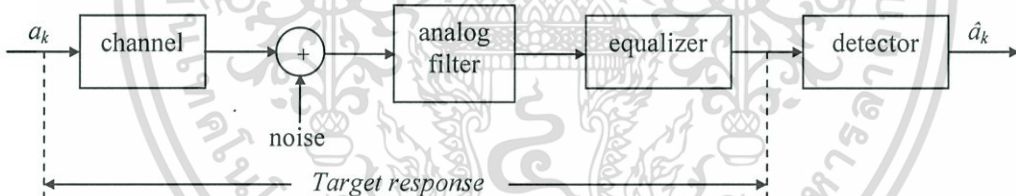
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.1 ตัวอย่างทาร์เก็ตแบบ PR ที่เป็นที่ยอมรับกันในฮาร์ดดิสก์ไครฟ์

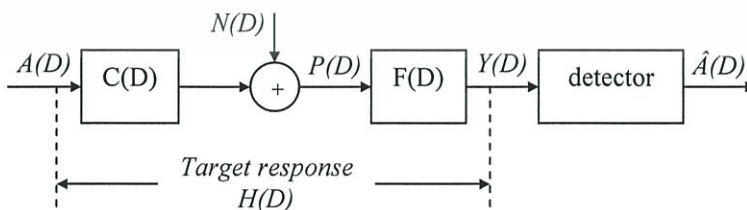
ทาร์เก็ตแบบ PR	$n = 1$	$n = 2$	$n = 3$
ระบบการบันทึกแบบ แวนอน	PR4 [1 0 -1]	EPR4 [1 1 -1 -1]	EEPR4 [1 2 0 -2 -1]
ระบบการบันทึกแบบ แนวตั้ง	PR1 [1 1]	PR2 [1 2 1]	EPR2 [1 3 3 1]

### 3.2 วงจรตรวจหา PRML

วงจรตรวจหา PRML [22] เป็นวงจรที่ใช้ในการประมวลผลสัญญาณฮาร์ดดิสก์ไครฟ์ในปัจจุบันนี้ ซึ่งเป็นเทคนิคการใช้งานร่วมกันระหว่างอีควอลไลเซอร์แบบ PR และวงจรตรวจหาวิเทอร์บี ดังในรูปที่ 3.2 เทคนิคของการทำงานร่วมกันนี้จะสามารถจัดการกับปัญหา ISI ที่เกิดขึ้นเป็นจำนวนมาก เนื่องจากความจุของฮาร์ดดิสก์ไครฟ์ที่เพิ่มสูงขึ้น โดยจะแบ่งการทำงานเป็น 2 ขั้นตอน คือ อีควอลไลเซอร์จะทำการปรับรูปร่างของสัญญาณให้เป็นไปตามผลตอบสนองทาร์เก็ต จากนั้น จึงนำข้อมูลที่ได้จากอีควอลไลเซอร์ไปตรวจหาลำดับข้อมูลที่ถูส่งมา



รูปที่ 3.2 หลักการพื้นฐานของเทคนิค PRML



รูปที่ 3.3 แบบจำลองช่องสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องทางเวลา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2.1 อีควอลไลเซอร์

พิจารณาแบบจำลองช่องสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องทางเวลา (discrete-time channel model) ตามรูปที่ 3.3 โดยข้อมูลต่างๆ จะอยู่ในโดเมน  $D$  จากรูปจะเห็นว่า สัญญาณที่วงจรภาครับได้รับ  $P(D)$  สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของสมการคณิตศาสตร์ได้ดังนี้

$$P(D) = A(D)C(D) + N(D) \quad (3.3)$$

เมื่อ  $P(D)$  คือสัญญาณที่รับได้,  $A(D)$  คือข้อมูลที่ส่งมา,  $C(D)$  คือช่องสัญญาณ และ  $N(D)$  เป็นสัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวก (AWGN: additive white Gaussian noise) โดยทั่วไปช่องสัญญาณจะมีลักษณะเป็นวงจรกรองที่มีผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด (FIR: finite impulse response) และมีจำนวนแท่งปลายมากซึ่งจะก่อให้เกิด ISI มาก ดังนั้นจึงต้องนำอีควอลไลเซอร์  $F(D)$  มาช่วยลดผลกระทบของ ISI ให้น้อยลง โดยการปรับรูปร่างของสัญญาณให้เป็นไปตามผลตอบสนองทาร์เก็ต เพื่อลดความซับซ้อนของวงจรตรวจหาวิเทอร์บี

#### 3.2.1.1 อีควอลไลเซอร์แบบผลตอบสนองเต็ม

อีควอลไลเซอร์แบบผลตอบสนองเต็ม (full-response equalizer) [23] หมายถึงอีควอลไลเซอร์ที่จะทำให้ข้อมูลเอาต์พุตที่ได้มีค่าเท่ากับข้อมูลอินพุต  $A(D)$  บวกกับสัญญาณรบกวน  $W(D)$  ดังนั้น จากรูปที่ 3.3 จะได้ว่า อีควอลไลเซอร์แบบผลตอบสนองเต็มจะมีผลตอบสนองอิมพัลส์ (impulse response) ในโดเมน  $D$  คือ

$$F(D) = \frac{1}{C(D)} \quad (3.4)$$

และข้อมูลเอาต์พุต  $Y(D)$  ของอีควอลไลเซอร์ คือ

$$Y(D) = P(D)F(D) \quad (3.5)$$

แทนค่า  $P(D)$  จากสมการที่ (3.3) และ  $F(D)$  จากสมการ (3.4) ลงในสมการ (3.5) จะได้

$$\begin{aligned} Y(D) &= \{A(D)C(D) + N(D)\} \frac{1}{C(D)} \\ &= A(D) + \underbrace{\frac{N(D)}{C(D)}}_{W(D)} \end{aligned} \quad (3.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น สัญญาณรบกวนที่จะเข้าไปยังวงจรตรวจหาคือ  $W(D) = N(D)/C(D)$  ซึ่งสัญญาณรบกวน  $W(D)$  อาจจะมีค่าเป็นอนันต์ได้ ถ้าช่องสัญญาณมีสเปกตรัมค่าศูนย์ (spectrum null) ที่ความถี่ใดๆ เพราะฉะนั้น ในทางปฏิบัติจึงไม่นิยมใช้อีควอลไลเซอร์แบบผลตอบสนองเต็มมาใช้งานในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์

### 3.2.1.2 อีควอลไลเซอร์แบบผลตอบสนองบางส่วน

อีควอลไลเซอร์แบบผลตอบสนองบางส่วน (partial-response equalizer) [23] คือ อีควอลไลเซอร์ที่สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของสมการทางคณิตศาสตร์ได้ดังนี้

$$F(D) = \frac{H(D)}{C(D)} \quad (3.7)$$

โดยที่  $H(D)$  คือ ผลตอบสนองทาร์เก็ต (target response) ที่ต้องการ และเมื่อแทนค่า  $F(D)$  นี้ลงในสมการ (3.5) จะได้

$$\begin{aligned} Y(D) &= \{A(D)C(D) + N(D)\} \frac{H(D)}{C(D)} \\ &= \underbrace{A(D)H(D)}_{\text{wanted signal}} + \underbrace{N(D) \frac{H(D)}{C(D)}}_{W(D)} \end{aligned} \quad (3.8)$$

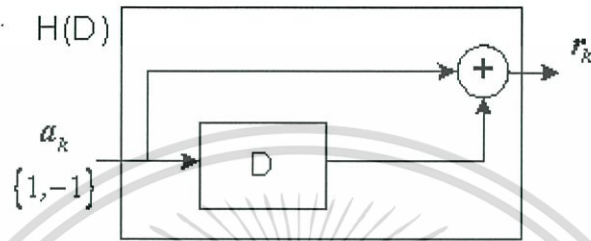
ดังนั้น จะได้เอาที่พูดเป็นข้อมูลที่ต้องการคือ  $A(D)H(D)$  หรือผลตอบสนองทาร์เก็ต และสัญญาณรบกวน  $W(D) = N(D)H(D)/C(D)$  นั่นคือ จะมี ISI แฝงอยู่ในสัญญาณที่ได้ แต่เนื่องจากเป็น ISI ที่เกิดจากทาร์เก็ต ซึ่งทราบค่าอยู่แล้ว จึงสามารถกำจัดได้ด้วยวงจรตรวจหาวิเทอร์บี และการที่เราต้องใช้อีควอลไลเซอร์มาช่วยปรับรูปร่างสัญญาณให้อยู่ในรูปผลตอบสนองทาร์เก็ต เนื่องจาก ถ้าสามารถทำให้ผลตอบสนองเชิงความถี่ของช่องสัญญาณ  $C(D)$  เหมือนกับผลตอบสนองเชิงความถี่ของทาร์เก็ต  $H(D)$  หรือกล่าวคือ ถ้า  $H(D) = C(D)$  แล้ว จะได้ว่า  $W(D) = N(D)$  นั่นคือสัญญาณรบกวนจะเป็นแบบเกาส์สีขาว ซึ่งถือว่าเป็นเงื่อนไขหลักที่จะทำให้วงจรตรวจหาวิเทอร์บีสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพมากที่สุด

### 3.2.2 วงจรตรวจหาวิเทอร์บี

วงจรตรวจหาวิเทอร์บี เป็นวงจรตรวจหาลำดับ (sequence detector) ที่นำไปใช้ในงานประยุกต์ต่าง ๆ รวมทั้งในระบบการประมวลผลสัญญาณของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ วงจรตรวจหาวิเทอร์บี

สร้างขึ้นด้วยอัลกอริทึมวิเทอร์บี (Viterbi algorithm) [4] เพื่อใช้ในการถอดรหัสข้อมูลที่ถูกรบกวนหรือเสียหายเป็นเอกสารที่ส่งวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ด้วยรหัสคอนโวลูชัน (convolution code) เท่านั้น และเนื่องจาก ช่องสัญญาณสามารถที่จะถูกพิจารณาว่าเป็นรหัสคอนโวลูชันประเภทหนึ่งที่มีอัตรารหัสเท่ากับหนึ่ง จึงสามารถนำวงจรตรวจหาวิเทอร์บีมาใช้ในการถอดรหัสได้ โดยที่ วงจรตรวจหาวิเทอร์บีสามารถกำจัด ISI ที่แฝงอยู่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ แต่ถ้า ISI มากวงจรตรวจหาวิเทอร์บีก็จะซับซ้อนมากยิ่งขึ้น หลักการทำงานของวงจรตรวจหาวิเทอร์บีจะอยู่บนพื้นฐานของ “แผนภาพเทรลลิส (trellis diagram)” ซึ่งสร้างมาจาก “เครื่องสถานะจำกัด (FSM: finite state machine)”



รูปที่ 3.4 แผนภาพช่องสัญญาณแบบ PR1,  $H(D) = 1 + D$

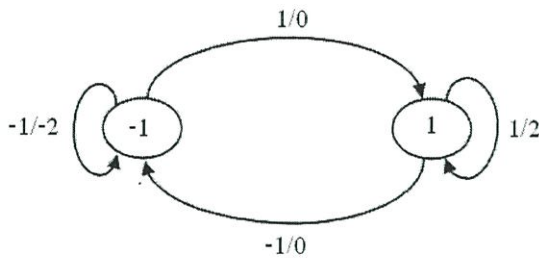
ตารางที่ 3.2 ความสัมพันธ์ระหว่าง  $a_k$  และ  $r_k$  ของช่องสัญญาณ  $H(D) = 1 + D$

$a_k$	$a_{k-1}$	$r_k$
-1	-1	-2
-1	1	0
1	-1	0
1	1	2

### 3.2.2.1 ไฟไนต์สเตจแมชชีน

ไฟไนต์สเตจแมชชีน (FSM: finite state machine) คือ แบบจำลองที่แสดงให้เห็นถึงการเปลี่ยนของข้อมูลอินพุต, สถานะเริ่มต้น (start state), สถานะต่อไป (next state), และข้อมูลเอาต์พุต ช่องสัญญาณ พิจารณาช่องสัญญาณ  $H(D) = 1 + D$  ในรูปที่ 3.4 เมื่อข้อมูลบิตอินพุต  $a_k \in \{0,1\}$  ถูกส่งผ่านเข้าไปในช่องสัญญาณทำให้ได้เป็นข้อมูลเอาต์พุต  $r_k \in \{0,1,2\}$  และสามารถเขียนตารางแสดงความสัมพันธ์ระหว่างข้อมูลอินพุต  $a_k$  และข้อมูลเอาต์พุต  $r_k$  ได้ตามตารางที่ 3.2 โดยที่ข้อมูลบิต  $a_{k-1}$  อาจจะถูกพิจารณาว่าเป็นข้อมูลที่หลงเหลืออยู่ในรีจิสเตอร์แบบเลื่อน (shift register) ในบล็อก  $D$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$X/Y$  is denoted as:

$X$  = the input bit  $a_k$

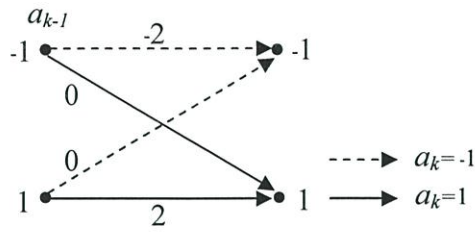
$Y$  = the output bit  $r_k$

รูปที่ 3.5 เครื่องสถานะจำกัดของช่องสัญญาณ PR1,  $H(D) = 1 + D$

รูปที่ 3.5 แสดงเครื่องสถานะจำกัดของช่องสัญญาณ PR1 ซึ่งเขียนมาจากความสัมพันธ์ระหว่าง  $a_k$  และ  $r_k$  จากตารางที่ 3.2 โดยที่ ข้อมูลบิต -1 และ 1 ที่อยู่ในวงกลมทั้งสอง เป็นค่าที่อยู่ในรีจิสเตอร์แบบเลื่อน ณ เวลาขณะนั้น,  $X$  คือข้อมูลอินพุต  $a_k$ ,  $Y$  คือข้อมูลเอาต์พุต  $r_k$  และปลายลูกศรจะชี้ค่าสถานะต่อไปของรีจิสเตอร์ จากแผนภาพของเครื่องสถานะจำกัดจะสามารถอธิบายได้ว่า เมื่อค่าที่อยู่ในรีจิสเตอร์เป็น -1 และมีข้อมูลอินพุตเข้ามาเป็น -1 จะได้เอาต์พุตมีค่าเป็น -2 และค่าที่อยู่ในรีจิสเตอร์เมื่อเวลาผ่านไปหนึ่งหน่วยหรือสถานะต่อไปก็คือค่า -1 ในทำนองเดียวกัน ถ้าค่าที่อยู่ในรีจิสเตอร์เป็น 1 และมีข้อมูลอินพุตเข้ามาเป็น -1 จะได้เอาต์พุตมีค่าเป็น 0 และค่าที่อยู่ในรีจิสเตอร์เมื่อเวลาผ่านไปหนึ่งหน่วยหรือสถานะต่อไปก็คือค่า -1 จะเห็นได้ว่าเครื่องสถานะจำกัดในรูปที่ 3.5 จะตรงกับความสัมพันธ์ระหว่างข้อมูล  $a_k$  และ  $r_k$  ในตารางที่ 3.2 นั้นเอง

### 3.2.2.2 แผนภาพเทรลลิส

แผนภาพเทรลลิส (trellis) จะสร้างมาจากความสัมพันธ์ของข้อมูลอินพุต  $a_k$ , ข้อมูลเอาต์พุตช่องสัญญาณ  $r_k$ , สถานะเริ่มต้นและสถานะต่อไปของค่าภายในรีจิสเตอร์แบบเลื่อน เช่นเดียวกับเครื่องสถานะจำกัด ดังแสดงในรูปที่ 3.6 จุดต่อ (node) ทางด้านซ้ายมือจะแสดงสถานะเริ่มต้นของค่าภายในรีจิสเตอร์แบบเลื่อน (ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $a_{k-1}$ ), จุดต่อทางขวามือจะแสดงสถานะต่อไปของค่าภายในรีจิสเตอร์แบบเลื่อน, ลูกศรเส้นปะใช้แทนการส่งข้อมูลอินพุต  $a_k = -1$ , ลูกศรเส้นทึบใช้แทนการส่งข้อมูลอินพุต  $a_k = 1$  และตัวเลขที่แสดงอยู่ในแต่ละเส้นจะแสดงข้อมูลเอาต์พุตช่องสัญญาณ  $r_k$  กล่าวคือ จุดเริ่มต้นของเส้นลูกศรจะบ่งบอกถึงสถานะเริ่มต้น ส่วนจุดปลายของเส้นลูกศรจะบ่งบอกถึงสถานะต่อไป โดยที่ลักษณะของเส้นจะแสดงถึงข้อมูลอินพุตที่ถูกส่งเข้ามา และตัวเลขที่อยู่บนเส้นลูกศรนั้นจะแสดงข้อมูลเอาต์พุตของช่องสัญญาณ ตัวอย่างเช่น พิจารณาที่ลูกศรเส้นแรกในรูป 3.6 จะอธิบายได้ว่า สถานะเริ่มมีค่าเป็น -1 โดยที่มีข้อมูลอินพุต  $a_k = -1$  ส่งเข้ามาในระบบ ซึ่งจะได้ข้อมูลเอาต์พุต  $r_k = -2$  และสถานะต่อไปจะมีค่าเป็น 1



รูปที่ 3.6 แผนภาพเทรลลิสของช่องสัญญาณ PR1,  $H(D) = 1 + D$

### 3.2.2.3 อัลกอริทึมวีเทอร์บี

จงตรวจสอบหาที่ทำให้ความน่าจะเป็นของข้อผิดพลาดของลำดับข้อมูลทั้งลำดับมีค่าน้อยที่สุด คือ “จงตรวจสอบหาลำดับที่ควรจะเป็นมากที่สุด (MLSD: maximum-likelihood sequence detector)” ซึ่งสามารถสร้างได้โดยใช้อัลกอริทึมวีเทอร์บี จากแบบจำลองในรูปที่ 3.7 เมื่อกำหนดลำดับข้อมูลอินพุต  $\mathbf{a}$  มาให้ ระบบจะทราบว่าลำดับข้อมูลเอาต์พุต  $\mathbf{r}$  คืออะไร ดังนั้น ข้อมูล  $y_k$  จะมีฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นแบบเกาส์เซียน (Gaussian probability density function) เหมือนกับ สัญญาณรบกวน  $n_k \sim N(0, \sigma^2)$  ซึ่งจะให้ความน่าจะเป็นของลำดับข้อมูล  $\{y_k\}$  มีค่าเป็น

$$p(\mathbf{y} | \mathbf{a}) = \frac{1}{(\sqrt{2\pi\sigma^2})^{L+\nu}} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{k=0}^{L+\nu-1} |y_k - r_k|^2\right\} \quad (3.9)$$

เมื่อ  $\nu$  คือหน่วยความจำช่องสัญญาณ และ  $T$  คือความยาวของลำดับข้อมูลอินพุต  $\{a_k\}$  จงตรวจสอบหาวีเทอร์บีจะเลือกลำดับข้อมูลอินพุต  $\{a_k\}$  ที่ทำให้ความน่าจะเป็นของลำดับข้อมูล  $\{y_k\}$  เมื่อกำหนดลำดับข้อมูล  $\{a_k\}$  มาให้มีค่ามากที่สุด เมื่อใช้ลอการิทึมธรรมชาติ (natural logarithm) ทั้งสองข้างของสมการ (3.9) จะได้เป็น

$$\ln\{p(\mathbf{y} | \mathbf{a})\} = \ln\left\{\frac{1}{(\sqrt{2\pi\sigma^2})^{L+\nu}}\right\} - \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{k=0}^{L+\nu-1} |y_k - r_k|^2 \quad (3.10)$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (3.10) จะพบว่า พจน์ที่หนึ่งทางด้านขวามือของสมการเปรียบเสมือนกับค่าคงที่ ดังนั้นการทำให้สมการ (3.10) มีค่ามากที่สุด ก็เท่ากับการทำให้พจน์ที่สองทางด้านขวามือของสมการ (3.10) มีค่าน้อยที่สุด นั่นคือ การทำให้พจน์  $\sum_{k=0}^{L+\nu-1} |y_k - r_k|^2$  มีค่าน้อยที่สุด ซึ่งจะเห็นได้

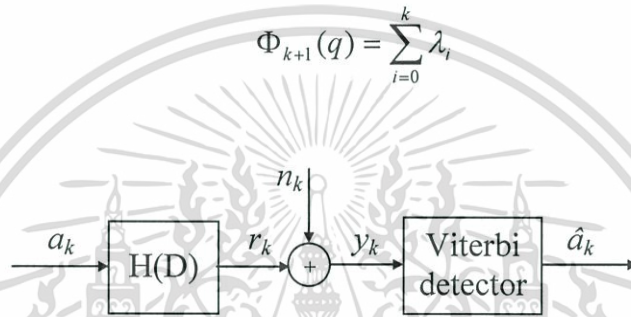
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ว่าพจน์  $|y_k - r_k|^2$  ก็คือค่าระยะทางกำลังสองเฉลี่ย (MSD: mean-square distance) จึงสามารถทำให้มีค่าน้อยที่สุดได้ โดยการค้นหาเส้นทาง (path) ที่มีค่าระยะทางรวมน้อยที่สุดตามแผนภาพเทรลิส เมื่อเมตริกเส้นทางมีค่าเท่ากับผลรวมของเมตริกสาขา โดยที่เมตริกสาขาของการเปลี่ยนสถานะจากสถานะ  $p$  ไปยังสถานะ  $q$  จะนิยามโดย

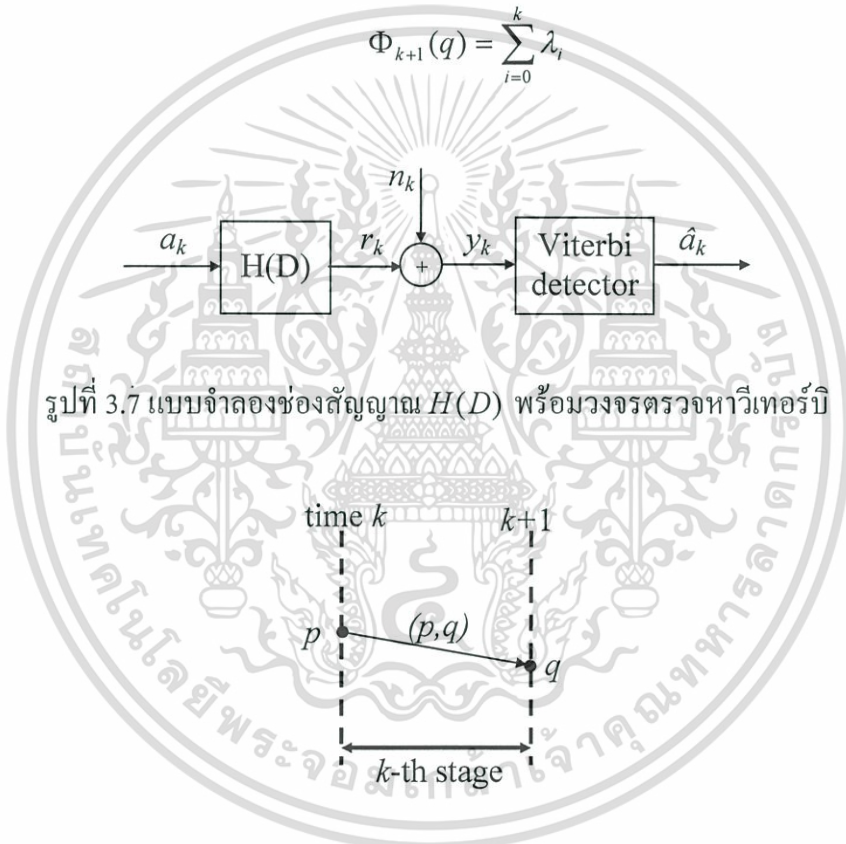
$$\lambda_k(u, q) = |y_k - \hat{r}_k(u, q)|^2 \quad (3.11)$$

เมื่อ  $\hat{r}_k(p, q)$  คือข้อมูลเอาต์พุตของสัญญาณที่สอดคล้องกับ  $(p, q)$  และเมตริกเส้นทางสามารถหาได้จาก

$$\Phi_{k+1}(q) = \sum_{i=0}^k \lambda_i \quad (3.12)$$



รูปที่ 3.7 แบบจำลองช่องสัญญาณ  $H(D)$  พร้อมวงจรตรวจหาวิเทอร์บี



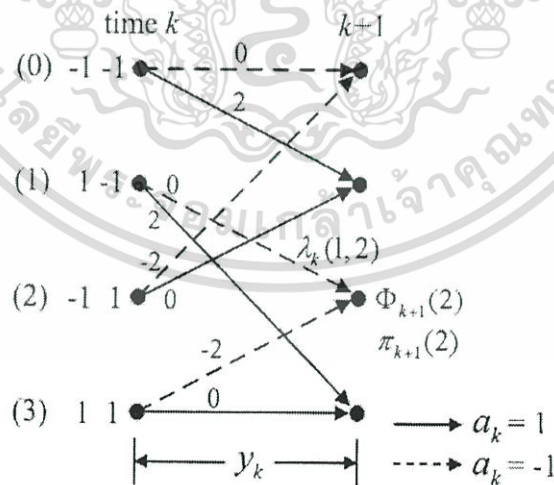
รูปที่ 3.8 ค่าอธิบายแผนภาพเทรลิส

ก่อนที่จะอธิบายถึงการทำงานของอัลกอริทึมวิเทอร์บีนั้น จะนิยามสัญลักษณ์ตามรูปที่ 3.8 ดังนี้ กำหนดให้  $\Psi_k = [a_k \ a_{k-1} \ \dots \ a_{k-\nu+1}]$  คือ สถานะ ณ เวลา  $k$  (หรือค่าที่อยู่ในรีจิสเตอร์แบบเลื่อนทั้งหมด ณ เวลา  $k$ ),  $Q = |A|^\nu$  คือจำนวนสถานะทั้งหมดที่เป็นไปได้,  $|A|$  คือจำนวนค่าที่เป็นไปได้ทั้งหมดของข้อมูลอินพุต,  $\nu$  คือหน่วยความจำช่องสัญญาณ, ระยะที่  $k$  ( $k$ -th stage) คือ กลุ่มของเส้นทางที่เป็นไปได้ทั้งหมด ณ เวลาที่  $k$ , และ  $(u, q)$  คือสัญลักษณ์ที่ใช้แทนการเปลี่ยนสถานะจากสถานะ  $p$  ไปยังสถานะ  $q$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- (A-1) กำหนดค่าเริ่มต้นของเมตริกเส้นทาง  $\Phi_0(p) = 0$  สำหรับทุกค่า  $p$
- (A-2) For  $k = 0, 1, \dots, L + \nu - 1$
- (A-3) For  $q = 0, 1, \dots, Q - 1$
- (A-4)  $\lambda_k(p, q) = |y_k - \hat{r}(p, q)|^2$  for  $\forall p$
- (A-5)  $\pi_{k+1}(q) = \arg \min_p \{ \Phi_k(p) + \lambda_k(p, q) \}$
- (A-6)  $\Phi_{k+1}(q) = \Phi_k(\pi_{k+1}(q)) + \lambda_k(\pi_{k+1}(q), q)$
- (A-7)  $S_{k+1}(q) = [S_k(\pi_{k+1}(q)) \mid \pi_{k+1}(q)]$
- (A-8) End
- (A-9) End
- (A-10) ถอดรหัสข้อมูลอินพุต  $\hat{a}$  จากเส้นทางที่ยังมีชีวิตอยู่ที่มีค่า  $\Phi_{L+\nu}$  น้อยที่สุด

รูปที่ 3.9 ขั้นตอนการทำงานของอัลกอริทึมวิเทอร์บี



รูปที่ 3.10 แผนภาพทรลิสของช่องสัญญาณ PR4,  $H(D) = 1 - D^2$

รูปที่ 3.9 แสดงขั้นตอนการทำงานของอัลกอริทึมวิเทอร์บี โดยเริ่มแรกวงจรถอดรหัสวิเทอร์บี

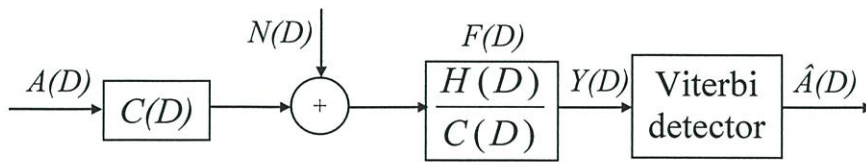
จะทำการกำหนดค่าเริ่มต้นของเมตริกเส้นทาง  $\Phi(p) = 0$  สำหรับทุกค่า  $p$  ตามขั้นตอนที่ (A-1) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากนั้น ก็จะทำการคำนวณเมตริกสาขาทุกเส้น  $\lambda_k(p, q) = |y_k - \hat{r}(p, q)|^2$  for  $\forall p$  ตามขั้นตอนที่ (A-4) ต่อจากนั้น ที่แต่ละจุดจะทำการเลือกเส้นทางที่ดีที่สุด นั่นคือ เส้นทางที่มีระยะห่างน้อยที่สุด  $\pi_{k+1}(q) = \arg \min_p \{ \Phi_k(p) + \lambda_k(p, q) \}$  ตามขั้นตอนที่ (A-5) แล้วทำการปรับค่าเมตริกเส้นทาง  $\Phi_{k+1}(q) = \Phi_k(\pi_{k+1}(q)) + \lambda_k(\pi_{k+1}(q), q)$  ตามขั้นตอนที่ (A-6) ซึ่งจะทำการปรับค่าเส้นทางที่ยังมีชีวิตอยู่ (survivor path)  $S_{k+1}(q) = [S_k(\pi_{k+1}(q)) | \pi_{k+1}(q)]$  ตามขั้นตอนที่ (A-7) เมื่อทำตามขั้นตอนของอัลกอริทึมวิเทอร์บีจนครบทุกลำดับข้อมูลแล้ว วงจรตรวจหาวิเทอร์บีก็จะถอดรหัสข้อมูลจากเส้นทางที่ยังมีชีวิตอยู่ โดยเป็นเส้นทางที่มีค่า  $\Phi_{L+v}$  น้อยที่สุดนั่นเอง

ตัวอย่างเช่น จากแผนภาพทรลิสของช่องสัญญาณ  $H(D) = 1 - D^2$  ในรูปที่ 3.10 ให้พิจารณาระยะที่  $k$  ( $k$  - th stage) ของแผนภาพทรลิสจะพบว่า มีเส้นทางการเปลี่ยนสถานะ 2 เส้นทางที่มาถึงสถานะที่ (2) ณ เวลา  $k+1$  นั่นคือ (2, 1) และ (2, 3) ให้ทำการคำนวณค่าเมตริกสาขาทั้ง 2 เส้นทาง นั่นคือ  $\lambda_k(1, 2)$  และ  $\lambda_k(3, 2)$  ตามขั้นตอนที่ (A-4) จากนั้น สถานะเริ่มต้นที่สอดคล้องกับเส้นทางการเปลี่ยนสถานะที่ดีที่สุดที่ไปถึงสถานะที่ (2) ณ เวลา  $k+1$  จะถูกเลือกตามขั้นตอนที่ (A-5) สมมุติ (2, 1) คือเส้นทางการเปลี่ยนสถานะที่ดีที่สุดที่ไปถึงสถานะที่ (2) ณ เวลา  $k+1$  ดังนั้นจะได้ว่า  $\pi_{k+1}(2) = 1$  หลังจากนั้น เมตริกเส้นทางที่ไปถึงสถานะ (2) ณ เวลา  $k+1$ ,  $\Phi_{k+1}(2)$ , จะถูกปรับค่าตามขั้นตอนที่ (A-6) และเส้นทางที่ยังอยู่รอด (survivor path) ที่มาถึงสถานะ (2) ณ เวลา  $k+1$ ,  $S_{k+1}(2)$  จะถูกปรับค่าตามขั้นตอนที่ (A-7) ให้ทำตามขั้นตอนต่างๆ เหล่านี้ตามอัลกอริทึมวิเทอร์บีไปจนถึงลำดับข้อมูล  $\{y_k\}$  ที่ได้รับมา และขั้นตอนสุดท้ายก็คือการตัดสินใจจะถูกกระทำโดยการเลือกเส้นทางที่ยังมีชีวิตอยู่ที่มีค่าเมตริกเส้นทาง ณ เวลา  $L+v$ , ซึ่ง  $\Phi_{L+v}$  มีค่าน้อยที่สุด

### 3.3 วงจรตรวจหา NPML

เทคนิค PRML คือการใช้งานร่วมกันระหว่างอ็ควอไลเซอร์แบบ PR (partial response) และวงจรตรวจหาวิเทอร์บี (Viterbi detector) ซึ่งเป็นที่นิยมใช้งานมากในระบบการประมวลผลสัญญาณของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ ตามที่อธิบายในหัวข้อที่ 3.2 ให้พิจารณาแบบจำลองสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องทางเวลาแบบสมมูลในโดเมน  $D$  ตามรูปที่ 3.11 เมื่อ  $A(D)$  คือข้อมูลบิตอินพุต,  $C(D)$  คือช่องสัญญาณ,  $N(D)$  คือ สัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวก (AWGN),  $F(D)$  คืออ็ควอไลเซอร์แบบ PR,  $H(D)$  คือ ทาร์เก็ต,  $Y(D)$  คือข้อมูลที่จะถูกส่งเข้าไปทำการถอดรหัสข้อมูลด้วยวงจรตรวจหาวิเทอร์บี, และ  $\hat{A}(D)$  คือค่าประมาณของข้อมูลบิตอินพุต  $A(D)$



รูปที่ 3.11 แบบจำลองช่องสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องทางเวลาแบบสมมูล

จากรูปที่ 3.11 ข้อมูลเอาต์พุตของอีควอลไลเซอร์  $Y(D)$  สามารถเขียนเป็นสมการทางคณิตศาสตร์ได้ตามสมการ (3.8) นั่นคือ

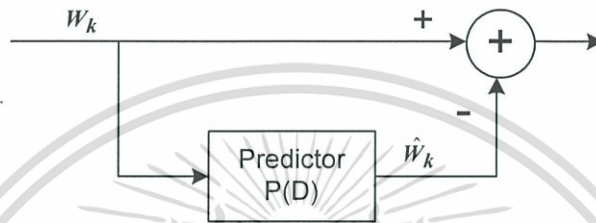
$$Y(D) = \underbrace{A(D)H(D)}_{\text{wanted signal}} + \underbrace{N(D)}_{W(D)} \frac{H(D)}{C(D)} \quad (3.13)$$

โดยที่  $W(D)$  คือสัญญาณรบกวนที่จะเข้าไปในวงจรตรวจหาวิเทอร์บี โดยทั่วไป วงจรตรวจหาวิเทอร์บีจะทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพมากที่สุด ก็ต่อเมื่อ  $W(D)$  มีลักษณะเป็นสัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวก อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติแล้ว (โดยเฉพาะอย่างยิ่ง เมื่อระบบทำงานที่ความจุข้อมูลของฮาร์ดไดรฟ์สูงๆ) การออกแบบทาร์เก็ต  $H(D)$  ที่มีจำนวนเทปน้อย ให้มีผลตอบสนองเหมือนกับช่องสัญญาณ  $C(D)$  ทำได้ยากมาก ดังนั้นโดยทั่วไป  $W(D)$  จะมีลักษณะเป็นสัญญาณรบกวนแบบสี (colored noise) [24] ซึ่งจะส่งผลทำให้ประสิทธิภาพการทำงานของวงจรตรวจหาวิเทอร์บีลดลง เพราะฉะนั้น ถ้าต้องการให้วงจรตรวจหาวิเทอร์บีทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงสุดเหมือนเดิม จะต้องหาวิธีการทำให้องค์ประกอบของสัญญาณรบกวนในข้อมูล  $Y(D)$  (นั่นคือ  $W(D)$ ) มีลักษณะเป็นสัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวก ก่อนที่จะส่งผลลัพธ์ที่ได้เข้าไปทำการถอดรหัสด้วยวงจรตรวจหาวิเทอร์บี

ดังนั้นอาจกล่าวได้ว่า เทคนิค NPML (Noise-predictive maximum likelihood) คือ การใช้งานร่วมกันระหว่างอีควอลไลเซอร์แบบ PR และวงจรตรวจหาวิเทอร์บีที่มีกระบวนการในการทำนายสัญญาณรบกวน หรือกระบวนการในการทำให้สัญญาณรบกวนเป็นสีขาว (noise whitening process) แฝงอยู่ข้างในอัลกอริทึมวิเทอร์บี เพราะฉะนั้น เมื่อระบบทำงานที่ความจุข้อมูลของฮาร์ดไดรฟ์สูง วงจรตรวจหา NPML จึงควรที่จะถูกนำมาใช้งานมากกว่าการใช้วงจรตรวจหา PRML เพื่อที่จะได้ประสิทธิภาพรวมของระบบที่ดีกว่า

### 3.3.1 กระบวนการในการทำนายสัญญาณรบกวน

วงจรกรองทำนาย (predictor filter) ที่ใช้งานทั่วไปในระบบการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลจะมีลักษณะทั้งที่เป็นแบบผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด (FIR: finite impulse response) และแบบผลตอบสนองอิมพัลส์ไม่จำกัด (IIR: infinite impulse response) นอกจากนี้ คุณสมบัติทั่วไปของวงจรกรองทำนายคือ ข้อผิดพลาดการทำนาย (prediction error) จะค่อยๆ ลดลง เมื่อจำนวนเทปป์ของวงจรกรองทำนายเพิ่มขึ้น ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้จะอธิบายเฉพาะวงจรกรองทำนายแบบ FIR เท่านั้น



รูปที่ 3.12 แบบจำลองกระบวนการในการทำสัญญาณรบกวนเป็นสีขาว

พิจารณาแบบจำลองกระบวนการในการทำสัญญาณรบกวนเป็นสีขาว ในรูปที่ 3.12 เมื่อ  $w_k$  คือสัญญาณรบกวนแบบสี่,  $\hat{w}_k$  คือค่าประมาณของ  $w_k$ ,  $e_k = w_k - \hat{w}_k$  คือข้อผิดพลาดการทำนาย, และ  $P(D)$  คือฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองทำนายในโดเมน  $D$  ซึ่งมีรูปสมการคือ

$$P(D) = \sum_{k=1}^N p_k D^k = p_1 D + p_2 D^2 + \dots + p_N D^N \quad (3.14)$$

โดยที่  $p_k$  คือค่าสัมประสิทธิ์ตัวที่  $k$  ของวงจรกรองทำนาย และ  $N$  คือ จำนวนเทปป์ทั้งหมดของวงจรกรองทำนาย ดังนั้น  $\hat{w}_k$  สามารถเขียนให้อยู่ในรูปสมการทางคณิตศาสตร์ได้คือ

$$\hat{w}_k = \sum_{i=1}^N p_i w_{k-i} \quad (3.15)$$

สมการ (3.15) จะรู้จักกันในชื่อของ “วงจรกรองทำนายหนึ่งขั้นแบบเชิงเส้น (linear one-step predictor)” เช่นเดียวกัน ข้อผิดพลาดการทำนาย  $e_k$  สามารถจัดให้อยู่ในรูปของสมการทางคณิตศาสตร์ได้ดังนี้

$$e_k = w_k - \hat{w}_k = w_k - \sum_{i=1}^N p_i w_{k-i} \quad (3.16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือเขียนให้อยู่ในรูปของโดเมน  $D$  ได้คือ

$$E(D) = [1 - P(D)]W(D) \quad (3.17)$$

โดยที่ พจน์  $[1 - P(D)]$  จะเรียกกันทั่วไปว่า “วงจรรองข้อผิดพลาดการทำนาย (prediction error filter)”

### 3.3.2 การหาค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองทำนาย

จุดประสงค์ในการออกแบบวงจรรองทำนาย  $P(D)$  นั่นคือ การหาค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองทำนาย โดยการทำให้ข้อผิดพลาดการทำนาย  $e_k$  มีค่าน้อยที่สุด หรืออีกนัยหนึ่งก็คือ การทำให้  $e_k$  มีลักษณะเป็นสัญญาณรบกวนสีขาวให้มากที่สุด ทั้งนี้เป็นเพราะว่า ข้อมูล  $e_k$  ถือว่าเป็นองค์ประกอบของสัญญาณรบกวนที่หลงเหลืออยู่ในข้อมูลที่จะส่งเข้าไปทำการถอดรหัสด้วยวงจรตรวจหาวิเทอร์บี ดังนั้น วิธีการหาค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองทำนายที่ดีที่สุด ก็คือการทำให้อค่าข้อผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ย (MSE: mean-square error) [25]

$$E[e_k^2] = E[(w_k - \hat{w}_k)^2] \quad (3.18)$$

มีค่าน้อยที่สุด โดยที่  $E[\cdot]$  คือ ตัวดำเนินการค่าคาดหวัง ซึ่งสามารถทำได้โดยการหาอนุพันธ์ของสมการ (3.18) เทียบกับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองทำนาย  $p_i$  แต่ละตัว แล้วให้ผลลัพธ์ที่ได้มีค่าเท่ากับค่าศูนย์ จากนั้น ทำการแก้ระบบสมการเชิงเส้นก็จะได้คำตอบออกมา หรืออาจจะอาศัยหลักการเชิงตั้งฉาก (orthogonality principle) ที่ว่า

$$E[(w_k - \hat{w}_k)w_m] = 0 \quad (3.19)$$

สำหรับ  $m = 1, 2, \dots, N$  โดยการแก้สมการ (3.19) จะได้ว่า

$$\begin{aligned} E[w_k w_m] - \sum_{i=1}^N p_i E[w_{k-i} w_m] &= 0 \\ E[w_k w_m] &= \sum_{i=1}^N p_i E[w_{k-i} w_m] \\ R_{ww}(k-m) &= \sum_{i=1}^N p_i R_{ww}(k-i-m) \end{aligned} \quad (3.20)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $R_{ww}(i)$  คือค่าอัตโนมัติสหสัมพันธ์ (auto-correlation) ลำดับที่  $i$  ของสัญญาณรบกวน  $w_k$  ซึ่งนิยามโดย

$$R_{ww}(i) = E[w_{k+i}w_k] = E\left[\sum_{k=0}^{S-1} w_{k+i}w_k\right] \quad (3.21)$$

โดยที่  $S$  คือความยาวหรือจำนวนบิตของลำดับข้อมูล  $\{w_k\}$  ถ้าแทนค่า  $k-m=j$  ในสมการ (3.20) จะได้ผลลัพธ์เป็น “สมการนอร์มอล (normal equation)” นั่นคือ

$$R_{ww}(j) = \sum_{i=1}^N p_i R_{ww}(j-i) \quad (3.22)$$

สำหรับ  $j=1,2,\dots,N$  ซึ่งสามารถจัดให้อยู่ในรูปเมทริกได้คือ

$$\underbrace{\begin{bmatrix} R_{ww}(1) \\ R_{ww}(2) \\ \vdots \\ R_{ww}(N) \end{bmatrix}}_{\mathbf{r}} = \underbrace{\begin{bmatrix} R_{ww}(0) & R_{ww}(1) & \cdots & R_{ww}(N-1) \\ R_{ww}(1) & R_{ww}(0) & \cdots & R_{ww}(N-2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R_{ww}(N-1) & \cdots & R_{ww}(1) & R_{ww}(0) \end{bmatrix}}_{\mathbf{R}} \underbrace{\begin{bmatrix} p_1 \\ p_2 \\ \vdots \\ p_N \end{bmatrix}}_{\mathbf{p}} \quad (3.23)$$

หรือ

$$\mathbf{r} = \mathbf{R}\mathbf{p} \quad (3.24)$$

เนื่องจาก  $\mathbf{R}$  เป็นเมทริกจัตุรัส (square matrix) ดังนั้น ค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองทำนาย  $\mathbf{p}$  สามารถหาได้จากการแก้สมการ (3.24) นั่นคือ

$$\mathbf{p} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{r} \quad (3.25)$$

และค่าข้อผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยที่น้อยสุด (MMSE: minimum mean-squared error) ของวงจรรองทำนายจะมีค่าเท่ากับ [26]

$$E[e_k^2] = R_{ww}(0) - \sum_{i=1}^N p_i R_{ww}(i) \quad (3.26)$$

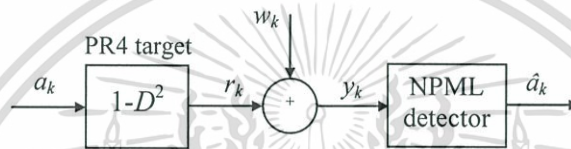
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.3.3 หลักการทำงานของวงจรถรตรวจหา NPML

เพื่อให้ง่ายต่อการอธิบายหลักการทำงานของวงจรถรตรวจหา NPML ให้พิจารณาแบบจำลองช่องสัญญาณ PR4 ตามรูปที่ 3.13 โดยที่ ข้อมูลที่ด้านขาเข้าของวงจรถรตรวจหา NPML สามารถเขียนให้อยู่ในรูปสมการทางคณิตศาสตร์ได้คือ

$$\begin{aligned} y_k &= r_k + w_k \\ &= a_k - a_{k-2} + w_k \end{aligned} \quad (3.27)$$

เมื่อ  $r_k = a_k - a_{k-2}$  คือข้อมูลเอาต์พุตช่องสัญญาณ และ  $w_k$  คือ สัญญาณรบกวนแบบสี



รูปที่ 3.13 แบบจำลองช่องสัญญาณ PR4

หลักการทำงานของวงจรถรตรวจหา NPML จะต่างจากหลักการทำงานของวงจรถรตรวจหาวีเทอร์บี ในเรื่องของการคำนวณเมตริกสาขา กล่าวคือ เมตริกสาขาของวงจรถรตรวจหา NPML จะมีพจน์ที่เป็นค่าทำนายของสัญญาณรบกวน  $\hat{w}_k$  นั่นคือ

$$\lambda_k(u, q) = |y_k - \hat{r}_k(u, q) - \hat{w}_k|^2 \quad (3.28)$$

เมื่อ  $\hat{r}_k(u, q)$  คือข้อมูลเอาต์พุตช่องสัญญาณที่ไม่มีสัญญาณรบกวน (noiseless channel output) ที่สอดคล้องกับการเปลี่ยนสถานะจากสถานะ  $u$  ไปสถานะ  $q$  ถ้ากำหนดให้  $a_k(q)$  คือข้อมูลบิตอินพุต ณ เวลาที่  $k$  ที่สอดคล้องกับเส้นทางการเปลี่ยนสถานะจากสถานะ  $u$  ไปสถานะ  $q$  ดังนั้นสำหรับช่องสัญญาณ PR4 จะได้ว่า

$$\hat{r}_k(u, q) = a_k(q) - a_{k-2}(q) \quad (3.29)$$

นอกจากนี้ ค่าทำนายของสัญญาณรบกวน  $\hat{w}_k$  สามารถเขียนให้อยู่ในรูปสมการทางคณิตศาสตร์ได้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\hat{w}_k = \sum_{i=1}^N p_i w_{k-i} \quad (3.30)$$

แทนค่า  $w_k = y_k - a_k + a_{k-2}$  จากสมการ (3.27) ลงในสมการ(3.30) จะได้

$$\hat{w}_k = \sum_{i=1}^N p_i (y_{k-i} - a_{k-i} + a_{k-i-2}) \quad (3.31)$$

แทนค่า  $\hat{r}_k(u, q)$  จากสมการ (3.29) และ  $\hat{w}_k$  จากสมการ (3.31) ลงในสมการ (3.28) จะได้เป็น

$$\lambda_k(u, q) = \left| y_k - a_k(q) + a_{k-2}(q) - \sum_{i=1}^N p_i (y_{k-i} - \hat{a}_{k-i}(q) + \hat{a}_{k-i-2}(q)) \right|^2 \quad (3.32)$$

โดยที่  $\hat{a}_k(q)$  คือค่าประมาณของข้อมูลบิตอินพุต ณ เวลาที่  $k$  ที่สอดคล้องกับเส้นทางที่ยังมีชีวิตอยู่ที่มาถึงสถานะ  $q$

เมตริกสาขาในสมการ (3.32) ไม่เหมาะสำหรับการนำมาใช้กับงานประยุกต์ (application) ที่ต้องการความเร็วในการประมวลผลสูง เช่น ฮาร์ดดิสก์ไครฟ์ เนื่องจาก การคำนวณเมตริกสาขามีฟังก์ชันการคูณ สำหรับการทำนายสัญญาณรบกวนเพิ่มขึ้นมา แทนที่จะมีเฉพาะฟังก์ชันการบวก-การเปรียบเทียบ-การเลือก (ACS: add-compare-select) เหมือนกับที่ใช้ในอัลกอริทึมวีเทอร์บีแบบธรรมดา ดังนั้น เพื่อให้วงจรตรวจหา NPML สามารถนำมาใช้กับงานประยุกต์ที่ต้องการความเร็วในการประมวลผลสูงได้ สมการ (3.32) จะต้องถูกจัดรูปใหม่ให้เป็น

$$\lambda_k(u, q) = \left| z_k - \sum_{i=1}^N \hat{a}_{k-i-2}(q) p_i + \sum_{i=1}^N a_{k-i}(q) p_i - a_k(q) + a_{k-2}(q) \right|^2 \quad (3.33)$$

โดยที่  $z_k$  คือข้อมูลเอาต์พุตของวงจรกรองข้อผิดพลาดการทำนาย

$$z_k = y_k - \sum_{i=1}^N y_{k-i} p_i \quad (3.34)$$

โดยสรุปแล้ว การสร้างวงจรตรวจหา NPML ในทางปฏิบัติทำได้ดังต่อไปนี้

- 1) คำนวณหาวงจรกรองทำนาย  $P(D)$  โดยใช้สมการ (3.25)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 2) คำนวณหาลำดับข้อมูล  $\{z_k\}$  จากสมการ (3.34) โดยนำลำดับข้อมูลเอาต์พุตของอีควอไลเซอร์  $\{y_k\}$  ที่สอดคล้องกับทาร์เก็ต  $H(D)$  ที่ต้องการ มาผ่านวงจรกรองข้อผิดพลาด การทำนาย  $[1 - P(D)]$
- 3) นำลำดับข้อมูล  $\{z_k\}$  ที่ได้ไปทำการถอดรหัสข้อมูลด้วยวงจรตรวจหาวิเทอร์บีแบบธรรมดา แต่แผนภาพเทรลลิสที่ใช้ในการคำนวณตามอัลกอริทึมวิเทอร์บี จะต้องสร้างจากทาร์เก็ตประสิทธิผล  $H_{eff}(D)$  ซึ่งหาได้จาก

$$H_{eff}(D) = H(D)[1 - P(D)] \quad (3.35)$$

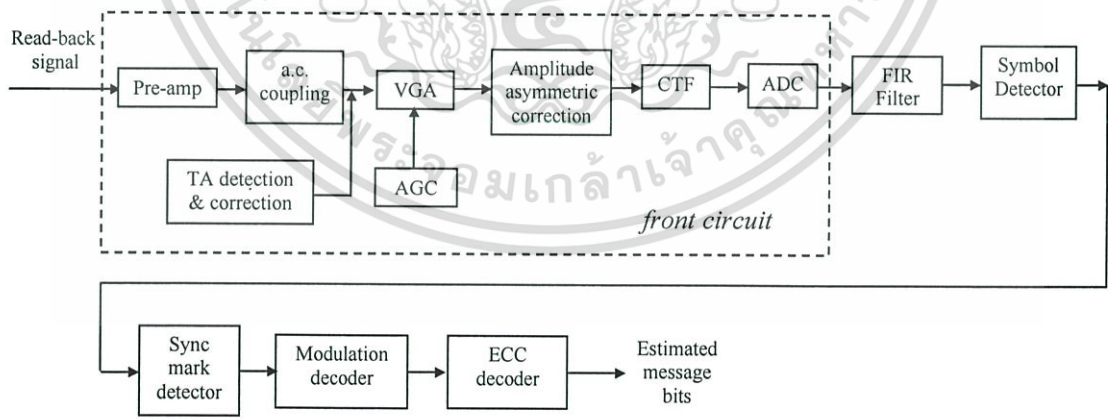
เมื่อ  $H(D)$  คือทาร์เก็ตที่สอดคล้องกับอีควอไลเซอร์ที่ใช้ในระบบ จะเห็นได้ว่า ค่าสัมประสิทธิ์ของทาร์เก็ตประสิทธิผลจะเป็นเลขจำนวนจริง กล่าวคือ ถึงแม้ว่าค่าสัมประสิทธิ์ของ  $H(D)$  จะเป็นเลขจำนวนเต็ม แต่ค่าสัมประสิทธิ์ของ  $P(D)$  เป็นเลขจำนวนจริง ดังนั้น ผลลัพธ์ที่ได้  $H_{eff}(D)$  จะมีค่าสัมประสิทธิ์เป็นเลขจำนวนจริง เพราะฉะนั้นอาจจะกล่าวได้ว่า ทาร์เก็ตประสิทธิผล  $H_{eff}(D)$  คือทาร์เก็ตแบบ GPR [27] แบบหนึ่งก็ได้

# สถาปัตยกรรมช่องสัญญาณอ่านและการออปติไมซ์สัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR

ในบทนี้จะอธิบายถึงภาพรวมของสถาปัตยกรรมช่องสัญญาณอ่านในชิปช่องสัญญาณอ่านว่ามีส่วนประกอบอะไรบ้าง แต่ละส่วนมีหน้าที่อย่างไร เพื่อให้เข้าใจการทำงานของชิปช่องสัญญาณอ่าน และยังคงกล่าวถึงวิธีการออปติไมซ์สัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR ด้วยเทคนิคที่ใช้อยู่ในปัจจุบัน และการออปติไมซ์ด้วยเทคนิค LMS

## 4.1 สถาปัตยกรรมช่องสัญญาณอ่าน

ชิปช่องสัญญาณอ่าน (read channel chip) จะทำหน้าที่ในการประมวลผลสัญญาณ read-back ที่ได้มาจากหัวอ่าน เพื่อที่จะถอดรหัสข้อมูลออกมา โดยที่มีข้อผิดพลาดน้อยที่สุด ดังนั้นชิปช่องสัญญาณอ่านจึงถือเป็นหัวใจสำคัญทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ของฮาร์ดดิสก์ใดก็ได้ที่ สถาปัตยกรรมช่องสัญญาณอ่านจะแสดงดังในรูปที่ 4.1 แสดงเฉพาะในส่วนของช่องสัญญาณอ่านเท่านั้น เนื่องจากสถาปัตยกรรมของชิปช่องสัญญาณอ่านนั้นจะมีส่วนอื่นอีกหลายส่วน ทั้งการควบคุมการเขียน/อ่านข้อมูลและสัญญาณเซอร์โว เป็นต้น) ภายในช่องสัญญาณอ่านนั้นจะประกอบไปด้วยส่วนต่างๆ หลายส่วนและมีหน้าที่การทำงานแตกต่างกันไป ซึ่งสามารถสรุปได้ดังต่อไปนี้



รูปที่ 4.1 สถาปัตยกรรมช่องสัญญาณอ่าน

### 4.1.1 วงจรส่วนหน้า

วงจรส่วนหน้า (front circuit) ที่แสดงในรูปที่ 4.1 ซึ่งจะประกอบไปด้วยอุปกรณ์ต่าง ๆ ที่อยู่ในกรอบสี่เหลี่ยมเส้นประ ภายในวงจรส่วนหน้านั้นจะเป็นการประมวลผลสัญญาณแบบแอนาล็อกทั้งสิ้น สัญญาณ read-back ที่อ่านได้จากสื่อบันทึกนั้น จะถูกส่งมายังวงจรส่วนหน้าเพื่อช่วยปรับรูปร่างสัญญาณก่อนที่จะแปลงจากสัญญาณแอนาล็อกให้เป็นสัญญาณดิจิทัล แล้วจึงส่งไปประมวลผลเพื่อทำการถอดรหัสข้อมูลต่อไป สำหรับวงจรส่วนหน้านั้นจะประกอบด้วยส่วนต่าง ๆ ดังต่อไปนี้

#### 4.1.1.1 วงจรขยายก่อน

วงจรขยายก่อน (pre-amplifier) จะทำหน้าที่ในการขยายสัญญาณให้มีแอมพลิจูดมากพอตามที่ต้องการ โดยปกติแล้วสัญญาณ read-back ที่อ่านได้จากสื่อบันทึกนั้นจะมีแอมพลิจูดประมาณ 300 มิลลิโวลต์ (เมื่อวัดจากจุดต่ำสุดถึงจุดสูงสุดของสัญญาณ) ซึ่งถือว่าน้อยมาก และจะเป็นการยากที่จะนำไปประมวลผลต่อ ดังนั้น จึงต้องนำสัญญาณ read-back ที่อ่านได้มาขยายเสียก่อน เพื่อให้มีแอมพลิจูดมากพอที่จะนำไปประมวลผลต่อได้อย่างมีประสิทธิภาพ

#### 4.1.1.2 วงจรจerkคู่ควบไฟฟ้ากระแสสลับ

วงจรคู่ควบไฟฟ้ากระแสสลับ (a.c. coupling) จะทำหน้าที่ในการกำจัดออฟเซต (offset) ของไฟฟ้ากระแสตรง ที่อยู่ในสัญญาณ read-back และทำการปรับเส้นเชื่อมฐาน (base line) ของสัญญาณ read-back ให้อยู่ในระดับของเส้นอ้างอิง ซึ่งก็คือการทำให้ค่าเฉลี่ยรวมของสัญญาณ read-back มีค่าเป็นศูนย์นั่นเอง

#### 4.1.1.3 วงจรขยายแบบแปรผันได้

วงจรขยายแบบแปรผันได้ (VGA: variable gain amplifier) จะทำหน้าที่ควบคุมระดับการขยายแอมพลิจูดของสัญญาณ read-back ให้อยู่ในระดับที่วงจรแปลงสัญญาณแอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล (ADC: analog-to-digital converter) ทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยที่อัตราขยายที่ใช้ในวงจรนี้จะมีการเปลี่ยนแปลงโดยอัตโนมัติ ซึ่งจะถูกควบคุมอัตราขยายที่ใช้ในแต่ละช่วงเวลาด้วยวงจรควบคุมอัตราขยายแบบอัตโนมัติ (AGC: automatic gain control)

#### 4.1.1.4 วงจรควบคุมอัตราขยายแบบอัตโนมัติ

วงจรควบคุมอัตราขยายแบบอัตโนมัติ (AGC: automatic gain control) จะทำหน้าที่ในการคำนวณอัตราขยายที่จะนำไปใช้กับวงจรขยาย VGA ซึ่งจะเป็นการคำนวณค่าโดยอัตโนมัติ เนื่องจากระดับของสัญญาณ read-back ที่อ่านได้นั้น มีการเปลี่ยนแปลงตลอดเวลา จึงต้องมีการควบคุมอัตราขยายของแอมพลิจูด เพื่อให้ได้สัญญาณที่มีระดับแอมพลิจูดคงที่ ซึ่งสามารถสร้างได้ 2 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบ คือ แบบที่ไม่ใช้ข้อมูลเข้าช่วย (non-data-aided AGC) และแบบที่ใช้ข้อมูลเข้าช่วย (data-aided AGC) หลักการทำงานของวงจรควบคุมอัตราขยายแบบอัตโนมัติ นั้นสามารถศึกษาเพิ่มเติมได้จาก [16]

#### 4.1.1.5 การตรวจหาและการแก้ไขความขรุขระเชิงความร้อน

การตรวจหาและการแก้ไขความขรุขระเชิงความร้อน (TA detection & correction) [28] เป็นการตรวจจับสัญญาณ read-back ที่มีแอมพลิจูดสูงเกินกว่าที่ควรจะเป็น ซึ่งเป็นผลมาจากการเคลื่อนที่มากระทบกันของหัวอ่านกับพื้นผิวของสื่อบันทึกที่มีความขรุขระ แล้วเกิดเป็นความร้อนขึ้นส่งผลให้เกิดเป็นแรงดันไฟฟ้าที่สูงขึ้นมาชั่วขณะหนึ่ง ซึ่งจะเรียกว่า ความขรุขระเชิงความร้อน (TA: thermal asperity) ทำให้สัญญาณ read-back ที่อ่านได้ในขณะที่เกิด TA มีแอมพลิจูดสูงขึ้น การเกิดขึ้นของ TA นั้น จะเป็นปัญหาหลักต่อกระบวนการตรวจหาข้อมูล เนื่องจากทำให้ระบบไทมิงรีคิฟเวอร์สูญเสียการเข้าจังหวะ (loss of synchronization) ส่งผลให้ประสิทธิภาพของระบบแยกลง ดังนั้นจึงจำเป็นที่จะต้องตรวจจับ และทำการแก้ไขสัญญาณ read-back ที่เกิด TA

#### 4.1.1.6 วงจรแก้ไขความไม่สมมาตรของแอมพลิจูด

วงจรแก้ไขความไม่สมมาตรของแอมพลิจูด (Amplitude asymmetric correction) จะทำหน้าที่ในการแก้ไขความไม่สมมาตรของสัญญาณ read-back ที่มีสถานะเป็นบวก และสัญญาณ read-back ที่มีสถานะเป็นลบ เนื่องจากสัญญาณที่อ่านได้นั้น จะมีสัญญาณพัลส์เปลี่ยนสถานะที่เป็นบวกและสัญญาณพัลส์เปลี่ยนสถานะที่เป็นลบ ตามการเปลี่ยนสถานะของข้อมูลที่ถูกรับไว้ โดยขนาดของสัญญาณพัลส์เปลี่ยนสถานะแบบบวกจะแตกต่างกับสัญญาณเปลี่ยนสถานะแบบลบ เนื่องจากความเข้มของสนามแม่เหล็กที่แตกต่างกัน ทำให้ขนาดหรือแอมพลิจูดของสัญญาณพัลส์เปลี่ยนสถานะทั้งสองไม่เท่ากัน ซึ่งเกิดความไม่สมมาตรกันนั่นเอง จึงส่งผลให้เกิดความผิดพลาดในระบบ ดังนั้น จึงต้องมีการแก้ไขสัญญาณให้มีความสมมาตรกันเสียก่อนเพื่อสร้างคุณสมบัติความเป็นเชิงเส้นของสัญญาณ read-back ให้กลับคืนมา สำหรับขั้นตอนการแก้ไขความไม่สมมาตรของแอมพลิจูดสามารถศึกษาเพิ่มเติมได้จาก [29]

#### 4.1.1.7 วงจรกรองแบบต่อเนื่องทางเวลา

วงจรกรองแบบต่อเนื่องทางเวลา (CTF: continuous-time filter) จะทำหน้าที่ในการจำกัดพลังงานของสัญญาณให้อยู่ในช่วงแถบความถี่ที่กำหนด และช่วยกำจัดสัญญาณรบกวนที่อยู่นอกแถบความถี่ (out-of-band noise) ไม่ให้เข้าไปในระบบ โดยทั่วไป วงจรกรองต่อเนื่องทางเวลาที่ใช้ในการประมวลผลของฮาร์ดดิสก์นั้น จะใช้วงจรกรองผ่านต่ำ (LPF: low-pass filter) ในชิปช่องสัญญาณอ่านนั้นจะสามารถกำหนดค่าพารามิเตอร์ของ CTF ได้ 2 ตัว คือ

1. ความถี่ตัด (cut-off frequency) เพื่อกำหนดความถี่สูงสุดที่จะยอมให้สัญญาณผ่านไปได้ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่บนสาธารณะไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

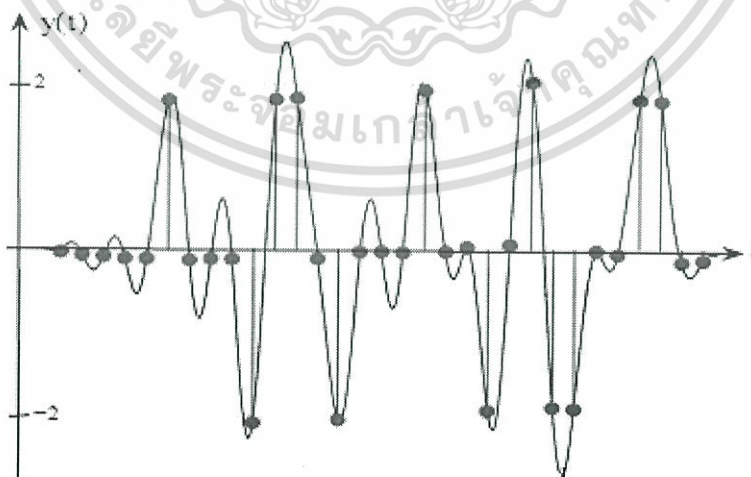
2. ตัวเพิ่มกำลัง (booster) ช่วยเพิ่มพลังงานของสัญญาณที่บริเวณความถี่ตัด เพื่อให้สัญญาณที่ผ่านออกไปมีลักษณะตรงตามที่ต้องการ

#### 4.1.2 วงจรกรองแบบ FIR

วงจรกรองแบบ FIR (finite impulse response filter) จะทำหน้าที่ในช่วยลดผลกระทบที่เกิดจากการแทรกสอดสัญลักษณ์ หรือ ISI ให้น้อยลง และยังทำหน้าที่ในการปรับรูปร่างของสัญญาณให้อยู่ในรูปแบบของผลตอบสนองตามที่ต้องการ ซึ่งจะเรียกว่า ผลตอบสนองทาร์เก็ต (target response) ซึ่งการปรับรูปร่างของสัญญาณให้เป็นไปตามทาร์เก็ตที่ต้องการนี้จะช่วยให้วงจรตรวจหาลำดับข้อมูลทำงานได้ง่ายขึ้น สำหรับวงจรกรองแบบ FIR นั้น พารามิเตอร์สำคัญที่จะต้องทำการกำหนดค่าคือ สัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR โดยที่ ชิปของสัญญาณอนั้น จะกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ผ่านทางรีจิสเตอร์นั่นเอง



(ก) สัญญาณด้านขาเข้าของวงจรกรอง FIR

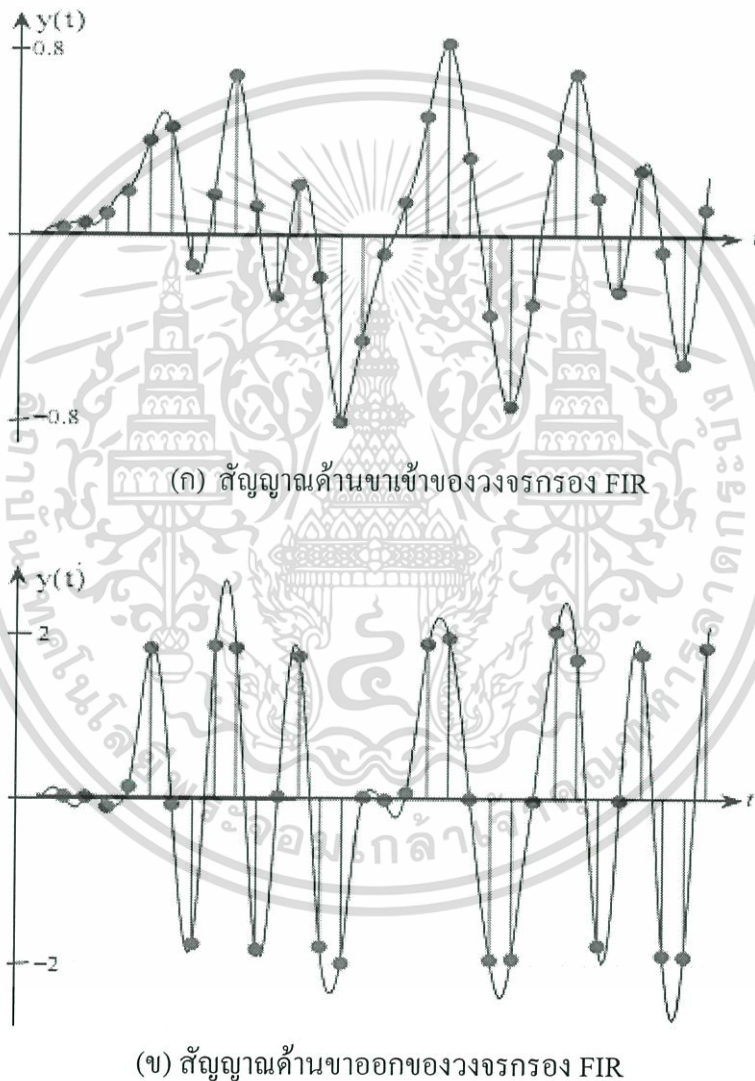


(ข) สัญญาณด้านขาออกของวงจรกรอง FIR

รูปที่ 4.2 ข้อมูลแชนเนล (ก) ด้านขาเข้าของวงจรกรอง FIR และ (ข) ด้านขาออกของวงจรกรอง FIR

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าทาร์เก็ตที่ใช้เป็นแบบ PR4 นั่นคือ  $H(D) = 1 - D^2$  และกำหนดให้ข้อมูลอินพุตมีค่าที่เป็นไปได้ อยู่ในเซต  $\{-1, 1\}$  ดังนั้น ผลตอบสนองทาร์เก็ตจะมีค่าที่เป็นไปได้ อยู่ในเซต  $\{-2, 0, 2\}$  พิจารณารูปที่ 4.2 ซึ่งแสดงตัวอย่างของสัญญาณ read-back ก่อนที่จะเข้าวงจรกรอง FIR และสัญญาณที่ออกจากวงจรกรอง FIR เมื่อ  $ND = 0.5$  (ISI ไม่รุนแรง) จะเห็นว่าสัญญาณก่อนเข้าวงจรกรอง FIR จะมีค่ากระจายอยู่ในช่วงประมาณ 0.7 ถึง -0.7 เมื่อสัญญาณดังกล่าวผ่านวงจรกรอง FIR แล้ว ระดับของสัญญาณจะเปลี่ยนไป ซึ่งจะเป็นไปตามผลตอบสนองทาร์เก็ต นั่นคือ สัญญาณจะอยู่ในระดับ -2, 0 และ 2



รูปที่ 4.3 ข้อมูลแชนเนล (ก) ด้านขาเข้าของวงจรกรอง FIR และ (ข) ด้านขาออกของวงจรกรอง FIR ที่  $ND = 2.5$  [18]

ในทำนองเดียวกัน เมื่อพิจารณารูปที่ 4.3 ซึ่งแสดงตัวอย่างของสัญญาณ read-back ก่อนที่จะเข้าวงจรกรอง FIR และสัญญาณที่ออกจากวงจรกรอง FIR เมื่อ  $ND = 2.5$  (ISI รุนแรง) จะเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พบว่าระดับของสัญญาณก่อนเข้าวงจรกรอง FIR จะกระจัดกระจายกว่าสัญญาณในรูปที่ 4.2 อย่างมาก เนื่องจากเกิด ISI ที่รุนแรงกว่า แต่เมื่อผ่านวงจรกรอง FIR แล้ว สัญญาณที่ได้ก็จะเปลี่ยนไปอยู่ในระดับของผลตอบสนองทาร์เก็ตเช่นเดียวกัน ดังนั้น ไม่ว่าระบบจะ ISI มากน้อยเพียงใด วงจรกรอง FIR ที่ถูกออกแบบให้เหมาะสมกับทาร์เก็ตที่ต้องการ ก็สามารถปรับรูปร่างให้เป็นไปตามผลตอบสนองทาร์เก็ตได้

### 4.1.3 วงจรตรวจหาสัญลักษณ์

วงจรตรวจหาสัญลักษณ์ (symbol detector) จะทำหน้าที่ในการตรวจหาลำดับของบิตข้อมูลที่ถูกส่งมา ก่อนที่จะส่งไปทำการถอดรหัสด้วยวงจรอื่นต่อไป วงจรตรวจหาที่ใช้ในระบบการบันทึกข้อมูลในปัจจุบันจะใช้ วงจรตรวจหาวิเทอร์บี (viterbi detector)

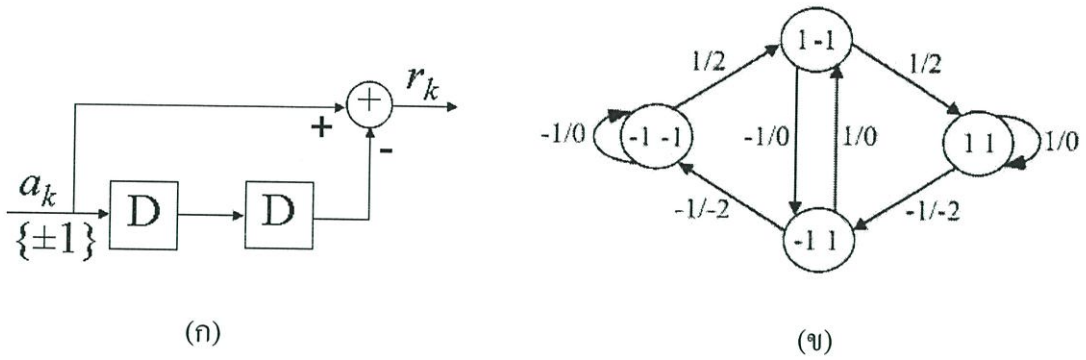
วงจรตรวจหาวิเทอร์บีมีความสามารถที่จัดการกับ ISI ที่แฝงอยู่ในข้อมูลที่จะทำการถอดรหัสได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยที่ ISI ยิ่งมากความซับซ้อนของวงจรตรวจหาวิเทอร์บีก็ยิ่งมาก หลักการทำงานของวงจรตรวจหาวิเทอร์บี จะอยู่บนพื้นฐานของแผนภาพเทรลลิส (trellis diagram) ที่สร้างมาจากเครื่องสถานะจำกัด (FSM: Finite State Machine) ซึ่งเป็นแบบจำลองของการคำนวณที่แสดงให้เห็นถึงการเปลี่ยนแปลงของข้อมูลอินพุต, สถานะเริ่มต้น, สถานะต่อไปและข้อมูลเอาต์พุตของช่องสัญญาณ โดยที่ช่องสัญญาณถูกพิจารณาว่าเป็นรีจิสเตอร์แบบเลื่อน ที่มีจำนวนของรีจิสเตอร์เท่ากับจำนวนของหน่วยความจำของช่องสัญญาณ  $b$  ดังนั้นจำนวนสถานะทั้งหมดในเครื่องสถานะจำกัด จึงมีค่าเท่ากับ  $|A|^b$  เมื่อ  $|A|$  คือ จำนวนค่าที่เป็นไปได้ทั้งหมดของข้อมูลอินพุต ซึ่งในระบบการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็ก มีจำนวนค่าอินพุต 2 ค่า คือ 1 และ -1 หรือ สามารถแสดงเครื่องสถานะจำกัด ได้ด้วยแผนภาพเทรลลิส และได้แสดงตัวอย่างของช่องสัญญาณที่ใช้ในระบบการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็ก ดังในรูปที่ 4.4

ในการทำงานของวงจรตรวจหาวิเทอร์บี สิ่งที่ต้องคำนวณทุกช่วงเวลา คือ ค่าเมตริกซ์สาขา (branch metric) ณ เวลา  $k$  ของการเปลี่ยนสถานะจาก  $p$  ไป  $q$  ซึ่งสามารถคำนวณได้จาก

$$\lambda_k(p, q) = |y_k - \hat{r}_k(p, q)|^2 \quad (4.1)$$

เมื่อ  $y_k$  คือค่าลำดับข้อมูลทางด้านขาเข้าของวงจรตรวจหาวิเทอร์บี,  $\hat{r}_k(p, q)$  คือข้อมูลเอาต์พุตของสัญญาณที่สอดคล้องกับ  $(p, q)$  และพจน์  $|y_k - \hat{r}_k(p, q)|^2$  คือ ค่าระยะทางกำลังสองเฉลี่ย (MSD : mean-squared distance) โดยค่าเมตริกซ์ในสมการที่ 4.1 สามารถทำให้มีค่าน้อยที่สุดได้ โดยการค้นหาเส้นทางที่มีค่าเมตริกซ์น้อยที่สุดตามแผนภาพเทรลลิส จนถึงลำดับข้อมูล  $y_k$  โดยที่เมตริกซ์เส้นทางมีค่าเท่ากับผลรวมของเมตริกซ์สาขา และจะดำเนินการตัดสินใจในขั้นตอนสุดท้าย โดยการเลือกเส้นทางที่ยังเหลืออยู่ ที่มีค่าเมตริกซ์เส้นทางน้อยที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$a_k$	$a_{k-1}$	$a_{k-2}$	$r_k$
-1	-1	-1	0
-1	-1	1	-2
-1	1	-1	0
-1	1	1	-2
1	-1	-1	2
1	-1	1	0
1	1	-1	2
1	1	1	0

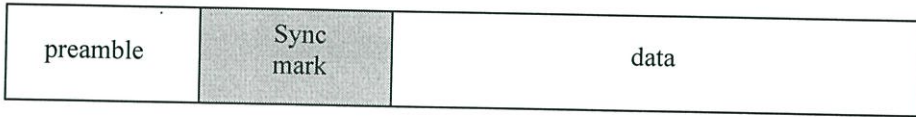


รูปที่ 4.4 แผนภาพของช่องสัญญาณแบบ PR4,  $H(D) = 1 - D^2$  (ก) แบบจำลองช่องสัญญาณ (ข) เครื่องสถานะจำกัด (ค) ความสัมพันธ์ระหว่าง  $a_k$  และ  $r_k$  (ง) แผนภาพเทรลลิส

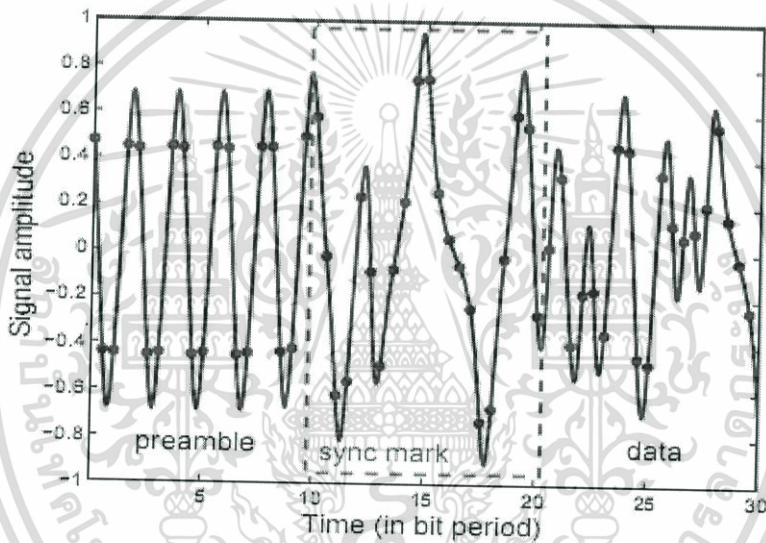
#### 4.1.4 วงจรตรวจหาเครื่องหมายเข้าจังหวะ

วงจรตรวจหาเครื่องหมายเข้าจังหวะ (sync mark detector) จะทำหน้าที่ในการตรวจหา รูปแบบข้อมูลที่ถูกเรียกว่า เครื่องหมายเข้าจังหวะ (sync mark) ซึ่งเป็นรูปแบบของข้อมูลบิตเฉพาะที่ ทราบอยู่แล้วทั้งฝั่งส่งและฝั่งรับ โดยทั่วไปข้อมูลในหนึ่งเซกเตอร์จะมีโครงสร้างดังในรูปที่ 4.5 โดย ที่ข้อมูลเครื่องหมายเข้าจังหวะนั้นจะเป็นตัวบอกว่าข้อมูลต่อจากนี้ไปจะเป็นข้อมูลที่ต้องการ ซึ่งการ ตรวจหาเครื่องหมายเข้าจังหวะนี้จะช่วยตรวจสอบการทำงานของระบบไทม์มิงรีคฟเวอร์ว่าทำงาน ถูกต้องหรือไม่ เมื่อระบบทำการซัดตัวอย่างสัญญาณ read-back แล้ว ก็จะส่งไปยังวงจรตรวจหาสัญลักษณ์เพื่อหาลำดับ แล้วส่งกลับมายังวงจรตรวจหาเครื่องหมายเข้าจังหวะ เพื่อตรวจสอบว่า ข้อมูล เครื่องหมายเข้าจังหวะนั้นมีความถูกต้องหรือไม่ ถ้าข้อมูลถูกต้อง ระบบก็จะส่งข้อมูลไป เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่ขึ้นต้นการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประมวลผลต่อ แต่ถ้าไม่ถูกต้องระบบจะสั่งให้โหม่งรีคัพเวอร์ทำงานซ้ำ เพื่อทำการซักรหัสสัญญาณ read-back ใหม่อีกครั้ง ในรูปที่ 4.6 แสดงตัวอย่างสัญญาณ read-back ในช่วงของสัญญาณ preamble, เครื่องหมายเข้าจังหวะ และข้อมูล โดยที่ปราศจากสัญญาณรบกวน สำหรับรูปแบบของ preamble และเครื่องหมายเข้าจังหวะนั้น สำหรับแต่ละบริษัทอาจจะไม่เหมือนกัน โดยขึ้นอยู่กับการออกแบบของบริษัทนั้น



รูปที่ 4.5 โครงสร้างทั่วไปของข้อมูลหนึ่งเซกเตอร์



รูปที่ 4.6 ตัวอย่างสัญญาณ read-back ที่ไม่มีองค์ประกอบของสัญญาณรบกวน

#### 4.1.5 วงจรถอดรหัสมอดูเลชันและวงจรถอดรหัส ECC

วงจรถอดรหัสมอดูเลชัน (modulation decoder) และวงจรถอดรหัส ECC (ECC decoder) จะทำหน้าที่ในการถอดรหัสข้อมูล หลังจากทำการตรวจหาลำดับข้อมูลด้วยวงจรตรวจหาวิเทอร์บีแล้ว โดยทั่วไปการเข้ารหัสมอดูเลชันนั้นจะใช้รหัส RLL เพื่อป้องกันการติดกันของลำดับข้อมูลเดิมมากจนเกินไป ซึ่งวงจรถอดรหัสมอดูเลชันนั้น ก็จะต้องใช้วงจรถอดรหัส RLL เช่นกัน เพื่อให้ได้ลำดับข้อมูลก่อนการเข้ารหัส RLL ส่วนการเข้ารหัส ECC นั้น จะใช้รหัส RS เนื่องจากสามารถแก้ไขบิตผิดพลาดที่ติดกันหลายบิตได้อย่างมีประสิทธิภาพ และเช่นเดียวกัน สำหรับวงจรถอดรหัส นั้น ก็จะต้องใช้วงจรถอดรหัส RS เพื่อทำหน้าที่แก้ไขข้อผิดพลาดที่อาจเกิดขึ้น เพื่อให้ได้ข้อมูลที่ต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 4.2 การออปติไมส์ค่าสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR ในชิปช่องสัญญาณอ่าน

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการออปติไมส์ค่าสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR ที่ใช้อยู่ในปัจจุบัน และการออปติไมส์โดยนำเทคนิค LMS มาใช้ จากที่กล่าวถึงสถาปัตยกรรมของช่องสัญญาณอ่านในหัวข้อที่ 4.1 นั้น จะพบว่าช่องสัญญาณอ่านจะประกอบไปด้วยอุปกรณ์ต่างๆ มากมาย และอุปกรณ์บางตัวสามารถกำหนดค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญได้ ซึ่งในกระบวนการทดสอบหัวอ่านของฮาร์ดดิสก์ไครฟ์ เราจะต้องทำการออปติไมส์ค่าพารามิเตอร์เหล่านั้นเพื่อให้ได้ค่าที่เหมาะสม และในที่นี้เราได้เลือกพิจารณาค่าสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR เนื่องจากเป็นพารามิเตอร์ที่ใช้เวลาในการออปติไมส์ค่อนข้างนาน และเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญต่อการปรับรูปร่างของสัญญาณ

### 4.2.1 การออปติไมส์ที่ใช้อยู่ในปัจจุบัน

กำหนดให้ตัวกรอง FIR จำนวน  $N$  แท็บ มีค่าสัมประสิทธิ์เป็น  $\mathbf{c} = [c_0 \ c_1 \ \dots \ c_{N-1}]$  เป้าหมายของการออปติไมส์คือ ต้องการหาค่าสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR ที่ทำให้ BER มีค่าต่ำที่สุด หรือกล่าวคือทำให้รูปร่างของสัญญาณมีความถูกต้องมากที่สุดนั่นเอง ดังนั้น สำหรับตัวกรอง FIR ซึ่งมีค่าสัมประสิทธิ์  $N$  ตัว และสัมประสิทธิ์แต่ละตัวสามารถปรับค่าได้  $M$  ค่า เพื่อให้ได้ผลของ BER ที่ต่ำที่สุด จะมีค่าสัมประสิทธิ์ที่เป็นไปได้ทั้งหมด  $M^N$  ค่า แต่ในทางปฏิบัติเราไม่สามารถทำเช่นนั้นได้ เนื่องจากการปรับค่าสัมประสิทธิ์ให้ครบทุกค่าที่เป็นไปได้นั้นจะทำให้เสียเวลาเป็นอย่างมาก จึงต้องมีเทคนิคในการออปติไมส์ค่าเพื่อลดความซับซ้อนลง

เพื่อที่จะลดความซับซ้อนในการปรับค่าสัมประสิทธิ์ จึงใช้เทคนิคในการปรับค่าแต่ละครั้ง โดยการเลือกสัมประสิทธิ์บางตัวมาปรับค่า ในขณะที่สัมประสิทธิ์ตัวที่เหลือยังคงเป็นค่าเดิม ซึ่งการปรับค่าแต่ละครั้งจะหาค่า BER ออกมา และทำการปรับค่าสัมประสิทธิ์ตัวที่เลือกมาจนครบ แล้วอัปเดตค่าสัมประสิทธิ์เป็นค่าที่ให้ BER ต่ำที่สุด จากนั้น ทำซ้ำในวิธีการเดิมแต่เลือกสัมประสิทธิ์ตัวอื่นมาปรับค่าจนกว่าจะครบทุกตัว ซึ่งเทคนิคนี้จะเรียกว่า เทคนิค combinatorial ซึ่งการเลือกปรับค่าสัมประสิทธิ์จะทำได้ดังนี้

สำหรับค่าสัมประสิทธิ์  $N$  ตัว จะแบ่งจำนวนรอบในการเลือกปรับค่าเป็น  $\left\lfloor \frac{N-1}{2} \right\rfloor$  รอบ เมื่อ  $\lfloor x \rfloor$  คือ ตัวดำเนินการ floor ของทุกจำนวนเต็ม  $x$  สำหรับรอบที่  $j$  ( $j$  เป็นจำนวนเต็มบวก (จะเลือกค่าสัมประสิทธิ์ที่เลขคู่ โดยจะเลือกคู่ที่  $(c_i, c_{i+2j})$  เมื่อ  $i = 0, 1, 2, \dots, N-2$  และ  $2j \leq N-1$  โดยที่แต่ละรอบที่  $j$  จะต้องเลือกคู่ที่ใช้ปรับค่าไปจนครบทุกค่า  $i$  เมื่อเลือกคู่สัมประสิทธิ์ที่จะทำการปรับแล้ว จะต้องปรับค่าสัมประสิทธิ์ตัวที่เลือกมานั้น โดยการเพิ่มค่าและลดค่าสัมประสิทธิ์จากค่าเริ่มต้นไปทั้งหมด  $K$  ครั้ง และทำการอัปเดตค่าสัมประสิทธิ์เป็นค่าที่ให้ BER ต่ำที่สุด จากนั้นก็ทำ

เช่นเดิมไปจนครบ  $\left\lfloor \frac{N-1}{2} \right\rfloor$  รอบ ซึ่งแต่ละรอบ  $j$  จะต้องทำการปรับค่าสัมประสิทธิ์ทั้งหมด  $S_j = K(N-2j)$  ครั้ง ดังนั้นจะต้องทำการปรับค่าสัมประสิทธิ์ทั้งหมดเป็นจำนวนครั้งดังสมการ

$$S = \sum_{j=1}^{\left\lfloor \frac{N-1}{2} \right\rfloor} S_j = \sum_{j=1}^{\left\lfloor \frac{N-1}{2} \right\rfloor} K(N-2j) \quad (4.2)$$

จะเขียนสมการที่ (4.2) ให้ง่ายขึ้น โดยกำหนดให้

$$\left\lfloor \frac{N-1}{2} \right\rfloor = \begin{cases} \frac{N-1}{2}; & N \text{ is odd} \\ \frac{N}{2}-1; & N \text{ is even} \end{cases} \quad (4.3)$$

ดังนั้นจะได้เป็น

$$S = \begin{cases} \frac{K(N-1)(N+1)}{4}; & N \text{ is odd} \\ \frac{K(N)(N-2)}{4}; & N \text{ is even} \end{cases} \quad (4.4)$$

#### ตัวอย่างการเลือกปรับค่าสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR

กำหนดให้ตัวกรอง FIR ที่ใช้มีจำนวนแท็ป 10 แท็ป ซึ่งจะมีสัมประสิทธิ์เป็น  $c = [c_0 \ c_1 \ c_2 \ c_3 \ c_4 \ c_5 \ c_6 \ c_7 \ c_8 \ c_9]$  และกำหนดการเพิ่มและลดค่า  $K = 32$  ดังนั้นคู่ของสัมประสิทธิ์ที่จะต้องทำการปรับค่าจะเป็นดังนี้

รอบที่ 1  $[c_0, c_2] \ [c_1, c_3] \ [c_2, c_4] \ [c_3, c_5] \ [c_4, c_6] \ [c_5, c_7] \ [c_6, c_8] \ [c_7, c_9]$

รอบที่ 2  $[c_0, c_4] \ [c_1, c_5] \ [c_2, c_6] \ [c_3, c_7] \ [c_4, c_8] \ [c_5, c_9]$

รอบที่ 3  $[c_0, c_6] \ [c_1, c_7] \ [c_2, c_8] \ [c_3, c_9]$

รอบที่ 4  $[c_0, c_8] \ [c_1, c_9]$

และจะต้องทำการปรับค่าทั้งหมด  $S = \frac{32 * 10 * (10-2)}{4} = 640$  ครั้ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.2.1 การออปติไมซ์โดยใช้เทคนิค LMS

LMS (least mean square) เป็นเทคนิคที่ใช้ในการหาค่าสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR แบบปรับตัว ซึ่งจะทำให้การปรับค่าสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR ตลอดเวลาในระหว่างที่รับข้อมูลใหม่เข้ามา โดยที่จะทำการออกแบบตัวกรอง FIR บนพื้นฐานของข้อผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุด (MMSE: Minimum Mean Square Error) และใช้อัลกอริทึมของ steepest descent [30] มาช่วยในการปรับค่า

##### 4.2.1.1 อัลกอริทึม Steepest descent

กำหนดให้  $f(x)$  เป็นฟังก์ชันค่าจริงของตัวแปรอิสระ  $x$  อัลกอริทึม Steepest descent จะทำการหาค่าของ  $x$  ที่ทำให้ฟังก์ชัน  $f(x)$  มีค่าต่ำที่สุด โดยจะทำการกำหนดค่าเริ่มต้น  $x = x_0$  เมื่อ คือก่าคงตัวใดๆ และทำการหาค่า  $x$  ตามสมการ

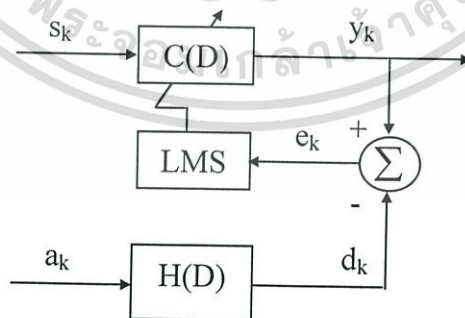
$$x_{k+1} = x_k - \mu f'(x_k) \quad (4.5)$$

เมื่อ  $k = 1$  ถึง  $L$  ( $L =$  จำนวนครั้งของการวนซ้ำ),  $\mu$  คือ ขนาดของการก้าวกระโดด (step size) มีค่าเท่ากับ  $0 < \mu < 1$ , และ  $f'(x_k)$  คือ อนุพันธ์ของฟังก์ชัน  $f(x_k)$  ที่ค่า  $x = x_k$

โดยทั่วไปประสิทธิภาพของอัลกอริทึม Steepest descent จะขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์  $\mu$

-ถ้า  $\mu$  มีค่าน้อยเกินไป จะทำให้เสียเวลานาน กว่าที่จะได้ค่า  $x$  ที่ต้องการ หรืออาจกล่าวได้ว่า ค่า  $\mu$  ที่น้อยเกินไปจะส่งผลให้อัตราการลู่เข้า (convergence rate) ช้า

-ถ้า  $\mu$  มีค่ามากเกินไป อาจจะทำให้เกิดการลู่ออก (divergence) ทำให้ไม่ได้ค่า  $x$  ที่ต้องการ



รูปที่ 4.7 แบบจำลองการหาสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR ด้วยอัลกอริทึม LMS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.2.1.2 Minimum Mean Square Error

Minimum Mean Square Error (MMSE) [31] เป็นเงื่อนไขในการออกแบบตัวกรอง FIR เพื่อให้ข้อผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยระหว่างข้อมูลที่ได้รับ  $y_k$  และข้อมูลที่ต้องการ  $d_k$  มีค่าน้อยที่สุด ซึ่งจะได้ค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ย (MSE) ตามสมการ

$$MSE = E[(d_k - y_k)^2] \quad (4.6)$$

กำหนดให้  $\mathbf{c}$  เป็นสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR

$$\mathbf{c} = \begin{bmatrix} c_0 \\ c_1 \\ \vdots \\ c_{N-1} \end{bmatrix}_{1 \times N}$$

เมื่อ  $N = 2k + 1$  เป็นจำนวนเต็มทั้งหมดของตัวกรอง FIR และ  $\mathbf{s}$  เป็นข้อมูลอินพุตของตัวกรอง FIR

$$\mathbf{s} = \begin{bmatrix} s_k \\ s_{k-1} \\ \vdots \\ s_{k-N+1} \end{bmatrix}_{1 \times N}$$

ข้อมูลเอาต์พุตของตัวกรอง FIR ณ เวลา  $k$  จะมีค่าเท่ากับ

$$y_k = \mathbf{c}^T \mathbf{s} = \mathbf{s}^T \mathbf{c} \quad (4.7)$$

พิจารณากรณีที่ข้อมูลทั้งหมดที่รับส่งภายในระบบเป็นค่าจริง (real value) จะสามารถจัดรูปสมการที่ (4.6) ใหม่ได้เป็น

$$MSE = E[d_k^2] - 2E[y_k d_k] + E[y_k^2] \quad (4.8)$$

แทนค่า  $y_k$  จากสมการที่ (4.7) ลงในสมการที่ (4.8) จะได้

$$\begin{aligned} MSE &= E[d_k^2] - 2\mathbf{c}^T E[\mathbf{s}d_k] + \mathbf{c}^T E[\mathbf{s}\mathbf{s}^T] \mathbf{c} \\ &= E[d_k^2] - 2E[\mathbf{c}^T \mathbf{s}d_k] + E[\mathbf{c}^T \mathbf{s}\mathbf{s}^T \mathbf{c}] \end{aligned} \quad (4.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $\sigma_d^2 = E[d_k^2]$  เป็นอัตราสหสัมพันธ์ของ  $d_k$ ,  $\mathbf{p} = E[\mathbf{s}d_k]$  เป็นสหสัมพันธ์ข้ามของ  $\mathbf{s}$  และ  $d_k$ ,  $\mathbf{R}_{ss} = E[\mathbf{s}\mathbf{s}^T]$  เป็นอัตราสหสัมพันธ์ของ  $\mathbf{s}$

ดังนั้นจะเขียนสมการที่ (4.9) ใหม่ได้เป็น

$$MSE = \sigma_d^2 - 2\mathbf{c}^T \mathbf{p} + \mathbf{c}^T \mathbf{R}_{ss} \mathbf{c} \quad (4.10)$$

จากนั้นหาค่าที่น้อยที่สุดของ  $MSE$  โดย  $\nabla MSE = 0$  จะได้

$$\frac{\partial MSE}{\partial \mathbf{c}} = \frac{\partial \sigma_d^2}{\partial \mathbf{c}} - 2 \frac{\partial (\mathbf{c}^T \mathbf{p})}{\partial \mathbf{c}} + \frac{\partial (\mathbf{c}^T \mathbf{R}_{ss} \mathbf{c})}{\partial \mathbf{c}} \quad (4.11)$$

และเนื่องจาก  $\frac{\partial \mathbf{c}^T}{\partial \mathbf{c}} = 1$  ดังนั้น จะได้

$$0 = -2\mathbf{p} + 2\mathbf{R}_{ss} \mathbf{c} \quad (4.12)$$

ดังนั้น จะได้ค่าสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR เป็น

$$\mathbf{c}_{opt} = \mathbf{R}_{ss}^{-1} \mathbf{p} \quad (4.13)$$

แต่เนื่องจากในทางปฏิบัติมักจะไม่ทราบค่าของ  $\mathbf{R}_{ss}$  ดังนั้นจึงต้องใช้อัลกอริทึม Steepest descent มาช่วยในการหาค่าสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR ดังสมการต่อไปนี้

$$\mathbf{c}_{k+1} = \mathbf{c}_k - \frac{\mu}{2} \nabla f(\mathbf{c}_k) \quad (4.14)$$

ค่าเกรเดียนต์ของฟังก์ชัน  $f(\mathbf{c})$  จะมีค่าเท่ากับ

$$\nabla f(\mathbf{c}) = 2\mathbf{R}_{ss} \mathbf{c} - 2\mathbf{p}$$

$$\nabla f(\mathbf{c}_k) = 2(E[\mathbf{s}_k \mathbf{s}_k^T] \mathbf{c}_k - E[d_k \mathbf{s}_k])$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 \nabla f(\mathbf{c}_k) &= 2E[\mathbf{s}_k(\mathbf{s}_k^T \mathbf{c}_k - d_k)] \\
 &= 2E[\mathbf{s}_k(y_k - d_k)] \\
 &= 2E[\mathbf{s}_k e_k]
 \end{aligned} \tag{4.15}$$

เมื่อ  $y_k = \mathbf{s}_k^T \mathbf{c}_k$  และ  $e_k = y_k - d_k$

แทนค่า  $\nabla f(\mathbf{c}_k)$  จากสมการที่ (4.15) ลงในสมการที่ (4.14) จะได้

$$\mathbf{c}_{k+1} = \mathbf{c}_k - \mu E[e_k \mathbf{s}_k] \tag{4.16}$$

ในทางปฏิบัติการหาค่า  $E[\mathbf{s}_k e_k]$  จะทำได้ยาก ดังนั้นจึงทำการแทนค่า  $E[\mathbf{s}_k e_k]$  ด้วยค่าประมาณ ซึ่งจะใช้เป็นค่าเฉลี่ยของตัวอย่าง (sample mean) นั่นคือ

$$\hat{E}[e_k \mathbf{s}_k] = \frac{1}{L_a} \sum_{i=0}^{L_a-1} e_{k-i} \mathbf{s}_{k-i} \tag{4.17}$$

จากนั้น ก็นำค่าประมาณที่ได้นี้ไปแทนลงในสมการที่ (4.16) จะได้เป็น

$$\mathbf{c}_{k+1} = \mathbf{c}_k - \mu \frac{1}{L_a} \sum_{i=0}^{L_a-1} e_{k-i} \mathbf{s}_{k-i} \tag{4.18}$$

และถ้าเราใช้ค่าเฉลี่ยของตัวอย่างเพียงหนึ่งจุด ( $L_a = 1$ ) จะได้ว่า

$$\hat{E}[e_k \mathbf{s}_k] = e_k \mathbf{s}_k \tag{4.19}$$

เพราะฉะนั้น จะได้สมการปรับค่าสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR เป็น

$$\mathbf{c}_{k+1} = \mathbf{c}_k - \mu e_k \mathbf{s}_k \tag{4.20}$$

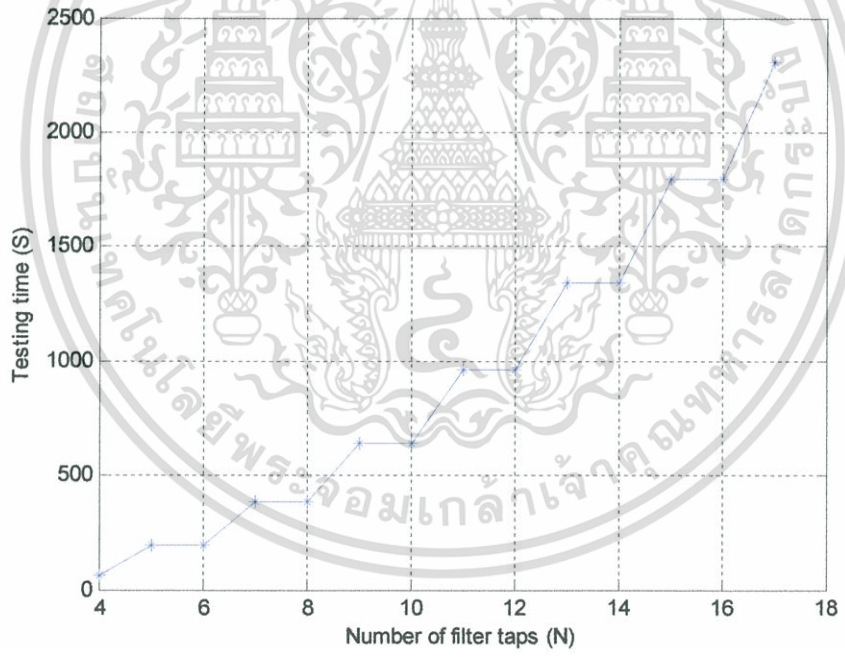
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



FIR แล้วทำการออปติไมส์สัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR ดังที่กล่าวไว้ในบทที่ 4 จากนั้นจะสังเกตผลกระทบของพารามิเตอร์ทั้ง 4 โดยยังไม่ทำการหาลำดับข้อมูลด้วยวงจรตรวจหาวีเทอร์บี เมื่อวิเคราะห์ผลกระทบของพารามิเตอร์ทั้ง 4 และเปรียบเทียบจำนวนรอบที่ใช้ในการออปติไมส์ของเทคนิค LMS กับเทคนิคเดิมแล้ว ก็จะทำการพิจารณาสมรรถนะของระบบ โดยการหาอัตราความผิดพลาดบิตหลังจากผ่านวงจรตรวจหาวีเทอร์บี เพื่อหาลำดับข้อมูลอินพุตที่เป็นไปได้แล้ว

### 5.1.1 การออปติไมส์ด้วยเทคนิค Combinatorial

การออปติไมส์ด้วยเทคนิคแบบ Combinatorial นั้น ผลกระทบที่จะเกิดกับจำนวนรอบที่ใช้ในการหาค่าที่เหมาะสมมีเพียง พารามิเตอร์ของ จำนวนแท็ปของตัวกรองแบบ FIR เท่านั้น ถ้ากำหนดให้จำนวนครั้งในการเพิ่มค่าและลดค่า  $K = 32$  เราจะสามารถหาจำนวนครั้งที่ใช้ในการปรับค่าได้จากสมการที่ 4.4 ซึ่งจะสามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนครั้งในการปรับค่าและจำนวนแท็ป ของตัวกรองแบบ FIR ได้ดังในรูปที่ 5.2



รูปที่ 5.2 ความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนแท็ปของตัวกรองแบบ FIR กับจำนวนรอบที่ใช้ปรับค่า

จากรูปที่ 5.2 จะพบว่าเมื่อจำนวนแท็ปของตัวกรองแบบ FIR เพิ่มมากขึ้น จำนวนรอบที่ใช้ในการปรับค่าก็จะเพิ่มขึ้น กล่าวคือใช้เวลาในการหาค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมเพิ่มมากขึ้นนั่นเอง ซึ่งการออปติไมส์ด้วยวิธีนี้จะไม่สนใจว่าค่าสัมประสิทธิ์เริ่มต้นนั้นเป็นเท่าไร การปรับค่าจะเท่าเดิมเสมอ และถ้าคิดที่ตัวกรอง FIR มีจำนวนแท็ปคงที่ พารามิเตอร์ที่ทำให้จำนวนรอบในการปรับค่าเปลี่ยนไปมีเพียงสแต็ปในการเพิ่มค่าและลดค่า  $K$  เท่านั้น ถ้าเราใช้ค่า  $K$  น้อยลงก็จะทำให้เวลาในการคำนวณสั้นลง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อคุณผู้ดัดแปลงเอกสารนี้ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

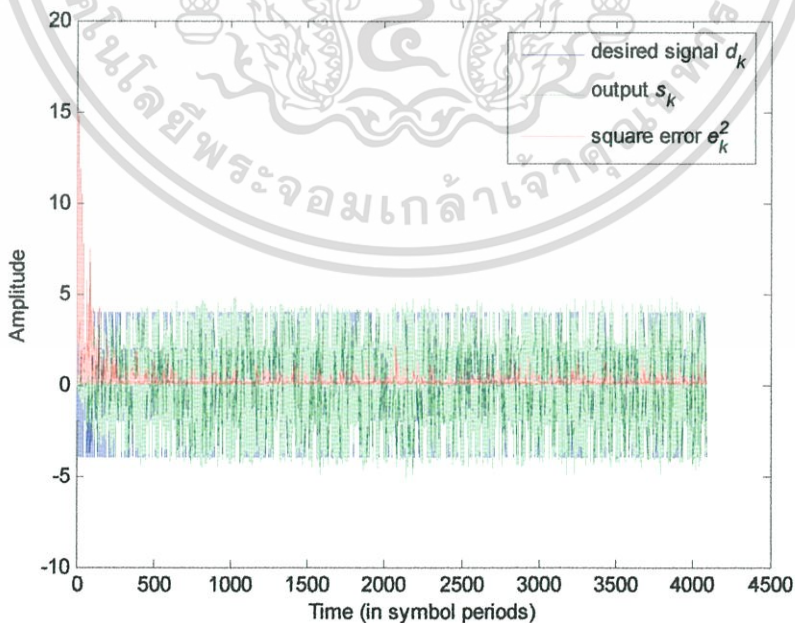
ในการออปติไมส์ลดลงด้วยเช่นกัน แต่ผลที่ตามมาคือ ช่วงในการปรับค่าจะยิ่งแคบลง ดังนั้น อาจจะไม่ได้อัตราสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR ที่เหมาะสมที่สุด

### 5.1.2 การออปติไมส์โดยใช้เทคนิค LMS

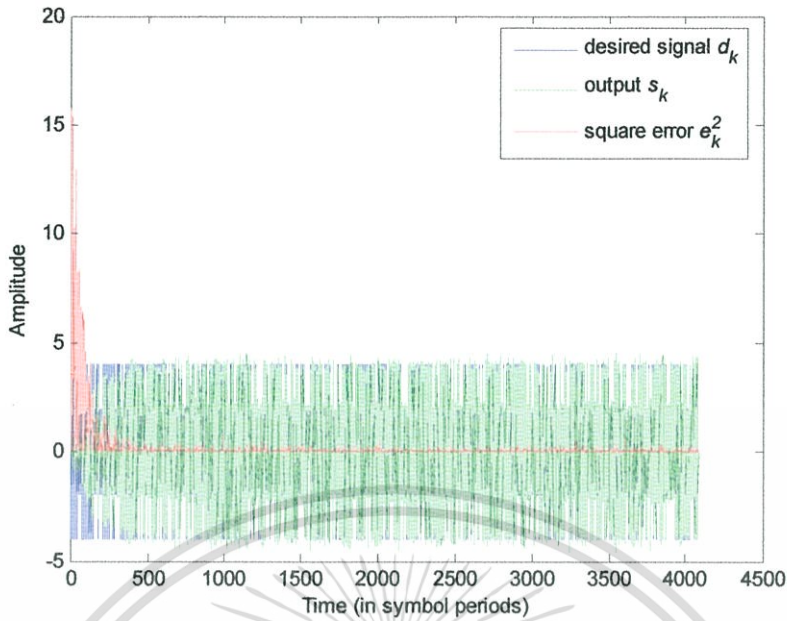
ในการทดลองนี้จะสังเกตผลกระทบของพารามิเตอร์ต่าง ๆ ว่ามีผลกับจำนวนรอบที่ใช้ในการหาสัมประสิทธิ์ของตัวกรองแบบ FIR ที่เหมาะสมอย่างไร และพารามิเตอร์ใดบ้างที่ส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพของระบบ โดยใช้ตัวกรองแบบ FIR จำนวน 11 แท็ป ทาร์เก็ตแบบ EPR4 และสำหรับการพิจารณาช่วงจำนวนรอบที่ใช้ในการลู่เข้านั้นจะคิดจากค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ย ซึ่งจะพิจารณาว่าเกิดการลู่เข้าเมื่อค่าเฉลี่ยความผิดพลาดกำลังสองน้อยกว่า 5% เมื่อเทียบกับระดับของสัญญาณที่ต้องการ และพิจารณาจากสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR ในช่วงที่ค่าเริ่มคงที่ โดยใช้แบบจำลองระบบดังในรูปที่ 5.1 และศึกษาผลกระทบจากพารามิเตอร์ของ SNR, step size, สัมประสิทธิ์เริ่มต้น และ ND ซึ่งจะสามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้

#### 5.1.2.1 ผลกระทบของ SNR

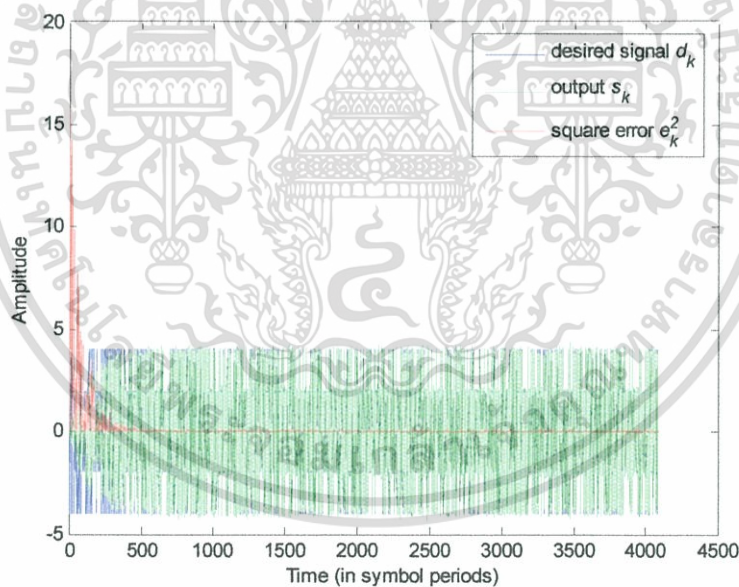
ในการทดลองนี้จะสังเกตว่า SNR ที่เปลี่ยนแปลงไปจะส่งผลกระทบอย่างไรบ้าง โดยที่กำหนดให้สัมประสิทธิ์เริ่มต้นของตัวกรอง FIR เป็นเวกเตอร์ศูนย์ และกำหนดให้ step size มีค่าเป็น 0.005 จากนั้น ทำการเปลี่ยนแปลงระดับสัญญาณรบกวนโดยกำหนดให้ SNR มีค่าเป็น 15 dB, 20 dB และ 25 dB ตามลำดับ



รูปที่ 5.3 ผลตอบสนองทาร์เก็ต, เอาท์พุทของตัวกรอง FIR และค่าความผิดพลาด เมื่อ SNR = 25 dB, เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



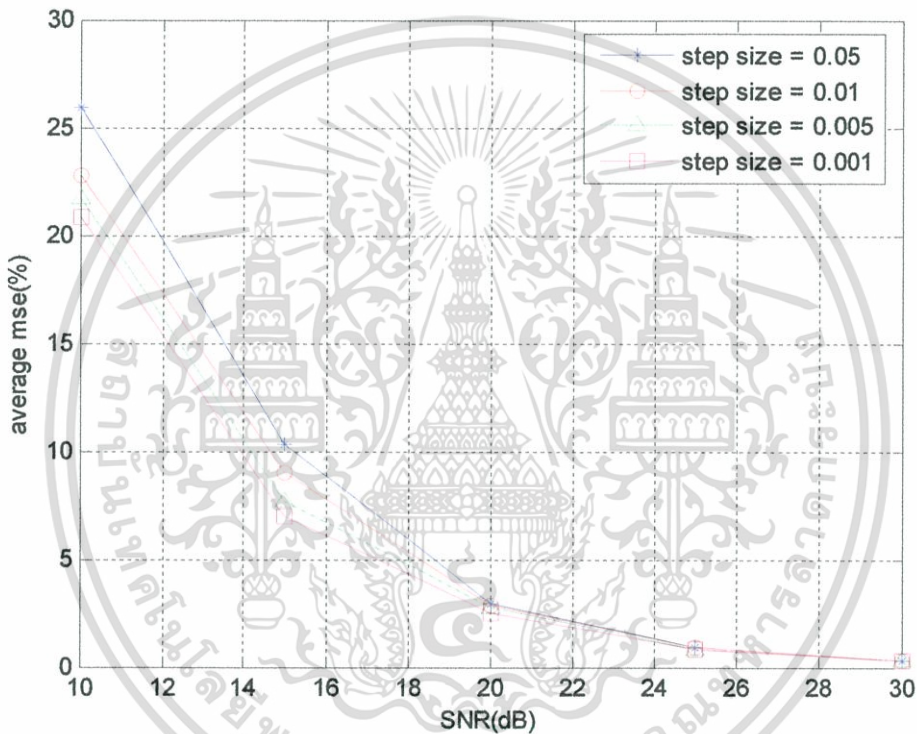
รูปที่ 5.4 ผลตอบสนองทาร์เก็ต, เอาท์พุทของตัวกรอง FIR และค่าความผิดพลาด เมื่อ SNR = 20 dB



รูปที่ 5.5 ผลตอบสนองทาร์เก็ต, เอาท์พุทของตัวกรอง FIR และค่าความผิดพลาด เมื่อ SNR = 15 dB

จากรูปที่ 5.3-5.5 จะเกิดการลู่เข้า ณ บิตที่ 500 ซึ่งจะเห็นได้ว่า ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยจะเริ่มคงที่ ซึ่งที่แต่ละ SNR นั้น ช่วงเวลาลู่เข้าไม่ได้แตกต่างกัน แต่สิ่งที่แตกต่างกันอย่างชัดเจนคือ ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ย ถ้าคิดค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยจากบิตที่ 500 จนถึงบิตสุดท้าย จะพบว่า ที่ SNR 15 dB จะมีค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยเป็น 7.3519%, ที่เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SNR 20 dB จะมีค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยเป็น 2.3417% และที่ SNR 25 dB จะมีค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยเป็น 0.8139% ซึ่งแสดงให้เห็นว่า SNR จะส่งผลกระทบต่อค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ย กล่าวคือส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพของระบบนั่นเอง ความสัมพันธ์ระหว่าง SNR กับค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยจะแสดงในรูปที่ 5.6 สังเกตได้ว่าที่ SNR ต่ำกว่า 18 dB เมื่อใช้ step size 0.001 และ 0.005 ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยจะสูงกว่า 5% ซึ่งจะถือว่าไม่เกิดการลู่เข้า แต่เมื่อ SNR สูงขึ้นเรื่อยๆ ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยจะลดต่ำลงเรื่อย ๆ และใกล้เคียงกันมากขึ้นสำหรับแต่ละ step size



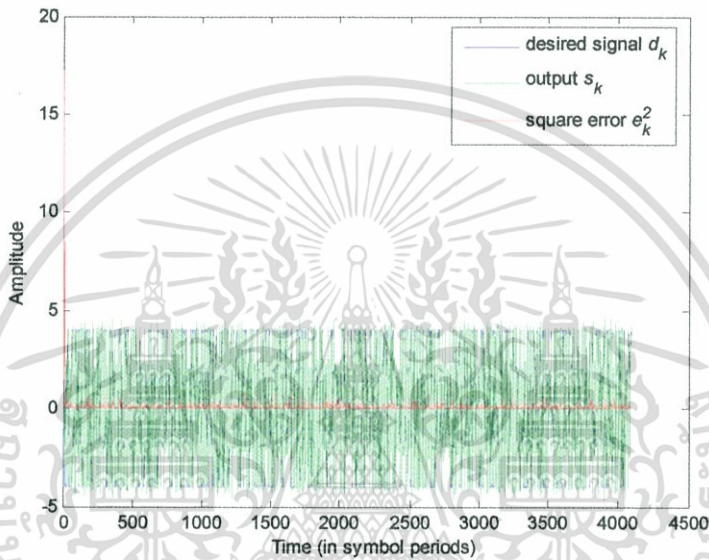
รูปที่ 5.6 ผลกระทบของ SNR ต่อค่าเฉลี่ยความผิดพลาดกำลังสองที่ step size ต่าง ๆ

ดังนั้น จะสรุปได้ว่า การเปลี่ยนแปลงของระดับสัญญาณรบกวนนั้น จะไม่ส่งผลกระทบต่อตรงต่อช่วงจำนวนรอบที่ใช้ในการลู่เข้า แต่จะส่งผลกระทบต่อค่าเฉลี่ยความผิดพลาดกำลังสอง โดยที่ค่า SNR จะแปรผกผันกับค่าเฉลี่ยความผิดพลาดกำลังสอง นั่นคือ ถ้า SNR ต่ำ (สัญญาณรบกวนสูง) ค่าเฉลี่ยความผิดพลาดจะสูง และถ้า SNR สูง (สัญญาณรบกวนต่ำ) ค่าเฉลี่ยความผิดพลาดก็จะต่ำเช่นกัน อาจกล่าวได้ว่าระดับความแรงของสัญญาณรบกวนนั้นไม่ส่งผลกระทบต่อช่วงจำนวนรอบที่ใช้ในหาค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง FIR แต่ส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพของระบบนั่นเอง

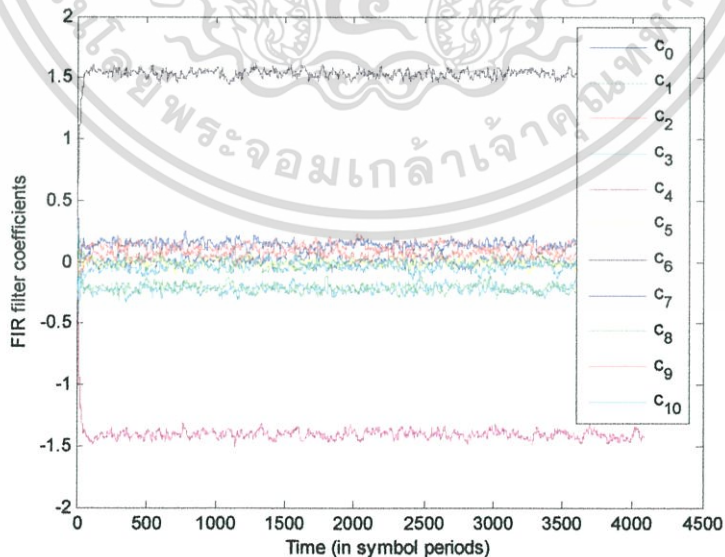
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 5.1.2.2 ผลกระทบของ step size

ในการทดลองนี้จะสังเกตว่า step size ที่เปลี่ยนแปลงไปจะส่งผลกระทบต่ออย่างไรบ้าง โดยที่กำหนดให้ค่าสัมประสิทธิ์เริ่มต้นของตัวกรอง FIR เป็นเวกเตอร์ศูนย์ และกำหนด SNR 25 dB เพื่อให้เห็นช่วงเวลาในการลู่เข้าได้อย่างชัดเจน เนื่องจากที่ SNR 25 dB ค่าความผิดพลาดน้อย และจากการทดลองก่อนหน้านี้ ที่แสดงให้เห็นว่า ค่า SNR ไม่ได้มีผลโดยตรงกับช่วงจำนวนรอบที่ใช้ในการลู่เข้า แต่จะส่งผลกระทบต่อค่าความผิดพลาดของสัญญาณ จากนั้น สังเกตผลจากการเปลี่ยนค่า step size โดยกำหนดให้เป็น 0.05, 0.01 และ 0.005 ตามลำดับ



(ก) ผลตอบสนองทางแอมพลิจูด, เอาท์พุทของตัวกรอง FIR และค่าความผิดพลาด เมื่อ step size = 0.05

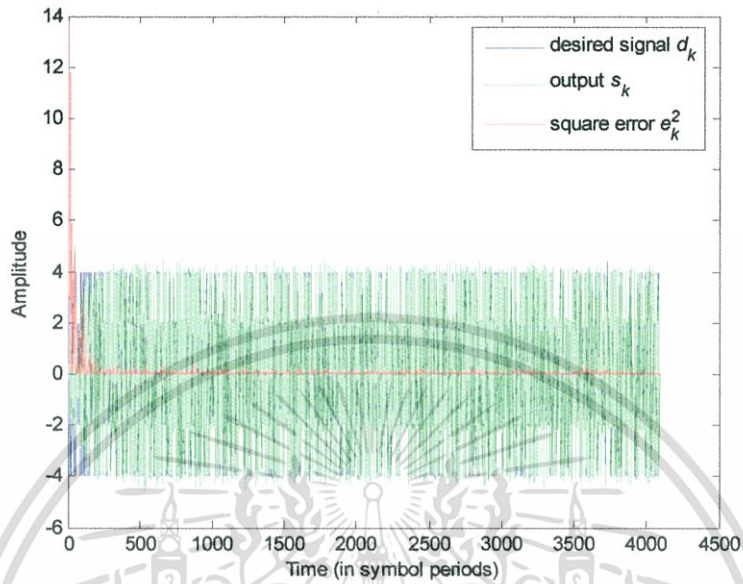


(ข) สัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR เมื่อ step size = 0.05

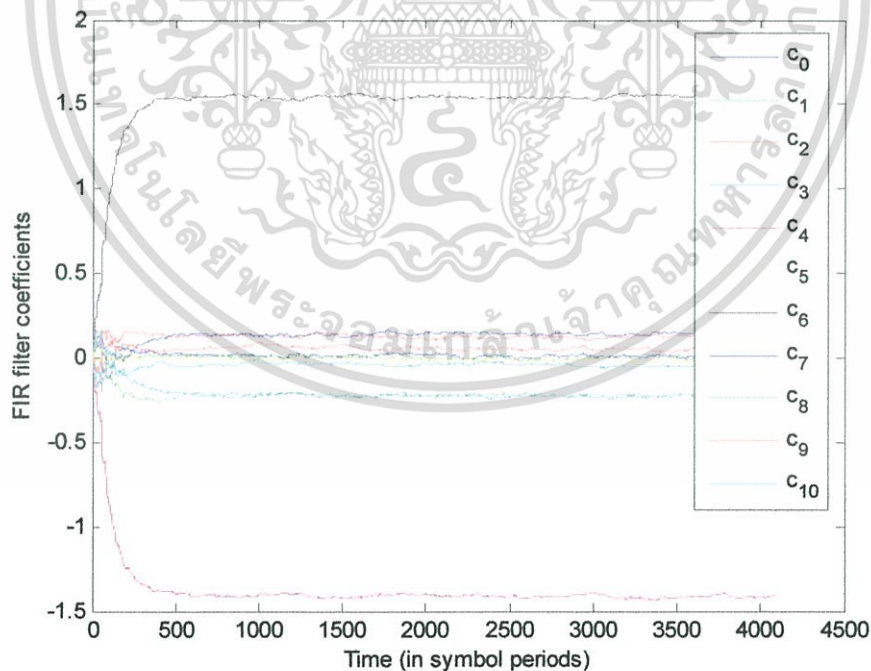
### รูปที่ 5.7 ผลกระทบของ step size เมื่อกำหนดเป็น 0.05

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ห้ามนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 5.7 พบว่า เมื่อกำหนดให้ step size เป็น 0.05 จะเกิดการลู่เข้า ณ บิตที่ 50 ซึ่งเกิดการลู่เข้าอย่างรวดเร็ว และเมื่อทำการคิดค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ย โดยคิดจากบิตที่ 200 จนถึงบิตสุดท้าย จะได้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยเป็น 3.0471%



(ก) ผลตอบสนองทาร์เก็ต, เอาท์พุทของตัวกรอง FIR และค่าความผิดพลาด เมื่อ step size = 0.01

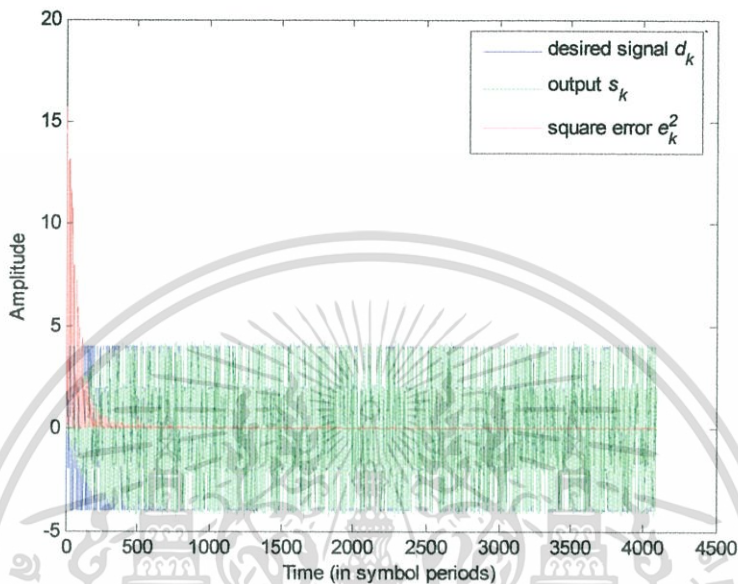


(ข) สัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR เมื่อ step size = 0.01

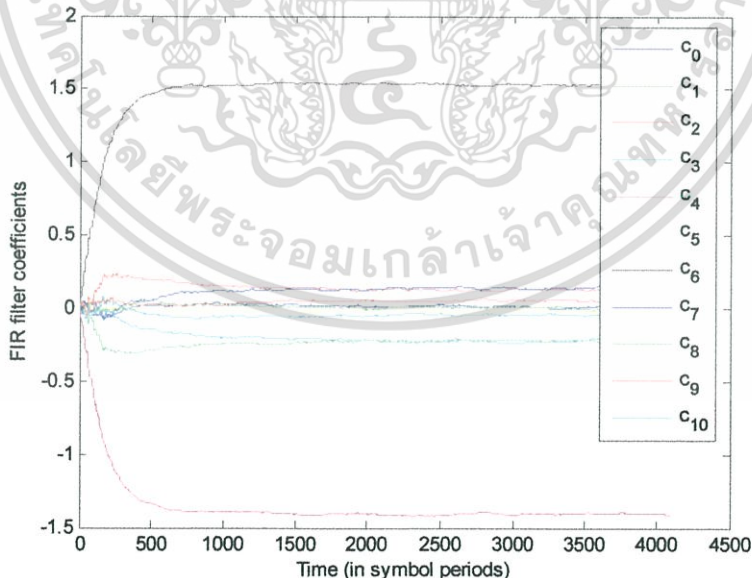
รูปที่ 5.8 ผลกระทบของ step size เมื่อกำหนดเป็น 0.01

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 5.8 พบว่า เมื่อกำหนดให้ step size เป็น 0.01 จะเกิดการลู่เข้า ณ บิตที่ 280 ซึ่งใช้เวลาในการลู่เข้ามากกว่าการใช้ step size 0.05 และเมื่อทำการหาค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยโดยคิดจากบิตที่ 500 จนถึงบิตสุดท้าย จะได้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยเป็น 1.5315% จะเห็นว่าค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยสูงกว่าตอนที่ใช้ step size 0.05



(ก) ผลตอบสนองทาร์เก็ต, เอาท์พุทของตัวกรอง FIR และค่าความผิดพลาด เมื่อ step size = 0.005



(ข) สัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR เมื่อ step size = 0.005

รูปที่ 5.9 ผลกระทบของ step size เมื่อกำหนดเป็น 0.005

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

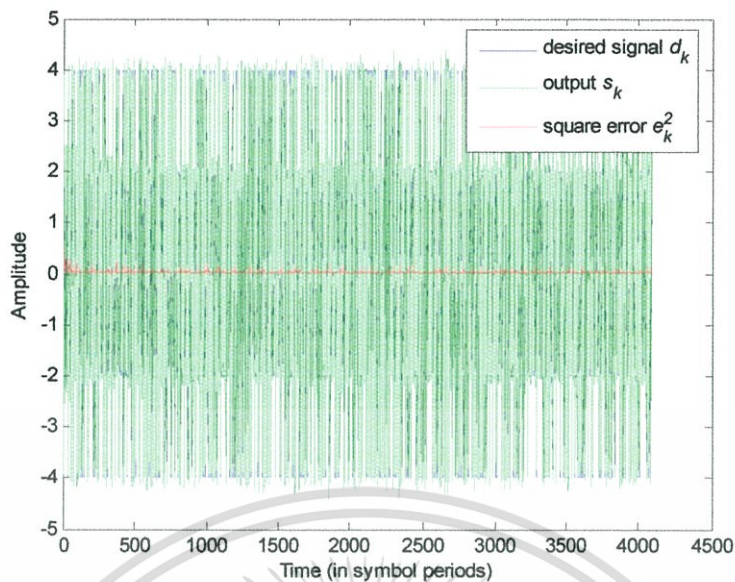
จากรูปที่ 5.9 พบว่า เมื่อกำหนดให้ step size เป็น 0.005 จะเกิดการลู่เข้า ณ บิตที่ 500 ซึ่งใช้เวลาในการลู่เข้ามากกว่าการใช้ step size 0.05 และ 0.01 และเมื่อทำการคิดค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ย โดยคิดจากบิตที่ 700 จนถึงบิตสุดท้าย จะได้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยเป็น 0.7759% จะเห็นว่าค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยสูงกว่าตอนใช้ step size 0.05 และ 0.01 เช่นกัน ซึ่งแสดงให้เห็นว่า เมื่อค่า step size น้อยลง จะต้องใช้ช่วงเวลาในการลู่เข้าเพิ่มมากขึ้น เนื่องจากสแต็ปที่ใช้ในการปรับค่าละเอียดขึ้น จึงต้องใช้เวลามากขึ้น กล่าวคือ ถ้าเราใช้สแต็ปในการปรับค่าสัมประสิทธิ์ละเอียดมากขึ้น ก็จะต้องใช้เวลาในการลู่เข้ามากขึ้นเช่นกัน และจากการทดลองนี้ยังสังเกตได้อีกว่า step size ที่มีค่ามาก ทำให้ค่าสัมประสิทธิ์ที่ได้มีการแกว่งขึ้นลงมากตามไปด้วย ซึ่งทำให้ค่าเฉลี่ยความผิดพลาดกำลังสองสูงขึ้น กล่าวคือทำให้ค่าความผิดพลาดสูงขึ้นนั่นเอง

ดังนั้น จะสรุปได้ว่าการเปลี่ยนแปลงของค่า step size นั้น ส่งผลกระทบโดยตรงกับ 2 พารามิเตอร์คือ จำนวนรอบที่ใช้ในการลู่เข้าและค่าเฉลี่ยความผิดพลาดกำลังสอง โดยที่จะแปรผกผันกับช่วงจำนวนรอบที่ใช้ในการลู่เข้า นั่นคือ ถ้า step size มีค่ามาก (step size มีความละเอียดน้อย) จะใช้เวลาในการลู่เข้าน้อย และถ้า step size มีค่าน้อย (step size มีความละเอียดมาก) ก็จะใช้เวลาในการลู่เข้ามาก แต่จะแปรผันตรงกับค่าเฉลี่ยความผิดพลาดกำลังสอง นั่นคือ ถ้า step size มีค่ามาก (step size มีความละเอียดน้อย) ค่าเฉลี่ยความผิดพลาดกำลังสองจะมาก และถ้า step size มีค่าน้อย (step size มีความละเอียดมาก) ค่าเฉลี่ยความผิดพลาดกำลังสองก็จะน้อยเช่นกัน

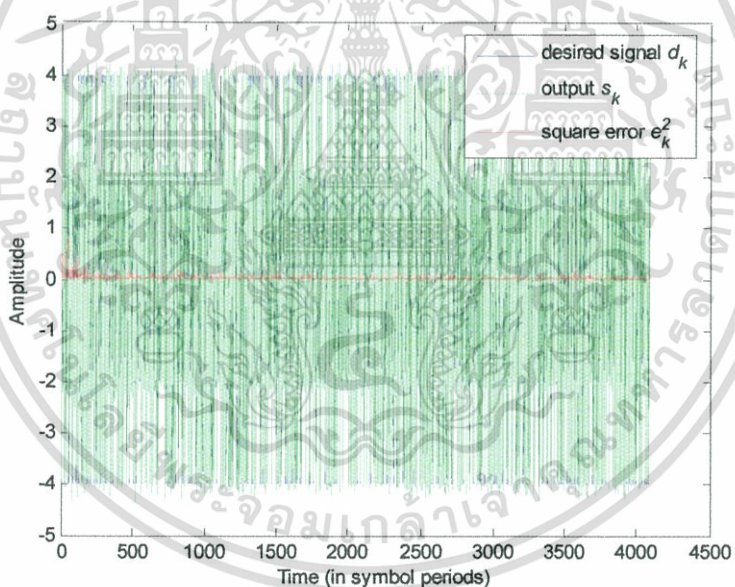
### 5.1.2.3 ผลกระทบของค่าสัมประสิทธิ์เริ่มต้น

ในการทดลองนี้จะตั้งแต่ว่า ค่าสัมประสิทธิ์เริ่มต้นของตัวกรอง FIR จะส่งผลกระทบต่อจำนวนรอบที่ใช้ในการลู่เข้าอย่างไร เมื่อค่าเริ่มต้นของสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR ไม่ใช่เวกเตอร์ศูนย์ โดยการเลือกค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมค่าหนึ่งมาจากการทดลองก่อนหน้า เมื่อ SNR 30 dB และ step size = 0.005 นั่นคือ  $\mathbf{c} = [-0.0056, 0.0037, 0.1351, -0.2229, -1.4091, -0.0190, 1.5373, 0.1512, -0.2274, 0.0418, -0.0342]$  ซึ่งได้มาจากค่าเฉลี่ยของสัมประสิทธิ์ ณ บิตที่ 1000 ถึง 3000 จากนั้นทำการปรับค่าสัมประสิทธิ์จากค่าที่เลือกมา โดยเพิ่มค่าไปจากเดิม 20%, 30% และ 40% เพื่อใช้เป็นสัมประสิทธิ์เริ่มต้นในการทดลองตามลำดับ และในการทดลองนี้จะเปรียบเทียบระหว่าง step size 0.01 และ 0.005 ด้วย

เมื่อทำการเพิ่มค่าไปจากเดิม 20% จะได้ค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง FIR เป็น  $\mathbf{c} = [-0.0045, 0.0044, 0.1621, -0.1783, -1.1273, -0.0152, 1.8448, 0.1814, -0.1819, 0.0502, -0.0274]$



(ก) ผลตอบสนองทางรีกิต, เอาท์พุทของตัวกรอง FIR และค่าความผิดพลาด เมื่อ step size = 0.01



(ข) ผลตอบสนองทางรีกิต, เอาท์พุทของตัวกรอง FIR และค่าความผิดพลาด เมื่อ step size = 0.005

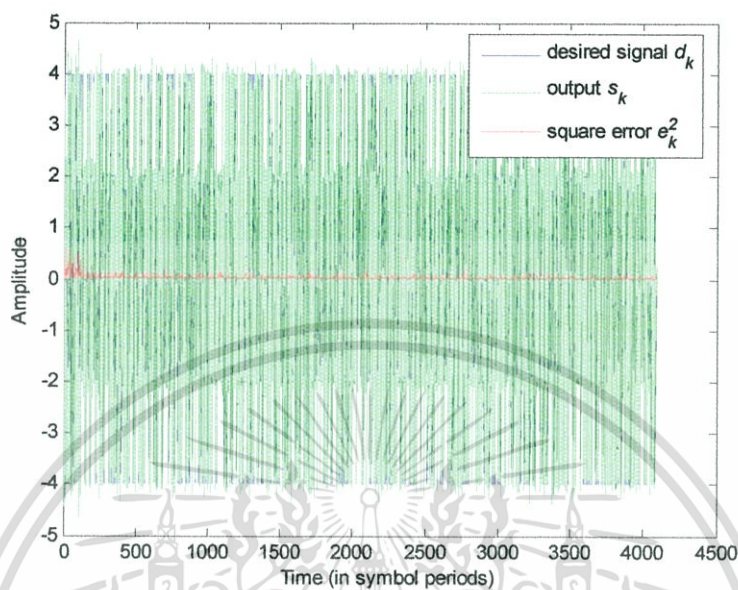
รูปที่ 5.10 ผลกระทบของสัมประสิทธิ์เริ่มต้นเมื่อกำหนดให้ต่างไปจากค่าที่เหมาะสม 20%

จากรูปที่ 5.10 เมื่อใช้สัมประสิทธิ์เริ่มต้นที่ต่างไปจากค่าที่เหมาะสม 20% นั้น จะพบว่า ที่ step size 0.01 จำนวนรอบที่ใช้ในการลู่เข้าจะน้อยมาก จนเกือบจะไม่เห็นช่วงช่วงเวลาก่อนการลู่เข้า ส่วนที่ step size 0.005 จะใช้เวลามากกว่าเดิม แต่จะอยู่ในช่วงบิตที่ 100 เท่านั้น ซึ่งจะเห็นได้ว่า

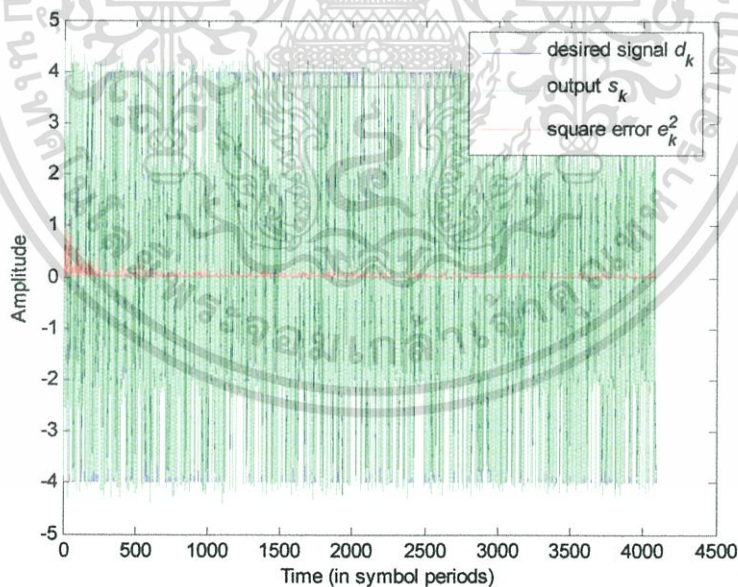
จำนวนรอบที่ใช้ก็นลดลงจากการกำหนดสัมประสิทธิ์เริ่มต้นเป็นเวกเตอร์ศูนย์อย่างมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทำการเพิ่มค่าไปจากเดิม 30% จะได้ค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง FIR เป็น  $\mathbf{c} = [-0.0039, 0.0048, 0.1756, -0.1560, -0.9864, -0.0133, 1.9985, 0.1966, -0.1592, 0.0543, -0.0239]$



(ก) ผลตอบสนองทาร์เก็ต, เอาท์พุทของตัวกรอง FIR และค่าความผิดพลาด เมื่อ step size = 0.01



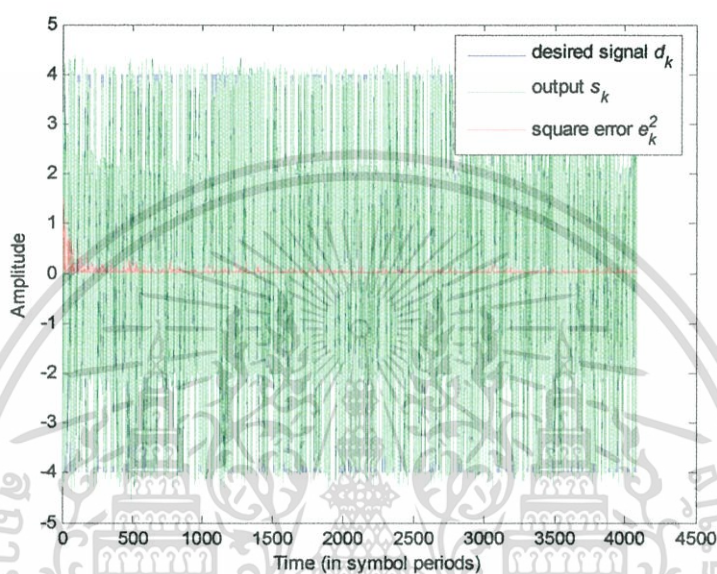
(ข) ผลตอบสนองทาร์เก็ต, เอาท์พุทของตัวกรอง FIR และค่าความผิดพลาด เมื่อ step size = 0.005

รูปที่ 5.11 ผลกระทบของสัมประสิทธิ์เริ่มต้นเมื่อกำหนดให้ต่างไปจากค่าที่เหมาะสม 30%

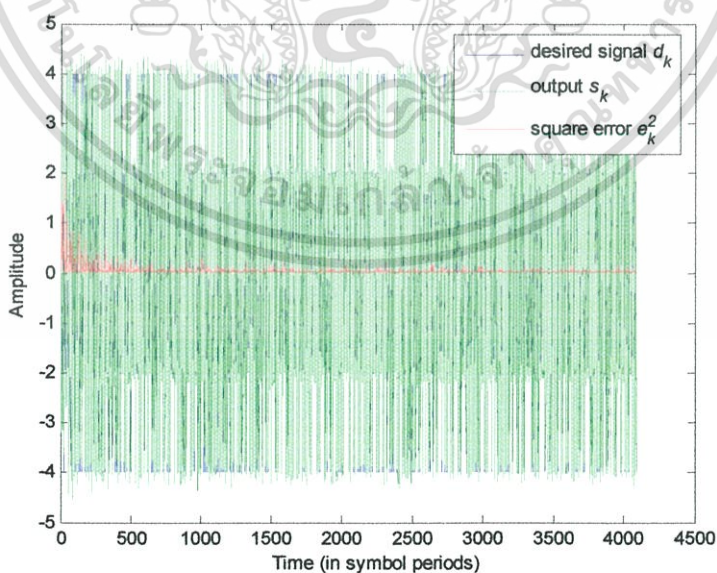
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 5.11 เมื่อใช้สัมประสิทธิ์เริ่มต้นที่ต่างไปจากค่าที่เหมาะสม 30% นั้น ช่วงจำนวนรอบที่ใช้ในการลู่เข้าของทั้งสอง step size จะมีแนวโน้มเดียวกันกับการใช้สัมประสิทธิ์เริ่มต้นที่ต่างไปจากค่าที่เหมาะสม 20% แต่ช่วงจำนวนรอบที่ใช้จะสูงกว่า

เมื่อทำการเพิ่มค่าไปจากเดิม 40% จะได้ค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง FIR เป็น  $\mathbf{c} = [-0.0034, 0.0052, 0.1891, -0.1337, -0.8455, -0.0114, 2.1522, 0.2117, -0.1364, 0.0585, -0.0205]$



(ก) ผลตอบสนองทาร์เก็ต, เอาท์พุทของตัวกรอง FIR และค่าความผิดพลาด เมื่อ step size = 0.01



(ข) ผลตอบสนองทาร์เก็ต, เอาท์พุทของตัวกรอง FIR และค่าความผิดพลาด เมื่อ step size = 0.005

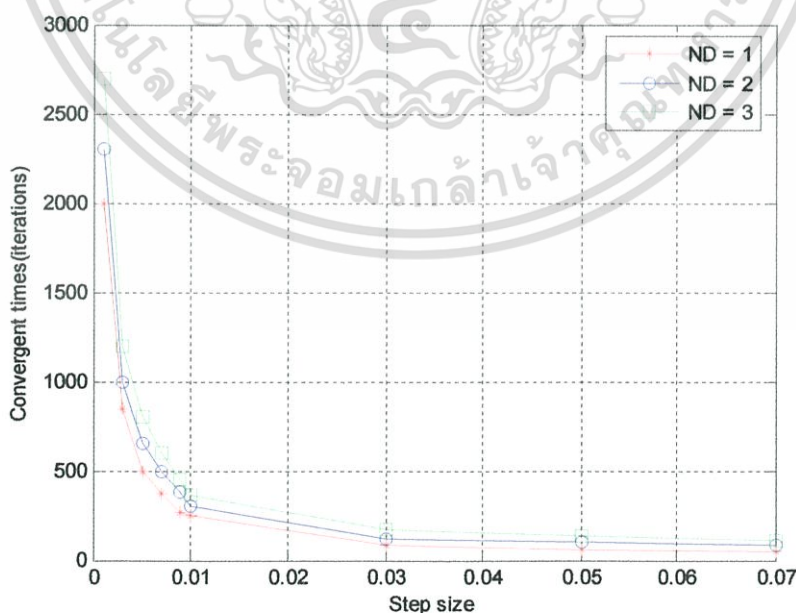
รูปที่ 5.12 ผลกระทบของสัมประสิทธิ์เริ่มต้นเมื่อกำหนดให้ต่างไปจากค่าที่เหมาะสม 40% ในด้านการคำนวณการลู่เข้าเป็นเอกลักษณ์ที่ส่งผลกระทบต่อขั้นตอนวิธีนี้เพื่อหาค่าที่เหมาะสมที่สุดของสัมประสิทธิ์ อย่างไรก็ตามการคำนวณค่าที่เหมาะสม 40% นั้นเป็นการคำนวณที่ค่อนข้างซับซ้อนและต้องอาศัยการคำนวณที่หนักหน่วงกว่าการคำนวณค่าที่เหมาะสม 20% แม้ว่าการคำนวณค่าที่เหมาะสม 40% นั้นจะช่วยให้การลู่เข้าเร็วขึ้น แต่การคำนวณค่าที่เหมาะสม 40% นั้นก็ยังคงต้องอาศัยการคำนวณที่หนักหน่วงอยู่ดี

จากรูปที่ 5.12 เมื่อใช้สัมประสิทธิ์เริ่มต้นที่ต่างไปจากค่าที่เหมาะสม 40% นั้น ช่วงจำนวนรอบที่ใช้ในการลู่เข้าของทั้งสอง step size นั้นจะสูงขึ้น ซึ่งจะใกล้เคียงกับจำนวนรอบที่ใช้ในการลู่เข้าเมื่อกำหนดสัมประสิทธิ์เริ่มต้นให้เป็นเวกเตอร์ศูนย์ ซึ่งจะแสดงให้เห็นว่า เมื่อสัมประสิทธิ์เริ่มต้นใกล้เคียงกับค่าที่เหมาะสม จำนวนรอบที่ใช้จะน้อย ถึงแม้จะใช้ step size ที่มีความละเอียดมาก ก็ยังใช้เวลาในการลู่เข้าน้อยกว่าที่สัมประสิทธิ์เริ่มต้นเป็นเวกเตอร์ศูนย์มาก แต่เมื่อสัมประสิทธิ์เริ่มต้นแตกต่างไปจากค่าที่เหมาะสมมากขึ้น ก็จะใช้เวลาสูงขึ้นจนใกล้เคียงกับการกำหนดสัมประสิทธิ์เริ่มต้นเป็นเวกเตอร์ศูนย์

ดังนั้น จะสรุปได้ว่า ถ้าค่าสัมประสิทธิ์เริ่มต้นใกล้เคียงกับค่าที่เหมาะสมมากเท่าไร ช่วงจำนวนรอบที่ใช้ในการลู่เข้าก็จะยิ่งน้อยลง และ step size ที่ใช้นั้นก็สามารถใช้ค่าที่ละเอียดเพิ่มมากขึ้น เพื่อให้ได้ประสิทธิภาพที่สูงขึ้นได้ เนื่องจากผลกระทบของจำนวนรอบที่ใช้ของแต่ละ step size นั้นจะไม่แตกต่างกันมาก แต่ถ้าสัมประสิทธิ์เริ่มต้นต่างกับค่าที่เหมาะสมมาก ช่วงจำนวนรอบที่ใช้ในการลู่เข้าก็จะมากขึ้น และผลของ step size ก็จะทำให้เกิดข้อผิดพลาดมากขึ้นเช่นเดียวกับการใช้สัมประสิทธิ์เริ่มต้นเป็นเวกเตอร์ศูนย์

#### 5.1.2.4 ผลกระทบของ ND

ในการทดลองนี้จะสังเกตว่า ND ที่เปลี่ยนแปลงไปจะส่งผลกระทบต่ออย่างไรบ้าง โดยที่ กำหนดให้ค่าสัมประสิทธิ์เริ่มต้นของตัวกรอง FIR เป็นเวกเตอร์ศูนย์ จากนั้น สังเกตผลจากการเปลี่ยนค่า ND โดยกำหนดให้เป็น 1, 2 และ 3 ตามลำดับ



รูปที่ 5.13 เวลาลู่เข้าเมื่อ ND = 1, 2 และ 3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 5.13 พบว่าเมื่อค่า ND เพิ่มสูงขึ้น จะทำให้ช่วงจำนวนรอบที่ใช้ในการลู่เข้าเพิ่มสูงขึ้นเช่นกัน สังเกตว่าที่ step size ที่มีความละเอียดมาก จำนวนรอบที่ใช้ในการลู่เข้าจะสูงมาก ถ้าพิจารณาที่ step size 0.007 จะพบว่า เมื่อ ND = 3 จะใช้เวลาลู่เข้าถึง 2700 แซมเปิ้ล และเมื่อ ND = 1 จะใช้เวลาลู่เข้า 2000 แซมเปิ้ล จะเห็นว่าใช้เวลาต่างกันถึง 700 แซมเปิ้ล แต่ถ้าพิจารณาที่ step size 0.05 จะพบว่า เมื่อ ND = 3 จะใช้เวลาลู่เข้า 140 แซมเปิ้ล และเมื่อ ND = 1 จะใช้เวลาลู่เข้า 60 แซมเปิ้ล จะเห็นว่าใช้เวลาต่างกัน 80 แซมเปิ้ล ซึ่งจะเห็นว่าเมื่อ step size มีความละเอียดน้อยจะใช้เวลาลู่เข้าน้อย และทำให้จำนวนรอบที่ใช้สำหรับแต่ละ ND แตกต่างกันน้อยลงอีกด้วย

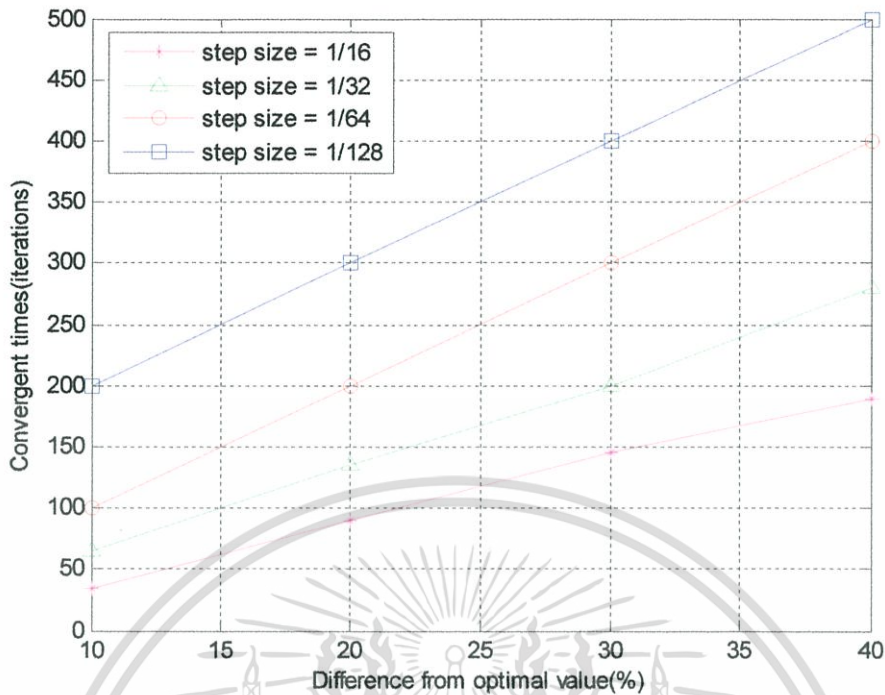
จากการทดลองในหัวข้อที่ 5.1.2 นี้ จะสามารถสรุปได้ว่า พารามิเตอร์ที่ส่งผลกระทบต่อตรงต่อช่วงจำนวนรอบที่ใช้ในการหาค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมได้แก่ step size, ค่าสัมประสิทธิ์เริ่มต้น และ ND ส่วนพารามิเตอร์ที่ส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพของระบบคือ SNR และ ND ทำให้เห็นได้ว่าการออปติไมซ์สัมประสิทธิ์ของตัวกรองแบบ FIR โดยใช้เทคนิค LMS นั้น จะต้องคำนึงถึงพารามิเตอร์ต่างๆ เหล่านี้ เพื่อเลือกใช้ให้เหมาะสม และได้ประสิทธิภาพที่ดีที่สุด

### 5.1.3 เปรียบเทียบเทคนิค Combinatorial กับ LMS

ในหัวข้อนี้จะเป็นการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของการออปติไมซ์สัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR ระหว่างการออปติไมซ์โดยใช้เทคนิค combinatorial และการออปติไมซ์โดยใช้เทคนิค LMS ซึ่งจะแบ่งการเปรียบเทียบออกเป็น 2 ลักษณะคือ เปรียบเทียบในเรื่องของจำนวนรอบที่ใช้ในการหาค่าสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR เพื่อแสดงให้เห็นว่าการออปติไมซ์โดยใช้เทคนิค LMS นั้น เร็วกว่าการออปติไมซ์ด้วยเทคนิคเดิม และทำการเปรียบเทียบเปอร์เซ็นต์ค่าเฉลี่ยความผิดพลาดกำลังสองของการออปติไมซ์ทั้งสองเทคนิค เพื่อแสดงให้เห็นว่าการออปติไมซ์ด้วยเทคนิค LMS นั้น ไม่ได้ทำให้ประสิทธิภาพลดลง

#### 5.1.3.1 จำนวนรอบที่ใช้ในการปรับสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR

ในการทดลองนี้จะเปรียบเทียบจำนวนรอบที่ใช้ในการหาค่าสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR ระหว่างการออปติไมซ์โดยใช้เทคนิค Combinatorial และการออปติไมซ์โดยใช้เทคนิค LMS โดยกำหนดให้สัมประสิทธิ์เริ่มต้นเป็นค่าที่ทำการออปติไมซ์แล้วจากการทดลองที่ 5.1.2 และจะปรับค่าให้แตกต่างไปจากค่าที่เหมาะสมเป็น 10%, 20%, 30% และ 40% ตามลำดับ และพิจารณาที่ step size 1/16, 1/32, 1/64 และ 1/128 สำหรับการออปติไมซ์โดยเทคนิค Combinatorial นั้น เป็นตัวกรองแบบ FIR ที่มีจำนวน 10 แท็ป และสแต็ปที่ใช้ในการปรับค่า  $K = 32$



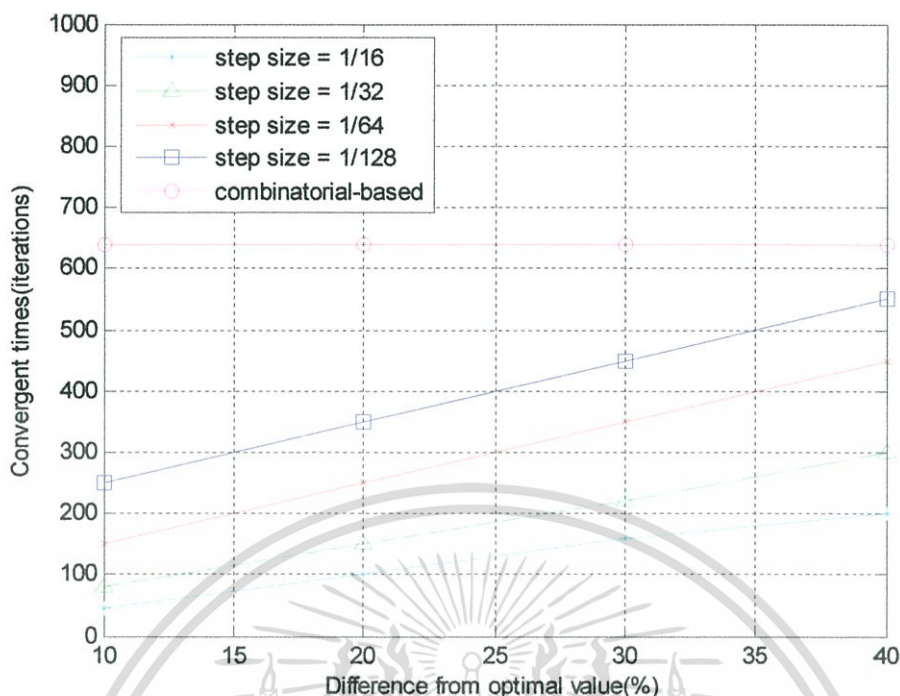
รูปที่ 5.14 ผลของช่วงเวลากลุ่มเข้าเมื่อสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR เป็นจำนวนจริง

รูปที่ 5.14 เป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างเปอร์เซ็นต์ความแตกต่างของค่าสัมประสิทธิ์เริ่มต้นจากค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสม กับช่วงจำนวนรอบที่ใช้ในการหาค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสม ซึ่งสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง FIR ในกรณีนี้จะใช้เป็นเลขจำนวนจริง ดังเช่นในการทดลอง 5.1.2 แต่สำหรับชิปช่องสัญญาณอนันต์ จะกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ด้วยเลขไบนารี 8 บิต ดังนั้น ในการอัปเดตไมล์ค่าสัมประสิทธิ์ จะต้องเพิ่มการเปลี่ยนค่าสัมประสิทธิ์ในการปรับค่าแต่ละครั้งจากเลขจำนวนจริงให้อยู่ในระดับค่าของไบนารี 8 บิตเสียก่อน ดังตารางที่ 5.1 ซึ่งแสดงค่าของแต่ละหลักสำหรับไบนารี 8 บิต เช่น ถ้าสัมประสิทธิ์ที่เป็นเลขจำนวนจริงของแท่งที่ 1 มีค่าเป็น 1.0557 จะต้องแปลงค่าที่แท่งนี้เป็นเลขไบนารีคือ 1000111 ซึ่งมีค่าเป็น  $2^0 + 2^{-5} + 2^{-6} + 2^{-7} = 1.0547$  ดังนั้นจำนวนรอบที่ใช้ในการหาค่าสัมประสิทธิ์จะมากขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 5.15

ตารางที่ 5.1 แสดงค่าประจำหลักของเลขไบนารี 8 บิตที่ใช้กำหนดค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง FIR ในชิปช่องสัญญาณอนันต์

บิตที่	0	1	2	3	4	5	6	7
ค่าประจำหลัก	$2^0$	$2^{-1}$	$2^{-2}$	$2^{-3}$	$2^{-4}$	$2^{-5}$	$2^{-6}$	$2^{-7}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



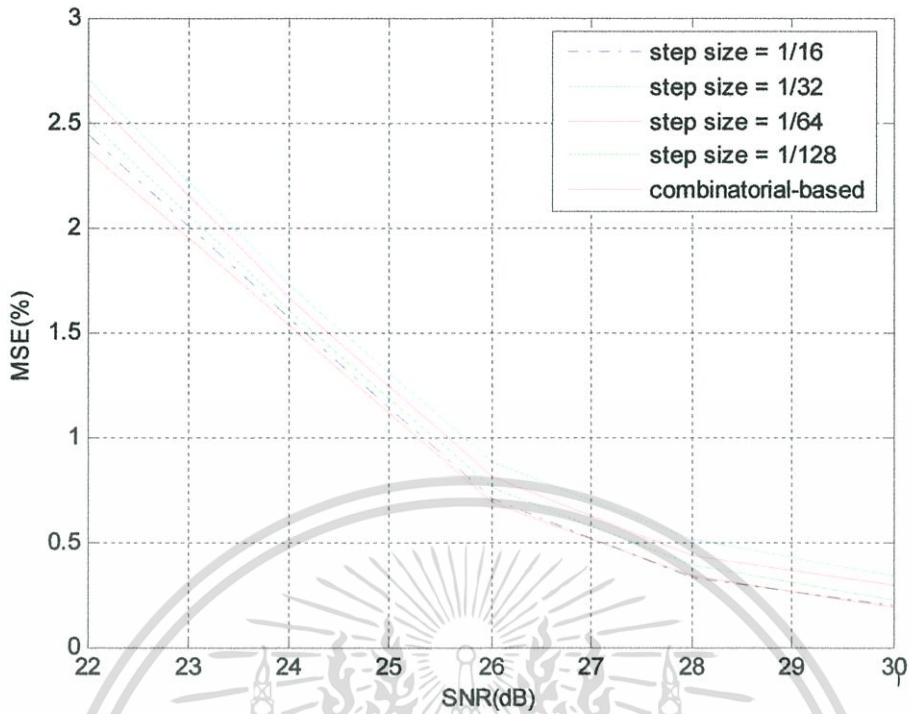
รูปที่ 5.15 ผลของช่วงเวลาลู่เข้าเมื่อสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR เป็นไบนารี 8 บิต

จากรูปที่ 5.15 จะพบว่าจำนวนรอบที่ใช้ในการหาค่าสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR เมื่อต้องปรับค่าให้อยู่ในระดับของไบนารี 8 บิต ก่อนนั้น จะใช้เวลาเพิ่มมากขึ้นจากเดิม พิจารณาที่ สัมประสิทธิ์เริ่มต้นที่ต่างไป 10% เมื่อ step size มีค่าเป็น 1/128 พบว่าใช้เวลาเพิ่มจาก 200 เป็น 250 แต่เมื่อพิจารณาที่ทุก ๆ ค่าความต่างของสัมประสิทธิ์เริ่มต้น และทุก step size ของการออปติไมส์โดยเทคนิค LMS จะเห็นว่าใช้น้อยกว่าการออปติไมส์ด้วยเทคนิค Combinatorial ซึ่งจะใช้จำนวนรอบในการปรับค่าเป็น 640 รอบ ไม่ว่าค่าสัมประสิทธิ์เริ่มต้นจะเป็นเช่นไร

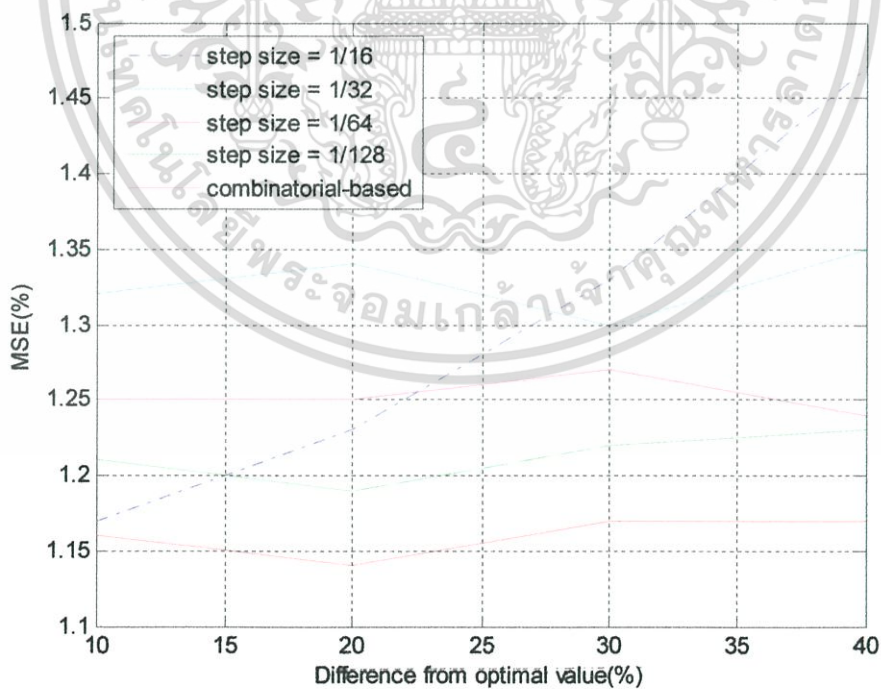
### 5.1.3.2 เปรอ์เซ็นต์ค่าเฉลี่ยความผิดพลาดกำลังสอง

ในการทดลองนี้จะทำการเปรียบเทียบเปอร์เซ็นต์ค่าเฉลี่ยความผิดพลาดกำลังสองระหว่างการออปติไมส์สัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR โดยใช้เทคนิค combinatorial และ LMS ซึ่งจะทำการเปรียบเทียบที่ SNR ต่าง ๆ เมื่อกำหนดให้ step size มีค่าเป็น 1/16, 1/32, 1/64 และ 1/128 และกำหนดให้สัมประสิทธิ์เริ่มต้นแตกต่างกันไปจากสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสม 10% นอกจากนี้ยังมีการเปรียบเทียบโดยการกำหนดให้ SNR = 25 dB แล้วเปลี่ยนค่าสัมประสิทธิ์เริ่มต้นให้แตกต่างกันไปจากค่าที่เหมาะสมเป็น 10%, 20%, 30% และ 40% ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.16 เปรียบเทียบค่าเฉลี่ยความผิดพลาดกำลังสองที่ SNR ต่าง ๆ



รูปที่ 5.17 เปรียบเทียบค่าเฉลี่ยความผิดพลาดกำลังสองเมื่อสัมประสิทธิ์เริ่มต้นแตกต่างกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 5.16 จะพบว่าเปอร์เซ็นต์ค่าเฉลี่ยความผิดพลาดกำลังสองในแต่ละ step size จะมีค่าใกล้เคียงกัน โดยที่ step size ที่มีความละเอียดมากที่สุด ก็จะมีค่าเฉลี่ยความผิดพลาดกำลังสองน้อยที่สุด และเมื่อพิจารณาเปอร์เซ็นต์ค่าเฉลี่ยความผิดพลาดกำลังสองจากการออปติไมส์สัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR โดยใช้เทคนิค combinatorial จะพบว่าค่าจะอยู่ในช่วงที่ใกล้เคียงกันกับการใช้เทคนิค LMS ที่ step size 1/64 และ 1/128 ซึ่งแสดงให้เห็นว่า ถ้าเราเลือกใช้ step size ที่เหมาะสมจะสามารถให้เปอร์เซ็นต์ค่าเฉลี่ยความผิดพลาดกำลังสองที่ระดับเดียวกัน นั่นคือ มีประสิทธิภาพของระบบอยู่ในระดับเดียวกัน

รูปที่ 5.17 จะแสดงผลของเปอร์เซ็นต์ค่าเฉลี่ยความผิดพลาดกำลังสองเมื่อสัมประสิทธิ์เริ่มต้นแตกต่างกันไป 10-40% ซึ่งจะพบว่าการออปติไมส์ด้วยเทคนิค LMS นั้น เปอร์เซ็นต์ค่าเฉลี่ยความผิดพลาดกำลังสองจะไม่ได้ขึ้นอยู่กับสัมประสิทธิ์เริ่มต้น แต่จะขึ้นอยู่กับ step size ส่วนการออปติไมส์ด้วยเทคนิค combinatorial นั้น ค่าสัมประสิทธิ์เริ่มต้นจะมีผลกับเปอร์เซ็นต์ค่าเฉลี่ยความผิดพลาดกำลังสองด้วย ถ้าสัมประสิทธิ์เริ่มต้นแตกต่างกันไปจากค่าที่เหมาะสมมากขึ้น ก็จะทำให้เปอร์เซ็นต์ค่าเฉลี่ยความผิดพลาดกำลังสองสูงขึ้นด้วยเช่นกัน ที่เป็นเช่นนี้เนื่องจาก การออปติไมส์ด้วยวิธีนี้จะกำหนดช่วงของการเพิ่มค่าและลดค่าสัมประสิทธิ์ไว้แล้ว ดังนั้น ถ้าค่าสัมประสิทธิ์เริ่มต้นแตกต่างกันไปจากสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมมากเกินไปในช่วงการปรับค่าที่กำหนดไว้ จะทำให้สัมประสิทธิ์ที่หาได้นั้น ไม่ใช่สัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมที่สุดนั่นเอง

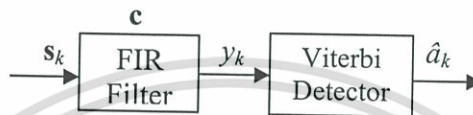
ดังนั้น การทดลองในหัวข้อ 5.1.3 นี้ จะสรุปได้ว่า การออปติไมส์โดยใช้เทคนิค LMS นั้น จะใช้เวลาในการหาค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมน้อยกว่าการใช้เทคนิค Combinatorial โดยที่ประสิทธิภาพของระบบยังคงอยู่ในระดับเดียวกัน โดยปกติ ชิปของสัญญาณอนั้นจะถูกกำหนดค่าเริ่มต้นไว้ค่าหนึ่ง ซึ่งโดยส่วนใหญ่จะแตกต่างจากค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมไม่เกิน 20% ถ้าใช้การออปติไมส์ด้วยเทคนิค Combinatorial นั้น จำนวนรอบที่ใช้ในการปรับค่าจะเป็น 640 ครั้ง เช่นเดิม ถึงแม้ว่าค่าเริ่มต้นนั้นจะใกล้เคียงหรือแตกต่างจากค่าที่เหมาะสมเท่าใดก็ตาม แต่สำหรับการใช้เทคนิค LMS นั้น ถ้าค่าสัมประสิทธิ์เริ่มต้นใกล้เคียงกับค่าที่เหมาะสมมากเท่าใด ก็จะยิ่งใช้เวลาในการหาค่าที่เหมาะสมน้อยลง

#### 5.1.4 การดำเนินการในหนึ่งรอบการปรับสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR

ในส่วนนี้จะเป็นการพิจารณาการดำเนินการ ได้แก่ การคูณ, การหาร, การบวก และการลบ ในหนึ่งรอบของการปรับค่าสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR เพื่อดูความซับซ้อนของกระบวนการในการออปติไมส์สัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR ของทั้งสองเทคนิค ซึ่งจะสามารถแสดงให้เห็นได้ว่าในหนึ่งรอบการปรับค่านั้นใช้เวลาต่างกันหรือไม่ เนื่องจากการทดลองในหัวข้อที่ 5.1.3 ได้แสดงให้เห็นว่าการออปติไมส์สัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR ด้วยเทคนิค LMS จะใช้จำนวนรอบที่น้อยกว่าเทคนิคอีกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับผู้ใดเห็นนำไปเผยแพร่ขึ้นต้นการคำนวณว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

combinatorial ดังนั้น จึงต้องพิจารณาด้วยว่าในหนึ่งรอบนั้นใช้เวลาในการปรับค่าเป็นอย่างไร และ การที่ต้องพิจารณาความเร็วในหนึ่งรอบจากจำนวนการดำเนินการ เนื่องจาก ในการจำลองระบบ ด้วยคอมพิวเตอร์นั้น เวลาที่ใช้ในการประมวลผลจะมีผลจากปัจจัยอื่นที่ไม่เกี่ยวข้องกับการ ดำเนินการของระบบด้วย แต่จำนวนการดำเนินการจะคงเดิม ดังนั้นจึงไม่สามารถพิจารณาเป็นเวลา ที่ใช้ในการประมวลผลได้ และทำการพิจารณาที่จำนวนการดำเนินการแทน

#### 5.1.4.1 หนึ่งรอบการปรับสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR ด้วยเทคนิค combinatorial



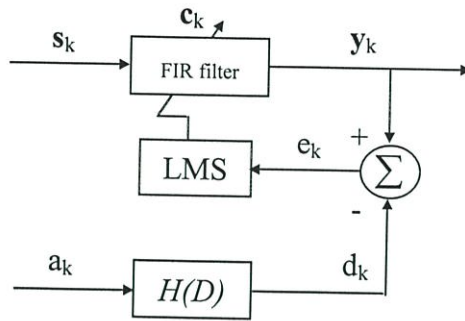
รูปที่ 5.18 การปรับสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR ด้วยเทคนิค combinatorial

ในหนึ่งรอบการปรับค่าสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR ของเทคนิค combinatorial นั้น จะเริ่ม ตั้งแต่การเลือกแท็ปของตัวกรอง FIR มาจำนวน 2 แท็ป แล้วทำการเพิ่มค่าหรือลดค่าจากเดิม ก็จะได้ เป็นสัมประสิทธิ์ค่าใหม่  $\mathbf{c} = [c_0 \ c_1 \ \dots \ c_{N-1}]$  จากนั้น นำสัญญาณอินพุตของตัวกรอง FIR  $\mathbf{s}_k = [s_k \ s_{k-1} \ \dots \ s_{k-(N-1)}]$  ไปคอนโวลูชันกับสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR ซึ่งจะได้เอาต์พุตเป็น สัญญาณ  $y_k$  แล้วส่งไปยังวงจรตรวจหาวิเทอร์บีเพื่อหาลำดับข้อมูล  $\hat{a}_k$  และคำนวณหาค่าบิด ผิดพลาด ซึ่งสำหรับการปรับค่าในหนึ่งรอบจะสามารถหาจำนวนการดำเนินการ (operation) ได้ดังนี้

- การหาค่า  $y_k = \mathbf{c}^T \mathbf{s}_k$  จะมีจำนวนการดำเนินการคูณ  $N$  ครั้งและการดำเนินการบวก  $(N-1)$  ครั้ง
- การหาค่าเมตริกเส้นทางในวงจรตรวจหาวิเทอร์บีจะมีจำนวนการดำเนินการคูณ  $2^\nu$  ครั้ง และการดำเนินการบวก  $2^{\nu+1}$

ดังนั้น จะมีจำนวนการดำเนินการคูณทั้งหมด  $(2^\nu + N)L\tilde{N}$  ครั้ง และการดำเนินการบวกทั้งหมด  $(2^{\nu+1} + N - 1)L\tilde{N}$  เมื่อ  $N$  คือจำนวนแท็ปของตัวกรอง FIR,  $L$  คือความยาวของลำดับข้อมูล อินพุต  $s_k$ ,  $\nu$  คือจำนวนแท็ปของ  $H(D)$  และ  $\tilde{N}$  คือจำนวนรอบในการปรับสัมประสิทธิ์

### 5.1.4.2 หนึ่งรอบการปรับสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR ด้วยเทคนิค LMS



รูปที่ 5.19 การปรับสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR ด้วยเทคนิค LMS

ในหนึ่งรอบการปรับค่าสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR ของเทคนิค LMS นั้น จะเริ่มตั้งแต่การหาค่า  $y_k$  จากสมการ  $y_k = \mathbf{c}_k^T \mathbf{s}_k$  เมื่อ  $\mathbf{c}_k$  คือเวกเตอร์สัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR ที่มีขนาด  $1 \times N$  ณ เวลา  $k$  และ  $\mathbf{s}_k$  คือเวกเตอร์สัญญาณอินพุตของตัวกรอง FIR ที่มีขนาด  $1 \times N$  จากนั้น นำค่า  $y_k$  ที่ได้ไปหาผลต่างกับ  $d_k$  ซึ่งเป็นสัญญาณที่ต้องการ ณ เวลา  $k$  จะได้ค่าความผิดพลาด  $e_k$  แล้วทำการหาค่าเวกเตอร์สัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR สำหรับรอบต่อไปจากสมการ  $\mathbf{c}_{k+1} = \mathbf{c}_k + \mu e_k \mathbf{s}_k$  ซึ่งค่าสัมประสิทธิ์ที่ได้นี้จะป็นจำนวนจริง จึงต้องทำการปรับค่าให้อยู่ในระดับไบนารี 8 บิตเสียก่อน โดยการเทียบกับค่าทั้ง 256 ระดับ แล้วเลือกระดับที่มีผลต่างกันน้อยที่สุด ซึ่งสำหรับการปรับค่าในหนึ่งรอบจะสามารถหาจำนวนการดำเนินการ (operation) ได้ดังนี้

- การหาค่า  $y_k = \mathbf{c}_k^T \mathbf{s}_k$  จะมีจำนวนการดำเนินการคูณ  $N$  ครั้ง และการดำเนินการบวก  $N-1$  ครั้ง
- การหาค่า  $e_k = y_k - d_k$  จะมีจำนวนการดำเนินการบวก 1 ครั้ง
- การหาค่า  $\mathbf{c}_{k+1} = \mathbf{c}_k + \mu e_k \mathbf{s}_k$  จะมีจำนวนการดำเนินการคูณ  $N+1$  ครั้ง และการดำเนินการบวก  $N$  ครั้ง
- การปรับค่า  $\mathbf{c}_{k+1}$  ให้อยู่ในระดับไบนารี 8 บิต จะมีจำนวนการดำเนินการบวก  $258N$  ครั้ง

ดังนั้น จะมีจำนวนการดำเนินการคูณทั้งหมด  $(2N+1)\tilde{N}$  ครั้ง และจำนวนการดำเนินการบวกทั้งหมด  $258N\tilde{N}$  ครั้ง เมื่อ  $N$  คือจำนวนแท่งของตัวกรอง FIR และ  $\tilde{N}$  คือจำนวนรอบในการปรับสัมประสิทธิ์

จากผลการทดลองในหัวข้อ 5.1.3.1 ที่ทำการเปรียบเทียบจำนวนรอบในการปรับสัมประสิทธิ์ระหว่างเทคนิคเดิมกับเทคนิค LMS จะสามารถนำมาหาจำนวนการดำเนินการ เพื่อเปรียบเทียบความเร็วของการออปติไมส์ ดังแสดงในตารางที่ 5.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.2 เปรียบเทียบจำนวนการดำเนินการคูณและบวกระหว่างการออปติไมส์ด้วยเทคนิค combinatorial กับเทคนิค LMS

เทคนิคการออปติไมส์	LMS				Combinatorial $L = 1,000,000$
	Step size 1/16		Step size 1/128		
	ค่าเริ่มต้นต่าง ไป 10%	ค่าเริ่มต้นต่าง ไป 40%	ค่าเริ่มต้นต่าง ไป 10%	ค่าเริ่มต้นต่าง ไป 40%	
การดำเนินการคูณ (ครั้ง)	1,035	4,600	5,750	12,650	$1.664 \times 10^{10}$
การดำเนินการบวก (ครั้ง)	127,710	567,600	709,500	1,560,900	$2.624 \times 10^{10}$

จากตารางเปรียบเทียบจำนวนการดำเนินการจะเห็นได้อย่างชัดเจนว่า การปรับสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR โดยใช้เทคนิค LMS นั้น จะมีจำนวนการดำเนินการคูณและการบวกน้อยกว่าการใช้เทคนิค combinatorial อย่างมากมาย ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกันแล้วการออปติไมส์ด้วยเทคนิค LMS นั้น จะใช้จำนวนการดำเนินการทั้งคูณและบวกไม่ถึง 1% ของการออปติไมส์ด้วยเทคนิค combinatorial ที่เป็นเช่นนี้เนื่องมาจาก ในหนึ่งรอบการปรับค่าด้วยเทคนิค combinatorial นั้น จะต้องมีการประมวลผลของวงจรถ่วงหาค่าเทอรับิด้วยทุกครั้ง ซึ่งเป็นส่วนที่ใช้จำนวนการดำเนินการค่อนข้างสูง และจะต้องใช้จำนวนของบิตอินพุตสูงมากเพื่อนำไปคำนวณหาบิตผิดพลาด ส่วนการปรับค่าด้วยเทคนิค LMS ไม่จำเป็นต้องผ่านการประมวลผลด้วยวงจรถ่วงหาค่าเทอรับิ และไม่ต้องใช้บิตอินพุตทั้งหมดมาประมวลผล

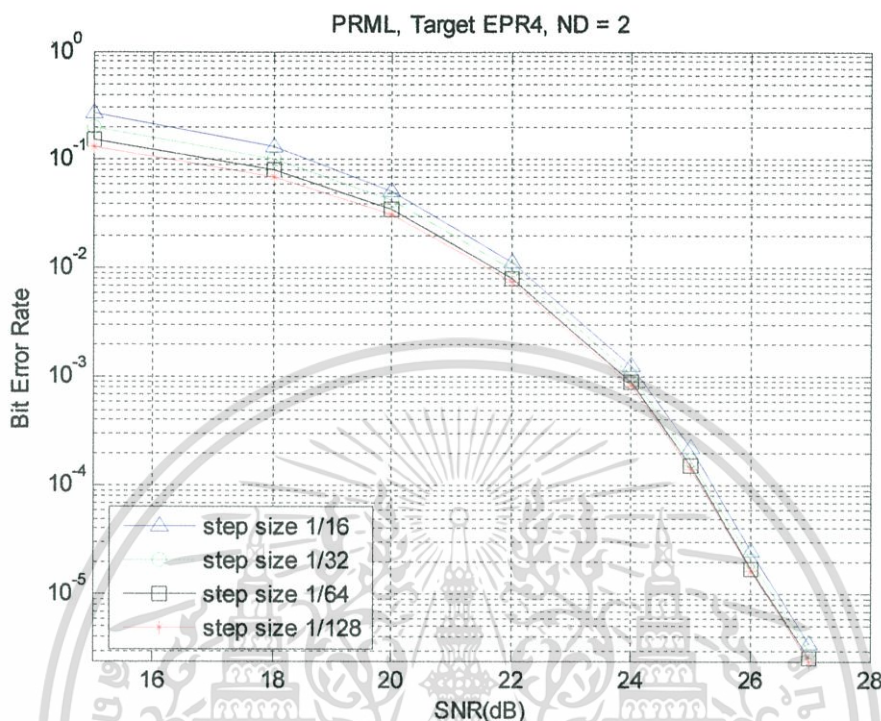
### 5.1.5 สมรรถนะของระบบ

ในหัวข้อนี้จะแสดงผลสมรรถนะของระบบ เมื่อนำเทคนิค LMS มาใช้ในการออปติไมส์สัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR โดยกำหนดให้  $ND = 2$  และใช้ทาร์เก็ต EPR4 ซึ่งจะทำให้การเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบเมื่อใช้ step size เป็น 1/16, 1/32, 1/64 และ 1/128 ตามลำดับ

จากรูปที่ 5.20 พบว่า สมรรถนะของระบบในช่วง SNR 27 dB จะอยู่ในระดับ  $10^{-5}$  ซึ่งเป็นระดับอัตราความผิดพลาดบิตที่ยอมรับได้ สำหรับระบบ PRML และจะสังเกตเห็นว่า เมื่อกำหนดค่า step size ให้ละเอียดมากขึ้น จะทำให้สมรรถนะของระบบดีขึ้นด้วย แต่สำหรับ step size 1/64 และ 1/128 นั้น จะเห็นว่าเมื่อ SNR สูงขึ้น ค่าสมรรถนะของระบบจะใกล้เคียงกันมากขึ้น โดยเฉพาะที่ SNR 22-27 dB ค่าอัตราความผิดพลาดบิตของทั้งสอง step size นั้น เกือบจะเป็นค่าเดียวกัน ดังนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราจึงไม่จำเป็นต้องใช้ค่า step size ที่ละเอียดที่สุดในการออปติไมส์ เนื่องจากจะทำให้ใช้เวลาในการออปติไมส์นานขึ้น แต่สมรรถนะของระบบที่ได้นั้นไม่แตกต่างกันมากนัก



รูปที่ 5.20 สมรรถนะของระบบ PRML

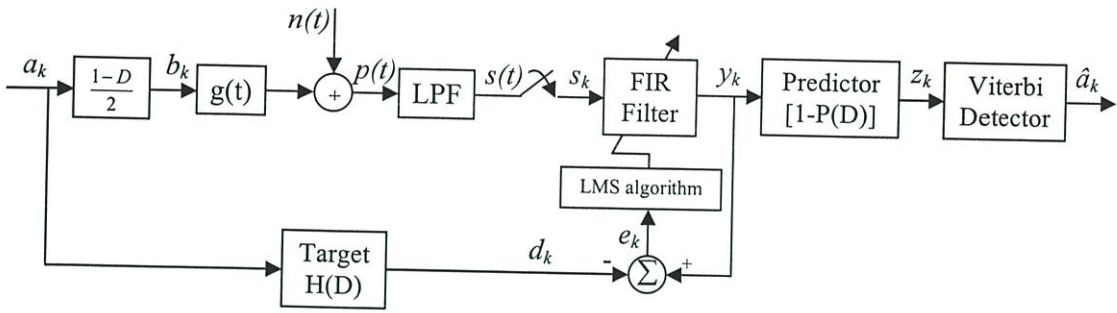
## 5.2 สมรรถนะของวงจรถองหาแบบ NPML

ในการทดลองนี้จะพิจารณาสมรรถนะของระบบ เมื่อใช้วงจรถองหาแบบ NPML หรือกล่าวคือ การเพิ่มกระบวนการทำนายสัญญาณรบกวนเข้าไปในระบบเดิม โดยจะแสดงผลของสมรรถนะของระบบเมื่อทำการออปติไมส์สัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR ด้วยเทคนิค LMS ซึ่งกำหนดค่า step size ที่มีความละเอียดต่างกัน และทำการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบที่ใช้วงจรถองหาแบบ PRML กับระบบที่ใช้วงจรถองหาแบบ NPML อีกด้วย

### 5.2.1 แบบจำลองระบบ

แบบจำลองระบบสำหรับการทดลองนี้จะแสดงดังในรูปที่ 5.21 สำหรับบล็อกไดอะแกรมในส่วนหน้านั้นก็ยังคงเป็นเช่นเดิม จนถึงวงจรถองหาแบบ FIR แต่สำหรับระบบของวงจรถองหาแบบ NPML นี้ หลังวงจรถองหาแบบ FIR จะมีวงจรถองหาทำนาย  $[1-P(D)]$  เพิ่มขึ้นมา ซึ่งการหาค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรถองหาทำนายนั้น ได้กล่าวไปแล้วในบทที่ 3 และทาร์เก็ตที่ใช้ในการประมวลผลสำหรับวงจรถองหาตัวกรองนั้นจะเป็น  $H(D) * [1-P(D)]$  นั่นเอง

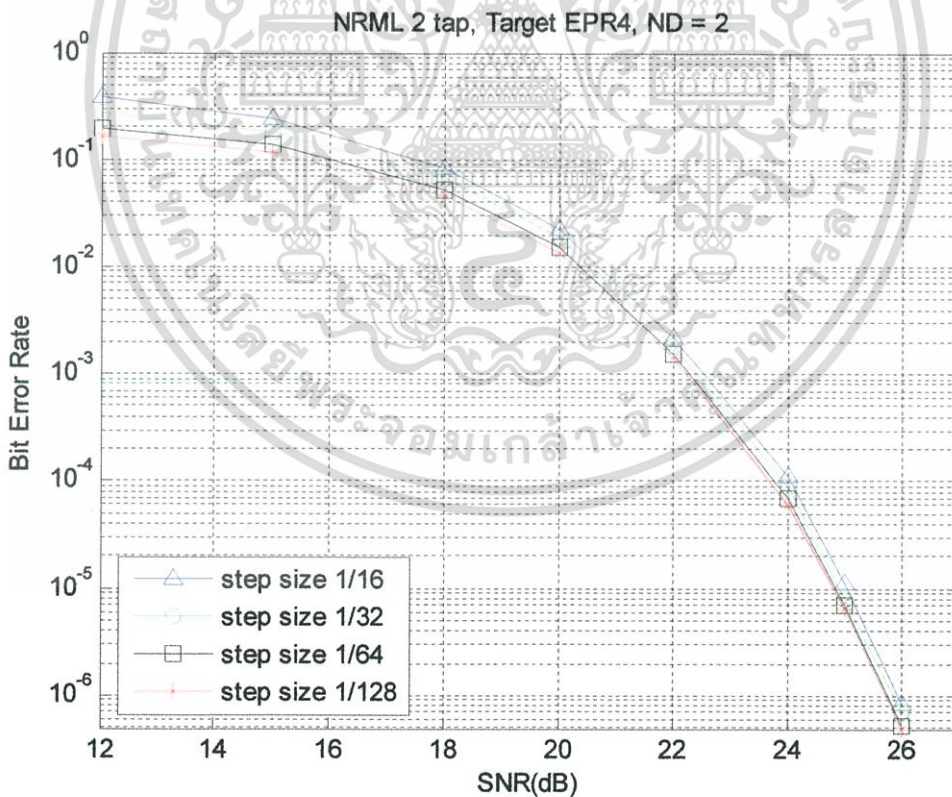
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์เพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น มิอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.21 แบบจำลองระบบเมื่อใช้วงจรตรวจหาแบบ NPML

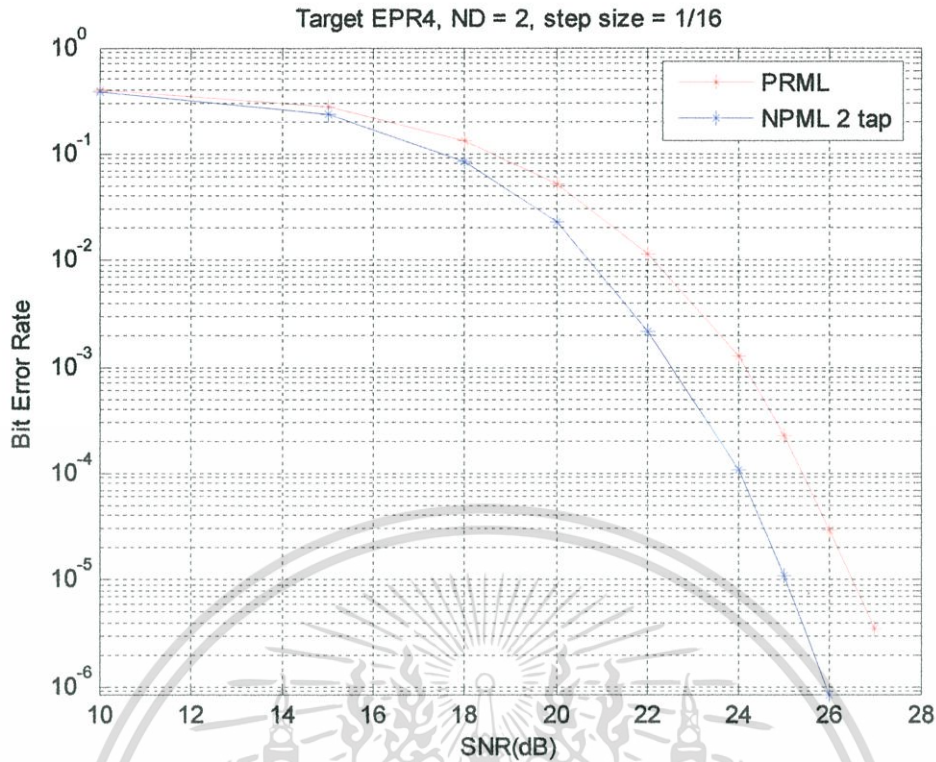
### 5.2.2 ผลการจำลองระบบ

ในหัวข้อนี้จะแสดงผลสมรรถนะของระบบเมื่อใช้วงจรตรวจหาแบบ NPML และออปติไมส์สัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR ด้วยเทคนิค LMS โดยกำหนดให้ ND = 2, ทาร์เก็ต EPR4 และใช้วงจรกรองท่ายาน 2 แท็ป ซึ่งจะทำการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบเมื่อใช้ step size เป็น 1/16, 1/32, 1/64 และ 1/128 ตามลำดับ



รูปที่ 5.22 สมรรถนะของระบบ NPML.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.23 สมรรถนะของระบบ PRML และ NPML ที่ step size 1/16

จากรูปที่ 5.22 พบว่า สมรรถนะของระบบในช่วง SNR 25-26 dB จะมีอัตราความผิดพลาดบิตอยู่ในระดับ  $10^{-5}$  –  $10^{-6}$  และผลกระทบของค่า step size ต่อสมรรถนะของระบบนั้น จะมีแนวโน้มเช่นเดียวกับระบบที่ใช้วงจรถรหาแบบ PRML นั่นคือ ถ้าค่า step size มีค่าน้อยลง (มีความละเอียดมากขึ้น) จะทำสมรรถนะของระบบดีขึ้น หรืออัตราความผิดพลาดบิตต่ำลงนั่นเอง และสำหรับ step size ที่ 1/64 และ 1/128 ก็เช่นกัน ที่ผลของสมรรถนะของระบบที่ step size ทั้งสองนี้มีค่าใกล้เคียงกัน ดังนั้น ผลกระทบต่างๆ ของพารามิเตอร์ที่ใช้สำหรับการออกแบบสัณฐานตัวกรอง FIR ไม่ได้ส่งผลต่อการใช้งานวงจรถรหาแบบ PRML หรือ NPML แต่สำหรับระบบที่ใช้วงจรถรหาแบบ NPML นั้น จะมีสมรรถนะที่ดีกว่าเนื่องจากการเพิ่มวงจรถรหาทำนายเข้าไปนั่นเอง ซึ่งจะสามารถเปรียบเทียบสมรรถนะของทั้งสองระบบได้ดังในรูปที่ 5.23 จะเห็นได้ว่ามีอัตราขยายประมาณ 1.5 dB ที่อัตราความผิดพลาดบิต  $10^{-5}$

## สรุปผลการทดลอง

การทดสอบห้วอ่าน/เขียนของฮาร์ดดิสก์ไครฟ์นั้น ถือเป็นกระบวนการสำคัญสำหรับการผลิตฮาร์ดดิสก์ไครฟ์ ซึ่งเป็นขั้นตอนในการทดสอบเพื่อคัดแยกห้วอ่านที่มีประสิทธิภาพต่ำกว่ามาตรฐานที่กำหนดออกไป ก่อนที่จะนำห้วอ่าน/เขียนนั้นไปประกอบกับตัวฮาร์ดดิสก์ไครฟ์ ในกระบวนการทดสอบนั้น จะต้องมีการออปติไมส์คาร์ริจิสเตอร์ต่าง ๆ ในชิปช่องสัญญาณอ่าน เพื่อกำหนดค่าที่เหมาะสมของพารามิเตอร์ที่สำคัญภายในนั้น และเนื่องจากการออปติไมส์พารามิเตอร์ต่าง ๆ จะต้องใช้เวลาค่อนข้างมาก ดังนั้น การที่เราสามารถลดเวลาในการออปติไมส์ลง จะถือเป็นการลดต้นทุนในการผลิตนั่นเอง เพราะเวลาที่ใช้ในกระบวนการผลิตนั้นก็คิดเป็นต้นทุนในการผลิตด้วยเช่นกัน ดังที่ได้นำเสนอไปแล้วว่าพารามิเตอร์ที่นำมาพิจารณา และทำการปรับปรุงเทคนิคที่ใช้ในการออปติไมส์นั้นคือ สัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR ซึ่งเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญต่อการปรับรูปร่างของสัญญาณให้เป็นไปตามผลตอบสนองทาร์เก็ต และพารามิเตอร์ตัวนี้ยังใช้เวลาในการออปติไมส์นานอีกด้วย ซึ่งการออปติไมส์ที่ใช้อยู่ในปัจจุบันหรือที่เรียกว่า เทคนิค combinatorial และการออปติไมส์ที่นำเสนอ นั่นคือ การใช้เทคนิค LMS นั้น ได้กล่าวไว้ในบทที่ 4 สำหรับการออปติไมส์ด้วยเทคนิค LMS นั้น ได้มีการวิเคราะห์ถึงพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่มีผลกระทบต่อเวลาที่ใช้ในการหาค่าสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR ที่เหมาะสม และพารามิเตอร์ที่มีผลกระทบต่อประสิทธิภาพหรือสมรรถนะของระบบดังแสดงในบทที่ 5 นอกจากการปรับปรุงการออปติไมส์สัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR แล้ว ได้ทำการเพิ่มกระบวนการในการทำนายสัญญาณรบกวนเข้าไปในระบบอีกด้วยดังที่กล่าวไว้ในบทที่ 3 ซึ่งผลที่ได้จากการปรับปรุงการออปติไมส์สัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR และการเพิ่มวงจรกรองทำนายเข้าไปในระบบ หรือที่เรียกว่าวงจรตรวจหาแบบ NPML จะสามารถสรุปได้ดังนี้

### 6.1 การปรับปรุงการออปติไมส์สัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR

สำหรับการปรับปรุงการออปติไมส์สัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR นั้น คือการนำเทคนิค LMS มาใช้ในการหาค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง FIR แทนการหาค่าโดยจับคู่แท้ไปแล้วเพิ่มค่าขึ้น-ลง หรือเทคนิค Combinatorial นั่นเอง ซึ่งเทคนิค LMS ที่นำมาใช้นั้น จะทำงานบนพื้นฐานของการหาค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยที่น้อยที่สุด หรือที่เรียกว่า MMSE และใช้อัลกอริทึม steepest descent มาช่วยในการปรับค่า จากนั้นทำการพิจารณาพารามิเตอร์ที่สำคัญคือ ค่า SNR, step size (ความละเอียดในการปรับค่า), ค่าสัมประสิทธิ์เริ่มต้น และค่า ND ซึ่งพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่กล่าวมา จะส่งผลกระทบต่อดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SNR ซึ่งก็คือระดับความแรงของสัญญาณรบกวนนั่นเอง จากผลการจำลองระบบนั้น พบว่า ค่า SNR จะไม่ส่งผลกระทบต่อเวลาที่ใช้ในการหาค่าสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR แต่จะส่งผลกระทบต่อค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ย หรือ MSE นั่นคือจะส่งผลกระทบต่อสมรรถนะของระบบนั่นเอง และจากการที่ SNR ส่งผลต่อค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยนั้น เมื่อ SNR ต่ำกว่า 18 dB (สำหรับ  $ND = 2$ ) ค่าสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR จะไม่เกิดการลู่เข้า หรือไม่สามารหาค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมได้นั่นเอง เนื่องจากค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยสูงกว่า 5%

Step size ซึ่งก็คือความละเอียดในการปรับค่าสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR นั่นเอง จากผลการจำลองระบบ พบว่า ค่า step size จะส่งผลโดยตรงกับเวลาที่ใช้ในการหาค่าสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR นั่นคือ ถ้าใช้ step size ที่มีความละเอียดมาก เวลาที่ใช้ในการลู่เข้าหรือเวลาที่ใช้ในการหาค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมก็จะมากตามไปด้วย และถ้าเราใช้ step size ที่มีความละเอียดน้อย ก็จะใช้เวลาในการหาค่าสัมประสิทธิ์น้อยเช่นกัน แต่การใช้ step size ที่มีความละเอียดน้อยนั้นจะส่งผลให้ค่าสัมประสิทธิ์มีการแกว่งตัวขึ้นลงสูง เป็นผลทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยสูงตามไปด้วย ถึงจะใช้เวลาในการหาค่าสัมประสิทธิ์น้อย แต่สมรรถนะของระบบก็จะต่ำลง

ค่าสัมประสิทธิ์เริ่มต้น นั่นคือ ค่าเริ่มต้นของสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR ก่อนที่จะทำการอปติไมส์ จากผลการจำลองระบบ พบว่า ค่าสัมประสิทธิ์เริ่มต้นนั้นส่งผลโดยตรงกับเวลาที่ใช้ในการหาค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสม ถ้าสัมประสิทธิ์เริ่มต้นมีค่าใกล้เคียงกับค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสม จะทำให้ใช้เวลาน้อย และยังสามารถใช้ step size ที่มีความละเอียดมากได้อีกด้วย เนื่องจากผลกระทบของค่า step size ต่อเวลาที่ใช้จะไม่สูงมากนัก แต่ถ้าค่าสัมประสิทธิ์เริ่มต้นมีความแตกต่างจากสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมมาก เวลาที่ใช้ก็จะมากตามไปด้วย รวมทั้งผลกระทบของค่า step size ก็สูงตามไปด้วยเช่นกัน

ND หรือความหนาแน่นนอร์มอลไลซ์ จากผลการจำลองระบบ พบว่า ค่า ND นั้น จะส่งผลกระทบต่อเวลาที่ใช้ในการหาค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสม นั่นคือ เมื่อ ND เพิ่มสูงขึ้น จะใช้เวลามากขึ้นตามไปด้วย และสำหรับ step size ที่มีความละเอียดมากขึ้น เวลาที่ใช้ในการหาค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมของแต่ละ ND ก็จะมีค่าแตกต่างกันมากขึ้น นอกจากนั้นยังส่งผลต่อค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ย กล่าวคือส่งผลกระทบต่อสมรรถนะของระบบอีกด้วย ถ้าค่า ND สูงขึ้น จะทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยสูงขึ้น หรือสมรรถนะของระบบต่ำลงนั่นเอง

จากนั้น ได้นำการอปติไมส์ด้วยเทคนิค LMS ไปเปรียบเทียบกับเทคนิคเดิม โดยใช้ตัวกรอง FIR 10 แท็บ และปรับค่าสัมประสิทธิ์เริ่มต้นให้แตกต่างจากค่าที่เหมาะสมไป 10-40% สำหรับเทคนิค combinatorial นั้น จะใช้สแต็บในการปรับค่าเป็น  $K = 32$  ดังนั้น ส่วนการอปติไมส์ที่นำเสนอจะใช้เวลาในการปรับค่า หรือ step size เป็น 1/16, 1/32, 1/64 และ 1/128 ตามลำดับ จากผลการเปรียบเทียบ พบว่า สำหรับการอปติไมส์ด้วยเทคนิคเดิมนั้น จะต้องใช้เวลา

ในการปรับค่าเป็น 640 ครั้ง ไม่ว่าจะค่าสัมประสิทธิ์เริ่มต้นจะเป็นเท่าไร ส่วนการอปติไมส์ด้วยเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่ขึ้นต้นการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เทคนิค LMS นั้น จะใช้เวลาน้อยกว่าทั้งสิ้น ถึงแม้จะใช้การปรับค่าที่ละเอียดที่สุด ซึ่งก็คือ  $1/128$  ก็ยังใช้เวลาน้อยกว่าการออปติไมซ์ด้วยเทคนิคเดิม และถ้าพิจารณาที่การดำเนินการคูณและบวกในหนึ่งรอบนั้น จะพบว่าในหนึ่งรอบของการออปติไมซ์ด้วยเทคนิค LMS นั้น จะมีจำนวนน้อยกว่าการออปติไมซ์ด้วยเทคนิคเดิมมาก และเมื่อพิจารณาการดำเนินการทั้งหมด โดยนำจำนวนรอบที่ใช้ในการปรับค่าไปคูณกับจำนวนการดำเนินการ จะพบว่าการดำเนินการของการออปติไมซ์โดยใช้เทคนิค LMS เมื่อใช้ step size  $1/128$  ซึ่งเป็น step size ที่ละเอียดที่สุดที่สามารถเลือกใช้ได้ และสัมประสิทธิ์เริ่มต้นแตกต่างไปจากค่าที่เหมาะสม 40% จำนวนการดำเนินการจะคิดเป็น 0.006% เท่านั้น เมื่อเทียบกับจำนวนการดำเนินการของเทคนิคเดิม ซึ่งจะเห็นได้ว่าการใช้เทคนิค LMS นั้น จะเร็วกว่าการใช้เทคนิคเดิม

และผลที่ได้จากการจำลองระบบเพื่อหาสมรรถนะนั้น แสดงให้เห็นว่า การออปติไมซ์สัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR ด้วยเทคนิค LMS นั้น ให้อัตราความผิดพลาดบิตที่ระดับ  $10^{-5}$  ในช่วง SNR 26-27 dB ซึ่งอยู่ในระดับที่ยอมรับได้ สำหรับระบบที่ใช้วงจรตรวจหาแบบ PRML ดังนั้น จะเห็นได้ว่าการออปติไมซ์ด้วยเทคนิคที่นำเสนอ นั้น จะสามารถลดเวลาในการออปติไมซ์ลงได้ 10 – 50% เมื่อคิดที่จำนวนรอบในการปรับค่า ซึ่งจะขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังที่กล่าวไปข้างต้น และไม่ได้ทำให้สมรรถนะของระบบเสียไป

## 6.2 สมรรถนะของวงจรตรวจหาแบบ NPML

วงจรตรวจหาแบบ NPML นั้นก็คือ วงจรตรวจหาแบบ PRML ที่มีการเพิ่มกระบวนการในการทำนายสัญญาณรบกวนเข้าไปในนั่นเอง ซึ่งกระบวนการที่เพิ่มเข้าไปในนั้น จะทำให้สัญญาณรบกวนแบบสปีที่เกิดในระบบ เปลี่ยนเป็นสัญญาณรบกวนแบบเกาส์สีขาว ซึ่งจะทำให้วงจรตรวจหาวิเทอร์บีทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น เมื่อเพิ่มวงจรกรองทำนายเข้าไปในระบบแล้ว ก็ได้ศึกษาถึงผลกระทบของความละเอียดในการปรับค่าสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR หรือ step size นั้นเอง นอกจากนี้ ยังทำการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบเมื่อใช้วงจรกรองแบบ PRML และ NPML อีกด้วย

จากผลการจำลองระบบ จะสรุปได้ว่า ผลของค่า step size นั้น ยังคงส่งผลต่อสมรรถนะของระบบเช่นเดียวกับการใช้วงจรตรวจหาแบบ PRML นั่นคือ ถ้าใช้ความละเอียดในการปรับค่าสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR หรือ step size ที่ละเอียดมากขึ้น อัตราความผิดพลาดบิตก็จะต่ำลง หรือกล่าวคือ สมรรถนะของระบบก็จะสูงขึ้นนั่นเอง แต่จากการทดลอง ยังสังเกตได้อีกว่า ที่ step size  $1/64$  และ  $1/128$  นั้น สมรรถนะของระบบไม่ได้แตกต่างกันมากนัก โดยเฉพาะที่ SNR ตั้งแต่ 20 dB ขึ้นไป ค่าอัตราความผิดพลาดบิตนั้นใกล้เคียงกันมาก ดังนั้น ค่า step size เพียง  $1/64$  จึงเพียงพอกับ

การเลือกใช้ค่า step size ที่ให้สมรรถนะของระบบที่ดีที่สุด ซึ่งจะใช้เวลาน้อยกว่าการใช้ step size 1/128 แต่สมรรถนะของระบบที่ได้ก็ไม่ได้แตกต่างกัน

เมื่อพิจารณาสมรรถนะของระบบที่ใช้วงจรตรวจหาแบบ NPML เปรียบเทียบกับวงจรตรวจหาแบบ PRML นั้น พบว่า ที่ระดับ SNR ต่ำ ๆ อัตราความผิดพลาดบิตของทั้ง 2 ระบบ จะไม่แตกต่างกันมากนัก แต่เมื่อ SNR สูงขึ้นจนถึง 15 dB อัตราความผิดพลาดบิตของทั้ง 2 ระบบ จะเริ่มแตกต่างกันมากขึ้น และเมื่อ SNR สูงขึ้นไปอีก จะเริ่มเห็นได้อย่างชัดเจนว่า อัตราความผิดพลาดบิตของระบบที่ใช้วงจรตรวจหาแบบ NPML นั้น จะต่ำกว่า ระบบที่ใช้วงจรตรวจหาแบบ PRML ดังนั้น จะสรุปได้ว่า การเพิ่มกระบวนการในการทำนายสัญญาณรบกวนเข้ามาในระบบนั้น จะช่วยให้สมรรถนะของระบบดีขึ้น ซึ่งสามารถให้ค่าเกินได้ถึง 1.25 dB ที่ระดับอัตราความผิดพลาดบิต  $10^{-5}$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

- [1] J.Himle, M.K. Greenwell and R. W. Cross, "Drive-Level Instabilities Corelated to Quasi-Static Field Testing," **IEEE Trans Magn.**, vol. 32, vo.5, pp. 1675-1677.
- [2] J. Zhu and M. Loera, "Amplitude and Asymmetry Correlation Study Between Quasi Static and Dynamic Electrical Testing of MR Sensors," **IEEE Trans. Magn.**, vol. 34, no. 4, pp. 1525 – 1527.
- [3] J. Moon and L. Richard Carley, "Partial Response Signaling in a Magnetic Recording Channel" **IEEE Trans. Magn.**, vol. 24, no. 4, pp. 2973-2975, 1988.
- [4] G.D. Forney Jr., "The Viterbi Algorithm," **IEEE Proceedings**, IT-61(3):363-378. March 1972.
- [5] E. D. Daniel, C. Denis Mee, M. H. Clark. **Magnetic recording: the first 100 years.** Wiley-IEEE, 1998.
- [6] V.Poulsen, "The Telegraphone: a magnetic speech recoder," **The Electrician**, vol. 46, pp. 208-210, 1900.
- [7] Albert S. Hoagland, "History of magnetic Disk Storage Based on Perpendicular Magnetic Recording," **IEEE Trans. Magn.**, vol. 39, no. 4, pp. 1871-1875, July 2003.
- [8] R. Wood, Y. Hsu, M. Schultz, "Perpendicular Magnetic Recording Technology," **Hitashi Global Storage Technologies**, [Online]. Available : [www.hitachigs.com](http://www.hitachigs.com)
- [9] T. Suzuki, "Perpendicular magnetic recording: its basics and potential for the future," **IEEE Trans. Magn.**, vol. MAG-20, no. 5, pp. 675-680, September 1984.
- [10] J. Miller and K. Wolf. "High Code Rate Error Correction Code Design for Partial Response Systems" **IEEE Trans. Magn.**, vol. 37, No. 2, pp. 704-707, March 2001.
- [11] B. Sklar. **Digital Communication.** Prentice-Hall, 2001
- [12] K. A. S. Immink, "Runlength-limited sequences," **IEEE Proceedings**, vol. 78, no. 11, pp. 1745-1759, November 1990.
- [13] A.Ghrayeb and W. E. Ryan, "Precoder design for concatenating convolution codes with genelized partial response channels," **Globecom'00 Proceedings**, San Francisco, CA, 2000, pp. 1859-1864.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [14] Y. Lin and R. Wood, "An estimation technique for accurately modeling the magnetic recording channel including nonlinearities," **IEEE Trans. Magn.**, vol. MAG-25., no. 5, pp. 4058-4060, July 1989.
- [15] S. X. Wang and A. M. Taratorin. **Magnetic information storage technology**. San diego, Academic Press 1999.
- [16] B. Vasic and E. M. Kurtas. **Coding and signal processing for magnetic recording systems**. New York: CRC Press, 2005.
- [17] C. Denis Mee, E. D. Daniel. **Magnetic recording technology**. New York, McGraw-Hill, 1990.
- [18] ปิยะ โควินท์ทวีวัฒน์, การประมวลผลสัญญาณสำหรับการจัดเก็บข้อมูลดิจิทัล เล่ม 1: พื้นฐานของสัญญาณอ่าน-เขียน. ศูนย์เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์แห่งชาติ (เนคเทค), 2550.
- [19] G. D. Forney, "Maximum-likelihood estimation of digital sequences in the presence of intersymbol interference," **IEEE Trans. Information Theory**, vol. IT-18, no. 3, pp. 363-378, May 1972.
- [20] T. Oenning and J. Moon, "Partial response maximum likelihood receiver in a magnetic recording channel," **IEEE International Conference Magnetism (INTERMAG 2000)**, pp. HT-08, 2000.
- [21] J. D. Coker, E. Eleftheriou, R. L. Galbraith, and W. Hirt, "Noise-Predictive Maximum Likelihood (NPML) Detection," **IEEE Trans. Magn.**, vol. 34, no. 1, pp. 110-117, January 1998.
- [22] Y. Okamoto, K. Ichihara, and H. Osawa, "A study of PRML Systems by Write and Read Equalization," **IEEE Trans. Magn.**, vol. 31, no. 2, pp. 1077-1082, March 1995.
- [23] ปิยะ โควินท์ทวีวัฒน์, การประมวลผลสัญญาณสำหรับการจัดเก็บข้อมูลดิจิทัล เล่ม 2: การออกแบบวงจรภาครับ, ศูนย์เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์แห่งชาติ (เนคเทค) 2550.
- [24] M. H. Hayes, **Statistical digital signal processing and modeling**. John Wiley & Sons Inc., New York, 1996.
- [25] J. G. Proakis, M. Salehi, and G. Bauch. **Contemporary Communication Systems**. Brooks/Cole, Canada, 2004.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [26] P. R. Chevillat, E. Eleftheriou, and D. Maiwald, "Noise-predictive partial-response equalizers and applications," **ICC'92 Proceedings**, vol. 2, pp. 942-947, June 1992.
- [27] Y. Lin, and C. Y. Yeh, "A Generalized Viterbi Algorithm for Detection of Partial Response Recording Systems," **IEEE Trans. Magn.**, vol. 32, no. 5, pp. 3983-3985, September 1996.
- [28] M. F. Erden and E. M. Kurtas, "Thermal asperity detection and cancellation in perpendicular magnetic recording systems," **IEEE Trans. Magn.**, vol. 40, no. 3, pp. 1732-1737, May 2004.
- [29] P. Luo, K. Stoev, F. Liu, M. Lederman, M. Krounbi, M. Re, M. Mallery, G. Bellesis, and S. Marshall, "Experimental study of asymmetry effects in perpendicular recording" **IEEE Trans. Magn.**, vol. 39, no. 5, pp. 2222-2224, September 2003.
- [30] J. B. Foley, and F. M. Boland, "Comparison between steepest descent and LMS algorithms in adaptive filters," **IEEE Proceedings**, vol. 134, pt. F, no. 3, pp. 283-289, June 1987.
- [31] Z. Wu, J. M. Cioffi, and K. D. Fisher "A MMSE interpolated timing recovery scheme for the magnetic recording channel," **ICC'97 Proceedings**, vol. 3, pp. 1625-1629, 1997.
- [32] H. N. Bertram, **Theory of magnetic recording**. Cambridge: Cambridge University Press, 1994.
- [33] H. K. Thapar and A. M. Patel, "A class of partial response systems for increasing storage density in magnetic recording," **IEEE Trans. Magn.**, vol. 23, no. 5, pp. 3666-3668, September 1987.
- [34] J. Moon and L. R. Carley, "Performance comparison of detection methods in magnetic recording," **IEEE Trans. Magn.**, vol. 26, pp. 3155-3172, November 1990.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ภาคผนวก ก.

### ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

1. K. Boonserm, R. Sivaratana, K. Pornpitakpong, S. Supnithi, “**A Study of Test Time Reduction of FIR Tap Optimization with LMS Algorithm in Recording Head Testing Process,**” The 2009 ECTI International Conference, Vol. 2, pp. 1159-1162, 2009.
2. K. Boonserm, S. Supnithi, “**GUI-Based Read Channel Simulation Tools in Magnetic Recording System,**” The 23<sup>rd</sup> International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications (ITC-CSCC 2008), pp. 925-928, 2008.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Using steepest descent algorithm, the coefficients at time  $k$   $\mathbf{c}_k = [c_{k,0}, \dots, c_{k,N-1}]$  can be used to compute the coefficients at time  $k+1$ , i.e.,

$$\mathbf{c}_{k+1} = \mathbf{c}_k - \frac{\mu}{2} \nabla f(\mathbf{c}_k), \quad (13)$$

with

$$\begin{aligned} \nabla f(\mathbf{c}_k) &= 2\mathbf{R}_{ss}\mathbf{c} - 2\mathbf{p} \\ &= 2E[e_k \mathbf{s}_k]. \end{aligned} \quad (14)$$

In LMS algorithm, the expectation operator is omitted from (14), consequently, the filter coefficients at time  $k+1$  in (13) can be updated by the following equation

$$\mathbf{c}_{k+1} = \mathbf{c}_k - \mu e_k \mathbf{s}_k, \quad (15)$$

where  $\mu$  is the step size to adapt the coefficients. Note that all  $N$  coefficients are adapted simultaneously. The performance of LMS equalizer in terms of convergence typically depends on the step size  $\mu$ . Large step size leads to faster convergence, but with high MSE, while small one leads to the opposite outcome. With LMS algorithm used for tap optimization, the criterion is not BER but rather the MSE.

### V. SIMULATION RESULTS AND DISCUSSIONS

In this section, we investigate the effects of various parameters on convergent times. In addition, the amount of testing time between the conventional method and the LMS method are compared. In Fig. 3, the relationship between the number of FIR taps and amount of testing time  $S$  of the combinatorial-based method is plotted. As the filter has longer taps, the required testing time of the conventional method is higher. In a read channel chip with  $N = 10$  and  $K = 32$ , the testing time  $S = 640$ . Note that for each pair of even-odd number of taps, we have the same testing time due to the combinatorial formula in (3).

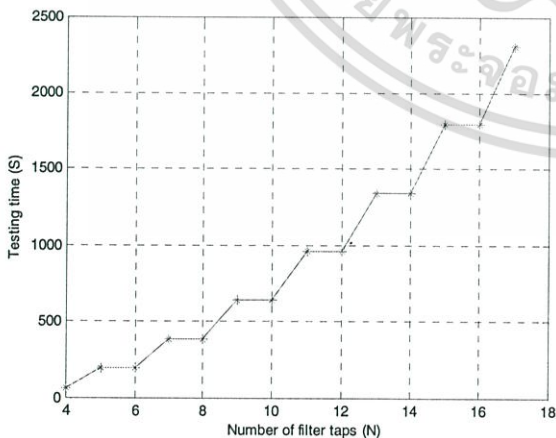


Fig. 3. Effects of number of filter taps on the test time of combinatorial-based method.

For the LMS method, the PR target considered is EPR4 target with polynomial  $H(D) = 1 + D - D^2 - D^3$ . The adaptive equalizer is an 11-tap FIR filter. The signal-to-noise ratio (SNR) is defined as  $SNR(\text{dB}) = 10 \log_{10}(E_i/N_0)$ , where  $E_i$  is the energy of the channel impulse response.

The SNR level generally affects the convergent time, from the simulation, at the SNR below 20 dB, the coefficients will diverge since the obtained MSE is greater than 5%, however, at the SNR above 20 dB, they will converge to the optimal coefficients since the MSE is lower than 5%. The MSE percentage is in fact variable depending on the applications of LMS algorithm. The convergent time as a function of the number of iterations for SNR = 20, 30 and 40dB are illustrated in Fig. 4. All coefficients are initialized to an all-zero vector. Even though, the SNR levels do not make a distinct difference on the convergent time for this range of SNR, but the step sizes do. In this case, the convergent time decreases significantly as the step size increases from 0.002 to 0.01. With the step size from 0.03 to 0.07, the convergence tends to behave similarly with the convergent time to be around 100. At SNR = 20 dB, the 11-tap converged filter coefficients  $\mathbf{c}$  with the step size ( $\mu$ ) = 0.01 is found to be  $\mathbf{c} = [0.0099 - 0.0201 \ 0.2020 \ -0.0325 \ -1.7062 \ -0.0429 \ 1.8883 \ -0.0764 \ -0.3010 \ 0.1095 \ -0.0753]$ .

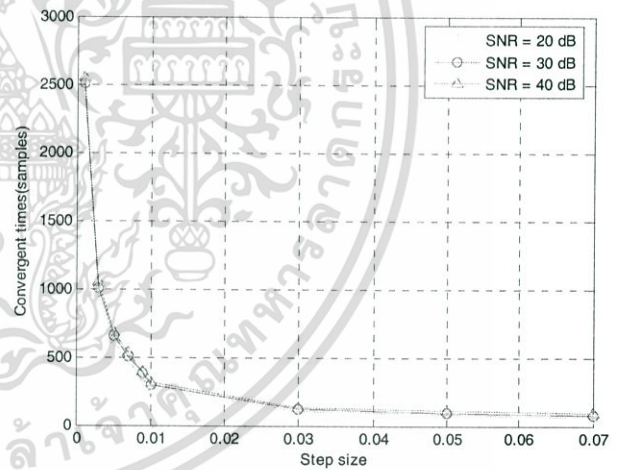


Fig. 4. Effects of step sizes and SNRs on the convergent time.

Using the optimal coefficients from the last ones at SNR = 20 dB, we then initialize the filter coefficients to deviate from the optimal ones by a certain percentage, and study the effects on the convergent time. The SNR used here is 20 dB. The possible step sizes follow the practical allowable range, i.e., 1/128, 1/64, 1/32 and 1/16. In this case, filter coefficients are directly updated by the LMS algorithm with infinite resolution. From Fig. 5, it is evident that larger deviation from the true values and smaller step size both result in longer time to converge. If we set the deviation to far from the optimal ones such as 40%, the convergent time is maximum at 500 with step size = 1/128.

Using steepest descent algorithm, the coefficients at time  $k$   $\mathbf{c}_k = [c_{k,0}, \dots, c_{k,N-1}]$  can be used to compute the coefficients at time  $k+1$ , i.e.,

$$\mathbf{c}_{k+1} = \mathbf{c}_k - \frac{\mu}{2} \nabla f(\mathbf{c}_k), \quad (13)$$

with

$$\begin{aligned} \nabla f(\mathbf{c}_k) &= 2\mathbf{R}_{ss}\mathbf{c} - 2\mathbf{p} \\ &= 2E[e_k \mathbf{s}_k]. \end{aligned} \quad (14)$$

In LMS algorithm, the expectation operator is omitted from (14), consequently, the filter coefficients at time  $k+1$  in (13) can be updated by the following equation

$$\mathbf{c}_{k+1} = \mathbf{c}_k - \mu e_k \mathbf{s}_k, \quad (15)$$

where  $\mu$  is the step size to adapt the coefficients. Note that all  $N$  coefficients are adapted simultaneously. The performance of LMS equalizer in terms of convergence typically depends on the step size  $\mu$ . Large step size leads to faster convergence, but with high MSE, while small one leads to the opposite outcome. With LMS algorithm used for tap optimization, the criterion is not BER but rather the MSE.

#### V. SIMULATION RESULTS AND DISCUSSIONS

In this section, we investigate the effects of various parameters on convergent times. In addition, the amount of testing time between the conventional method and the LMS method are compared. In Fig. 3, the relationship between the number of FIR taps and amount of testing time  $S$  of the combinatorial-based method is plotted. As the filter has longer taps, the required testing time of the conventional method is higher. In a read channel chip with  $N = 10$  and  $K = 32$ , the testing time  $S = 640$ . Note that for each pair of even-odd number of taps, we have the same testing time due to the combinatorial formula in (3).

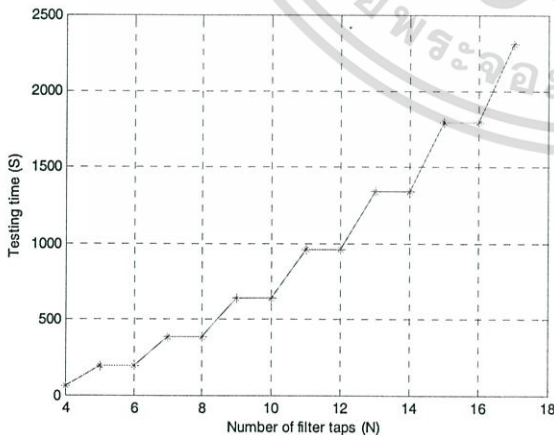


Fig. 3. Effects of number of filter taps on the test time of combinatorial-based method.

For the LMS method, the PR target considered is EPR4 target with polynomial  $H(D) = 1 + D - D^2 - D^3$ . The adaptive equalizer is an 11-tap FIR filter. The signal-to-noise ratio (SNR) is defined as  $SNR(\text{dB}) = 10 \log_{10}(E_i/N_0)$ , where  $E_i$  is the energy of the channel impulse response.

The SNR level generally affects the convergent time, from the simulation, at the SNR below 20 dB, the coefficients will diverge since the obtained MSE is greater than 5%, however, at the SNR above 20 dB, they will converge to the optimal coefficients since the MSE is lower than 5%. The MSE percentage is in fact variable depending on the applications of LMS algorithm. The convergent time as a function of the number of iterations for SNR = 20, 30 and 40dB are illustrated in Fig. 4. All coefficients are initialized to an all-zero vector. Even though, the SNR levels do not make a distinct difference on the convergent time for this range of SNR, but the step sizes do. In this case, the convergent time decreases significantly as the step size increases from 0.002 to 0.01. With the step size from 0.03 to 0.07, the convergence tends to behave similarly with the convergent time to be around 100. At SNR = 20 dB, the 11-tap converged filter coefficients  $\mathbf{c}$  with the step size ( $\mu$ ) = 0.01 is found to be  $\mathbf{c} = [0.0099 - 0.0201 \ 0.2020 \ -0.0325 \ -1.7062 \ -0.0429 \ 1.8883 \ -0.0764 \ -0.3010 \ 0.1095 \ -0.0753]$ .

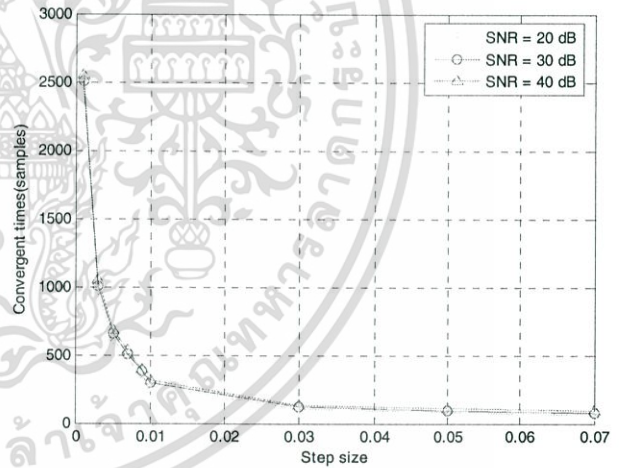


Fig. 4. Effects of step sizes and SNRs on the convergent time.

Using the optimal coefficients from the last ones at SNR = 20 dB, we then initialize the filter coefficients to deviate from the optimal ones by a certain percentage, and study the effects on the convergent time. The SNR used here is 20 dB. The possible step sizes follow the practical allowable range, i.e.,  $1/128, 1/64, 1/32$  and  $1/16$ . In this case, filter coefficients are directly updated by the LMS algorithm with infinite resolution. From Fig. 5, it is evident that larger deviation from the true values and smaller step size both result in longer time to converge. If we set the deviation to far from the optimal ones such as 40%, the convergent time is maximum at 500 with step size =  $1/128$ .

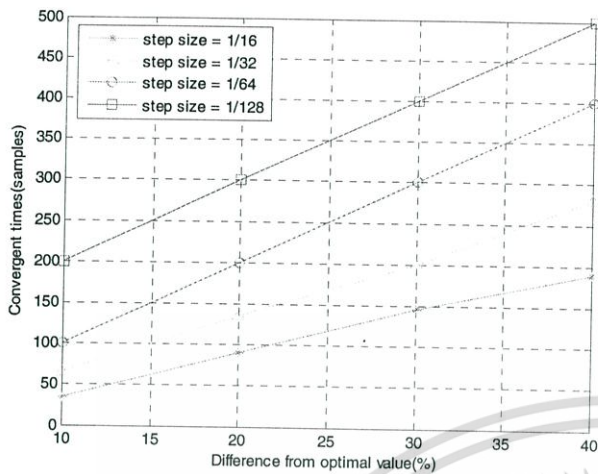


Fig. 5. Effects of step sizes on the convergent time for floating-point filter coefficients.

Next, we consider the fixed-point filter coefficients with 8-bit resolution. The simulation results similar to Fig. 5 are then shown in Fig. 6. Also plotted in this figure is the amount of time required for conventional method with  $K = 32$ , i.e.,  $S = 640$  times. In this case, the convergent times of LMS method are higher than the conventional one compared with the floating-point coefficients. For example, with 10% deviation from optimal values, the convergent times increase from 40 to 50 at step size 1/16 and 200 to 250 at step size 1/128.

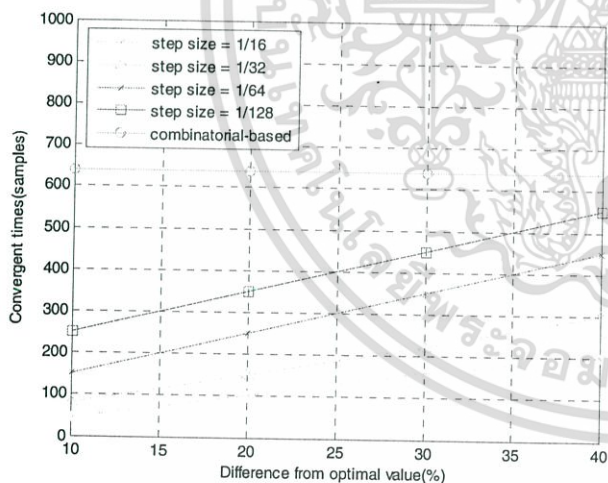


Fig. 6. Effects of step size on convergent rate for 8-bit resolution.

The performance of the system that used the LMS algorithm to find the optimal coefficients is shown in Fig. 7. If the step size is small, the BER of the system will low, but the convergent times will high. However, although we use the LMS algorithm with step size = 1/128 to obtain the best performance, the convergent times to get the optimal coefficients are less than the combinatorial-based method.

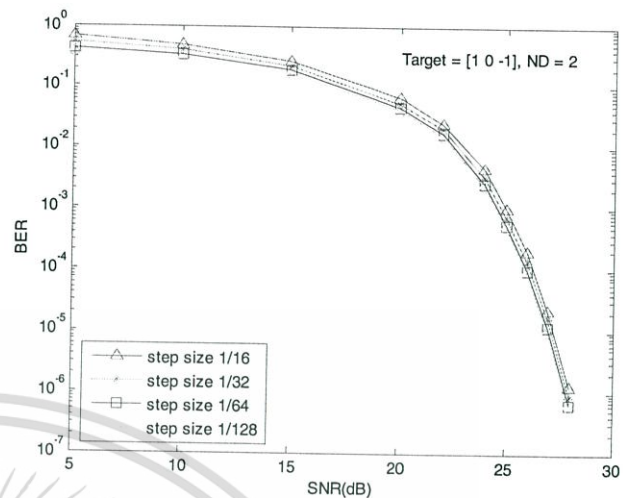


Fig. 7. Effects of step size on performance of the system.

## VI. CONCLUSIONS

The proposed method for FIR tap optimization proves to be efficient compared with the conventional combinatorial test method. An advantage is in adjusting all  $N$  coefficients rather than each pair at a time to search for optimal values. The convergent times evidently depend on the initial values of coefficients, step size and resolution issue. The SNR, however, does not significantly affect the test time. With initial coefficients close to the optimal values, based on the read channel chip specification, the LMS method will lead to even faster convergence.

## ACKNOWLEDGEMENT

This work is fully supported by National Electronics and Computer Technology centre (NECTEC) and I/U CRC in Data Storage Technology and Applications (D\*STAR), King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, under grant code: HDDA50-010M. We would like to acknowledge Seagate Technology (Thailand) Inc. especially Mr. Taree Boonsirichai for the use of facilities and complete support.

## REFERENCES

- [1] J. Himle, M. K. Greenwell and R. W. Cross, "Drive-Level Instabilities Correlated to Quasi-Static Field Testing," *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 32, No. 5, pp. 1675 – 1677.
- [2] J. Zhu and M. Loera, "Amplitude and Asymmetry Correlation Study Between Quasi-Static and Dynamic Electrical Testing of MR Sensors," *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 34, No. 4, pp. 1525 – 1527.
- [3] D. J. Tyner and J. G. Proakis, "Partial Response Equalizer Performance in Digital Magnetic Recording Channels," *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 29, No. 6, pp. 4194 - 4208, November 1993.
- [4] G. D. Forney Jr., "The Viterbi Algorithm," *IEEE Proceedings*, IT-61(3):363-378, March 1972.
- [5] B. Vasic and E. M. Kurtas. "Coding and signal processing for Magnetic Recording Systems" CRC Press, 2005.

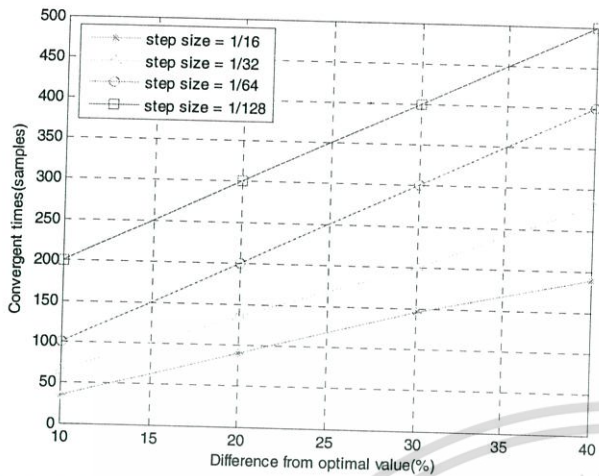


Fig. 5. Effects of step sizes on the convergent time for floating-point filter coefficients.

Next, we consider the fixed-point filter coefficients with 8-bit resolution. The simulation results similar to Fig. 5 are then shown in Fig. 6. Also plotted in this figure is the amount of time required for conventional method with  $K = 32$ , i.e.,  $S = 640$  times. In this case, the convergent times of LMS method are higher than the conventional one compared with the floating-point coefficients. For example, with 10% deviation from optimal values, the convergent times increase from 40 to 50 at step size 1/16 and 200 to 250 at step size 1/128.

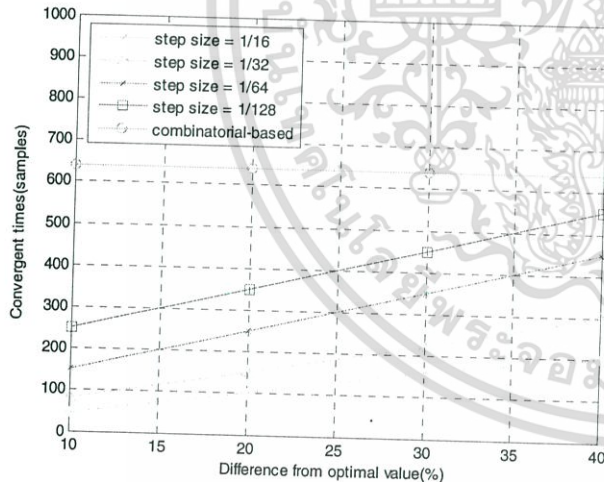


Fig. 6. Effects of step size on convergent rate for 8-bit resolution.

The performance of the system that used the LMS algorithm to find the optimal coefficients is shown in Fig. 7. If the step size is small, the BER of the system will low, but the convergent times will high. However, although we use the LMS algorithm with step size = 1/128 to obtain the best performance, the convergent times to get the optimal coefficients are less than the combinatorial-based method.

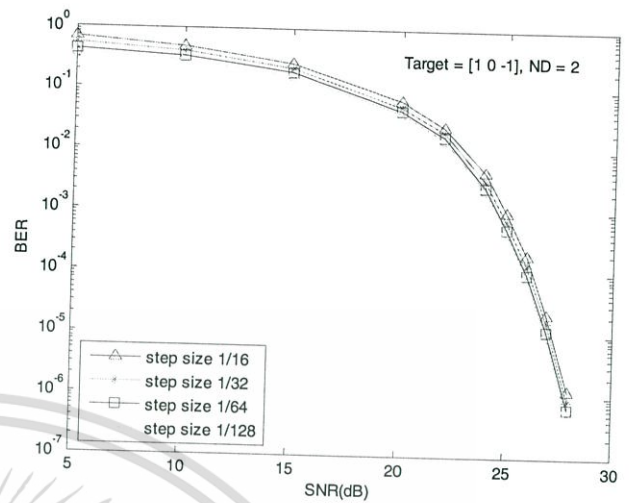


Fig. 7. Effects of step size on performance of the system.

## VI. CONCLUSIONS

The proposed method for FIR tap optimization proves to be efficient compared with the conventional combinatorial test method. An advantage is in adjusting all  $N$  coefficients rather than each pair at a time to search for optimal values. The convergent times evidently depend on the initial values of coefficients, step size and resolution issue. The SNR, however, does not significantly affect the test time. With initial coefficients close to the optimal values, based on the read channel chip specification, the LMS method will lead to even faster convergence.

## ACKNOWLEDGEMENT

This work is fully supported by National Electronics and Computer Technology centre (NECTEC) and I/U CRC in Data Storage Technology and Applications (D\*STAR), King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, under grant code: HDDA50-010M. We would like to acknowledge Seagate Technology (Thailand) Inc. especially Mr. Tatre Boonsirichai for the use of facilities and complete support.

## REFERENCES

- [1] J. Himle, M. K. Greenwell and R. W. Cross, "Drive-Level Instabilities Correlated to Quasi-Static Field Testing," *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 32, No. 5, pp. 1675 – 1677.
- [2] J. Zhu and M. Loera, "Amplitude and Asymmetry Correlation Study Between Quasi-Static and Dynamic Electrical Testing of MR Sensors," *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 34, No. 4, pp. 1525 – 1527.
- [3] D. J. Tyner and J. G. Proakis, "Partial Response Equalizer Performance in Digital Magnetic Recording Channels," *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 29, No. 6, pp. 4194 - 4208, November 1993.
- [4] G. D. Forney Jr., "The Viterbi Algorithm," *IEEE Proceedings*, IT-61(3):363-378, March 1972.
- [5] B. Vasic and E. M. Kurtas, "Coding and signal processing for Magnetic Recording Systems" CRC Press, 2005.

# GUI-Based Read Channel Simulation Tools in Magnetic Recording System

Kitiyaporn Boonserm<sup>1</sup> and Pornchai Supnithi<sup>2</sup>

<sup>1,2</sup> Faculty of Engineering and Data Storage Technology and Applications Research Center (D\*STAR)

King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang

3 Moo 2 Chalongkrung Rd., Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand

E-mail: <sup>1</sup>s0060952@kmitl.ac.th, <sup>2</sup>ksupornc@kmitl.ac.th

Keywords: Read Channel, Magnetic Recording System, GUI tools

**Abstract:** This paper presents a simulation and visualization tool for the read channel in magnetic recording system based on MATLAB and GUI tools. The system consists of read-back signal generator, low-pass filter (LPF), FIR equalizer, Viterbi detector and Graphical user interface (GUI) structure. Simulation results show the signals of each component in read channel model and users can modify important relevant parameters in each subsystem.

## 1. Introduction

To understand signal processing in magnetic recording system, it is beneficial to learn the functions of each block and see how the signals are changed by each process. The learning tool we present is to help visualize the operation of realistic channel model in magnetic recording system. The model is close to the real system because it consists of all the important parts in the read channel. Users can modify important parameters and display the resultant signals. In addition, new algorithms can be included and replace existing functions for simulation purpose.

## 2. Magnetic Recording System

A magnetic recording system model is shown in Fig 1. In the writing process, message bits are encoded by error correction code (ECC) [1] encoder. Currently, most hard disk drives employ Reed Solomon (RS) code as ECC [2]. The encoded data are then encoded by modulation encoder to ensure the minimum and maximum run length of 0's in the data sequence. A commonly used code is Run Length Limited (RLL) code. The output data from modulation encoder are then written on the storage media, called recorded bits.

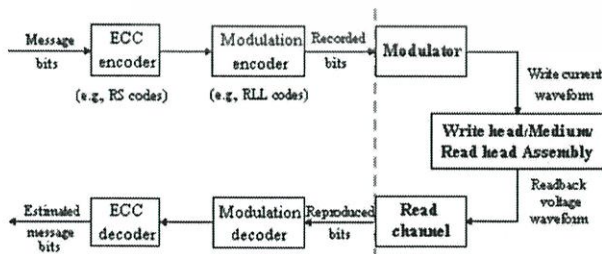


Fig. 1. Magnetic recording system model.

Consequently, recorded bits are sent to the modulator to convert data bits into write current waveform and then to the write head for writing the data on the storage media. In magnetic recording system, information is stored in the transition of magnetic polarities. In the reading process, the read head senses the magnetic transition from the storage media. When it moves to magnetic transition zone, it reads out the voltage waveform, called read-back signal. The read-back signal is then sent for processing in read channel circuits consisting of low-pass filter (LPF), analog-to-digital (A/D) converter, FIR equalizer [3] and Viterbi detector [4]. The combination of partial response (PR) target and Viterbi detector is often termed "PRML." The output data are decoded by modulation decoder and ECC decoder, respectively, to produce estimate of message bits.

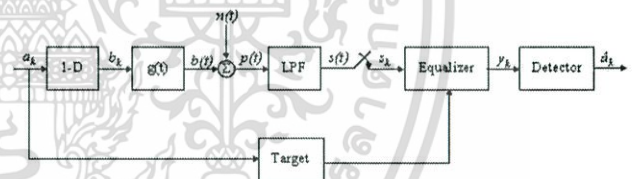


Fig 2. Read channel model.

The read channel model is shown in Fig 2. Sequential binary input data  $a_k \in \{0, 1\}$  with period  $T$  are sent to the ideal differentiator  $1-D$ , where  $D$  is a delay. This changes data to  $b_k \in \{-2, 0, 2\}$ , where  $b_k = \pm 2$  is a positive transition or negative transition and  $b_k = 0$  represents no transition change. The signal  $b_k$  will be sent through the recording channel with isolated response  $g(t)$ . For longitudinal channel,  $g(t)$  is defined as

$$g(t) = \frac{1}{1 + \left(\frac{2t}{PW_{50}}\right)^2}, \quad (1)$$

where  $PW_{50}$  is the pulse width of  $g(t)$  at half of the maximum amplitude. For perpendicular channel,  $g(t)$  is defined as

$$g(t) = \text{erf}\left(\frac{2t\sqrt{\ln 2}}{PW_{50}}\right), \quad (2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

where  $PW_{50}$  is the pulse width of  $g'(t)$  or differential of  $g(t)$  at half of the maximum amplitude. An error function is defined as

$$\text{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt. \quad (3)$$

The noise corrupted read-back signal  $p(t)$  can be written as

$$p(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} b_k \cdot g(t - kT) + n_k, \quad (4)$$

where  $n_k$  is sampled additive white Gaussian noise (AWGN). The read back signal  $p(t)$  is then filtered with a low-pass filter to remove out-of-band noise. Consequently, the resulting signal is sampled by the A/D converter. Sampling data are then sent to FIR equalizer which shapes the original ISI into partial response (PR) target, and sent to a Viterbi detector, respectively, to search for possible sequential input data, an approximate value of  $a_k$  or  $\hat{a}_k$ . The commonly used detector in magnetic recording systems is a Viterbi detector, however, in future generation, to exploit iterative processing, it is most likely replaced by soft-out Viterbi detector (SOVA).

### 3. Evaluation Tool

We use MATLAB program to build this simulation tool of the magnetic recording system. For building this simulation tool, we implement two tasks. The first task includes writing MATLAB function of each component and the other is Graphical user interface (GUI) construction. The functions of read-back signal generator, LPF, FIR equalizer and Viterbi detector are constructed. For each component, important input parameters are displayed for modification by users. On each GUI page, users can modify parameters on the left side, and the results are displayed on the right side. When the "Simulate" button is pressed, the program gets all parameters into the input variables, and calls the function to simulate the process of read channel. And then it keeps the output of signal into the output variables. After that, when the "Display" or "Plot" button is pressed, the program takes output variables, plot the graph and display.

### 4. Results

Initially, we show the simulation of isolated pulse and dibit pulse response of longitudinal and perpendicular channel that compare the results in different ND, where ND is a normalized recording density and it is defined as

$$ND = \frac{PW}{T}, \quad (5)$$

where  $T$  is a period of each bit. "Isolated pulse" is a one bit transition response that is  $g(t)$  and "Dibit pulse" is two bits transition response that is defined as

$$m(t) = g(t) - g(t - T). \quad (6)$$

Let  $T$  is a constant value. If normalized density increases, amplitude of transition pulse response will decrease and the signal will spread into many periods. Adjacent transition pulse response will overlap.

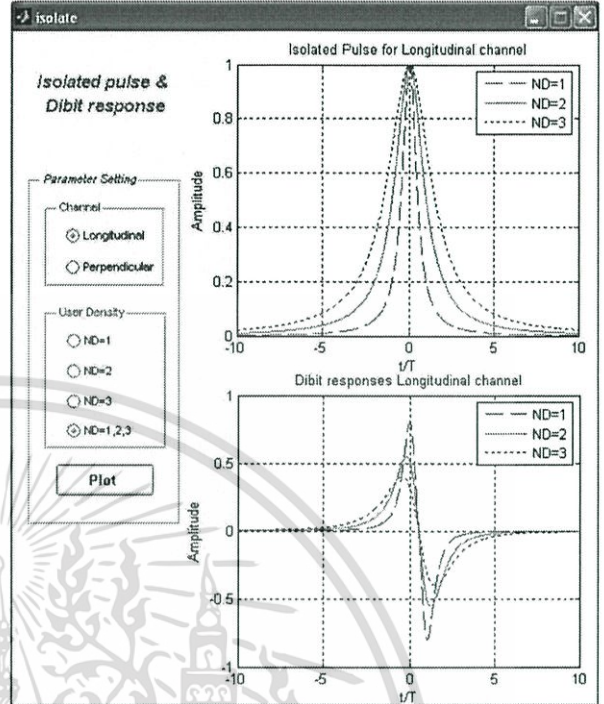


Fig. 3. Isolated pulse & Dibit response of Longitudinal channel.

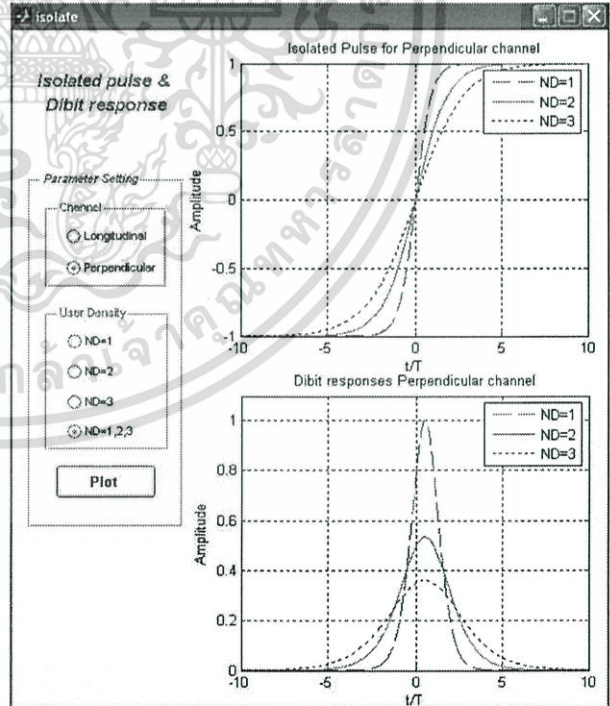


Fig. 4. Isolated pulse & Dibit response of Perpendicular channel.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

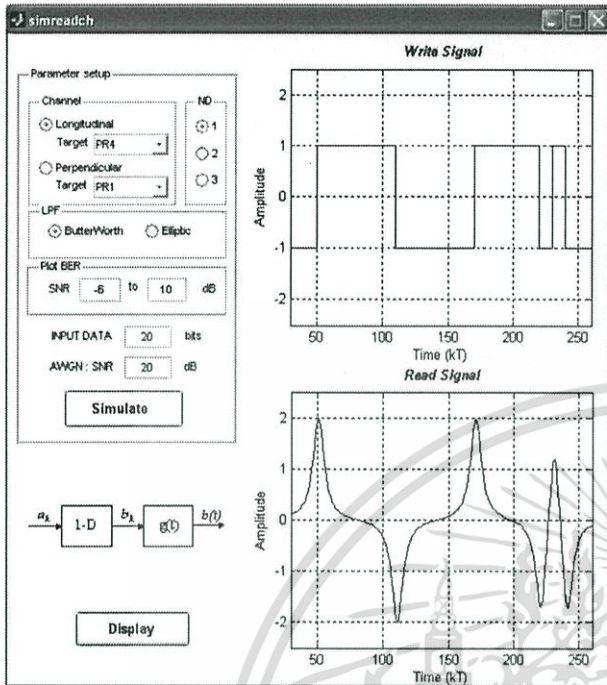


Fig. 5. The write signal and read-back signal without noise.

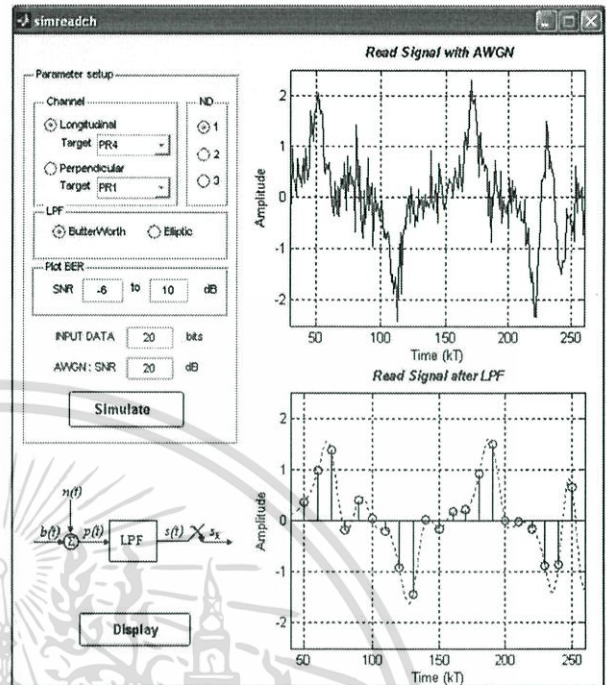


Fig. 6. The read-back signal with AWGN (20dB) and the signal after LPF with sampling signal.

Therefore, inter-symbol-interference (ISI) in the read-back signal increases when normalized density increases. Results of the isolated pulse and dibit pulse response of longitudinal channel are shown in Fig. 3 and the isolated pulse and dibit pulse response of perpendicular channel are shown in Fig. 4.

To run the read channel simulation tool, set the input data "20 bits," channel "longitudinal," target "PR4," AWGN "20 dB," type of LPF "Butterworth," SNR for plot Bit error rate (BER) "-6 to 10" dB, and "ND = 1." For longitudinal channel, in the case of negative-to-positive transition, the read-back signal shows positive peak, but for positive-to-negative transition, the negative peak appears. Multiple adjacent transitions cause lower amplitude of the read-back signal as shown in Fig. 5. The obtained read-back signal is then added with AWGN noise to produce realistic signal. The intensity of noise depends on the target signal-to-noise ratio (SNR). After the read-back signal is filtered with LPF to remove out-of-band noise, the smoothed output signal is shown in Fig. 6. In the "Signal after LPF" figure, the sampled discrete sequence is shown; the dotted line represents corresponding analog signal. Then the signal is adjusted by equalizer for "target response" that is result of input data convolution with target, and sent to the Viterbi detector to find possible data and calculate BER of the system. Signal after the equalizer and BER graph are shown in Fig. 7.

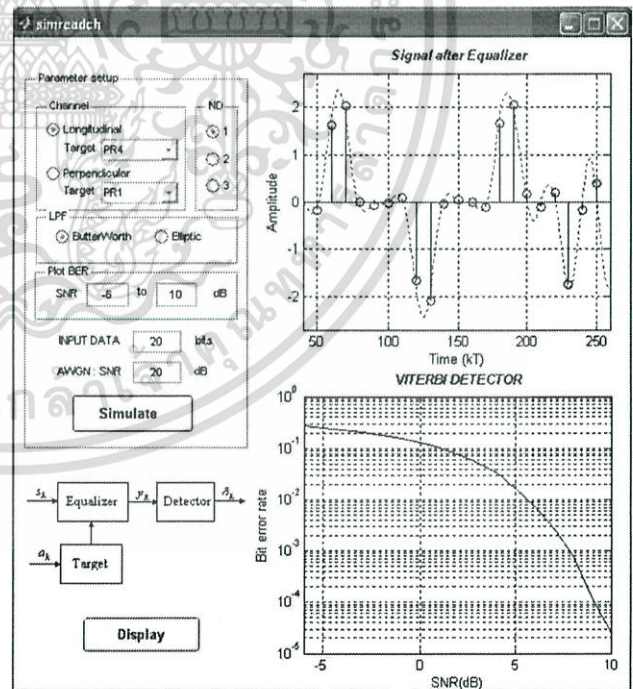


Fig. 7. Signal after the equalizer and BER graph.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 5. Conclusions

Read channel simulation tools help visualize the write signal, read-back signal without noise, read-back signal with AWGN, the signal after LPF with sampling signal, the signal after equalizer and BER graph respectively. They clearly show the signals in each part and variation of the signals when users modify parameters. This simulation is a good learning tool for studying the read channel in magnetic recording system with the theory of the read channel model.

## Acknowledgement

This work was supported by National Electronics and Computer Technology centre (NECTEC), Data Storage Technology and Applications Research Center (D\*STAR) under grant HDDA50-010M.

## Reference

- [1] J. Miller and K. Wolf. "High Code Rate Error Correction Code Design for Partial Response Systems" IEEE Tran. Mag., Vol. 37, No. 2, pp. 704-707, March 2001.
- [2] B. Sklar "Reed-Solomon Codes" Prentice-Hall, 2001.
- [3] S. K. Nair, H. Shafiee and J. Moon. "Equalization and Detection in Storage Channels" IEEE Trans. Mag., Vol. 32, No. 5, pp. 5206-5217, September 1996.
- [4] G. D. Forney Jr. "The Viterbi Algorithm" IEEE Proceeding, IT-61(3):363-378. March 1972.
- [5] B. Vasic and E. M. Kurtas. "Coding and signal processing for Magnetic Recording Systems" CRC Press, 2005.



## ประวัติผู้เขียน

ผู้เขียน นางสาวกิตติยาภรณ์ บุญเสริม  
 วัน เดือน ปีเกิด 23 กรกฎาคม พ.ศ. 2528  
 สถานที่เกิด กรุงเทพมหานคร  
 ปริญญา วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม  
 สถานศึกษา ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม  
 คณะวิศวกรรมศาสตร์  
 สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
 พ.ศ. 2550

### งานวิจัยที่สนใจ

การประมวลผลสัญญาณภายในช่องสัญญาณอ่านของระบบบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็ก และงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

### งานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

1. K. Boonserm, R. Sivaratana, K. Pornpitakpong, S. Supnithi, "A Study of Test Time Reduction of FIR Tap Optimization with LMS Algorithm in Recording Head Testing Process," The 2009 ECTI International Conference, Vol. 2, pp. 1159-1162, 2009.
2. K. Boonserm, S. Supnithi, "GUI-Based Read Channel Simulation Tools in Magnetic Recording System," The 23<sup>rd</sup> International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications (ITC-CSCC 2008), pp. 925-928, 2008.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้